

ALGERIAN



J

ournal

O

f

T

echnology

*Electronique
Informatique
Electro-technique
Automatique
Energétique
Génie industriel
Génie Physique
Matériaux
Métallurgie*

Séries B et C

Volume 10 - N° 1

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE PUBLICATION

ISSN 1111 - 357 X

1994

ALGERIAN



J

ournal

O

f

T

echnology

*Electronique
Informatique
Electro technique
Automatique
Energétique
Génie industriel
Génie Physique
Matériaux
Métallurgie*

Séries B et C

Volume 10 - N° 1

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE PUBLICATION

ISSN 1111 - 357 X

1994

Responsable de la Publication : B. TILIOUINE

Directeur de la Redaction : A. ZERGUERRAS

COMITE DE REDACTION

Serie A

Section Génie-Civil :

P.Y. Bard - LCPC Paris et Univ. J. Fourier - France
E. Flavigny - IMG - EHMG - Grenoble - France
B. Tiliouine - EMP - Alger - Algérie
A. Charif - Université de Batna - Algérie
M. Berrah - EMP - Alger - Algérie

Section Mines :

J.F. Thimus - UCL - Belgique
S. Guerrak - EMP - Alger - Algérie
A. Ait-Yahiatène - EMP - Alger - Algérie
B. Mohamed Aguid - EMP - Alger - Algérie

Section Hydraulique :

P. Foray - INPG - France
C. Thirriot - INPT (ENSEEIH) - Toulouse - France
Y. Zech - UCL - Belgique
M. Besbes - EMIT - Tunis - Tunisie
A. Kettab - EMP - Alger - Algérie

Serie B

Section Electronique, Télécommunications et Informatique

H. Baudran - INPT - Toulouse - France
G. Dubost - Université de Rennes 1 - France
A. Vander Vorst - UCL - Belgique
B. Sansal - USTHB - Alger - Algérie
A. Chekina - EMP - Alger - Algérie
A. Farah - EMP - Alger - Algérie
A. Zerguerras - EMP - Alger - Algérie
M. Benhamadi - Directeur du C.E.R.I.S.T. - Algérie
M. Mrayati - Directeur du Hias - Damas - Syrie
B. Derras - EMP - Alger - Algérie

Section Electrotechnique et Electronique de Puissance

A. Beroual - EMP - Alger - Algérie
M.E.H. Zaim - EMP - Alger - Algérie
A. Boubekeur - EMP - Alger - Algérie
A. Bensenouci - EMP - Alger - Algérie
S. Leulmi - Université de Skikda - Algérie
L. Refoufi - INELEC - Boumerdes - Algérie
M.S. Boucherit - EMP - Algérie
M.O.H. Mahmoudi - EMP - Algérie

Section Intelligence Artificielle *

M.E.H. Aggoune - Univ. Washington - Seattle - USA
Z. Haddad - EMP - Alger - Algérie
A. Farah - EMP - Alger - Algérie

Section Automatique, Contrôle et Robotique

M.K. M'Sirdi - LRP Paris 6 - France
F. Boudjemaa - EMP - Alger - Algérie
M.F. Chigara - EMP - Alger - Algérie

M.S. Ait-Cheikh - EMP - Alger - Algérie
A. Zerguerras - EMP - Alger - Algérie
A. Louam - EMP - Alger - Algérie

Section Mécanique et Construction Mécanique

B. Nacib - Université de Constantine - Algérie
S. Rechak - EMP - Alger - Algérie

Section Energétique et Conversion d'Energie

M.A. Ait-Ali - EMP - Alger - Algérie
A. Gahmousse - EMP - Alger - Algérie
B. Benyoucef - Université de Tlemcen - Algérie

Section Génie-Industriel

A. Ouabdesselam - EMP - Alger - Algérie
N. Aboun - EMP - Alger - Algérie
O. Belmokhtar - EMP - Alger - Algérie
H. Bencherif - EMP - Alger - Algérie
Z. Haddad - EMP - Alger - Algérie
L. Kerbache - ESC - Rennes - France
M. Bellag - P.D.G. S.P.A. (EMICAB) - Algérie

Serie C

Section Physique et Génie Physique

T. Mohamed-Brahim - USTHB - Alger - Algérie
A. Bouabdellah - USTHB - Alger - Algérie
M. Benchaala - USTHB - Alger - Algérie
A. Kacher - EMP - Alger - Algérie
T.H. Zerguini - USTHB - Alger - Algérie
F. Menas - EMP - Alger - Algérie

Section Matériaux

M. Bendaoud - USTHB - Alger - Algérie
A. Beroual - EMP - Alger - Algérie

Section Métallurgie

D. Treheux - Ecole Centrale de Lyon - France
B. Bouzabata - Université de Annaba - Alger - Algérie
M. Mesrati - EMP - Alger - Algérie

Serie D

Section Chimie, Génie-Chimique et Génie des Procédés

J.M. Lessière - ENSCV - Montpellier - France
R. Leenaerts - UCL - Belgique
D. Benachour - Université F. Abbas - Sétif - Algérie
R. Belabbes - EMP - Alger - Algérie
S.E. Chitour - EMP - Alger - Algérie

Section Environnement

A. Gaid - USTHB - Alger - Algérie
R. Kerbachi - EMP - Alger - Algérie
A. Amameria - EMP - Alger - Algérie
M. Nameri - EMP - Alger - Algérie

AVANT PROPOS

Dans le numéro 9 de l'A.J.O.T., notre avant propos tentait une mise au point sur les Revues à Caractère Scientifiques et Techniques. Celles-ci étaient et restent encore l'un des meilleurs moyens pour valoriser le travail de recherche et identifier la communauté des chercheurs.

Dans ce numéro 10 de l'A.J.O.T., nous voudrions procéder à une démarche analogue au sujet des Sociétés et Associations Scientifiques et Techniques. Depuis la loi de 1989, autorisant et réglementant les associations, leur nombre ne cesse de croître au point qu'il n'est pas possible d'en dresser un état exhaustif ici, d'autant plus que toutes ne possèdent pas de Revues permettant de suivre leurs activités.

Les associations algériennes de mathématiques (A.M.A.), de chimie (S.A.C.), de physique (A.A.P.), du développement et de la promotion de la Science et de la Technologie (A.D.P.S.T.), de géologie (S.A.S.G.), de microbiologie (S.A.M.), d'Histoire Naturelle (S.A.H.N.), de Mécanique (A.A.M.), etc., programment et développent de nombreuses activités de leur champ respectif. Les conférences et colloques se déroulent chaque année en nombre significatif ; de nouvelles revues Scientifiques et Techniques sont apparues et continuent de paraître, grâce à ce mouvement associatif bénéfique et cela malgré que la situation sociale actuelle soit particulièrement des plus difficiles et peu favorable à sa dynamique. Quant on laisse les algériens sérieux s'organiser par affinité professionnelle, ils travaillent et produisent. Si les débuts s'affirment maladroits quelque fois, ils constituent néanmoins une expérience salvatrice pour corriger rapidement les erreurs.

Une été moderne ne peut pas se passer des organisations associatives et ce dans la quasi totalité des domaines de la vie active. Les associations à caractère corporatistes introduisent le moins que l'on puisse dire, une déontologie professionnelle, une cohérence intra et inter professionnelle, une réduction des comportements par trop individualistes au profit de ceux faisant jouer la solidarité, la conscience collective et bien d'autres avantages.

Les pouvoirs publics trouvent dans les associations le partenaire social et l'interlocuteur de choix pour mieux organiser et gérer les activités relatives à leurs compétences respectives.

Les associations constituent souvent une force de proposition non négligeable pour les décideurs concernés.

Le secteur des activités technologiques en raison de sa grande diversité n'a pas encore dans le pays sa force de

cohésion, de coordination et d'organisation. A cet effet, nous pensons que le prochain agrément de la Société Algérienne de Technologie (S.A.T.) sera un moyen pour remédier à ces défaillances du moins en grande partie si ce n'est en totalité.

Est-il admissible aujourd'hui d'avoir des ingénieurs et techniciens de tous profils au chômage ? Alors que les domaines relevant de leur compétence connaissent souvent un déficit de main d'oeuvre qualifiée. Les déficits sont accentués quand on s'éloigne des grands centres urbains. Cette situation nourrit bien des problèmes actuels et à venir, pourtant il est possible de la corriger et le plus vite sera le mieux. Que d'exploitations agricoles d'importance ignorent ce que sont les ingénieurs et techniciens agronomes, alors que nombre d'entre eux sont au chômage.

La S.A.T. dans son organisation se veut un espace de concertation et de réflexion pour tous les technologues algériens quelque soit leur filières et qu'ils soient résidents ou non dans le pays. Elle se propose de stimuler la créativité, le dialogue, la compétitivité, la coordination inter-membres et inter-secteurs, le développement dans chacune des branches relevant de sa compétence.

La S.A.T. se fait vocation à promouvoir et à valoriser la Recherche ; à décloisonner les différents opérateurs économiques pour une meilleure coopération capitaliser et à tirer profit du savoir et du savoir-faire technologiques.

La S.A.T. se propose d'apporter au système éducatif les éclairages nécessaires sur les technologies et sur la société en mutation permanente afin qu'il puisse atteindre avec efficience ses principaux objectifs dont entre autres le plein emploi avec une meilleure adéquation formation emploi.

Aux secteurs à caractère stratégiques, la S.A.T. offrira son concours pour les animer, les préserver et les renforcer.

Pour toutes ces raisons nous ne pouvons qu'encourager et contribuer à la création de la S.A.T. ensemble avec les forces productives et universitaires du pays les plus concernées, et le plus tôt serait préférable.

Ahmed ZERGUERRAS.

	Page
1- A. FARAH et A. GOUGAM Systolic array programming via dependency graphs	01
2- N. LOUAM Discrete covariance for time - delayed stochastic inputs to linear systems	11
3- N. LOUAM Commande pré informée	17
4- B. DERRAS Synthèses of IIR digital filters via the modified least squares method	29
5- B. DERRAS Model reduction via a state - Space Based criterion	
6- R. AKSAS et A. ZERGUERRAS Distribution des courants et diagrammes de rayonnement d'antennes microstrips multicouches de forme quelconque en mode quasi T.E.M.	47 73
7- R. AKSAS, A. ZERGUERRAS et M. MOHAMED Etude d'antennes plaques annulaires	83
8- M. HADDADI Application de modèle de Coppolina pour les prévisions d'ensoleillement à l'Algérie	101
9- A. BOUZABIA et A. BEROUAL Génération de bulles Gazeuses dans les diélectriques liquides sous champ électrique divergent	115
10- F. CHIGARA, O. GAOUAR, M. RACHEDI Synthèse d'algorithmes de commandes adaptative à modèle de référence	123
11- S. BENAICHOU Couverture minimale d'un sous ensemble d'attributs, principe de résolution	145
12- M. MESRATI, M. LARIBI, D. TREHEUX Influence des éléments d'addition sur l'adhérence de la Zircone projetée par plasma sur un alliage d'aluminium	169
13- S. MEKHTOUB, M. IVANES Naissance de l'auto amorçage d'une machine asynchrone	183
14- A. OUCAR Commande d'un analyseur de réseaux par micro-ordinateur compatible.	197
15- Selection de colloques.	
16- Selection de livres.	

extension to the primitive method. For programming and simulating systolic arrays onto an existing system, the formal program is translated to a high level language that should be able to express parallel computation. One example of such a language is Occam [4], which is designed to be the programming language for Inmos transputer. The different issues of the methodology used are discussed through the example of matrix algorithm.

2. MULTIMESH REPRESENTATION

A multimesh graph (MMG) is a three-dimensional dependency graph with the following characteristics: nodes only at point defined by integer values in three dimensional-space; unidirectional dependency along the direction of the axes; and dependencies only among nearest neighbour nodes. The transformation process to derive MMG, called algorithm regularization, begins from a recursive structure of the algorithm, called canonical form [3], by the algorithm translation to a fully parallel dependency graph (FPG), and then transforms the FPG to MMG. The FPG is obtained from the symbolic execution of the algorithm, which generates an ordered list of expressions. Let us consider the canonical form of matrix multiplication $A[1-N,1-R]$, $B[1-R,1-M]$

```
For i=1 to N
```

```
For j=1 to M
```

```
  cij = 0
```

```
  For k=1 to R
```

```
    cij = cij + aik . bkj
```

The systolic execution of the algorithm gives the FPG in figure 1. The FPG obtained is transformed into a three dimensional structure by allocating each iteration of the outermost loop (i in the example) to a plane of three dimensional space. But before that, it is necessary to remove properties not allowed in MMG. To do this, data broadcasting is replaced by transmitted data, bidirectional dataflow is eliminated by moving dependent operations to

one side of the data source [3], and non-nearest neighbour dependencies are eliminated by adding delay nodes. The last two properties do not exist in the FPG of matrix multiplication, and the MMG obtained is depicted in figure 2.

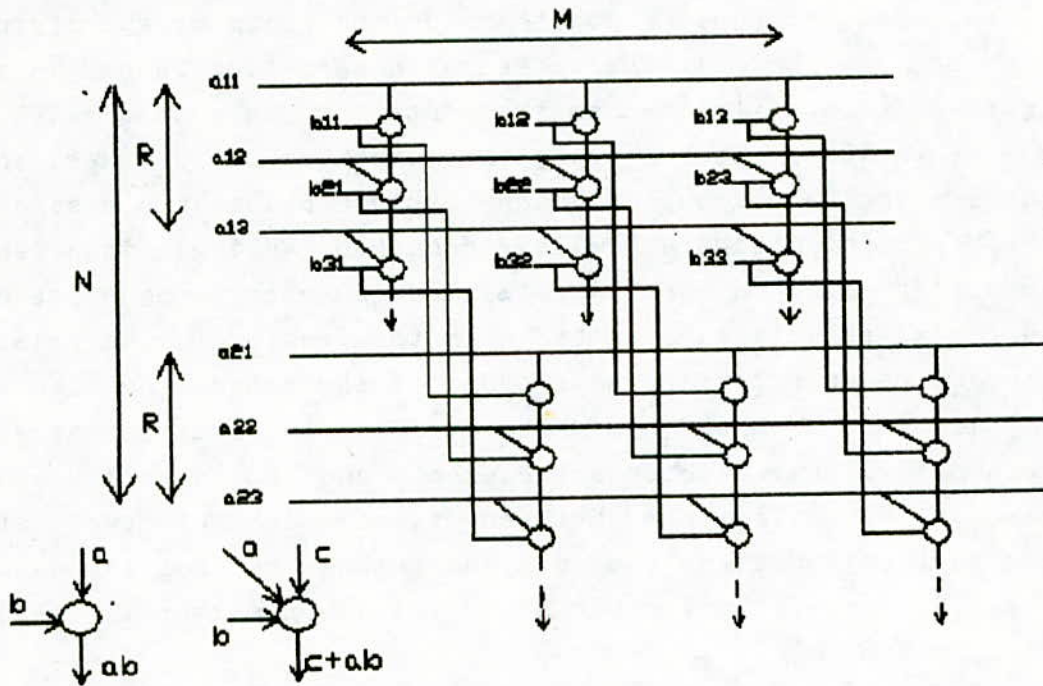


Figure 1: The FPG of AB

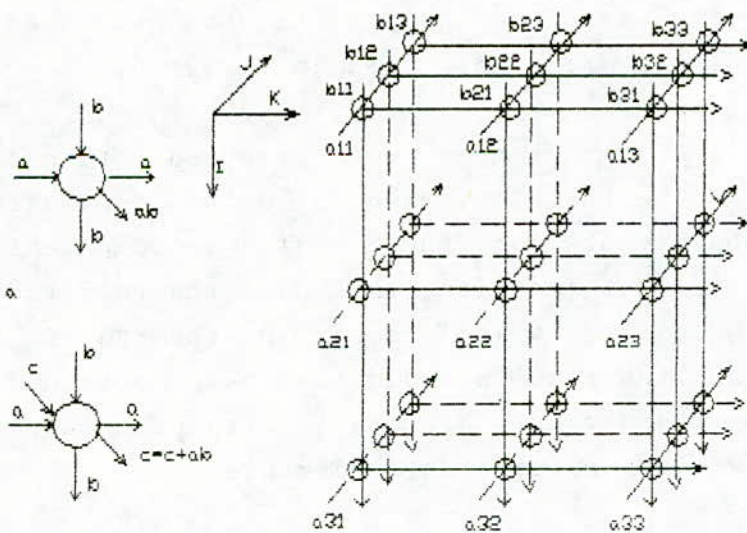


Figure 2: The MMG of AB

3. DERIVATION OF G-GRAPH

In the general approach, the derivation of G-graph from MMG is done: first, by grouping nodes as prisms of size p by q by n which completely traverses one of the three dimensions of the MMG (figure 3); second, scheduling nodes inside the prism by specifying the execution time for all the nodes as integer time index in an ordering that follows the transmitted dataflow in a mesh within the prism, then in all meshes along the direction of the axes; and third, collapsing each group of nodes within a prism into a single G-node as depicted in figure 4. This node has a single input and a single output edge in each direction, which carry sequences of pn and qn data respectively, where n is the length of the prism. Each sequence of data has the same order of the scheduling time of the primitive node in the G-node. However, in the systolic arrays input data occurs only at boundary elements and for dataflow synchronization the difference between time order of two data sequences must be equal to the distance among the corresponding dependent nodes, which is given by: $d[(i,j),(r,s)]=(r-i)+(s-j)$, multiplied by p (or q).

Two successive nodes have $d=1$. Consequently, for matrix operation where we have chosen two types of prism: size $p=q=1$ and $p=q=2$ (the prism direction is k and $n=R$). The obtained G-graph and the input data sequences are as depicted in figure 5.

REMARK: Several systolic arrays have been proposed for matrix algorithm; we consider here the simulation of a two dimensional structure wherein each elements of the results is computed in place in one cell. Hence, it requires unloading the results at the end. IF we had chosen the axis j (or i) of the MMG as the direction of the prisms, the results would have been obtained at the most right nodes of the G-graph, although, this case requires pre-loading of A matrix (or B matrix) data elements.

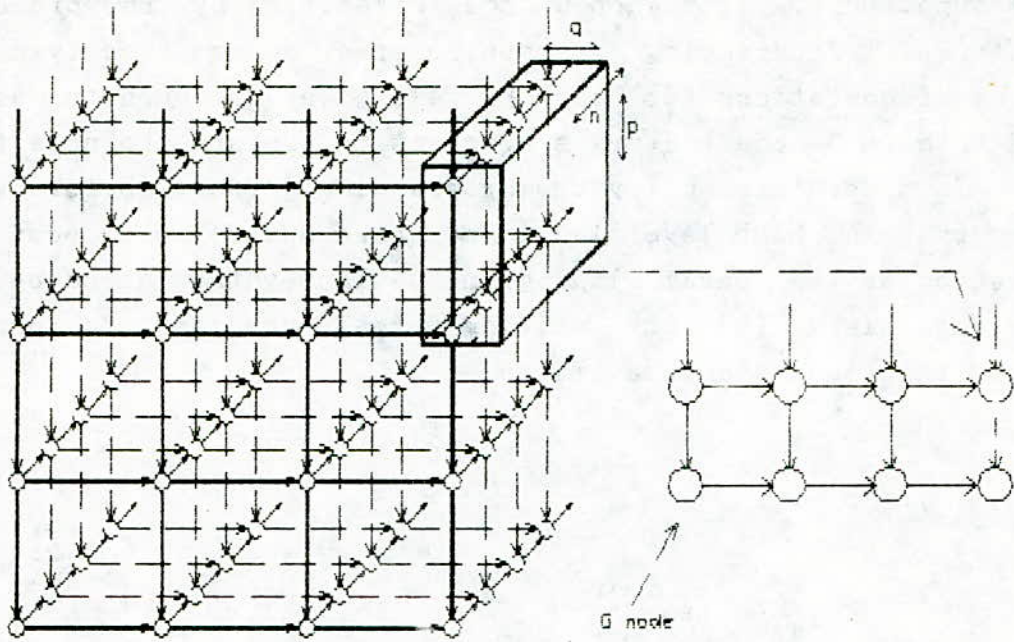


Figure 3: Grouping nodes of an MMG by prisms.

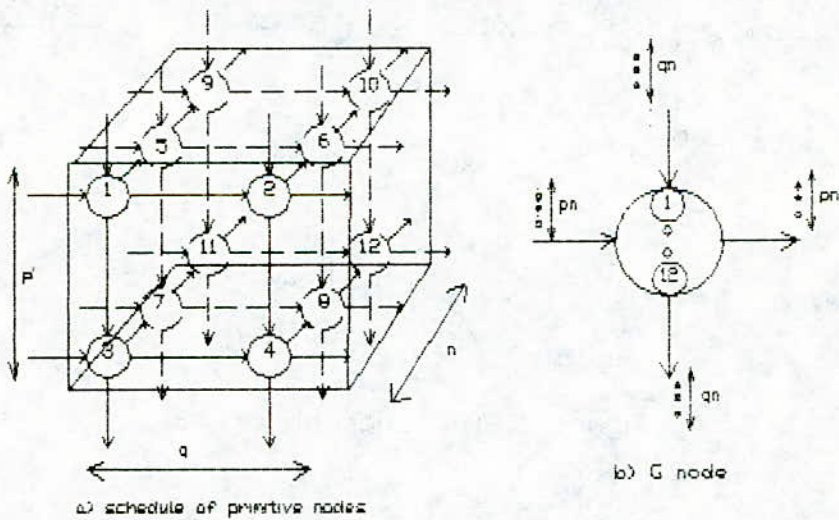


Figure 4: Nodes from a complete prism collapsed onto a G-node.

4. SYSTOLIC ARRAY PROGRAMMING

We assume, here, that each G-node is realized by one processor element (PE). Programming a systolic array means specifying the sequence of operations for each PE [4]. We just need to assign one PE to each G-node and write programs to execute the node functions. In order to simplify the programming effort, before writing programs in high level language (here Occam) we propose the utilization of the parallel program design syntax introduced by Chandy and Misra [5] for writing formal programs to express G-graphs functions and data-driven

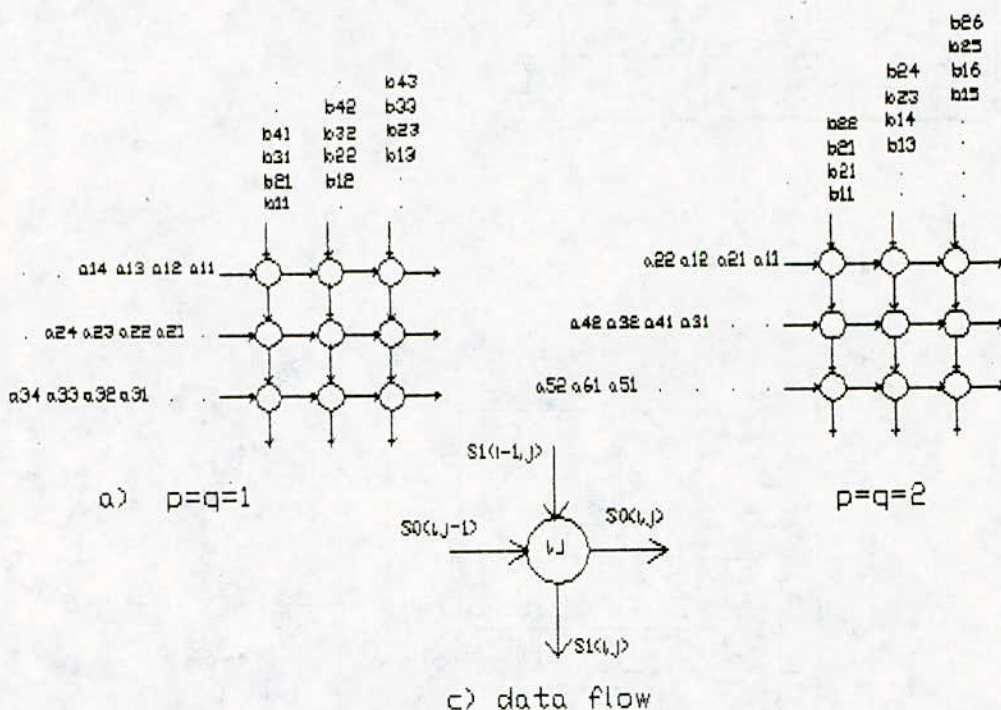


Figure 5: The G-graph of AB.

4.1. FORMAL PROGRAM

Let us assume that scheduling time of node $n(i,1)$ is 1. Therefore, scheduling time (t_s) in G node $n(i,j)$ can be expressed by:

$$t_s = (i-1)t + (j-1)\tau + 1 = (i+j-2)\tau + 1 \quad \text{with } \tau = p.q.n$$

If we consider G-graph in figure 5(a), horizontal (respectively vertical) dataflow at time t (quantified) can be expressed by a_{iu} (respectively b_{uj}), with $u = t - (t_s - 1)/\tau$ if $u \geq 1$ and zero otherwise. The program P1 obtained with notation of figure 5(c) is:

```

Program P1
Declare
  t,r: integer
  So,S1,S2,C: array[1..N,1..m]
  {i,j are quantified: 1<=i<=N, 1<=j<=m}
Initially
  < II i,j :: So2[i,j]:=0 >
Assign
  < I t: 0<=t<=M+N+R-2 ::
    < II i: u=t+2-i :: So0[i,0]:=a[i,u] if u>=1 0 >
    II < II j: u=t+2-j :: So1[0,j]:=b[u,j] if u>=1 0 >
    I < II i,j :: So0[i,j]:=So0[i,j-1]
      II So1[i,j]:=So1[i-1,j]
    I < II i,j :: So2[i,j]:=So2[i,j-1]+So0[i-1].So1[i,j] >
  >
  < I t: 1<=t<=M, r=M+N+R-2 ::
    < II i,j :: So[i,j]:=Sr2[i,j] >
    I < II i,j :: C[i,M-t+1]:=So[i,M] >
    I < II j :: So[i,j+1]:=So[i,j] >
  >
End {P1}

```

The data path of the transmitted data S_0 is used for unloading results at the end. To obtain a program from the G-graph in figure 5(b), it is sufficient to replace dataflow a_{iu} (respectively b_{uj}) by a_{mv} (respectively b_{uw}) and $S_2[i,j]$ by $S_{t2}[i,j,0]$ if t is even or by $S_{t2}[i,j,1]$ if t is odd, with $m=2i-1$, $u=(t+1)/2+2-(i+j)$, $w=2j-1$ if t is odd, and $u=i$, $v=t/2+2-(i+j)$, $w=2j$ if t is even.

4.2 THE OCCAM PROGRAM

Occam uses two fundamental concepts: process (PROC) and channel (CHAN) [6]. A process is a statement or a group of statements. A

channel is a basic communication element that enables two processes to communicate with each other. The basic constructs are (1) SEQ: the component processes are executed sequentially, (2) PAR: the component processes are executed in parallel (or in arbitrary order). These constructs can translate respectively the operators *I* and *II* to obtain an occam program from formal representation, and the computing network can be implemented by using "channels".

<pre> PROC multiply(CHAN OF TYPE W,E,N,S) [N*M]REAL S2: REAL A,B: SEQ S2:=0 PAR W ? A N ! B PAR E ! A S ! B S2:= S2 + A*B :</pre>	<pre> PROC datin1(CHAN OF TYPE horz,vert) [N*M]REAL A,B: PAR i=1 FOR n u:= t+2-i IF u>=1 horz ! A[i,u] u<1 horz ! 0 PAR j=1 FOR m v:= t+2-j IF v>=1 vert ! B[v,j] v<1 vert ! 0 :</pre>
<pre> PROC result(TYPE S2) REAL A: SEQ t=1 FOR m PAR i=1 FOR n PAR j=1 FOR m SEQ SO[i,j] ! S2[i,j] SO [i,m] ? C[i,m-t+1] SO[i,j] ? A S2[I,j+1] ! A :</pre>	<pre> ...Main program [N.(M+1)]CHAN OF TYPE SO: [(N+1).M]CHAN OF TYPE S1: SEQ SEQ t=0 FOR M+N+R-2 PAR PAR i=1 FOR n datin1(SO[i,0]) PAR j=1 FOR m datin1(S1[0,j]) PAR i=1 FOR n PAR j=1 FOR m multiply(SO[i,j-1], SO[i,j],S1[i-1,j], S2[i,j]) result(S2) :</pre>

This program has been implemented using the Transputer Development System (TDS3).

5. CONCLUSION

We proposed a methodology for programming and simulating systolic array in an existing array processor system. The method is based on the multimesh graph method for regularization of the algorithm and the occam program derivation via the use of multiple assignments in UNITY. The MM-graph has the advantages of processing all the information in an algorithm regarding operations and dependencies and regular properties. The UNITY is convenient to derive programs from G-graphs. Since the program design is made at abstract level of the G-graph, the approach is very general, and can be applied to a wide variety of applications.

REFERENCES

- [1] H.T. Kung and C.E. Leiserson, "Systolic Arrays for VLSI" Sparse matrix proceedings, SIAM, pp. 245-282, 1978.
- [2] X. Zhong and S. Rajopadhye and I. Wong, "Systematic Generation of Linear Allocation Functions in Systolic Array Design", Journal of VLSI Signal Processing, Vol 4, No 4, pp. 279-293, Nov 1992, (KAP).
- [3] J.H. Moreno, and T. Lang, "Matrix Computations on Systolic-Type Arrays", Kluwer Academic Publishers, Reading, 1992.
- [4] S.Y. Kung, S.C. LO, S.N. Jean, J.N Hwang "Wavefront Array processors - Concept to Implementation", IEEE Computer, Vol, 20 No7pp. 18-30, Jul 1987.
- [5] K.M Chandy and J.Misra, "Parallel Program Design. A Foundation", Addison-Wesley Publishing Company, Reading, May 1988.
- [6] A. Burns, " Programming in Occam 2", Addison-Wesley Publishing Company, Reading, 1988.

I- PROBLEM FORMULATION

In the literature of control theory the following linear Gaussian model is often considered [1]

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bv(t), \quad x(0) \text{ given}, \quad (1)$$

in which, $x(t)$ is an n -state vector and $v(t)$ is an m -vector of random Gaussian processes, with mean $E\{v(t)\} = \bar{v}(t)$. E is the mathematical expectation operator.

From [2], the mean value of (1) is:

$$\frac{d}{dt}\{\bar{x}(t)\} = A\bar{x}(t) + B\bar{v}(t), \quad \bar{x}(0) \text{ given}. \quad (2)$$

The state covariance matrix is

$$X(t) = E\{[x(t) - \bar{x}(t)][x(t) - \bar{x}(t)]'\} \quad (3)$$

where the prime (') denotes the vector (or matrix) transpose.

Equation (3) is a function of the input autocorrelation:

$$E\{[v(t) - \bar{v}(t)][v(\tau) - \bar{v}(\tau)]'\} = Q(t)\delta(t - \tau), \quad (4)$$

in which the input covariance matrix $Q(t)$ expresses the intensity of the random process $v(t)$, and $\delta(t)$ is the Dirac delta function.

It is shown in [2], that

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + X(t)A'(t) + B(t)Q(t)B'(t), \quad X(0) \text{ given}. \quad (5)$$

If the system is time invariant with statistically stationary inputs, then equation (5) becomes in a steady state,

$$AX + XA' + BQB' = 0, \quad (6)$$

which is a "Lyapunov" type equation and efficient computational programs exist for its solution [3].

Now, if the inputs are related, for example, through simple time delays, then the form of equation (4) has to be altered. In [4], it is shown how this can be done, in the continuous-time framework, for the case where two of the m -inputs are time delayed. In some applications [5][6], the problem is considered in the discrete-time framework. Hence, in the present paper the discrete-time expressions of the covariance matrix, corresponding to Q , for the two time-delayed vectors

$v_1(t)$ and $v_2(t) = v_1(t-\Delta)$, are analytically analyzed. Δ is the time delay, and the two inputs are assumed scalar white noise processes having, each, zero mean and satisfying the property

$$E\{v_i(t)v_i(\tau)\} = q\delta(t-\tau), \quad i = 1, 2. \quad (7)$$

In equation (1) we consider, for simplicity, that

$$v(t) = \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}, \quad \text{with} \quad v_2(t) = v_1(t-\Delta). \quad (8)$$

II- DISCRETE-TIME COVARIANCE MATRIX EVALUATION

In a discrete framework, equation (1) can be written, from [7], as

$$x[(k+1)h] = Fx(kh) + w(kh) \quad (9)$$

in which h is the sampling period and

$$F(h) = \exp[Ah]; \quad w(kh) = \exp[Ah] \int_0^h \exp[-Ar] Bv(r+kh) dr \quad (10)$$

in which, \exp denotes the exponential of the expression between brackets.

For convenience, we henceforth drop the explicit reference to the sampling period h in expressing the different vectors in

(9). From equation (8), $w(k)$ is also a 2-vector: $w(k) = \begin{bmatrix} w_1(k) \\ w_2(k) \end{bmatrix}$, in

which w_1 and w_2 are white noise sequences having the property

$$E\{w(k)w'(l)\} = E \left\{ \begin{bmatrix} w_1(k) \\ w_2(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1'(l) & w_2'(l) \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{12}' & W_{22} \end{bmatrix} \delta_{kl} \quad (11)$$

in which δ_{kl} is the Kronecker delta given by

$$\delta_{kl} = \begin{cases} 1 & \text{if } k=l \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

and

$$W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{12}' & W_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

is the covariance matrix of the white noise sequences w_1 and w_2 .

From (10), equation (11) can be written as

$$E\{w(k)w'(l)\} = E\left\{\int_0^h \exp[A(h-p)]Bv(p+kh)dp \left[\int_0^h \exp[A(h-s)]Bv(s+lh)ds\right]'\right\} \quad (14)$$

which can be expressed using the mathematical expectation operator properties, as

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_0^h \int_0^h \exp[A(h-p)] \cdot B \cdot E\{v(p+kh) \cdot v'(s+lh)\} \cdot B' \cdot \exp[A'(h-s)] \cdot dp ds. \quad (15)$$

v is a 2-vector, a joint white noise process, with zero mean.

Therefore equation (4) yields

$$E\{v(p+kh) \cdot v'(s+lh)\} = Q\delta[p+kh-s-lh], \quad (16)$$

in which

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{12}' & Q_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

is the symmetric nonnegative covariance matrix of the process v .

Changing the order of the integration in (15) and using (16) we obtain

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_{s=0}^h \int_{p=0}^h \exp[A(h-p)]BQB' \cdot \delta[p-s+(k-l)h] dp \exp[A'(h-s)] ds. \quad (18)$$

Notice that

$$\int_{p=0}^h \exp[A(h-p)]BQB' \cdot \delta[p-s+(k-l)h] dp = 0, \quad \text{for } p = \begin{cases} s-(k-l)h > h \text{ or} \\ s-(k-l)h < 0. \end{cases}$$

Therefore, using the Dirac delta function properties and for $0 < p = s - (k-l)h < h$

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_{s=0}^h \exp[A(h-s+(k-l)h)]BQB' \exp[A'(h-s)] ds.$$

Using the results in (12), the last equation yields

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_{s=0}^h \exp[A(h-s)]BQB' \exp[A'(h-s)] ds, \quad \text{for } k=l, \\ = 0, \quad \text{otherwise.} \quad (19)$$

Finally, using the variable transformation, $r=h-s$, equation (19) becomes

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_0^h \exp[Ar]BQB' \exp[A'r]dr, \text{ for } k=l$$

$$= 0, \text{ otherwise} \quad (20)$$

Now, since $v(t)$ is a 2-vector, therefore we can partition the matrix B such as the equation (1) is

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_1v_1(t) + B_2v_2(t), \quad (21)$$

in which $[B_1, B_2] = B$. Hence, using (17), equation (20) becomes, for $k=l$,

$$E\{w(k)w'(l)\} = \int_0^h \exp[Ar][B_1Q_{11}B_1' + B_1Q_{12}B_2' + B_2Q_{21}B_1' + B_2Q_{22}B_2'] \exp[A'r]dr. \quad (22)$$

For the all values of k , using the properties of (12), the equation (22) can be written, in the condensed form

$$E\{w(k)w'(l)\} = [\bar{W}_{11} + \bar{W}_{12} + \bar{W}'_{12} + \bar{W}_{22}] \delta_{kl} \quad (23)$$

in which

$$\bar{W}_{ij} = \int_0^h \exp[Ar]B_iQ_{ij}B_j' \exp[A'r]dr, \text{ for } i, j = 1, 2. \quad (24)$$

If the scalar processes $v_1(t)$ and $v_2(t)$ are uncorrelated, then $Q_{12} = 0$, and using the result in (7), equation (24) reduces to

$$E\{w(k)w'(l)\} = [W_{11} + W_{22}] \delta_{kl}, \quad (25)$$

in which

$$W_{ii} = \bar{W}_{ii} = q \int_0^h \exp[Ar]B_iB_i' \exp[A'r]dr, \text{ for } i = 1, 2. \quad (26)$$

In conclusion, knowing the continuous data in (1) and (17) the expressions (24) and (26) can easily be computed using the results in [8].

Applications of these results are provided in [5,6].

REFERENCES

- [1] "Special Issue On Linear-Quadratic-Gaussian Problem ", IEEE Transactions on Automatic Control, AC-16, December 1971.
- [2] Bryson A.E. And Ho Y.C., (1969), "Applied Optimal Control", Ginn and Company, Waltham, Massachusetts.
- [3] Smith P.G., (1971), "Numerical Solution of the Matrix Equation $AX + XA' + B = 0$," IEEE Transactions on Automatic Control, AC-16, pp.278-279.
- [4] Hedrick J.K. And Firouztash H., (1974), "The Covariance Propagation Equation Including Time-Delayed Inputs", IEEE Transactions on Automatic Control, AC-19(5), pp.587-592.
- [5] Louam N., Wilson D.A. And Sharp R.S., (1988), "Optimal Control of a Vehicle Suspension Incorporating the Time Delay Between Front and Rear Wheel Inputs", Vehicle System Dynamics, 17, pp.317-336.
- [6] Louam N., (1990), "The Application of Linear Optimal Control Theory to the Design of Active Automotive Suspensions", Ph.D Thesis, The University of Leeds, UK.
- [7] Kuo B.C., (1980), "Digital Control Systems", HRW International Editions.
- [8] Van Loan C.F., (1978), "Computing Integrals Involving the Matrix Exponential", IEEE Transactions on Automatic Control, AC-23(3), pp.395-404.

COMMANDE PRE-INFORMÉE

LOUAM Nadjib*, Ph.D

ملخص

مفهوم التحكم بواسطة الاطلاع المسبق يعتبر على مثال تطبيقي يخص تصميم عدة التعليق النشيط للسيارات. عبارات التحليل الرياضي لهذا النمط من التحكم استنتجت عن طريق معالجة مسألة خطية تتناول متابعة مسار على مدى غير متناه. بالنسبة للمثال المعبر يبين تمثيل النتائج على الحسوب كيفية الحصول على العدة الأفضل للتعليق النشيط و تحسينها بواسطة الاطلاع المسبق على وضع الطريق.

RESUMÉ

La notion de commande pré-informée est considérée sur un exemple pratique de la conception d'une suspension active (intelligente) de véhicule.

La formulation mathématique de ce type de commande et ses expressions analytiques ont été établies via un problème linéaire de poursuite d'une trajectoire sur un horizon infini.

Pour l'exemple considéré la simulation sur ordinateur des résultats montre clairement comment l'optimisation et le perfectionnement des systèmes de la suspension intelligente peuvent être réalisés au moyen de la pré-information sur la route.

ABSTRACT

The concept of preview control is considered on a practical example related to the design of an active automotive suspension.

The mathematical expressions of this control scheme have been derived via a linear problem of tracking a trajectory on an infinite horizon.

For the example considered, the computer simulation shows clearly how the optimisation and the enhancement of the performances of active suspension systems can be achieved using the preview of the road.

* Département d'Electronique, E.N.P d' EL-HARRACH:

1. INTRODUCTION:

Un automobiliste qui voit soudainement surgir sur sa route un obstacle (trou, pierre, chat, etc...), prend en général, par reflexe, immédiatement une décision pour l'éviter au mieux.

La décision prise ici par l'automobiliste est provoquée par ce qui est vu devant, ou pré-vu, comme obstacle ("preview obstacle" en Anglais).

Cette décision (ou commande) est différente de celle dite prédictive, dans le sens qu'elle n'est pas élaborée ou prédite à partir d'une intention déjà existante. Elle est élaborée essentiellement à partir de l'information perçue en temps réel. Elle est connue, depuis 1967, comme étant une commande particulière, dite "preview control" en Anglais [1,2], ou commande pré-informée dans certaines publications en langue française [3].

Dans cet article, une formulation mathématique précise de la commande pré-informée lineaire est présentée. Elle est étayée par un exemple pratique où le "preview" de la chaussée est utilisé pour améliorer les performances de la suspension intelligente, dite active, d'un vehicule poursuivant une piste quelconque. Le problème est alors posé comme étant celui de la poursuite de, cette piste (ou trajectoire) connue, tout en satisfaisant un critère donné de performance. C'est un cas très fréquent en robotique et en conduite des véhicules.

2. FORMULATION MATHEMATIQUE:

L'équation différentielle linéaire qui régit le mouvement vibratoire vertical d'un véhicule traversant une chaussée quelconque avec une vitesse V , est donnée en général [2-5] par

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Dw(t) \quad x(0) = 0 \quad (1)$$

A représente la matrice de la dynamique du systeme, $(n \times n)$.

B celle des inputs de commande, $(n \times b)$.

D la matrice des perturbations exterieures provenant de la chaussée à travers les roues, $(n \times a)$.

x représente le vecteur d'état du système, $(n \times 1)$.

w le vecteur regroupant les perturbations provenant de la chaussée et s'appliquant aux points de contacts des roues contre la chaussée, (**a x 1**).

u est le vecteur contenant les **b** forces de commande que le système de suspension doit générer afin
 -d'une part, de réduire les effets des vibrations verticales sur les passagers (exigence du confort),
 -d'autre part, de garder les roues bien appliquées contre la chaussée pour éviter ou réduire au mieux les dérapages et les rebondissements excessifs des roues (exigence de la sécurité).

Dans le cas d'un problème linéaire traitant une seule roue, ou un quart de véhicule, Fig.1, l'équation (1) peut être facilement déduite des relations

$$m\ddot{x}_1(t) = k_o(x_o(t) - x_1(t)) - u(t), \quad M\ddot{x}_2(t) = u(t)$$

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T, \quad \dot{x}_3 = \dot{x}_1, \quad \dot{x}_4 = \dot{x}_2, \quad w(t) = x_o(t)$$

Pour ce particulier problème, les exigences de confort et de sécurité à satisfaire sont souvent exprimées [4,5] par un critère de performance quadratique de la forme:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [q_1(x_1 - x_o)^2 + q_2(x_1 - x_2)^2 + r_o u^2] dt \quad (2)$$

q₁, **q₂** et **r_o** sont des facteurs de pondération à fixer par l'ingénieur sur la base de considérations pratiques.

(**x₁ - x_o**) représente une indication sur l'état de décollement de la roue de la chaussée (à minimiser).

(**x₂ - x₁**) est l'excursion physique du système de la suspension (à réduire).

u la force agissante verticalement sur le compartiment du chauffeur avec des accélérations que l'on cherche à minimiser.

Le critère (2) peut être réécrit voir [5], comme:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T [(x(t) - r(t))' Q (x(t) - r(t)) + u'(t) R u(t)] dt, \quad \text{avec } T \rightarrow \infty \quad (3)$$

où la prime (') représente la transposée de vecteur ou matrice et $r(t)$ est le vecteur contenant les trajectoires que poursuivront les roues du véhicule.

Pour le cas du modèle de la Fig.1, on a:
 $r(t)=[x_0, x_0, 0, 0]'$, d'où $r(t)=Nx_0$ et $N=[1, 1, 0, 0]'$.

Il est évident que le problème défini par les équations (1) et (3) représente un problème linéaire d'optimisation quadratique classique de poursuite [6]. Toutefois, ici sa résolution directe n'est pas possible, car il est demandé de minimiser le critère de poursuite d'erreurs (3) sur une période infinie. Il est clair que ce critère tend vers l'infini quelque soit la commande u choisie [5].

Cette difficulté mathématique a été signalée dans plusieurs références [6,7], et elle n'a pu être levée qu'après recours à une approche théorique particulière en 1985 [8]. Cette approche combine les résultats classiques de la théorie de la commande optimale linéaire [6] avec ceux d'une technique d'optimisation utilisée en économie: "Overtaking optimality method" [9,10].

L'application de cette approche est considérée dans l'amélioration des performances de la suspension active des véhicules au moyen de la pré-information sur la route [5,11]. Une extension théorique de cette nouvelle technique a été aussi entreprise dans [12].

Pour le problème linéaire et invariant dans le temps, décrit par les équations (1) et (3), et sous les conditions suivantes:

-la trajectoire $r(t)$ est bornée et uniformément continue sur $[0, \infty)$,

-la paire $[A, B]$ du système (1) est contrôlable et la paire $[A, Q]$ de (1) et (3) est observable,

la solution existe et donnée dans [12] par:

$$u(t) = -R^{-1}B'[Kx(t) - g(t)] \quad (4)$$

où K est la matrice symétrique définie positive et solution de l'équation algébrique de Riccati (en régime établi):

$$KA + A'K - KBR^{-1}B'K + Q = 0, \quad K(T) = 0 \quad (5)$$

le vecteur $g(t)$ est donné par

$$g(t) = \int_c^{\infty} e^{-A'_c(s-t)} M w(s) ds, \quad t > 0 \quad (6)$$

C'est la solution de l'équation différentielle:

$$\dot{g}(t) = -A'_c g(t) - M(t) w(t) \quad (7)$$

Celle-ci est considérée avec la condition initiale particulière suivante [10]

$$g(0) = \int_0^{\infty} e^{-A'_c s} M w(s) ds \quad (8)$$

$$\text{où} \quad A_c = A - BR^{-1}B'K, \quad M = QN - KD. \quad (9)$$

La trajectoire du vecteur d'état du système devient

$$\dot{x}(t) = -A_c x(t) + BR^{-1}B'g(t) + Dw(t). \quad (10)$$

Cette solution est identifiée mathématiquement dans [8] comme étant la limite théorique, quand $T \rightarrow \infty$ dans (3), de la commande optimale linéaire classique générée avec T finie. Aussi, il est montré dans [8] que cette limite existe et est unique. Elle est identifiée par la suite, par comparaison aux résultats dans [9], comme étant la solution optimale dans le sens "overtaking" ou optimale overtaking, du problème linéaire formulé par (1) et (3).

Bien que la forme de la relation (4) est très connue dans la résolution des problèmes quadratiques linéaires de poursuite [6], il n'en demeure pas moins qu'ici elle ressort avec une différence remarquable, caractérisée par:

- une matrice K constante, du fait que $T \rightarrow \infty$, et
- un vecteur $g(t)$ d'anticipation restant toujours borné, dû au choix particulier de la condition initiale (8).

Il est à noter que les parties réelles des pôles de la matrice en boucle fermée du système (7) sont toutes positives car $-A'_c$ est non stable.

Nous remarquons que le calcul de $g(t)$ dans (6) exige la connaissance préalable des informations déterministes contenues

dans le vecteur $w(t)$ de l'instant t à l'infini. Ceci conduit au concept de pré-informé ou preview en Anglais.

Il est évident que dans la relation (6) ce "preview" est requis sur un horizon infini théoriquement; c'est une exigence de la solution optimale.

En pratique, il est clair que dans certaines situations de poursuite de trajectoires, une décision adéquate ne nécessite pas forcément des données sur un horizon infini. On peut générer une telle décision avec un nombre fini de données, c-à-d considérer seulement un horizon fini, donné par un intervalle égale à p secondes, par exemple.

En théorie, il est montré dans [10,12] qu'avec les mêmes conditions que celles citées précédemment, de commandabilité et d'observabilité, si on considère un horizon de "preview" fini dans le temps, défini par une fenêtre de durée p Fig.2, alors on peut générer une solution donnée par un vecteur de la forme:

$$u_p(t) = -R^{-1}B' [KX_p(t) - g_p(t)] \quad (11)$$

Cette solution serait sous-optimale si la durée p de preview est prise suffisamment grande [10]. K resterait alors la matrice constante symétrique, définie positive et solution de l'équation algébrique de Riccati (5) (en régime établi), et le vecteur $g_p(t)$ est borné sur $[0, \infty)$, exprimé par l'équation

$$g_p(t) = \int_t^{t+p} e^{A_c'(s-t)} M w(s) ds, \quad t \geq 0 \quad (12)$$

La trajectoire "sous-optimale" du vecteur d'état est

$$\dot{x}_p(t) = A_c x_p(t) + BR^{-1}B'g_p(t) + Dw(t). \quad (13)$$

Il est à signaler cependant que la durée p de preview, nécessaire à la commande pré-informée sous optimale, ne peut être déterminée qu'empiriquement [11]. Une approximation raisonnable de celle-ci peut être donnée par cinq fois la constante de temps associée au pôle dominant du système en boucle fermée [13].

Dans la section suivante nous examinerons cette question à l'aide d'une simulation numérique.

3. SIMULATION NUMERIQUE:

Les résultats établis ci-dessus pour la commande pré-informée de la suspension active d'un quart de véhicule, sont simulés sur ordinateur avec utilisation du logiciel MATLAB et des données numériques suivantes [4]:

$$M=288.90 \text{ Kg}, \quad m=28.58 \text{ Kg}, \quad k_0=155900 \text{ N/m}, \\ q_1=10, \quad q_2=1, \quad r_0=8e-10.$$

Les Fig.3 et 4 illustrent les réponses à l'échelon unitaire de l'axe de la roue (x_1) et du châssis (x_2).

En particulier, la Fig.4 montre clairement l'influence de la durée p du "preview" sur la réponse du châssis (x_2).

Avec suffisamment de "preview", exemple 0.8s, nous remarquons sur les réponses de x_1 et x_2 , les effets de préparation du système pour surmonter l'obstacle, c-à-d: l'échelon.

Noter que 0.8s correspond à environ cinq fois la constante de temps associée au pôle dominant du système considéré en boucle fermée.

La Fig.5 donne les réponses x_2 à une bosse (alternance positive d'une onde sinusoidale) de largeur $d=0.5s$, pour différents temps de preview p .

La dégradation du critère de performance avec la diminution du temps de "preview" est illustrée par la Fig.6 pour les deux types d'obstacles considérés: échelon et bosse.

4. CONCLUSIONS

La commande pré-informée, apparentée aux commandes réflexes chez l'être humain, est traduite dans le présent article par une formulation mathématique claire, pour le cas d'un problème linéaire. Elle peut alors constituer un outil adéquat entre les mains de l'ingénieur de commande.

Elle est en particulier caractérisée par:

- 1- un gain de stabilité constant ($K=cste$), très recherché en pratique.
- 2- une fonction vectorielle d'anticipation $g(t)$ restant toujours bornée sur $[0, \infty)$.
- 3- une trajectoire du vecteur d'état tout le temps stable.

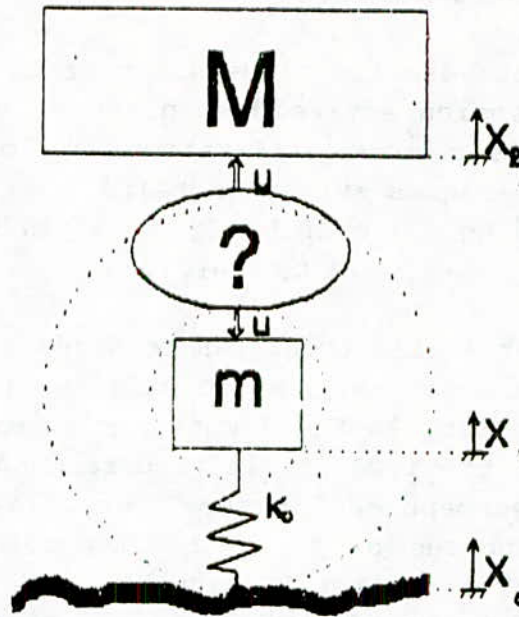


Fig.1 Représentation schématique d'un quart de véhicule avec suspension intelligente.

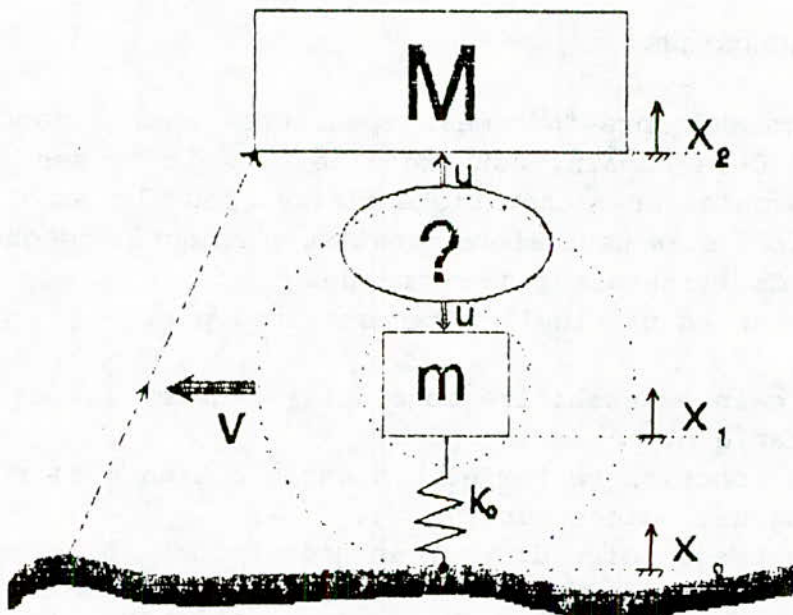


Fig.2 Représentation schématique d'un quart de véhicule avec suspension intelligente et pré-information.

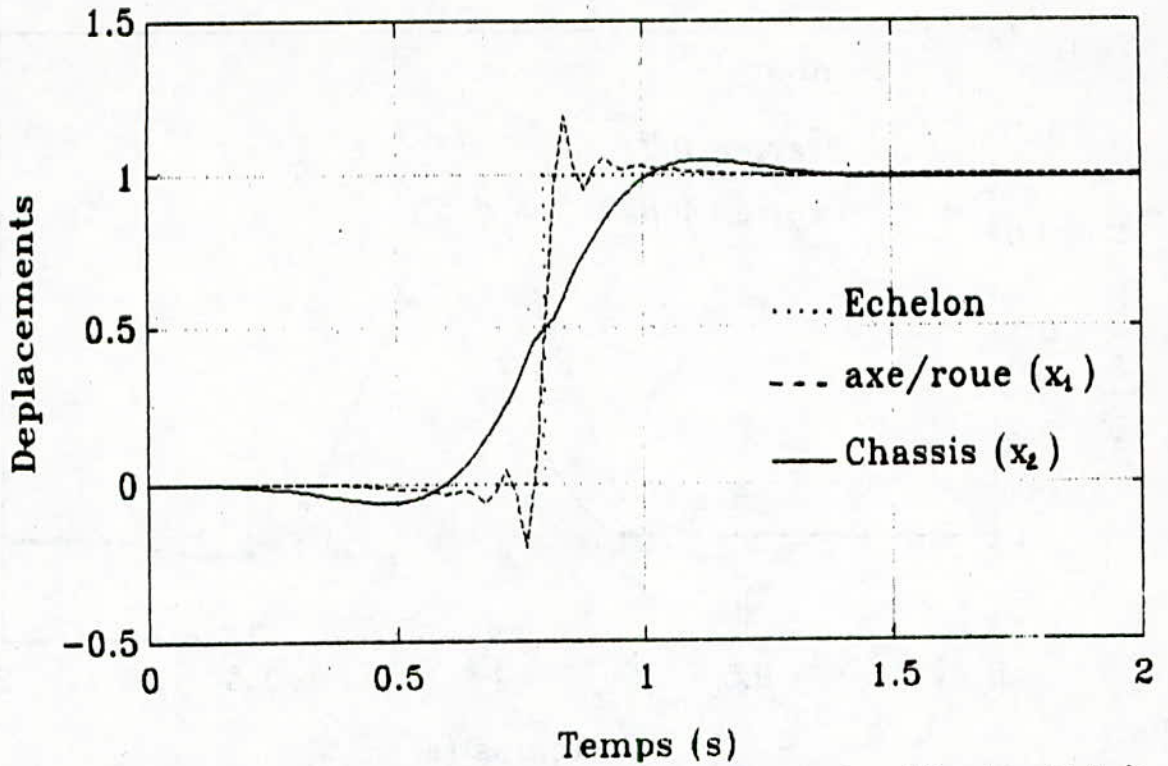


Fig.3 Réponses de l'axe de la roue (x_1) et du châssis (x_2) à l'échelon unitaire pour un temps de préview 0.8s.

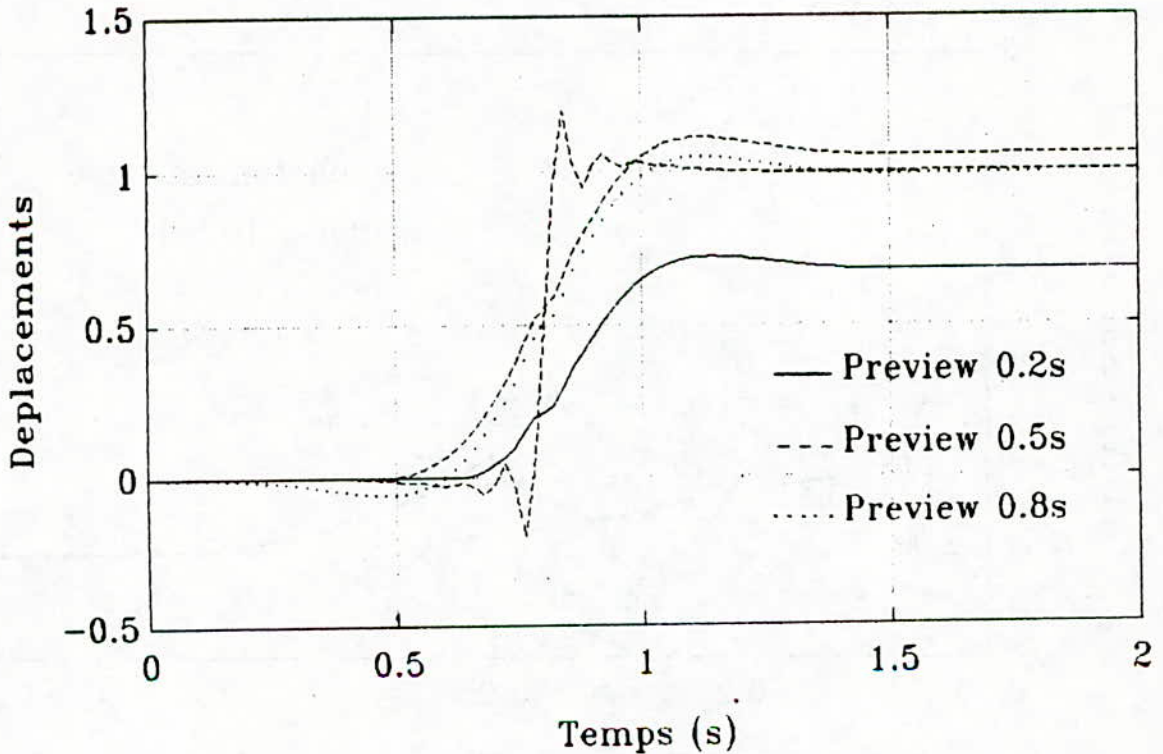


Fig.4 Réponses du châssis (x_2) à l'échelon unitaire, pour différents temps de préview.

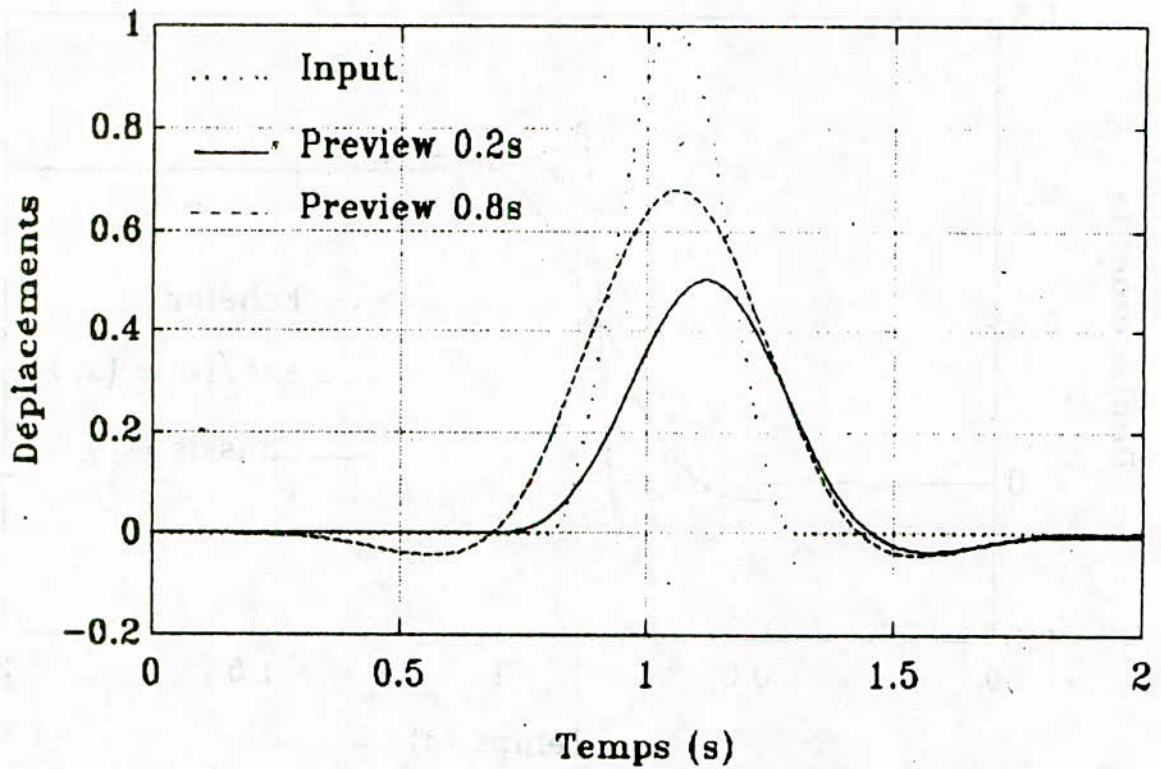


Fig.5 Réponses du châssis (x_2) à une bosse de largeur 0.5s, pour différents temps de preview.

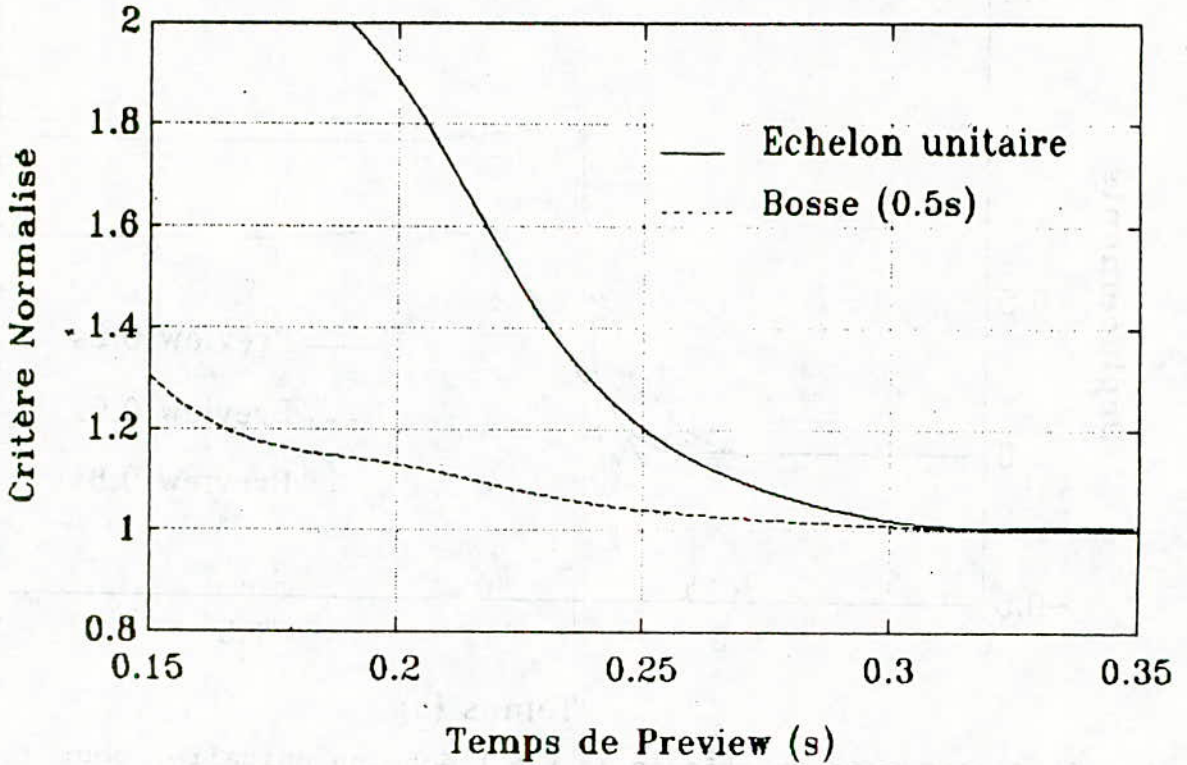


Fig.6 Variations du critère de performance en fonction du temps de preview pour un échelon et une bosse.

REFERENCES

- [1] **Bender E.K.** Optimal linear preview control with application to vehicle suspension. Transactions of ASME, Journal of Basic Engineering, 90(2), 1968, pp.213-221.
- [2] **Tomizuka M.** Optimal linear preview control with application to vehicle suspension - Revisited. Trans. of ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 98(3), 1976, pp.309-315.
- [3] **Jezequel L. and Roberti V.** Comportement d'une suspension semi-active pré-informée. Mécanique Matériaux Electricité, revue No.445, Septembre 1992.
- [4] **Thompson A.G., Davis B.R. And Pearce C.E.M.** An Optimal linear active suspension with finite road preview. Society of Automotive Engineers Inc., Paper No. 800520. 1980.
- [5] **Louam N.** The application of linear optimal control theory to the design of active automotive suspension. Ph.D Thesis 1990, Leeds University, UK.
- [6] **Athans M. And Falb P.L.** Optimal control: An introduction to the theory and its applications. McGraw-Hill Book Company, 1966, New York.
- [7] **Anderson B.D.O. and Moore J.B.** Linear optimal control. Prentice-Hall, 1971.
- [8] **Artstein Z. And Leizarowitz A.** Tracking periodic signals with the overtaking criterion. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-30(11) 1985, pp.1123-1126.
- [9] **Von Weizsacker C.C.** Existence of optimal programs of accumulation for an infinite-time horizon. Revue of Economic Studies. No.32 1965, pp.85-104.

- [10] **Leizarowitz A.** Tracking nonperiodic trajectories with the overtaking criterion. Applied Mathematics and Optimization, Springer-Verlag, New York, 14, 1986, pp.155-171.

- [11] **Louam N., Wilson D.A. And Sharp R.S.** Optimization and performance enhancement of active suspensions for automobiles under preview of the road. Vehicle System Dynamics, Volume 21(1), 1992, pp.39-63.

- [12] **Louam N.** Overtaking optimality approach for solving the linear infinite-time tracking problem with external inputs. Colloque sur les Méthodes et Outils d'Aide à la Décision, MOAD'92, 15-17 Décembre 1992, Université de Béjaia, Algérie.

- [13] **Anderson B.D.O. and Moore J.B.** Linear optimal control. Prentice-Hall, 1989.

SYNTHESIS OF IIR DIGITAL FILTERS VIA THE MODIFIED LEAST SQUARES METHOD

Belkacem Derras

Laboratoire de Traitement de Signal, Département d'Electronique,
Ecole Nationale Polytechnique (ENP) d'Alger,
10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach 16200, Alger, ALGERIA.

ملخص:

في هذا البحث تم اعداد برنامج 'فورتران' لتركيب عدة انواع من المرشحات العددية ذات الاستجابة الدفعية اللامتناهية. هذا البرنامج يركز اساسا على استعمال طريقة المربعات المخسرة المعدلة التي تتميز بخاصية الفعالية سواء من حيث حجم الذاكرة المستعملة او حجم العمليات الحسابية. والجدير بالذكر ان كل الخوارزميات المستعملة في هذا البرنامج هي خطية الذاكرة وتربيعية العمليات الحسابية.

ABSTRACT

An efficient procedure to synthesize recursive (IIR) digital filters is given in this paper. It is based on the use of the modified least-squares method. This procedure, coded in Fortran, allows the synthesis of several types of IIR digital filters such as low-pass, high-pass, band-pass, and stop-band filters. It is important to note that all the coded algorithms are linear in memory space and quadratic in computations.

Key words: Recursive (IIR) Digital Filters, Modified Least-Squares Method.

RESUME

Dans ce papier, une procedure basée sur la méthode des moindres carrés modifiés est élaborée. Cette procedure, codée en Fortran, permet de synthétiser des filtres numériques récurrents du type passe-bas, passe-haut, coupe-bande, passe-bande et même multipasse bande. Il importe de noter que tous les algorithmes utilisés dans ce programme sont linéaires en espace mémoire et quadratiques en calcul.

Mots clés: Filtres Numériques Récurrents (RII), Méthode des Moindres Carrés Modifiés.

I. INTRODUCTION

Digital filters are very well-known as a powerful tool in digital signal processing [1]-[3]. In particular, when the frequency bandwidths of the processed signals are very narrow, recursive or infinite impulse response (IIR) digital filters are commonly used since with this type of digital filters, sharp frequency responses can be easily obtained even for narrowband cases (highly selective filters). Moreover, this can be obtained with a relatively low order models if compared to nonrecursive or finite impulse response (FIR) filters. This interesting characteristic makes the class of IIR digital filters very attractive, especially if the phase response linearity is not a critical problem.

In this paper, we describe a simple and efficient procedure that can be used to synthesize IIR digital filters using the modified least squares (MLS) method. This method was initially applied by Kalman to control dynamic systems [4]. Then a thorough study and an efficient algorithm to solve the set of equations involved in the MLS problem have been given by Mullis and Roberts [5]. The Mullis-Roberts efficient algorithm has been cleverly exploited by Scharf and Luby [6] to synthesize IIR digital filters. The main idea in the approximation process followed by Scharf and Luby is to synthesize a very high-order intermediate autoregressive (AR) digital filter from which an autoregressive moving average (ARMA) digital filter (with a relatively low order) can be obtained using the MLS method. This procedure is summarized in the flowchart given by Figure 1.

Our main concern in this paper is to take advantage of the simplicity and efficiency of Scharf-Luby procedure (Figure 1) to synthesize in a practical way different types of IIR digital filters such as low-pass, high-pass, band-pass, stop-band, and even multiband-pass filters. The Fortran program IIRFILF.FOR [7] developed for this purpose is of interactive type so that the user can make his/her choice by simply answering the different questions asked by the program during its execution. More details about the program are given in a technical report [7]. In Section II, the mathematical expressions of the autocorrelation sequences are given

for different types of filters. These expressions are derived from the prespecified power spectrum density (PSD) function of the desired filter. In Section III, a description of the MLS method and its application to IIR digital filter synthesis is presented, followed by a brief presentation of the different characteristics of the developed program. To illustrate the performance of the MLS method, some examples with the necessary comments are presented in Section IV (more examples are given in [7]). And Section V summarizes and concludes the paper. To get more insight about the program and its different routines see [7].

II. FROM PSD'S TO AUTOCORRELATION SEQUENCES

In general a digital filter is first specified in terms of its PSD function $|H(\omega)|^2$, where $H(\omega)$ is the frequency response of the filter. Using the PSD function, we can easily compute the corresponding autocorrelation sequence via the inverse Fourier transform

$$r(k) = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} |H(\omega)|^2 e^{j\omega k} d\omega \quad (1)$$

Since the PSD function $|H(\omega)|^2$ is usually given in a simple form, the integration operation is not a problem of concern. The different PSD functions of low-pass, high-pass, band-pass, stop-band, band-pass with a low-pass band, multiband-pass, and multiband-pass with a low-pass band digital filters are given in Figure 2. (Notice that a non-zero attenuation level is considered for all cases.) The expressions of the corresponding autocorrelation sequences are given in the following.

Low-pass filter (Figure 2a):

$$r(k) = A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \sin(k\omega_c) \quad (2a)$$

High-pass filter (Figure 2b):

$$r(k) = \delta(k) + \frac{(A-1)}{k\pi} \sin(k\omega_c) \quad (2b)$$

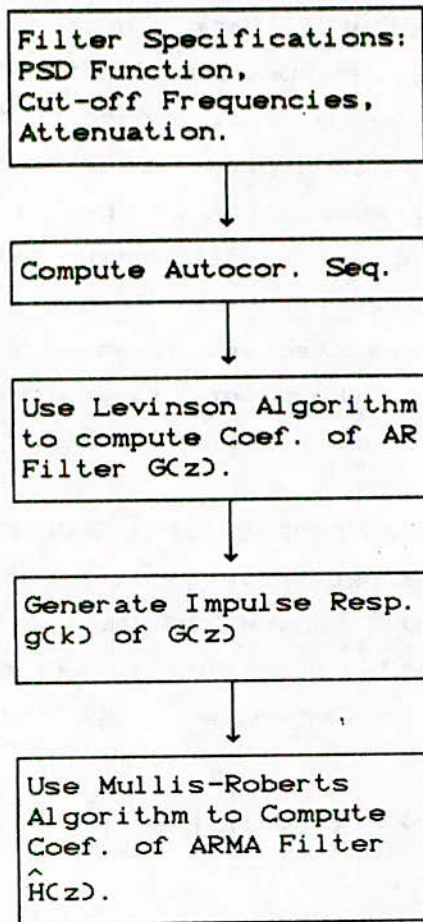


Figure 1. Flowchart for Scharf-Luby procedure.

Band-pass filter (Figure 2c):

$$\begin{aligned}
 r(k) &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} (\sin(k\omega_2) - \sin(k\omega_1)) \\
 &= A\delta(k) + \frac{2(1-A)}{k\pi} \cos(k\omega_0) \cdot \sin(k \cdot \Delta\omega)
 \end{aligned} \tag{2c}$$

Stop-band filter (Figure 2d):

$$\begin{aligned}
 r(k) &= \delta(k) + \frac{(A-1)}{k\pi} (\sin(k\omega_2) - \sin(k\omega_1)) \\
 &= \delta(k) + \frac{2(A-1)}{k\pi} \cos(k\omega_0) \cdot \sin(k \cdot \Delta\omega)
 \end{aligned} \tag{2d}$$

Band-pass filter with a low-pass band (Figure 2e):

$$\begin{aligned}
 r(k) &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \sin(k\omega_c) \\
 &+ \frac{(1-A)}{k\pi} (\sin(k\omega_2) - \sin(k\omega_1)) \\
 &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \sin(k\omega_c) + \frac{2(1-A)}{k\pi} \cos(k\omega_0) \cdot \sin(k \cdot \Delta\omega)
 \end{aligned} \tag{2e}$$

Multiband-pass filter (Figure 2f):

$$\begin{aligned}
 r(k) &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \cdot \\
 &\sum_{i=1}^{m/2} (\sin(k\omega_{2i}) - \sin(k\omega_{2i-1})) \\
 &= A\delta(k) + \frac{2(1-A)}{k\pi} \sum_{i=1}^{m/2} \cos(k\omega_{oi}) \cdot \sin(k \cdot \Delta\omega_i)
 \end{aligned} \tag{2f}$$

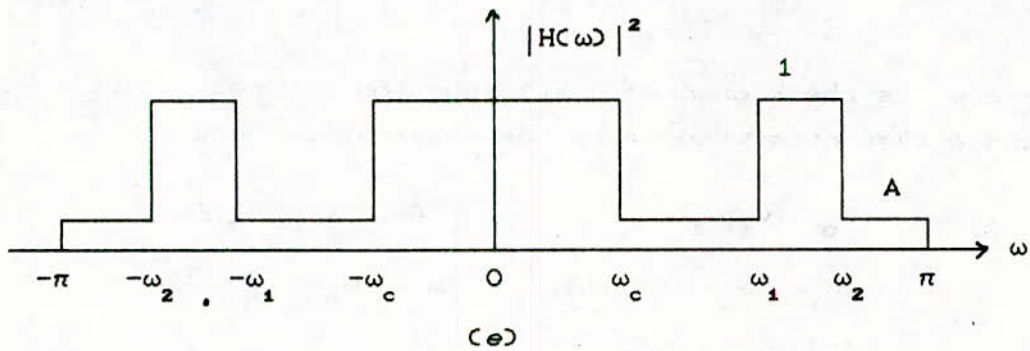
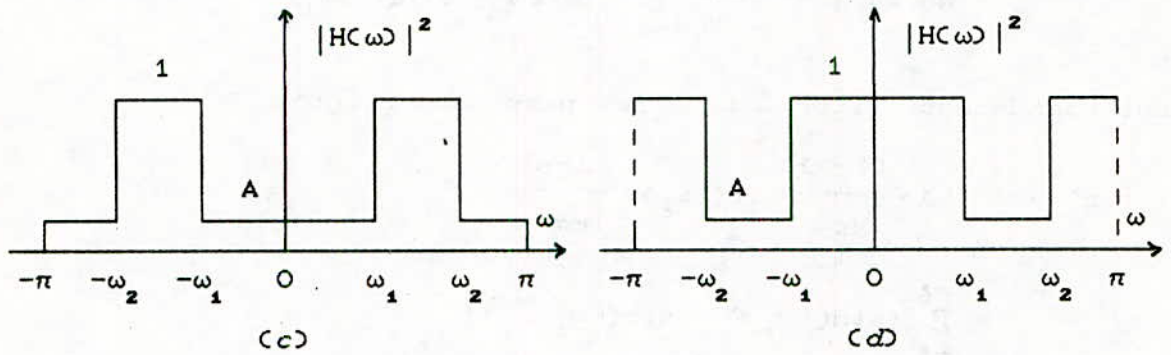
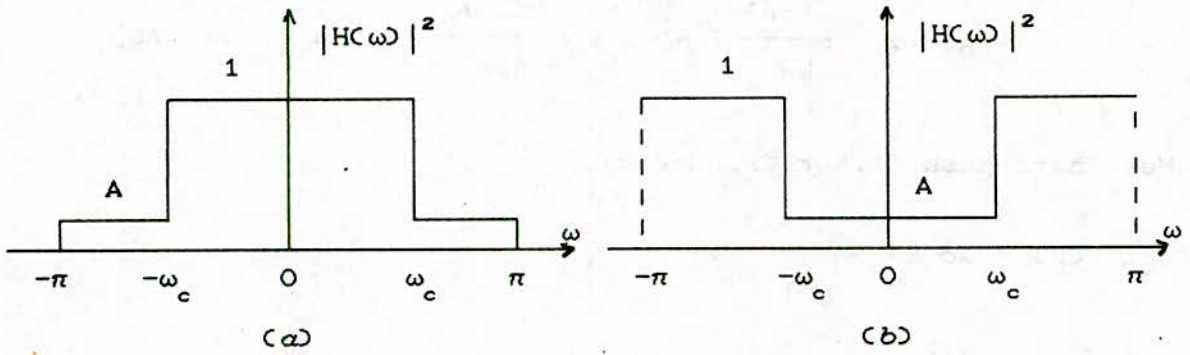
Multiband-pass filter with a low-pass band (Figure 2g):

$$\begin{aligned}
 r(k) &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \sin(k\omega_c) + \frac{(1-A)}{k\pi} \cdot \\
 &\sum_{i=1}^{m/2} (\sin(k\omega_{2i}) - \sin(k\omega_{2i-1})) \\
 &= A\delta(k) + \frac{(1-A)}{k\pi} \sin(k\omega_c) + \frac{2(1-A)}{k\pi} \sum_{i=1}^{m/2} \cos(k\omega_{oi}) \cdot \sin(k \cdot \Delta\omega_i)
 \end{aligned} \tag{2g}$$

where $\delta(k)$ is the Kronecker delta function defined by $\delta(k) = 1$ for $k=0$ and $\delta(k) \neq 0$ otherwise, A is the attenuation, and

$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= (\omega_1 + \omega_2)/2, & \Delta\omega &= (\omega_2 - \omega_1)/2 \\
 \omega_{oi} &= (\omega_{2i} + \omega_{2i-1})/2, & \Delta\omega_i &= (\omega_{2i} - \omega_{2i-1})/2 \\
 i &= 1, 2, \dots, m/2.
 \end{aligned}$$

are the center frequencies and the half-bandwidths. The frequencies $\omega_c, \omega_1, \omega_2$, and ω_i for $i=1, \dots, m$, are the various cut-off frequencies of the different filters given above. Notice here that the number of pass-bands for a band-pass filter is $m/2$ without counting the low-pass band if there is one.



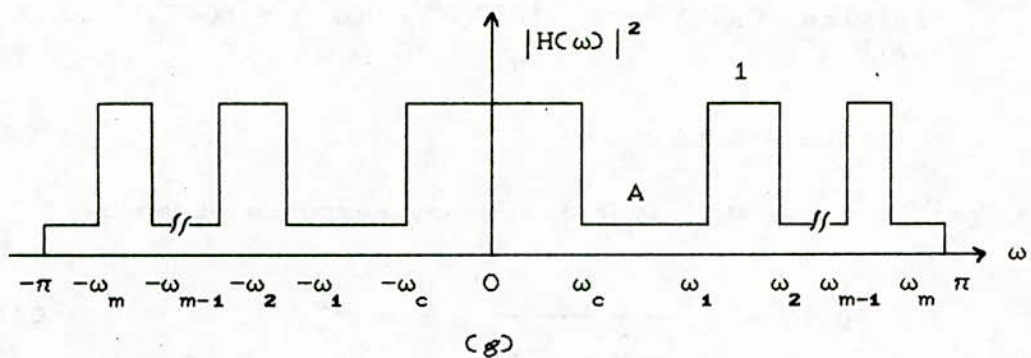
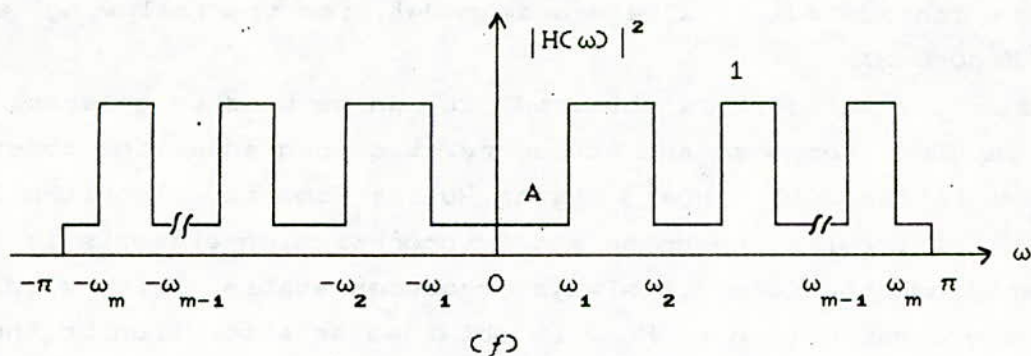


Figure 2. Frequency characteristics (PSD functions) of
 a) Low-pass filter b) High-pass filter
 c) Band-pass filter d) Stop-band filter
 e) Band-pass filter with a low-pass band
 f) Multiband-pass filter
 g) Multiband-pass filter with a low-pass band.

III. IIR DIGITAL FILTERS SYNTHESIS

As given in Figure 1, Scharf-Luby procedure starts with the computation of the autocorrelation sequence using the inverse Fourier transform given by (1) (the different autocorrelation sequences are given above by Eqs. (2)). This sequence is then used to estimate the coefficients of a high-order AR model $G(\omega) = G(e^{j\omega})$ via Levinson (known also as Levinson-Durbin) algorithm. This model should give a frequency response or equivalently a PSD function that is very close to the specified one. In another word, the AR PSD should be as close as possible to the true one $|HC(\omega)|^2$. This requirement is important since once the AR model is obtained, it

will be considered as a reference model for the following steps (see Figure 3).

Once the AR model is obtained, it can be used to generate finite impulse response and autocorrelation sequences to construct an ARMA filter $\hat{H}(\omega) = \hat{H}(e^{j\omega})$ using Mullis-Roberts algorithm [5]. The set of impulse response and autocorrelation elements is consistent and therefore it always produces stable filters [5]. In fact the construction of $\hat{H}(\omega)$ is obtained as a solution to the minimization of the MLS criterion

$$\underset{A, B}{\text{minimize}} V(A, B) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(e^{j\omega}) \cdot A(e^{j\omega}) - B(e^{j\omega})|^2 d\omega$$

subject to $a_0 = 1$ (3)

where $G(e^{j\omega})$ is the AR filter frequency response given by

$$G(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N q_i z^{-i}}, \quad z = e^{j\omega} \quad (4)$$

$B(z)$ and $A(z)$ are, respectively, the numerator and denominator polynomials of $\hat{H}(z)$. They are given by

$$B(z) = B^t \psi \quad (5a)$$

$$A(z) = A^t \psi \quad (5b)$$

where

$$\psi = (1 \quad z^{-1} \quad z^{-2} \quad \dots \quad z^{-n})^t \quad (6a)$$

$$A = (a_0 \quad a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_n)^t \quad (6b)$$

$$B = (b_0 \quad b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_n)^t \quad (6c)$$

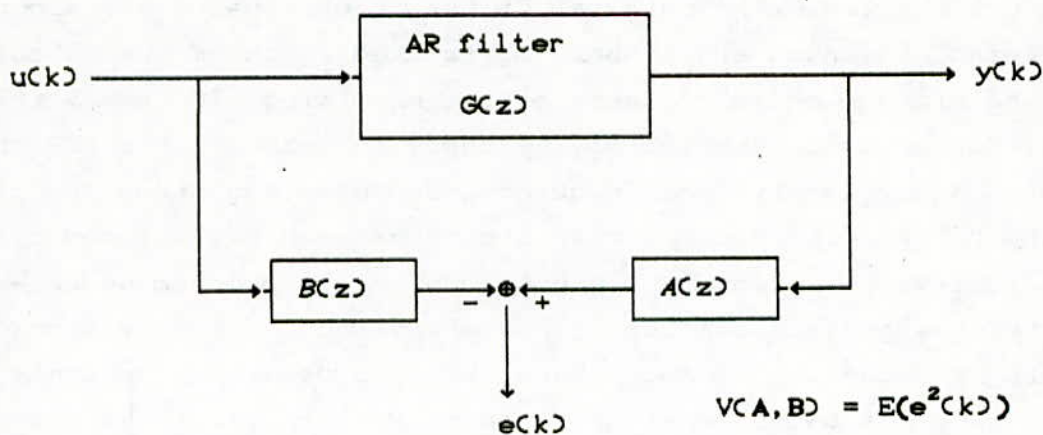


Figure 3. Error model for the MLS criterion

Let N be the order of the AR filter $G(z)$ as given by (4), n be the order of the ARMA filter $\hat{H}(z)$ ($n \ll N$), and $g(k)$ and $r(k)$ be respectively, the impulse response and the autocorrelation sequences of $G(z)$. The minimization of (3) with respect to the ARMA filter coefficients a_i and b_i , $i=0,1,\dots,n$, produces the following equations [5],[6]:

$$KA = \begin{bmatrix} \alpha_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7a)$$

$$GA = B \quad (7b)$$

where

$$K = R - G^t G \quad (8)$$

is an $(n+1) \times (n+1)$ matrix, G is an $(n+1) \times (n+1)$ lower triangular matrix of Toeplitz form whose ij th entry is given by

$$[G]_{ij} = \begin{cases} g(i-j), & i \geq j \text{ and } 0 \leq i, j \leq n \\ 0, & i < j. \end{cases} \quad (9)$$

and R is an $(n+1) \times (n+1)$ symmetric Toeplitz matrix whose ij th entry is given by

$$[R]_{ij} = r(|i-j|), \quad 0 \leq i, j \leq n \quad (10)$$

The solution of (7) for A and B can be performed using the efficient algorithm devised by Mullis and Roberts [5].

Once the IIR (ARMA) digital filter is obtained, Jury algorithm (backward Levinson algorithm) [3] is used to check the stability and the minimum phase property of the resulting IIR (ARMA) filter. Then, Horner algorithm [3] may be used to evaluate the DSP function or equivalently the frequency response (magnitude and phase) of the filter. (In fact Horner algorithm can be replaced by FFT algorithm which is more efficient, but in our program we have used the first algorithm because of its efficiency in memory storage.)

It is important to note here that the developed program does not employ any two-dimensional arrays. Moreover, all the algorithms used therein are computationally of quadratic type, i.e., they require $O(N^2)$ or $O(n^2)$ operations. Hence the procedures utilized in this program are efficient in computations and memory space.

The sequence of the program steps is presented in detail in [7, Figure 4], where several options are given to the user to choose among seven types of digital filters. Notice that the number of frequency bands in multiband-pass filters cannot exceed six, i.e., $m \leq 12$ (m is the number of cut-off frequencies and $m/2$ is the number of bands without counting the low-pass band if there is one). If a higher number is needed, then the corresponding array dimensions have to be modified accordingly by changing the value of a certain parameter N_e in the program.

In the following, we present some important features of the program given in [7] and which the user should be aware of.

1. The order N of the AR filter has an upper limit given by 1199. Moreover, this order is not specified a priori. However, a maximum order (must be ≤ 1199) is given to be used as an upper limit. The effective order will be given when the stopping criterion used in the Levinson algorithm is satisfied.
2. The order n of the ARMA filter has an upper limit given by 50.
3. If higher orders are needed, then the dimensions of the corresponding arrays must be changed accordingly.
4. The number of frequency bands in multiband-pass filters is limited to $m/2 = 6$.

5. The cut-off frequencies are acquired as fractions of π . Therefore these numbers must be between 0.0 and 1.0.
6. All the results concerning the filter parameters such as the cut-off frequencies, the attenuation, the coefficients, the MLS minimum error variance of all lower order ARMA filters, and the stability property are saved into a data file called IIRFILT.DAT. The frequency responses (magnitude responses and phase responses of $G(\omega)$ and $\hat{H}(\omega)$) are saved in a data file called FREQRES.DAT.
7. The input data to the program are supplied while executing the program. Notice that if an incorrect data are supplied, then the program will give a message: "Error in input data" and request once again the data.
8. In the evaluation of the frequency responses, we have used Horner's algorithm instead of the fast Fourier transform (FFT). This is done in purpose to avoid an increase in memory space.

IV. NUMERICAL EXAMPLES

To test the performance of the MLS method considered in this paper, some numerical examples are considered in this section. The chosen filters to be synthesized are:

- 1) A low-pass filter with cut-off frequency $\omega_c = \pi/4$.
- 2) A band-pass filter with cut-off frequencies $\omega_1 = \pi/5$ and $\omega_2 = \pi/4$.
- 3) A stop-band filter with cut-off frequencies $\omega_1 = \pi/5$ and $\omega_2 = \pi/4$.

For each of the above examples, the frequency response magnitudes in dB (or equivalently the power spectrum density (PSD) function) of the AR filter together with that of the ARMA filter are plotted. To see how the phase behaves, we also give, for each example, the phase responses of the ARMA and AR filters. The frequency response magnitudes and phase responses of the examples 1), 2), and 3), are given by Figure 4, Figure 5, and Figure 6, respectively. The order of AR filters is determined by the program itself. It has an upper limit supplied by the user (this upper limit should not exceed 1199 [7] which represents the specified array

dimension) that cannot be exceeded by the calculated order. In our examples, we have used an upper limit equals 1000 and the AR orders for all examples have been found to coincide with the supplied upper limit, i.e., $N=1000$ for all examples.

For all the above examples we have chosen the same attenuation level which is 40dB below the pass-band level. The orders of ARMA filters should be fixed a priori and supplied by the user. As mentioned earlier, the ARMA order should be much less than the AR order, i.e., $n \ll N$. Since the filters specified by the examples have different characteristics, their orders should be different. For instance, we should expect higher orders for narrowband filters than those for broadband filters and higher orders for multiband filters than those for singleband filters, and so on. This a priori information will help us to choose the orders for the different ARMA filters. The chosen ARMA orders for the different examples are given with the corresponding figures (Figures 4 through 6). In fact there is a practical way to choose the ARMA filter order automatically. We can use the minimum error variance of the MLS approximation as a criterion to choose the filter order. But in such a case the filter order will be in general overestimated and a very high ARMA order is not practical nor efficient. To see the effect of the filter order on the approximation quality, we have tried different orders for the second example given above. As expected, when the order gets higher, the ARMA filter approaches the AR filter which is considered as a reference.

V. CONCLUSION

A simple procedure (Sharf-Luby procedure) is presented in this paper. This procedure is based on the modified least-squares (MLS) method which makes it simple and efficient in computations and memory space.

In this paper, we have considered several types of digital filters such as low-pass, high-pass, stop-band, band-pass, and multiband-pass filters. The choice of a specific type of filter can be made while executing the program. The structure of the program has been designed in a very simple fashion so that the user will not have any problem following the different computation steps [7].

The results are given in two data files called IIRFILT.DAT and FREQRES.DAT. The file IIRFILT.DAT contains all the specifications of the desired filter and the coefficients of the resulting ARMA filter [7]. The second datafile FREQRES.DAT contains the frequency response magnitude and the phase response of both filters (i.e., AR and ARMA). The number of samples for these responses is supplied by the user. For more details concerning the Fortran program IIRFILT.FOR and its datafiles see [7].

As shown by Figures 4 through 6, there are some cases where the synthesized ARMA filter does not follow exactly the intermediate AR filter that is supposed to be our reference. This is true especially for narrowband filters or the multiband-pass filters as illustrated by the examples given in [7]. From the second example, it is clear that an increase in the filter order results in a significant improvement in the frequency response shape.

REFERENCES

- [1] L.W. Rabiner and B. Gold, *Theory and Application of Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, INC., Englewood Cliffs, New Jersey (USA), 1975.
- [2] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, INC., Englewood Cliffs, New Jersey (USA), 1975.
- [3] R.A. Roberts and C.T. Mullis, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (USA), 1987.
- [4] R.E. Kalman, "Design of Self-optimizing Control System," *Transactions ASME*, Vol. 80, pp.468-478, Feb. 1958.
- [5] C.T. Mullis and R.A. Roberts, "The Use of Second Order Information in The Approximation of Discrete-time Linear Systems," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, Vol. ASSP-24, pp. 226-238, June 1976.
- [6] L.L. Scharf and J.C. Luby, "Statistical Design of Autoregressive-Moving Average Digital Filters," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, Vol. ASSP-27, pp. 240-247, June 1979.
- [7] B. Derras, "A Fortran Program for Synthesizing IIR Digital Filters Via the Modified Least Squares Method," *Dépt. d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Rapport Technique Interne No. RTI-TS01, Septembre 1993.*

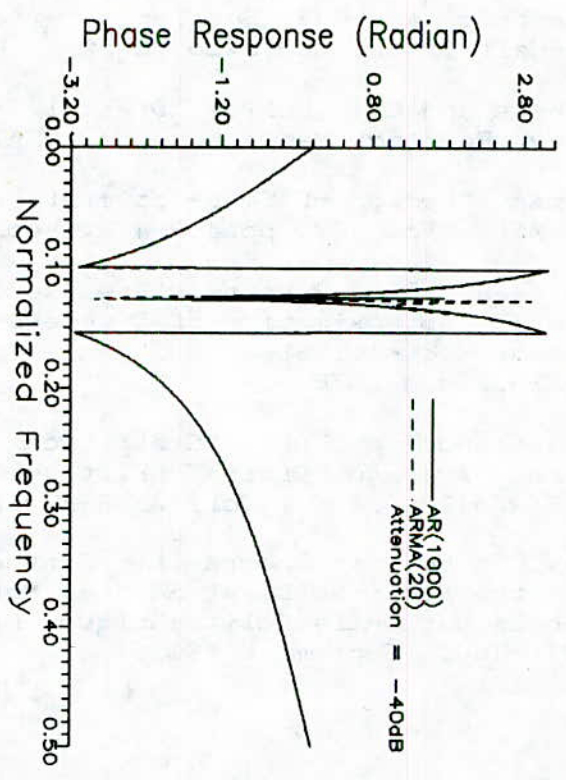
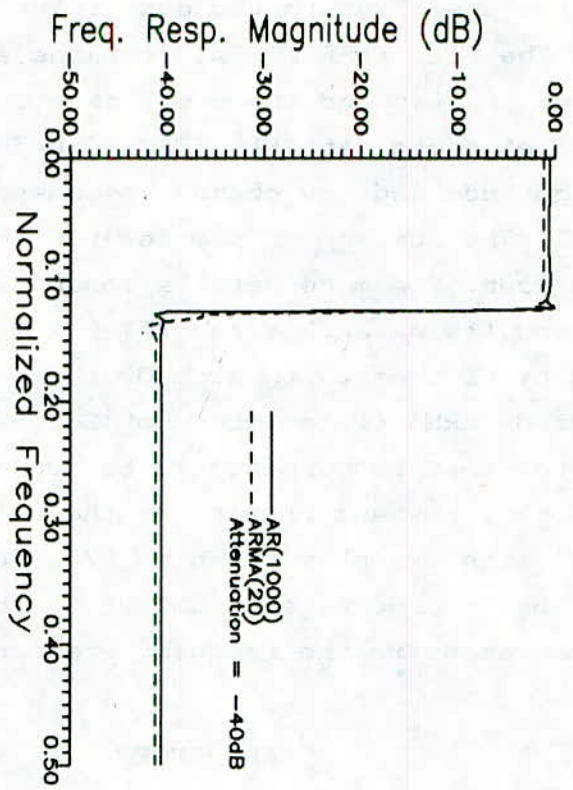


Figure .. Frequency response magnitudes and phase responses of AR(1000) and ARMA(20) low-pass digital filters with a normalized cut-off frequency 0.125.

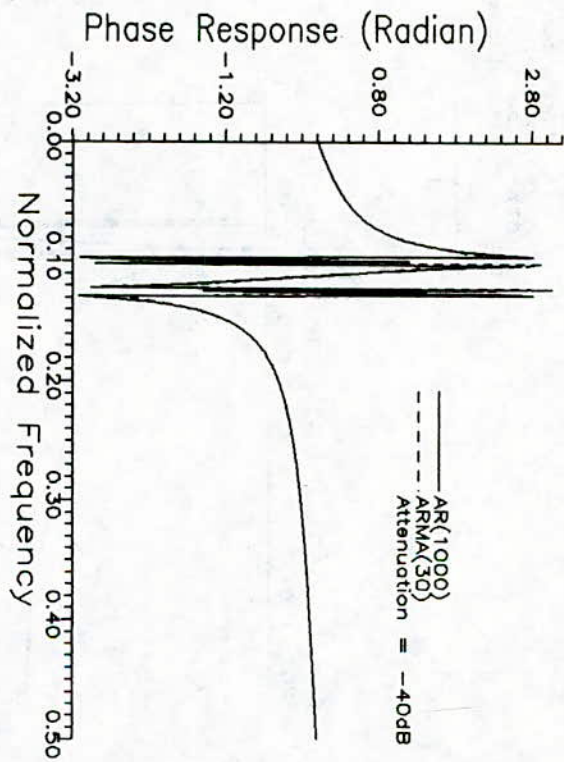
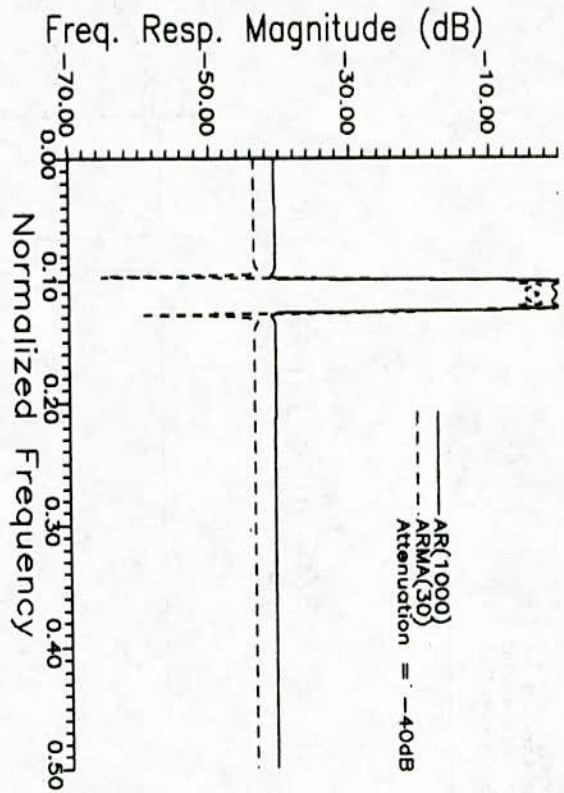


Figure 10. Frequency response magnitudes and phase responses of AR(1000) and ARMA(30) band-pass digital filters with normalized cut-off frequencies 0.1 and 0.125.

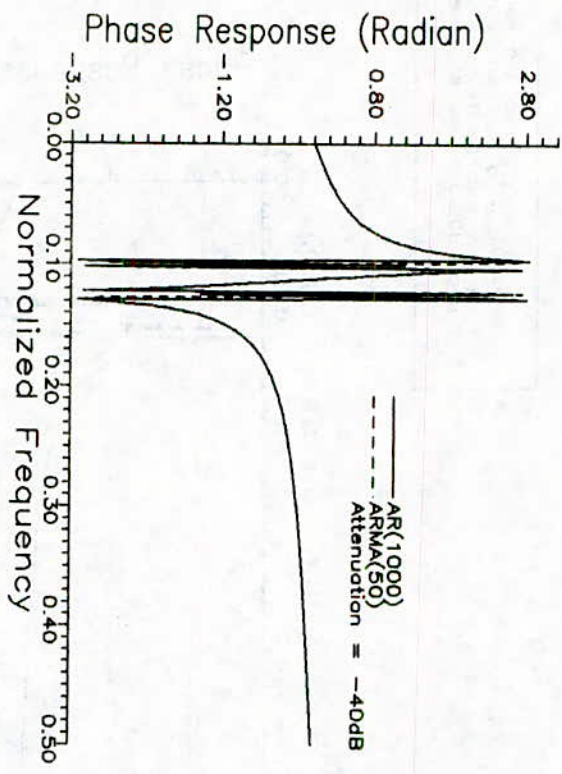
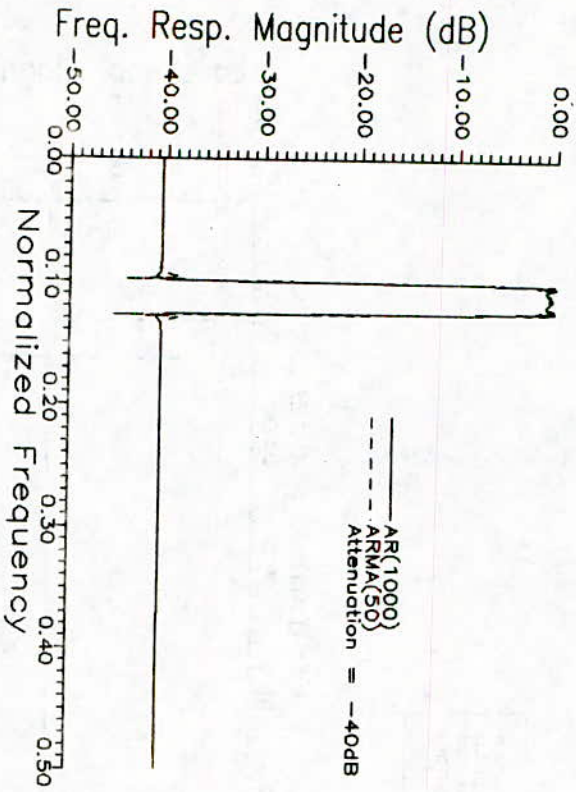


Figure bb. Frequency response magnitudes and phase responses of AR(1000) and ARMA(50) band-pass digital filters with normalized cut-off frequencies 0.1 and 0.125.

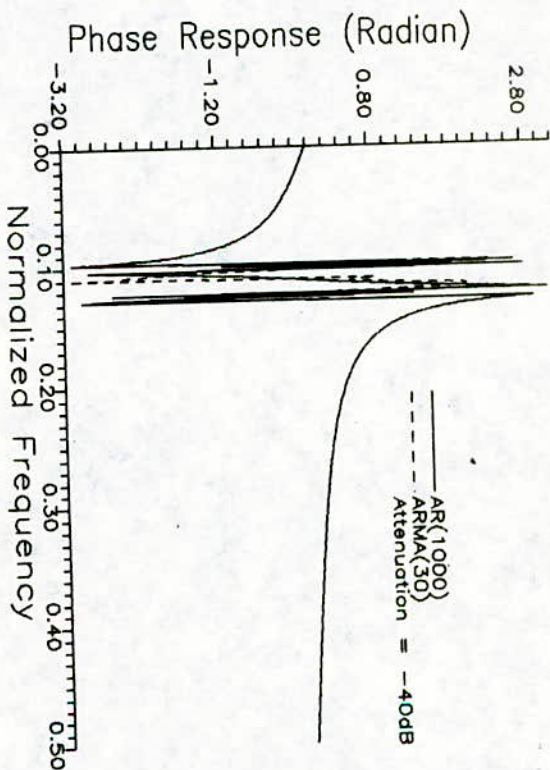
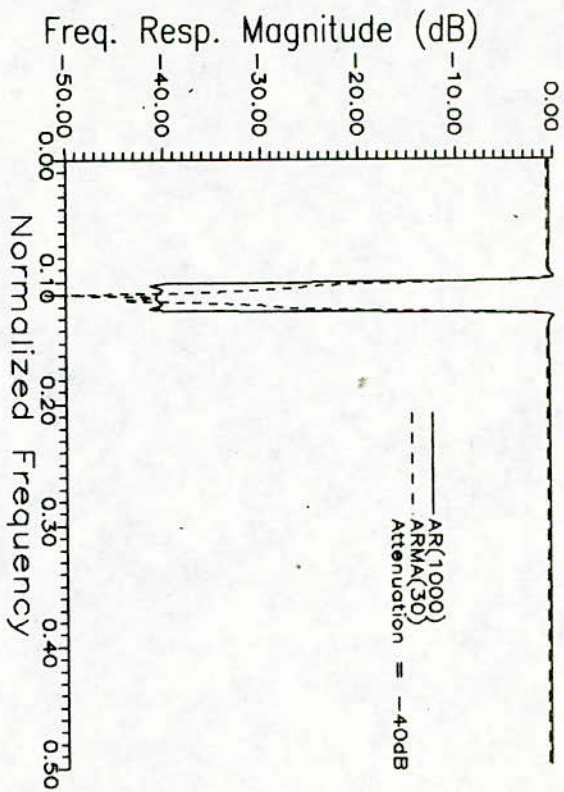


Figure . Frequency response magnitude, and phase responses of AR(1000) and ARMA(30) stop-band digital filters with normalized cut-off frequencies 0.1 and 0.125.



MODEL REDUCTION VIA A STATE-SPACE BASED CRITERION

Belkacem Derras

Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique,
10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach 16200, Alger.

ملخص:

تطرق هذا البحث إلى إستعمال صيغة جديدة لمعيار المربعات الصغرى لإيجاد نماذج مصغرة لمنظومات رقمية ممثلة في فضاء الحالات. نطلق على هذا المعيار إسم معيار SSLS وتغييره يعطي جملة من الحلول تعتمد كل منها على إختيار إحدى مصفوفتي مصفوفة الاقطار. أهم إختيار يعطي النموذج المصغر وفق SVD. صوب نتائج SSLS فان قناع حالة النموذج المصغر ما هو إلا إسقاط لنظيره بالمنظومة الأصلية. ولتوضيح أداء الصل الأفضل والمتمثل في طريقة SVD، بعض الا امثلة العددية أعطيت في آخر هذا البحث.

ABSTRACT

This paper deals with a newly formulated least-squares criterion to approximate a state-space realization of a given full-order discrete-time linear system with a reduced-order state-space model. We shall refer to this criterion as the state-space least-squares (SSLS) criterion, and its minimization results into a large class of solutions. These solutions depend on the choice of certain matrices. One important choice in this context, which is also the optimal one, yields the singular value decomposition (SVD) approximation. Furthermore, an interesting property which characterizes the SSLS minimization results is that the resulting reduced-order state vector can be considered as a projection of the full-order state vector. Some numerical examples are presented to illustrate the performance of the optimal solution which is in fact the SVD method.

Key words: Model reduction, State-space representation, State-space least-squares criterion, Singular Value Decomposition (SVD) method.

RESUME

Une nouvelle formulation du critère des moindres carrés est présentée dans ce papier pour la réduction de l'ordre des systèmes décrits dans l'espace d'état. La minimisation de ce critère (appelé SSLS) résulte en une classe assez large de solutions. Toutes les solutions formant cette classe dépendent du choix d'une de deux matrices constituant une projection. Un choix important, qui représente aussi la solution optimale, offre l'approximation SVD. De plus, il s'est avéré que toutes les solutions obtenues après minimisation du critère SSLS sont équivalentes à des projections incorporées dans l'espace d'état du système à réduire. Quelques exemples numériques sont présentés à la fin de ce papier pour illustrer la performance de la solution optimale qui est en fait la méthode SVD.

Mots clés: Réduction du modèle, Représentation d'état, Critère des moindres carrés dans l'espace d'état, Méthode SVD.

I. INTRODUCTION

The study and design of systems require in most cases the use of low-order linear models to characterize these systems in the "best" way (the word "best" is always used in relation with a certain performance criterion). This is true especially when the underlying system is known to be of high order. With the use of low-order models, one can make the study and analysis of any given system simpler and computationally more efficient. In the literature, several methods have been introduced to approximately fit a linear rational discrete-time low-order model to a given set of noisy data. Some of these methods are based on input/output data. However, other methods deal directly with the system functions such as the frequency response, the impulse response and/or the autocovariance sequence. In most cases only finite records of these data are available. Consequently no low-order model can be formed that will exactly match the given set of data. At best, the given data could correspond to a very high order model. Consequently, one is urged to reduce the model order by retaining only the significant "modes", or equivalently, by fitting a low-order approximate model to the given noisy data.

Rational model or difference-equation approximation is a very well-known approach. It has been used extensively in control systems and signal processing [1]-[9]. To get more information about the internal behavior of a given system and to improve its numerical properties, the state-space representation is more appropriate to characterize a rational model.

As a remainder the use of state-space parametrization has attracted a lot of attention in control systems and signal processing literature since the invention of Kalman filtering which has found numerous applications in many areas [10].

In this paper, we are mainly concerned with state-space modeling using the internal projection approach. This is done by the minimization of a newly formulated functional termed as state-space least-squares (SSLS) criterion. The minimization of this criterion results in some highly desirable expressions of the state space parameters. Moreover, this approach turns out to represent a large class of methods that are well-known in the approximation literature. Among these methods we can find the true least-

squares (TLS) method [5],[6],[11], the modified least-squares (MLS) method [4],[7],[9], the singular value decomposition (SVD) method [12]-[16], and others.

This paper is organized as follows. In Section II a background concerning the state-space representation of dynamic systems is given, followed by an introduction to the aforementioned criterion and its minimization. Section III investigates the properties of the resulting projection which represents the basis of this paper's framework. Some special cases of the SLSL solution are discussed in Section IV. Among these special cases, the SVD method is found to be of most utility because it represents the optimal solution. Thus Section V is devoted to the analysis of some properties regarding the SVD approach. Due to the importance of the stability problem in system approximation, Section VI is concerned with this subject. To illustrate the performance of the SVD method some numerical examples are presented in Section VII together with the performance of the MLS method. Finally, Section VIII summarizes and concludes the paper.

II. STATE-SPACE LEAST-SQUARES (SLSL) CRITERION AND ITS MINIMIZATION

A discrete-time linear system can be described by a state-space representation of the form:

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \quad (1a)$$

$$y(k) = CX(k) + Du(k) \quad (1b)$$

where $u(k)$, $y(k)$, and $X(k)$ are, respectively, the input, the output, and an N -dimensional state vector at time k . The parameters A , B , C , and D are some given matrices of compatible dimensions. Throughout the paper we shall consider that the system given by (1) is stable, controllable, and observable.

The problem here is to find a low-order state-space model for the system represented by (1). This approximation is highly desirable especially when the efficiency is of prime importance. For this purpose, we wish to find a lower dimensional state vector, say \hat{X} , via a low-rank transformation E (of rank, say n , where $n < N$), so that

$$\hat{X} = EX \quad (2)$$

by minimizing the following performance criterion [17],[18]:

$$\begin{aligned} V(E) &= \mathfrak{E}[(X - \hat{X})^t W (X - \hat{X})] \\ &= \mathfrak{E}[X^t (I_N - E)^t W (I_N - E) X] \end{aligned} \quad (3)$$

with respect to E. Here \mathfrak{E} and the superscript t denote the expected value and vector or matrix transpose, respectively. The parameter W is a symmetric positive definite weighting matrix defined below in (6c) and I_N is the unit matrix of dimension N.

The functional (3) represents the weighted squared error between the original state vector X and its approximant \hat{X} in a stochastic sense. Since the transformation E is an NxN rank-n matrix, it can be factorized as

$$E = FG, \quad (4)$$

where F and G are matrices of dimensions NxN and nxN, respectively. Using this fact, the functional V(E) becomes

$$\begin{aligned} V(F, G) &= \mathfrak{E}[X^t (I_N - FG)^t W (I_N - FG) X] \\ &= \text{Tr} [W (I_N - FG) K (I_N - FG)^t] \end{aligned} \quad (5)$$

where Tr stands for trace of a matrix and K is the state-covariance matrix defined by

$$K = \mathfrak{E}(XX^t). \quad (6a)$$

For a zero-mean unit-variance white noise input $u(k)$, the matrix K can be written as [19]

$$\begin{aligned} K &= \sum_{k=0}^{\infty} (A^k B)(A^k B)^t \\ &= AKA^t + BB^t \end{aligned} \quad (6b)$$

and W is the dual matrix of K, defined by

$$\begin{aligned} W &= \sum_{k=0}^{\infty} (CA^k)^t (CA^k) \\ &= A^t W A + C^t C. \end{aligned} \quad (6c)$$

The use of W as a weighting matrix in (3) ensures that the minimum attainable value of V is coordinate transformation-free. Furthermore, as we will see it later, this functional has a minimum which is invariant under frequency transformations.

The minimization of V with respect to F and G produces the following results. For a given G, we have

$$F = KG^t(GKG^t)^{-1} \quad (7)$$

and for a given F, we have

$$G = (F^t W F)^{-1} F^t W. \quad (8)$$

The results given by (7) and (8) exhibit an interesting property, that is for either case (i.e., (7) or (8)), the transformation $E = FG$ is a projection (i.e., $E^2 = E$ or $GF = I_n$). This simply means that the new state vector \hat{X} of the resulting model is deduced from the original one X via a low-rank projection E . Henceforth, we shall refer to E as internal projection [15].

Figure 1a and Figure 1b given at the end of the paper show the state-space structures of the system and its approximate model, respectively.

From these figures, one can see that the approximate model structure results from the original one by introducing a projection E into the internal representation of the system, hence the name internal projection.

The state-space representation of the model (Figure 1b) is given by

$$\hat{X}(k+1) = E [A\hat{X}(k) + Bu(k)] \quad (9a)$$

$$\hat{y}(k) = C\hat{X}(k) + Du(k). \quad (9b)$$

Apparently, the state vector \hat{X} is an N -dimensional vector which is also the dimension of X . However, the representation (9) can be shown to be equivalent to an n -th order model. If we let a new vector, say Z of size n to be related to \hat{X} via

$$\hat{X}(k) = FZ(k) \quad (10)$$

and since $GF = I_n$, then we can write

$$Z(k) = G\hat{X}(k) = GX(k) \quad (11)$$

Plugging $\hat{X}(k)$ given by (10) into (9), we get the following new state-variable representation with $Z(k)$ as a state vector

$$Z(k+1) = \hat{A}Z(k) + \hat{B}u(k) \quad (12a)$$

$$\hat{y}(k) = \hat{C}Z(k) + Du(k), \quad (12b)$$

where

$$\hat{A} = GAF, \quad \hat{B} = GB, \quad \hat{C} = CF \quad (13)$$

This representation can also be derived from (9) using the model impulse response $\hat{h}(k)$ and by showing that $\hat{h}(k) \equiv h'(k)$, where

$$\hat{h}(k) = \begin{cases} CCEA)^{k-1}EB, & \text{if } k > 0; \\ D, & \text{if } k = 0; \\ 0, & \text{if } k < 0. \end{cases} \quad (14a)$$

and

$$h'(k) = \begin{cases} CFCGAF)^{k-1}GB, & \text{if } k > 0; \\ D, & \text{if } k = 0; \\ 0, & \text{if } k < 0. \end{cases} \quad (14b)$$

are the impulse response sequences of the approximate model when represented by (9) and (12), respectively.

An interesting consequence of (14) is that the transfer function of the resulting model satisfies the following identity

$$\begin{aligned} \hat{H}(z) &= C(zI_N - EA)^{-1}EB + D \\ &= CF(zI_n - GAF)^{-1}GB + D, \end{aligned} \quad (15)$$

Expression (15) shows that the state-space realizations (EA,EB,C,D) and (GAF,GB,CF,D) are equivalent. The use of the latter realization as a representation for the approximate model has its advantage in that the storage of Z(k) is done more efficiently.

III. PROPERTIES OF THE INTERNAL PROJECTION E

The result that the transformation E comes out to be a projection seems to be very natural from the viewpoint of approximation theory. However, this type of projections has its own characteristics since it deals with state-space descriptions. It can be shown that the projection E is invariant under coordinate transformation. If we apply a nonsingular transformation to Z(k) such that

$$Z'(k) = T^{-1}Z(k), \quad (16)$$

the corresponding projection is

$$E' = (FT)(T^{-1}G) = E \quad (17)$$

which is indeed invariant under T, whereas its factors F and G are not because they are transformed into FT and T⁻¹G, respectively.

From Expressions (7) and (8), the projection E is found to satisfy the following identities

$$EK = KE^t \quad (18)$$

$$WE = E^tW \quad (19)$$

These identities show that using Expression (7), the projection E turns out to be orthogonal with respect to K . On the other hand if we use the dual expression represented by (8), then the projection E is orthogonal with respect to W . In the case where one of the matrices K or W is the identity matrix, the projection E becomes simply orthogonal, which means that $E = E^t$.

If both Expressions (18) and (19) hold simultaneously, then we will have an eigendecomposition problem of the matrix product KW . This results into the SVD approximation [15],[17] which will be considered later in Section V.

The use of one of the dual expressions given by (7) and (8) implies that G or F has to be given. Choosing one of these factors may look like imposing some conditions (constraints) on the approximation. In fact, as we will see it later in the next section, this is the case since the matrices G and F characterize the constraints of the model which are represented by $2n$ parameters (where n is the model order). These parameters are the denominator and numerator coefficients of the resulting transfer function. (Note that the leading coefficient of the numerator is invariant to E .)

IV. SELECTIONS OF F AND G FOR SOME WELL-KNOWN METHODS

The results given by (7) and (8) have been derived for given G and F , respectively. However, no specifications have been made regarding these assumptions. In this section, we investigate some choices of F and G that result into some interesting approximations. This shows that the SSLS approach represents a general class that includes many different methods which some of them are well-known in the literature. Moreover, using the SSLS approach, all these methods can be given a common interpretation in terms of the internal projection. In the following, we give some approximation methods in terms of their corresponding internal projections.

Modified Least-Squares Problem

This problem was first considered by Kalman [4] for control system design purposes. Then an efficient solution to this problem was given by Mullis and Roberts [7]. The usefulness of the modified least-squares (MLS) method comes from its simplicity because it involves some special system of equations that can be solved efficiently with an $O(n^2)$ algorithm.

The MLS problem is, as indicated by its name, a modification of the true least-squares (TLS) problem (see next subsection). It is the minimization of the following functional with respect to model parameters $\hat{\mathbf{a}} = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n)^t$ and $\hat{\mathbf{b}} = (\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_n)^t$

$$V(\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{b}}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta}) \hat{A}(e^{j\theta}) - \hat{B}(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (20)$$

subject to $\hat{a}_0 = 1$. $H(z)$ is the system transfer function and $\hat{A}(z) = \hat{\mathbf{a}}^t \psi(z)$ and $\hat{B}(z) = \hat{\mathbf{b}}^t \psi(z)$ ($\psi(z) = (1, z^{-1}, \dots, z^{-n})^t$) are, respectively, the denominator and numerator polynomials of the model. Thus the transfer function of the model is given by

$$\hat{H}(z) = \hat{B}(z) / \hat{A}(z) \quad (21)$$

Our purpose in this subsection is to show that the MLS method can be characterized by a certain internal projection, that is we can construct a projection E for which the resulting model can also be derived using the usual MLS method [18]. This simply means that the MLS method is nothing more than a special case of the SSLS approach. Furthermore in this context we will see that we have two choices which are duals in a sense that G and F interchange the roles.

If we consider the matrix G to be the first n rows of the observability matrix of our system, say

$$G = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

then using F , as given by (7), results into

$$\hat{A} = GAF = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\hat{a}_n & \dots & \dots & \dots & -\hat{a}_1 \end{bmatrix}, \hat{B} = GB = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix}, \hat{C}^t = (CF)^t = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

where h_i is the impulse response sequence of the system $H(z)$.

Now it is easy to show that the transfer function [18]

$$\hat{H}(z) = \hat{C}(zI_n - \hat{A})^{-1} \hat{B} + D \quad (24)$$

is the same as the one deduced from minimizing (20) and given by $\hat{H}(z) = \hat{B}(z) / \hat{A}(z)$.

Remark: The duality between (7) and (8) suggests that there can be another choice which is the dual of (22). In fact, if we choose F to be the first n columns of the system controllability matrix and G as given by (8), then we get a state-space parametrization \hat{A} , \hat{B} , and \hat{C} that gives the same transfer function as $\hat{H}(z)$ that results from the minimization of (20).

True Least-Squares Problem

The true least-squares (TLS) criterion is given by

$$V'(\hat{a}, \hat{b}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\theta}) - \hat{H}(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (25)$$

where $\hat{H}(z)$ and $H(z)$ are as given previously.

The minimization of (25) produces some nonlinear equations that cannot be solved analytically as in the case of the MLS problem. In [11], we have proposed an algorithm termed "forward-backward" to solve the TLS problem iteratively in the state space. It has been shown that the solution can be characterized by an internal projection $E = FG$, where G is the solution of $\hat{W}G = Q^t$ and F is the solution of $F\hat{K} = L$. The matrices \hat{W} , Q, \hat{K} , and L are given by [11],[17]

$$\hat{W} = \sum_{k=0}^{\infty} (\hat{C}\hat{A}^k)^t (\hat{C}\hat{A}^k) \quad (26)$$

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} (CA^k)^t (\hat{C}\hat{A}^k) \quad (27)$$

$$\hat{K} = \mathfrak{S}[ZZ^t] = \sum_{k=0}^{\infty} (\hat{A}^k\hat{B})(\hat{A}^k\hat{B})^t \quad (28)$$

$$L = \mathfrak{S}[XZ^t] = \sum_{k=0}^{\infty} (A^k B)(\hat{A}^k \hat{B})^t \quad (29)$$

Using the fact that \hat{K} is the covariance matrix of $Z(k)$ and L is the cross-covariance between $X(k)$ and $Z(k)$, we can show that F satisfies (7). It is also important to note that we have a dual solution, that is if we choose $F = L\hat{K}^{-1}$, then the corresponding G ($G = \hat{W}^{-1}Q^t$) satisfies (8).

Pole Assignment

In this problem, we consider that the poles of the model are given or assigned, hence the name pole assignment. The only parameters to be computed are the numerator coefficients. This makes the

problem linear and consequently simple to solve. Using the internal projection approach, the pole assignment can be accomplished by assigning the matrix F of Vandermonde type [17]

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \lambda_1 & \lambda_2 & \dots & \lambda_n \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \lambda_1^{N-1} & \lambda_2^{N-1} & \dots & \lambda_n^{N-1} \end{bmatrix} \quad (30)$$

where $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ are distinct complex numbers of magnitude less than unity. And if we choose G as given by (8) then $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ will be the eigenvalues of $\hat{A} = GAF$ or equivalently the poles of $\hat{H}(z)$. This can be shown as follows. Note that $AF = F\Sigma$, where A has a companion form and $\Sigma = \text{Diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$. Thus the matrix $\hat{A} = GAF = GF\Sigma$. Therefore the eigenvalues of \hat{A} are λ_i 's, for $i = 1, \dots, n$. Hence λ_i 's are preserved after the approximation.

Frequency Response Matching

In this problem, the frequency response is preserved at some given points in the complex plane. If we require that G be

$$G = \begin{bmatrix} C(\eta_1 I_N - A)^{-1} \\ \vdots \\ C(\eta_n I_N - A)^{-1} \end{bmatrix} \quad (31)$$

and we take F as given by (7), i.e., $F = KG^t(GKG^t)^{-1}$, where $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$ are some given complex numbers of magnitudes greater than or equal to unity, then the resulting transfer function

$$\hat{H}(z) = \hat{C}(zI_n - \hat{A})^{-1}\hat{B} + D \quad (32)$$

satisfies $\hat{H}(\eta_i) = H(\eta_i)$, $i = 1, \dots, n$. The latter result can also be obtained using the dual form of (31) which is given by

$$F = (C\eta_1 I_N - A)^{-1}B, (C\eta_2 I_N - A)^{-1}B, \dots, (C\eta_n I_N - A)^{-1}B \quad (33)$$

and G given by (8). Note that if we choose simultaneously G as given by (31) and F as given by (33) (without considering (7) and (8)), then we will get Cauchy interpolation [17],[18].

V. SVD APPROXIMATION

We have seen that when we choose G or F arbitrarily, the corresponding approximation results are suboptimal in the SSLS sense. However, as we will see in this section the optimal solution for the SSLS criterion turns out to be the SVD approximation. This can be shown as follows. Consider once again the SSLS criterion

$$V(F, G) = \text{Tr}[KW - KE^tW - KWE + KE^tWE] \quad (34a)$$

If the transformation E satisfies all the following conditions: $E^2 = E$, $EK = KE^t$, and $E^tW = WE$, then $EKW = KE^tWE = KWE$ and (34a) reduces to

$$\begin{aligned} V(F, G) &= \text{Tr}[KW] - \text{Tr}[KWE] \\ &= \text{Tr}[KW] - \text{Tr}[GKWF] \end{aligned} \quad (34b)$$

The minimum attainable value of $V(F, G)$ is obtained when the eigenvalues of KWE are not only a subset of the spectrum of KW but are also the largest eigenvalues. This is attainable if the columns of F are chosen to be the eigenvectors of KW corresponding to the n largest eigenvalues. This would give

$$\text{Tr}[KWF] = \text{Tr}[FAG] = \text{Tr}[GFA] = \text{Tr}[\Lambda], \quad (35)$$

where $\Lambda = \text{Diag}(\mu_1^2, \mu_2^2, \dots, \mu_n^2)$ and $\mu_1^2 \geq \mu_2^2 \geq \dots \geq \mu_n^2$ are the largest eigenvalues of KW given in a decreasing order. This yields a minimum SVD error given by

$$V_{\min}(F, G) = \sum_{i=n+1}^N \mu_i^2 \quad (36)$$

which is the sum of the discarded eigenvalues. To this end, one may ask the following question. Why did we term such a procedure as SVD approximation? The answer to this question is simple. We know that the matrices $K = \mathcal{B}\mathcal{B}^t$ and $W = \mathcal{C}^t\mathcal{C}$ (\mathcal{B} and \mathcal{C} are the infinite controllability and observability matrices, respectively) can be diagonalized simultaneously using a coordinate transformation. Moreover, the resulting diagonal matrices can be the same, i.e., we can have

$$K = W = D, \quad (37a)$$

where D is a diagonal matrix given by

$$D = \text{Diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N). \quad (37b)$$

Therefore, the eigenvalues of the matrix product KW (μ_i^2 , for $i = 1, \dots, N$) are the square of the entries of D . On the other hand, the system Hankel matrix is given by

$$\mathcal{X} = \mathcal{E}\mathcal{B} \quad (38)$$

This implies that

$$\mathcal{X}^2 = \mathcal{E}\mathcal{B}\mathcal{B}^t\mathcal{E}^t = \mathcal{E}D\mathcal{E}^t = \mathcal{E}D^{1/2}D^{1/2}\mathcal{E}^t \quad (39)$$

Thus the eigenvalues of \mathcal{X}^2 are the singular values of $\mathcal{E}D^{1/2}$, which are also the eigenvalues of $D^{1/2}\mathcal{E}^t\mathcal{E}D^{1/2} = D^2 = KW$. Therefore, the singular values of \mathcal{X} are the elements of D^2 , which are also the eigenvalues of KW . Hence the name singular value decomposition method.

Properties of SVD Approximation

We have seen that, when choosing G or F arbitrarily, the resulting approximation is suboptimal. However, the SVD method turns out to represent the optimal solution for the SSLS criterion. Going back to the results given by (7) and (8), we can see that the factors F and G are related in a highly nonlinear fashion. That is

$$F = KG^t(GKG^t)^{-1} \quad (40a)$$

$$G = (F^tWF)^{-1}F^tW \quad (40b)$$

If we plug (40b) into (40a), we get

$$KWF = F(GKWF), \quad (41a)$$

and if we plug (40a) into (40b), we get

$$GKW = (GKWF)G. \quad (41b)$$

Expressions (41) represent the right and left eigendecomposition of the matrix product KW , respectively. Clearly, the solution to these coupled equations is found when the matrix F is formed by the right eigenvectors and the matrix G is formed by the left eigenvectors of KW corresponding to the n largest eigenvalues. Based on this construction, the matrix $GKWF$ must be diagonal and its entries are the n largest eigenvalues of KW . Thus,

$$GKWF = \Lambda = \text{Diag}(\mu_1^2, \mu_2^2, \dots, \mu_n^2) \quad (42)$$

It is important to note that the entries of Λ are known as the singular values of the underlying system and their square roots are known as the second order modes [20]. They have been found to

be invariant under coordinate transformations which means that they depend solely on the external characteristics of the underlying system. Moreover, they have been found to be invariant under frequency transformations [21]. These components play an important role in roundoff error minimization in recursive digital filters [19],[20] and in model reduction (in particular state-space model reduction) [12]-[16].

Now if we postmultiply (41a) by G and (41b) by F, we get

$$KWE = EKWE \quad (43a)$$

$$EKW = EKWE. \quad (43b)$$

Using the fact that E is orthogonal with respect to K and W (i.e., $EK = KE^t$ and $E^tW = WE$) we can rewrite Λ in the following form:

$$\begin{aligned} \Lambda &= GKWF \\ &= GKWFGF \\ &= (GKG^t)(F^tWF) \end{aligned} \quad (44)$$

It can be shown that GKG^t and F^tWF are nothing more than the gram-mian controllability and the gramian observability matrices of the reduced-order model, respectively, i.e.,

$$\hat{K} = GKG^t \quad (45a)$$

$$\hat{W} = F^tWF. \quad (45b)$$

(The matrices \hat{K} and \hat{W} are defined by (28) and (26), respectively.) Moreover, when F and G are formed, respectively, by the n right and n left eigenvectors of KW corresponding to the largest eigenvalues (i.e., $KWF = FA$ and $GKW = AG$), then \hat{K} and \hat{W} are both diagonal and their product Λ contains the dominant eigenvalues of KW. Therefore, the reduced-order model singular values are given by

$$\hat{\mu}_i^2 = \mu_i^2, \quad i=1, \dots, n \quad (46)$$

and

$$\hat{K}\hat{W} = \text{Diag}(\mu_1^2, \mu_2^2, \dots, \mu_n^2) \quad (47)$$

The resulting state-space reduced-order realization $\hat{A} = GAF$, $\hat{B} = GB$, and $\hat{C} = CF$ can be trivially balanced via a diagonal coordinate transformation \hat{T} whose diagonal entries are

$$\hat{T}_{ii} = \left[\hat{K}_{ii} / \hat{W}_{ii} \right]^{1/4} \quad (48)$$

This transformation would produce $\hat{K}' = \hat{W}' = \hat{D}$, where \hat{D} is a diagonal

matrix defined by $\hat{D} = \Lambda^{1/2}$. A state-space realization that satisfies such a property is called balanced realization [13]-[16]. Such a realization has some very desirable properties, in that it has a very low output roundoff error variance and a very low coefficients sensitivity [13]-[16],[19],[20].

Remark

If Λ contains all the eigenvalues of KW (dimension $(\Lambda) = N$), then $V_{\min}(F,G) = 0$ and $E = I_N$, which represents the trivial case of the SVD approximation. In general, however, in model reduction problem only the dominant eigenvalues of KW are retained.

In summary, the SVD method can easily be implemented using the following procedure [17],[22]

1. Given the external description of a stable system of order N .
Compute a corresponding state-space model (A,B,C,D) .
2. Compute the matrices K and W , and compute the eigenvalues of the matrix product KW .
3. Select n eigenvectors which correspond to the largest eigenvalues of KW and form the matrix F . To determine an appropriate model order n , it is recommended to plot the error $V_{\min}(F,G)$ as a function of n ($1 < n < N$). Then, choose the value of n at which $V_{\min}(F,G)$ decreases sharply to zero.
4. Compute $G = (F^t W F)^{-1} F^t W$.
5. Compute the state-space elements of the approximate model
 $\hat{A} = GAF$, $\hat{B} = GB$, $\hat{C} = CF$.
6. (This step is optional) Compute $\hat{K} = GK G^t$ and $\hat{W} = F^t W F$ which are diagonal (see numerical examples in Section VII) and balance them using the diagonal transformation \hat{T} given by (48) so that we get $\hat{T}^{-1} \hat{K} \hat{T}^{-t} = \hat{T}^t \hat{W} \hat{T} = \hat{D}$, where \hat{D} is a diagonal matrix with entries $[\hat{D}]_{ii} = \mu_i$. Then apply the transformation \hat{T} to the state-space representation found in step 5 to get a new state-space representation $(\hat{A}' = \hat{T}^{-1} \hat{A} \hat{T}$, $\hat{B}' = \hat{T}^{-1} \hat{B}$, $\hat{C}' = \hat{C} \hat{T})$ that has good numerical properties, i.e., it has a very low output roundoff error variance and a very low coefficients sensitivity as shown in [13]-[16],[19],[20].

Remarks

1. The external description of a system is not necessarily given in a closed-form rational transfer function. In fact, we can

apply the procedure given above to any system that is described by a rational transfer function, by a finite-length impulse response sequence, or by a finite-length autocovariance sequence.

2. When the underlying system is described by its impulse response or by its autocovariance sequence, we have to find a state-space representation from the given information as stated in the first step of the procedure given above. A straightforward state-space representation is the trivial one [18],[23]. Once this is done, we can pursue the execution of the procedure.
3. As given by (36) $V_{\min}(F,G)$ depends only on the singular values of the system. This property is very interesting because it states that the minimum attainable value of $V(F,G)$ does not depend on coordinate transformations. Moreover, since the singular values μ_i^2 have been shown to be invariant under frequency transformations [21], we can say that $V_{\min}(F,G)$ does not depend also on the bandwidth for a given type of systems (filters).
4. The normalized output roundoff error variance of an n-th order balanced realization is given by

$$\sigma_b^2 = \sum_{i=1}^n \hat{K}_{ii} \hat{W}_{ii} = \sum_{i=1}^n \mu_i^2 \quad (49)$$

In fact this is known as the noise gain [19],[20]. As we can see this noise gain increases with n and represents a complement quantity of $V_{\min}(F,G)$, i.e., their sum is equal to

$$\theta = V_{\min}(F,G) + \sigma_b^2 = \sum_{i=1}^N \mu_i^2 \quad (50)$$

which is a constant for a given system.

VI. STABILITY PROBLEM

The stability of a discrete-time linear system is characterized by the location of its poles in the z-plane. For a system represented in terms of its state-space parameters (A, B, C, D), we use the eigenvalues of the state matrix A, which are also the poles, to characterize its stability. In short, a discrete-time linear system is stable if and only if its poles are located inside the z-plane unit circle, i.e.,

$$|\lambda_i| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, N.$$

Since the stability of a system is very essential in many applications we wish to always obtain a stable model using an approximation scheme. In [18], it has been shown that we can find two symmetric positive definite matrices

$$\hat{K} = GKG^t \quad (51)$$

and

$$Q = GACI_N - EKCI_N - E^t(GA)^t + \hat{B}\hat{B}^t \quad (52)$$

such that

$$\hat{K} = \hat{A} \hat{K} \hat{A}^t + Q \quad (53)$$

which indeed satisfies the Lyapunov condition (that is K and Q are positive definite). Therefore, the eigenvalues of $\hat{A} = GAF$ are inside the unit circle.

In summary, we can say that the SSSL approach results always in stable approximation models regardless of the choice made for the matrices G or F using (7) or (8). This indicates that all the resulting methods (e.g., MLS method, TLS method, SVD method, ...) produce stable models.

VII. NUMERICAL EXAMPLES

In this section, we limit our focus to the SVD approximation and for comparison purpose we consider also the MLS approximation. To be able to evaluate and compare these two important methods, we consider two different examples. In the first example, we use a 10-th order Butterworth digital filter with a normalized cut-off frequency equals 0.25 and in the second example we use a 10-th order Butterworth digital filter with a normalized cut-off frequency equals 0.125, as original digital systems to be approximated with low-order models. These two digital filters are chosen so to see if the SVD and MLS methods perform differently for different bandwidths. The chosen model order for both filters is $n = 5$.

For each case, three different functions are plotted, namely, the frequency response magnitude, the impulse response function, and the phase response. These three functions are considered here because of their importance regarding the structure of any system. The closeness of the approximant functions to their corresponding

original functions gives an idea how well the methods being used perform. In addition to the graphs shown in Figure 2 and Figure 3, the plot of $V_{\min}(F,G)$, the SVD minimum error, is given in Figure 4 as a function of the model order n . Notice that $V_{\min}(F,G)$ has its maximum at $n = 0$, but as n approaches 3, this function decreases sharply and decays to zero. This is the reason why the use of a fifth-order approximation model results in some functions that are very close to the original ones. Another remark is that the MLS approximation gets worse for smaller bandwidths. However, the SVD approximation appears to be independent of the bandwidth. This is true since the SVD error $V_{\min}(F,G)$ depends only on the discarded singular values (squares of second-order modes) which are invariant under frequency transformations [21].

The coefficients of both filters are given in Table 1 along with the eigenvalues of the matrix KW . Notice that these eigenvalues are the same for both filters. On the other hand the coefficients of the corresponding fifth-order models are given along with the eigenvalues of $\hat{K}\hat{W}$ in Table 2.

Table 1. Coefficients of Butterworth digital filters with normalized cut-off frequencies 0.25 and 0.125 with the eigenvalues of the corresponding matrix KW .

Cut-off frequency 0.25		Cut-off frequency 0.125		Eigenvalues of KW
Numer. Coeff	Den. Coeff.	Numer. Coeff.	Den. Coeff.	
2.89644E-3	1.00000	1.10559E-5	1.00000	0.987327
2.89644E-2	2.82623E-8	1.10559E-4	-4.98698	0.859831
1.30340E-1	1.34038	4.97516E-4	11.9364	0.494721
3.47573E-1	1.01128E-8	1.32671E-3	-17.7424	0.139992
6.08254E-1	5.45354E-1	2.32174E-3	17.9732	0.017133
7.29904E-1	-1.23277E-9	2.78609E-3	-12.8862	9.6789E-4
6.08254E-1	7.70412E-2	2.32174E-3	6.59320	2.6855E-5
3.47573E-1	-2.5763E-10	1.32671E-3	-2.36909	3.4441E-7
1.30340E-1	3.16548E-3	4.97516E-4	5.70633E-1	1.6659E-9
2.89644E-2	-2.82166E-12	1.10559E-4	-8.30177E-2	1.7447E-12
2.89644E-3	1.67788E-5	1.10559E-5	5.52971E-3	

Table 2. Coefficients of the resulting fifth-order $\hat{\hat{K}}\hat{\hat{W}}$ models with the eigenvalues of the corresponding matrix $\hat{\hat{K}}\hat{\hat{W}}$.

Cut-off frequency 0.25		Cut-off frequency 0.125		Eigenvalues of $\hat{\hat{K}}\hat{\hat{W}}$
Numer. Coeff.	Den. Coeff.	Numer. Coeff.	Den. Coeff.	
2.89644E-3	1.00000	1.10559E-5	1.00000	0.985507
2.65513E-2	-1.08616	3.69992E-3	-3.53859	0.858094
9.50129E-2	1.50814	-2.15578E-2	5.54270	0.493063
2.25031E-1	-1.01409	6.02444E-2	-4.70370	0.138396
2.38257E-1	5.23329E-1	-7.41126E-2	2.14822	0.015507
2.13897E-1	-1.42736E-1	5.93229E-2	-4.21807E-1	

For the fifth-order model with cut-off frequency 0.25, the state-space parameters $\hat{A}=GAF$, $\hat{B}=GB$, and $\hat{C}=CF$ are given by

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 7.38962E-1 & -3.56517E-1 & -6.92216E-2 & -3.12373E-2 & 1.07424E-2 \\ 9.41872E-1 & 3.52604E-1 & 3.93108E-1 & 4.52931E-2 & -4.20225E-2 \\ -4.20446E-1 & -9.03794E-1 & 1.29670E-1 & 3.83167E-1 & -3.05399E-2 \\ 4.28240E-1 & 2.35036E-1 & -8.64834E-1 & -2.41148E-2 & -5.55217E-1 \\ 1.27784E-1 & 1.89210E-1 & -5.98098E-2 & 4.81751E-1 & -1.10955E-1 \end{bmatrix}$$

$$\hat{B}^t = \begin{bmatrix} 3.03231E-1 & -6.89895E-1 & -1.01148 & -9.56003E-1 & 3.51442E-1 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 3.76008E-1 & 3.23813E-1 & -2.06497E-1 & 8.64707E-2 & 3.66356E-2 \end{bmatrix}$$

and for the fifth-order model with cut-off frequency 0.125, the state-space parameters are given by

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 9.40592E-1 & -5.14596E-1 & -5.52709E-2 & -1.75656E-1 & -3.27272E-3 \\ 1.92358E-1 & 8.21603E-1 & 3.66313E-1 & 3.81170E-3 & 1.39810E-1 \\ -2.38458E-2 & -4.22790E-1 & 7.02159E-1 & 9.83509E-1 & -1.02516E-1 \\ 1.37300E-2 & 7.97045E-4 & -1.78184E-1 & 5.86358E-1 & 4.54685E-1 \\ -3.67768E-4 & -2.36464E-2 & -1.50227E-2 & -3.67768E-1 & 4.87883E-1 \end{bmatrix}$$

$$\hat{B}^t = \begin{bmatrix} -7.85473 & 10.15460 & 13.61701 & 4.74839 & 2.30254 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} -2.66539E-3 & -9.21826E-3 & 1.07102E-2 & -2.06144E-2 & 1.23585E-2 \end{bmatrix}$$

The fifth-order models given above in terms of their state-space realizations, can be transformed via some coordinate transformation such as (48) to get balanced realizations that are numerically very stable and present a very low coefficients sensitivity [13]-[16],[19],[20].

For the SVD approximation the matrices \hat{K} and \hat{W} can be computed simply using (41a) and (41b), respectively. The resulting matrices for both digital filters given above are diagonal and given by

$$\hat{K} = \text{Diag}(0.80132226, 1.9755835, 3.4452928, 4.1365853, 1.2556645)$$

$$\hat{W} = \text{Diag}(1.2321220, 0.43522911, 0.14359327, 0.03384241, 0.01364498)$$

for the digital filter with normalized cut-off frequency 0.25, and

$$\hat{K} = \text{Diag}(2928.2016, 1021.4580, 894.26486, 86.184301, 24.387289)$$

$$\hat{W} = \text{Diag}(0.00033718, 0.00084177, 0.00055321, 0.00162433, 0.00070256)$$

for the digital filter with normalized frequency 0.125.

The computation of the eigenvalues of $\hat{K}\hat{W}$ is trivial in this case. They are simply the diagonal elements of $\hat{K}\hat{W}$. These are

$$\hat{\mu}_1^2 = 0.98732674, \quad \hat{\mu}_2^2 = 0.85983146, \quad \hat{\mu}_3^2 = 0.49472086$$

$$\hat{\mu}_4^2 = 0.13999202, \quad \hat{\mu}_5^2 = 0.01713352$$

for both filters. This verifies the property that $\hat{\mu}_i^2$'s are invariant under frequency transformations.

Note that these eigenvalues are identical to μ_i^2 's for $i=1,2,3,4,5$. However, those given in Table 2 are slightly different than μ_i^2 's. This is due to the fact that the matrices \hat{K} and \hat{W} used to compute $\hat{\mu}_i^2$, $i = 1, \dots, 5$, of Table 2, are obtained via the expressions (28) and (26), respectively, by truncating the infinite summations. The computations of such matrices can be performed using directly the summations or using an intermediate canonical realization of the state-space parameters. Notice that any algorithm that computes the matrix \hat{K} is well-suited to compute the matrix \hat{W} . For details regarding the algorithms used for this purpose see [19],[20],[24].

VIII. SUMMARY AND CONCLUSIONS

We have introduced a newly formulated state-space least-squares (SSLS) criterion whose minimization yields a variety of options. These options depend on the choice made for the matrices F or G given by (7) and (8), respectively. Each choice has a dual one and results in a certain approximation method. Among the methods that are well-known in the literature, we can find the MLS

and TLS methods, pole assignment, frequency response matching, SVD method, and others. The SVD method represents the optimal solution to the SSSL minimization. This method retains only the most significant modes of the system. And since these modes (singular values of the system) are independent of the system bandwidth, the minimum SVD error is bandwidth-invariant. As shown in Figures 2 and 3, this is an advantage over other methods such as the MLS method whose approximation quality deteriorates as the system bandwidth decreases.

An interesting result that is worth mentioning here is that a common interpretation can be given to all the resulting approximation methods. That is the reduced-order state vector is deduced from the full-order state vector using a low-rank projection $E=FG$. This is illustrated in Figures 1a and 1b.

For any choice made for the matrices F or G, the SSSL approach results always into stable reduced-order models.

REFERENCES

- [1] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, Prentice-Hall, New Jersey (USA), 1987.
- [2] S.L. Marple, Jr., *Digital Spectral Analysis with Applications* Prentice-Hall, New Jersey (USA), 1987.
- [3] S.M. Kay, *Modern Spectral Estimation: Theory & Application*, Prentice-Hall, New Jersey (USA), 1988.
- [4] R.E. Kalman, "Design of Self-Optimizing Control System," *Trans. ASME*, Vol. 80, pp. 468-478, Feb. 1958.
- [5] K. Steiglitz and L.E. McBride, "A Technique for Identification of Linear Systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. AC-10, pp. 461-464, Oct. 1965.
- [6] G. Miller, "Least Squares Rational Z-transform Approximation," *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 295, No. 1, pp. 1-7, Jan. 1973.
- [7] C.T. Mullis and R.A. Roberts, "The Use of Second Order Information in the Approximation of Discrete-time Linear Systems," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process.*, Vol. ASSP-24, pp. 226-238, June 1976.
- [8] F. Brophy and A.C. Salazar, "Considerations of the Padé Approximant Technique in the Synthesis of Recursive Digital Filters," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing*, Vol. ASSP-21, pp. 500-505, Dec. 1973.

- [9] L.L. Scharf and J.C. Luby, "Statistical Design of Autoregressive Moving Average Digital Filters," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, Vol. ASSP-27, pp. 240-247, June 1979.
- [10] H.W. Sorenson (Editor), *Kalman Filtering: Theory and Application*, IEEE Press, New York (USA), 1985.
- [11] B. Derras and C.T. Mullis, "A Time-varying Procedure for the Solution of the True Least-squares Problem and Application to the Approximation of Discrete-time Linear Systems," *Advances in Modelling & Analysis, C, AMSE Press*, Vol. 37, No 1, pp. 1-32, 1993.
- [12] S. Kung, "A New Identification and Model Reduction Algorithm via Singular Value Decomposition," *Proc. XIIIth Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California (USA), pp. 705-714, Nov. 1978.
- [13] B.C. Moore, "Principal Component Analysis in Linear Systems: Controllability, Observability, and Model Reduction," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-26, pp. 17-31, Feb. 1981.
- [14] A.R. Karalamangala, "A Principal Components Approach to Approximate Modeling and ARMA Spectral Estimation," *Ph.D. Dissertation*, University of Southern California, Los Angeles, California (USA), December 1984.
- [15] C.T. Mullis and L.L. Scharf, "Internal Projections for Rank Reduction in Linear Dynamical Systems," *Proc. XVIIIth Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California (USA), pp. 456-462, Nov. 1985.
- [16] R.J. Ober, "Balanced Realizations: Canonical form, Parametrization, Model Reduction," *Int. Journal of Control*, Vol. 46, No 2, pp. 643-670, 1987.
- [17] B. Derras, "The Approximation of Discrete-time Linear Systems Based on the Use of Projections," *Ph.D. Dissertation*, Electrical and Computer Engineering Department, University of Colorado, Boulder, Colorado (USA), 1988.
- [18] B. Derras and C.T. Mullis, "A Unified Approach to System Approximation," *Advances in Modelling & Simulation*, AMSE Press, Vol. 23, No 1, pp. 29-48, 1991.
- [19] R.A. Roberts and C.T. Mullis, *Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (USA), chapters 8, 9, 1987.
- [20] C.T. Mullis and R.A. Roberts, "Synthesis of Minimum Roundoff Noise Fixed Point Digital Filters," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. CAS-23, pp. 551-562, Sept. 1976.
- [21] C.T. Mullis and R.A. Roberts, "Roundoff Noise in Digital Filters: Frequency Transformations and Invariants," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-24, pp. 538-550, Dec. 1976.

- [22] B. Derras, "State-Space Model Reduction Using Internal Projections," *First Séminaire National sur les Signaux, Systèmes et Automatismes (SSA' 92)*, Blida, Décembre 13-15, 1992.
- [23] C.T. Mullis, "Rational Approximation with Internal Projections," *Proc. XX-th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, California (USA), Nov. 1987.
- [24] B. Derras, "On the Computation of the Cross-Covariance Matrix of Two State Vectors," to be published in *Advances in Modeling & Analysis, A, AMSE Press*, Vol. 18, No 1, pp. 35-55, 1994.

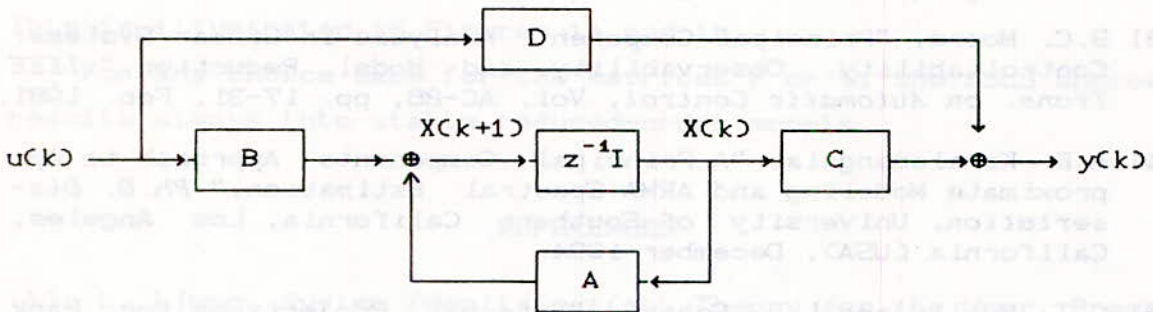


Figure 1a. State-space structure of a discrete-time linear system.

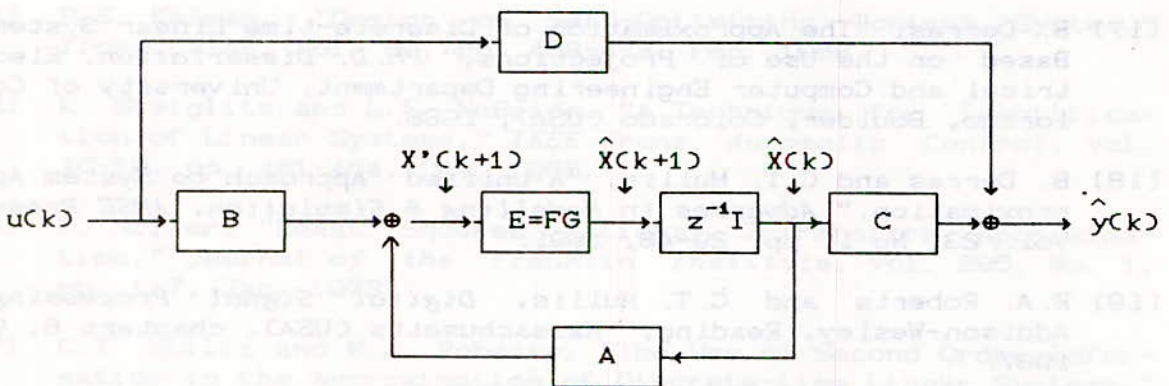


Figure 1b. State-space structure of the approximate model using the internal projection approach. ($X'(k+1)$ is an intermediate vector.)

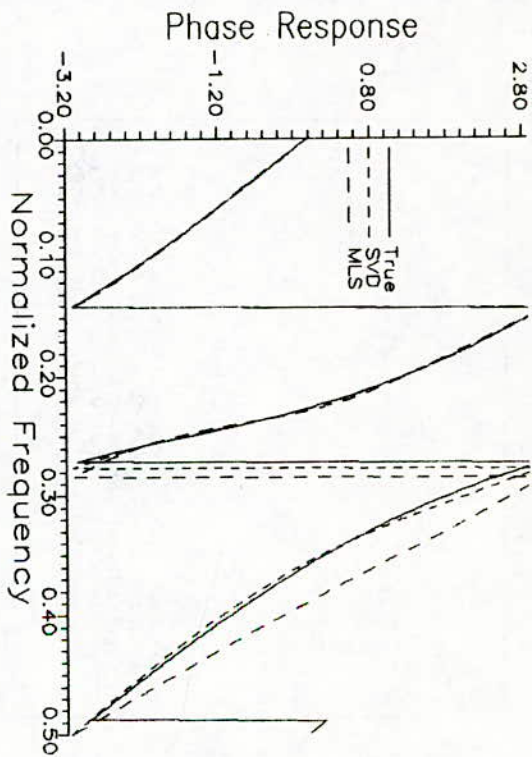
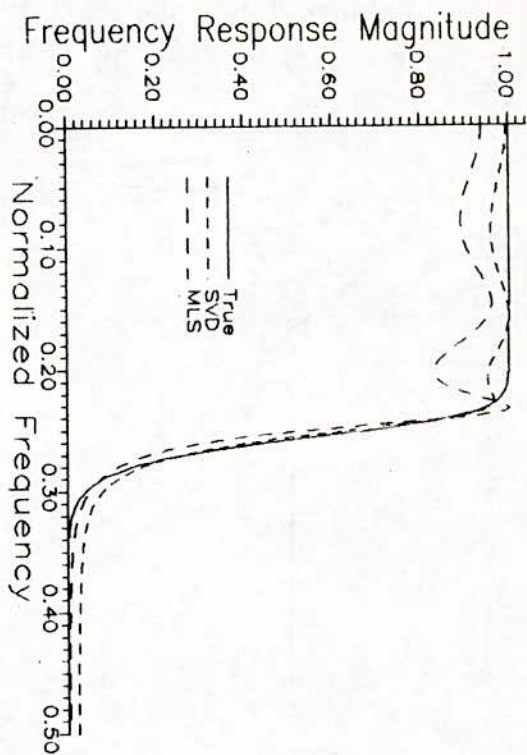
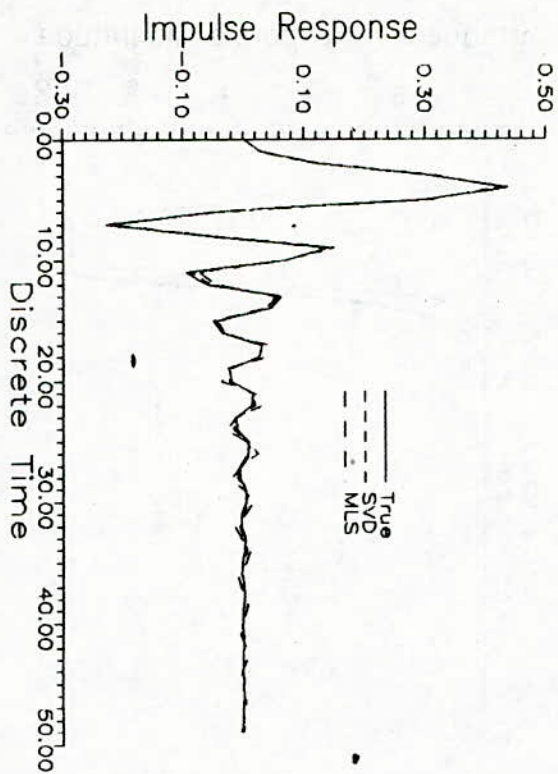


Figure 2. Frequency response magnitudes, phase responses, and impulse responses of:
 - True function (10-th order Butterworth digital filter with normalized cut-off frequency 0.25)
 - SVD approximation function (5-th order model)
 - MLS approximation function (5-th order model).

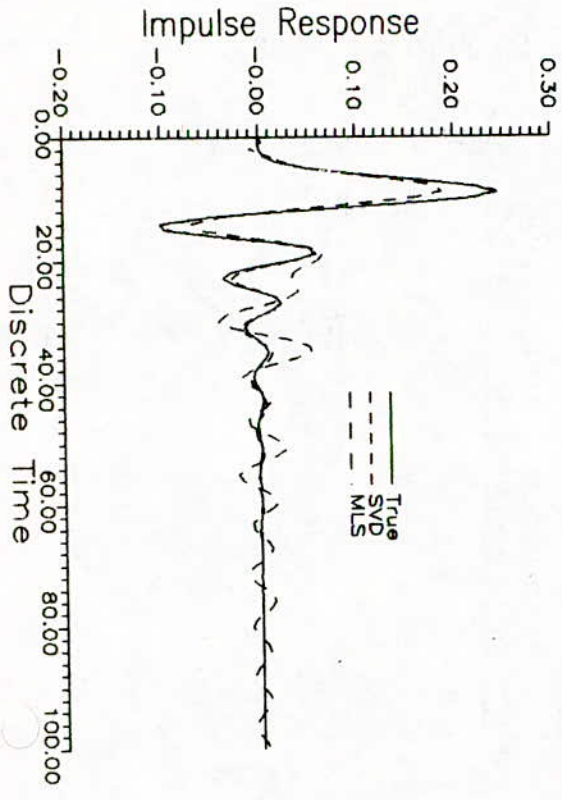
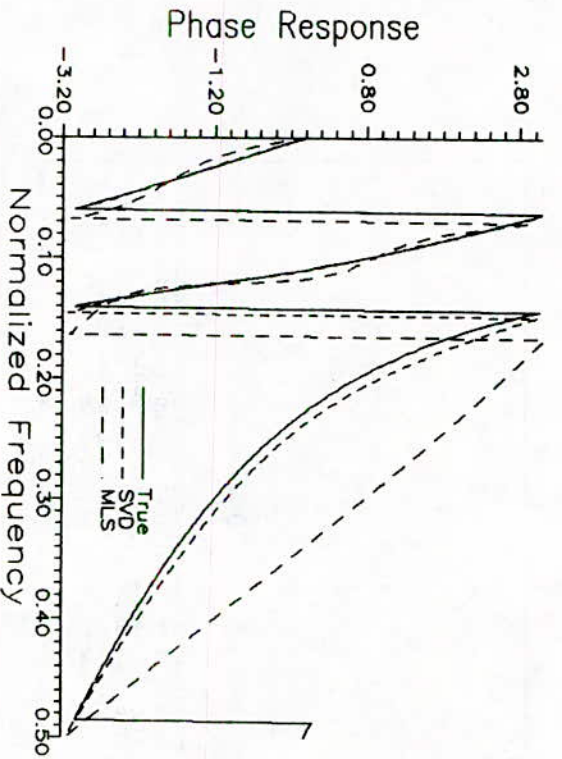
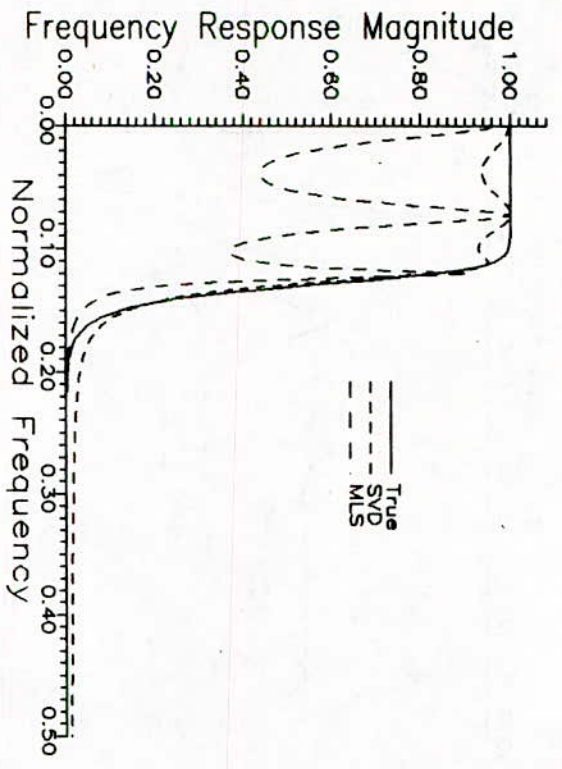


Figure 3. Frequency response magnitudes, phase responses, and impulse responses of:
 - True function (10-th order Butterworth digital filter with normalized cut-off frequency 0.125)
 - SVD approximation function (5-th order model)
 - MLS approximation function (5-th order model)

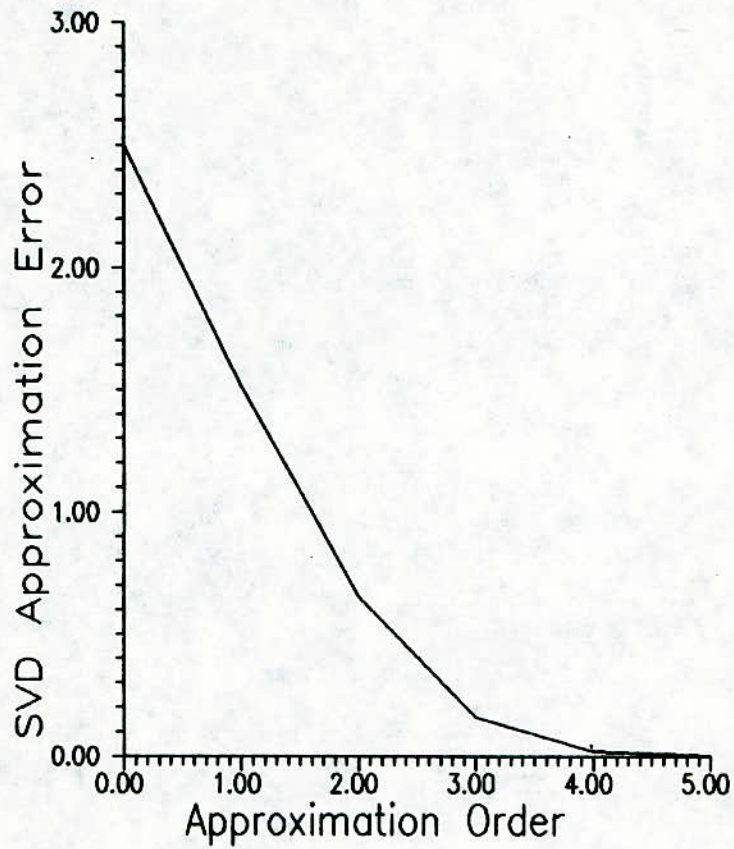


Figure 4. SVD error behavior for different approximation orders; case of a 10-th order Butterworth digital filter.

DISTRIBUTION DES COURANTS ET DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT
D'ANTENNES MICROSTRIPS MULTICOUCHES DE FORME QUELCONQUE EN
MODE QUASI-TEM

R. AKSAS^{*} et A. ZERGUERRAS^{**}

Laboratoire Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique,
10, Avenue Hassen Badi, El-Harrach 16200, Alger.

ملخص: نقترح نموذجاً يسمح بحساب توزيعة التيارات وكذا مخططات الاتجهاية، بالمركبات العادية والعمودية عليها، لبنية متعددة الطبقات مكونة من هوائي ميكرونسيجي ذي شكل كفي مرافق لموجه ذي شكل مطابق وله نفس محور التناظر. من أجل هندسة دائرية، فان التجربة تؤكد النتائج النظرية المحصل عليها.

Résumé: Nous proposons un modèle, qui permet de calculer la distribution des courants ainsi que les diagrammes de directivité, en composantes copolaires et croisées, d'une structure multicouche, composée d'une antenne microruban de forme arbitraire associée à un directeur de forme identique et de même axe de symétrie. Pour une géométrie circulaire, l'expérience corrobore les résultats théoriques obtenus.

Abstract: The proposed model permit to obtain the conduction and polarization current distributions as well as the copolar and cross-polar directivity patterns of a multi-layered structure. This structure is composed of an arbitrary shaped and symmetrical microstrip patch antenna, associated to a director having the same shape and the same axe of symmetry. Experiments made for a circular shape show a good agreement with the calculated results.

*: Chargé de cours

** : Maître de conférences

1 Introduction:

La modélisation [1] par lignes de transmission couplées en mode quasi-TEM, a permis l'analyse des distributions des courants de conduction axiaux et de polarisation ainsi que les diagrammes de rayonnement en composantes copolaires d'une antenne microruban associée à un directeur de même géométrie.

Pourvu qu'elle possède un axe de symétrie, par rapport à son point d'excitation, une telle structure présente les caractéristiques d'une source rayonnante à polarisation linéaire.

Cependant, le modèle proposé par [1] n'avait pas besoin de connaître la distribution bidimensionnelle des courants de conduction pour les champs lointains et, par conséquent, les lignes de force du courant de conduction total, sa composante transverse et sa contribution à la formation du champ croisé que nous trouverons effectivement très faible.

La distribution de courant proposée ici conserve le caractère unidimensionnel lors du calcul des diagrammes de directivité.

2- Modélisation

Pour alléger le formalisme mathématique, nous considérons d'abord une structure simple, composée d'une antenne microruban, de forme quelconque, sans directeur, excitée par une ligne microstrip au point 0 (Fig. 1).

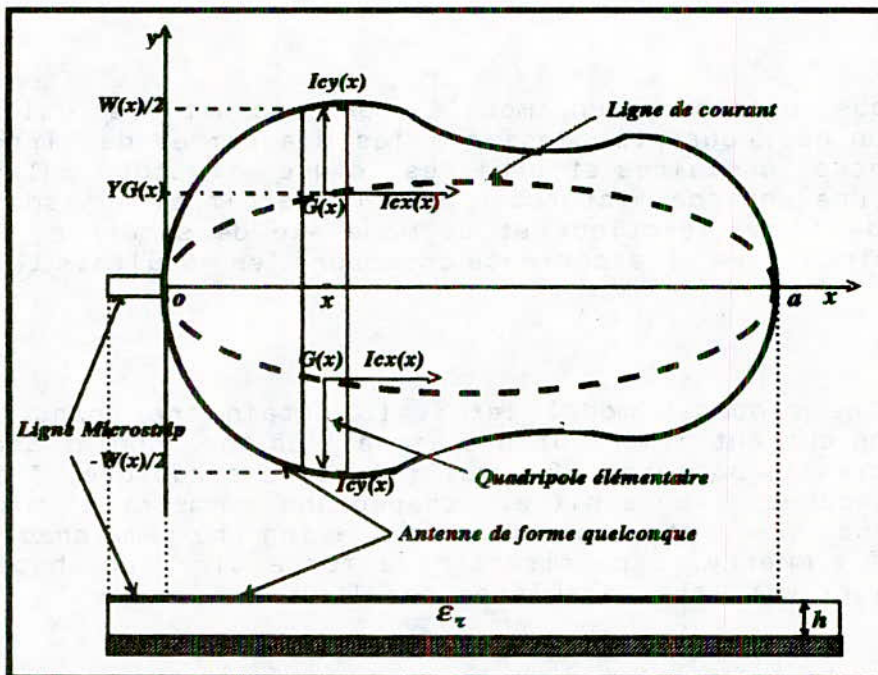


Fig.1: antenne de forme arbitraire

L'antenne est assimilée à un quadripole de longueur normalisée (par rapport à la longueur d'onde λ_0) a , que nous discrétisons conformément à [1] en N sections élémentaires égales. Chaque quadripole élémentaire, ainsi obtenu, est équivalent à une ligne de

transmission, de faible longueur (a/N), avec pertes (diélectriques, dans le conducteur et par rayonnement). L'impédance caractéristique, le coefficient de propagation et la permittivité relative effective d'une ligne élémentaire, sont calculés selon les expressions de [2]-[4], pour tenir compte à la fois de l'effet de dispersion, de l'épaisseur et de la rugosité de la surface des conducteurs (antenne et plan de masse), quoique pour les antennes plaques microrubans (APM) le balayage en fréquence soit faible.

Dans le cas d'une antenne avec directeur, le quadripole devient un octopole équivalent à deux lignes de transmission couplées [1] par capacité.

2.1 Ligne de force et courant de conduction transverse

La distribution du courant de conduction axial $I_{ca}(x)$, obtenue par [1], représente la totalité de tous les courants colinéaires à l'axe Ox et répartis le long de la largeur $W(x)$ de la section élémentaire située à l'abscisse x (Fig. 1).

En un point M quelconque de coordonnées (x, y) de cette section, la distribution du courant de conduction longitudinal (parallèle à l'axe Ox) est donnée [5] par la relation:

$$\vec{J}_{cx}(x, y) = I_{ca}(x) J_x(y) \hat{x} \quad (1)$$

avec:

$$J_x(y) = \frac{4}{5} \frac{1}{W(x)} \left[1 + \left| \frac{2y}{W(x)} \right|^3 \right] \quad \text{pour } |y| \leq \frac{W(x)}{2}$$

$$J_x(y) = 0 \quad \text{pour } |y| > \frac{W(x)}{2}$$

\hat{x} : vecteur unitaire porté par Ox

et on vérifie aisément que la somme des courants longitudinaux le long de la ligne élémentaire de largeur $W(x)$ donne le courant de conduction axial obtenu par [1]:

$$\int_{\frac{-W(x)}{2}}^{\frac{W(x)}{2}} \vec{J}_{cx}(x, y) dy = I_{ca}(x) \hat{x} \quad (2)$$

afin de conserver au modèle un caractère unidimensionnel, il est nécessaire de rechercher la fonction de position du centre de gravité $G(x)$, point d'application de la somme des courants longitudinaux dans le demi-plan supérieur ($y > 0$):

$$y_{G(x)} = \frac{\int_0^{\frac{W(x)}{2}} J_{cx}(x, y) y dy}{\int_0^{\frac{W(x)}{2}} J_{cx}(x, y) dy} = \frac{7}{25} W(x) \quad (3)$$

L'ensemble des points $G(x)$, le long de l'antenne, représente la ligne de courant de conduction total dans ce demi-plan. Nous obtenons une ligne de courant symétrique (Fig. 1) pour le demi-plan inférieur ($y < 0$). En un point $G(x)$, le courant de conduction longitudinal s'écrit:

$$I_{cx}(x) = \int_0^{\frac{W(x)}{2}} J_{cx}(x, y) dy = \frac{1}{2} I_{ca}(x) \quad (4)$$

Ayant ainsi déterminé la fonction de position et la distribution du courant de conduction longitudinal au niveau du centre de gravité, nous pouvons donc déduire la distribution du courant de conduction transverse (dirigé selon l'axe Oy) sous la forme:

$$I_{cy}(x) = \frac{d}{dx} [y_{G(x)}] I_{cx}(x) \quad (5)$$

2.2 Cas d'une structure circulaire

Dans le cas d'une structure circulaire, de rayon R , la largeur $W(x)$ d'une section élémentaire s'écrit [1]

$$W(x) = 2 \sqrt{ax - x^2}$$

avec:

$$\begin{aligned} x &= (2i - 1) \frac{a}{2N} & (i = 1, 2, 3, \dots, N) \\ a &= \frac{2R}{\lambda_0} \end{aligned}$$

Dans ces conditions, l'expression (3) devient:

$$y_{G(x)} = \frac{14}{25} \sqrt{ax - x^2} \quad (6)$$

La ligne de force décrite par la relation (6) est une ellipse, parfaitement déterminée par son équation cartésienne classique:

$$\frac{(x - \frac{a}{2})^2}{(\frac{a}{2})^2} + \frac{y^2}{(\frac{14}{50} a)^2} = 1 \quad (7)$$

Ce résultat est en parfait accord avec celui qui donne la trajectoire des lignes de courants de conduction du mode TM_{11} , présenté par Davidovitz [6] pour la même structure. Ainsi, compte tenu de (6), la distribution du courant de conduction transverse donnée par (5) devient:

$$I_{cy}(x) = \frac{7}{50} I_{ca}(x) \frac{(a - 2x)}{\sqrt{ax - x^2}} \quad (8)$$

2.3 Diagramme de rayonnement

Connaissant les distributions des courants de conduction axial $I_{ca}(x)$ et de polarisation $I_p(x)$ [1] et ayant déterminé la distribution du courant de conduction transverse $I_{cy}(x)$, nous pouvons calculer, en appliquant le théorème d'équivalence en volume [7], les expressions du champ rayonné, aussi bien pour une structure monocouche que pour une structure multicouche.

Dans le cas d'une antenne microruban circulaire, de rayon R , disposée sur un plan de masse, supposé infini et parfaitement conducteur, nous obtenons en vertu du principe des images [7], les composantes du champ lointain ramenées à un système de coordonnées sphériques:

$$E_{\theta} = E_0 \cos\theta \sin(k_z h) \int_0^{2R} \{ I_{ca}(x) \cos\varphi \cos(k_y y_{G(x)}) + 2 j I_{cy}(x) \sin\varphi \sin(k_y y_{G(x)}) \} e^{jk_x x} dx + j E_0 \sin\theta \cos(k_z \frac{h}{2}) \int_0^{2R} I_p(x) \cos(k_y y_{G(x)}) e^{jk_x x} dx \quad (9)$$

$$E_{\phi} = - E_0 \sin(k_z h) \int_0^{2R} \{ I_{ca}(x) \sin\varphi \cos(k_y y_{G(x)}) - 2 j I_{cy}(x) \cos\varphi \sin(k_y y_{G(x)}) \} e^{jk_x x} dx \quad (10)$$

avec:

$$E_0 = \frac{\eta_0}{\lambda_0} \Psi(r); \quad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}; \quad \Psi(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r}; \quad k_x = k_0 \sin\theta \cos\varphi$$

$$k_y = k_0 \sin\theta \sin\varphi; \quad k_z = k_0 \cos\theta; \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

λ_0 et $\Psi(r)$ étant respectivement la longueur d'onde et la fonction de Green en espace libre.

En général, les champs rayonnés sont à composantes copolaires (E_{co}) et croisées (E_{cross}). La définition selon [8] de ces deux composantes, pour le cas de notre antenne, polarisée selon l'axe Ox (axe de symétrie), donne:

$$E_{co} = E_{\theta} \cos\varphi - E_{\phi} \sin\varphi \quad (11)$$

$$E_{cross} = E_{\theta} \sin\varphi + E_{\phi} \cos\varphi \quad (12)$$

2.3.1 Plan E ($\varphi = 0$)

Dans ce plan nous avons:

$$k_x = k_0 \sin\theta \quad k_y = 0$$

et les composantes copolaires et croisées, du champ rayonné, données par (11) et (12) deviennent:

$$E_{co} = E_{\theta} = E_o \cos\theta \sin(k_o h \cos\theta) \int_0^{2R} I_{ca}(x) e^{jk_o x \sin\theta} dx \quad (13)$$

$$+ j E_o \sin\theta \cos(k_o \frac{h}{2} \cos\theta) \int_0^{2R} I_p(x) e^{jk_o x \sin\theta} dx$$

$$E_{cross} = E_{\phi} = 0 \quad (14)$$

La composante croisée dans ce plan est donc nulle.

2.3.2 Plan H ($\varphi = \pi/2$)

Dans ce plan nous avons:

$$k_x = 0 \quad k_y = k_o \sin\theta$$

et les composantes copolaires et contrapolaires données respectivement par (11) et (12) deviennent:

$$E_{co} = - E_{\theta} = E_o \sin(k_o h \cos\theta) \int_0^{2R} I_{ca}(x) \cos(k_o y_{G(x)} \sin\theta) dx \quad (15)$$

$$E_{cross} = E_{\phi} = j E_o \int_0^{2R} [2 I_{cy}(x) \cos\theta \sin(k_o h \cos\theta) \sin(k_o y_{G(x)} \sin\theta) + I_p(x) \sin\theta \cos(k_o \frac{h}{2} \cos\theta) \cos(k_o y_{G(x)} \sin\theta)] dx \quad (16)$$

3 Résultats obtenus

La figure 2 représente les variations en module et en phase des courants de conduction et de polarisation pour les paramètres suivants de la structure circulaire sans directeur:

$R=6,85$ mm; $h=1,59$ mm; $\epsilon_r=2,17$; $\text{tg}\delta=0,0012$; $\sigma=0.556 \cdot 10^6$ S/mm (conductivité du conducteur); $t=18$ μm (épaisseur du conducteur); $\Delta=0,5$ μm (rugosité de la surface du conducteur); $f=7,1$ GHz; $N=200$.

La distribution du courant de conduction axial, prise égale à un Ampère à l'entrée 0 de l'antenne, ainsi que celle du courant de polarisation sont parfaitement décrites par [1]. C'est la raison pour laquelle, nous nous contentons de commenter uniquement le comportement du courant de conduction transverse, le long de la structure, dont le module (Fig. 2a) a été multiplié par un facteur 6 pour la commodité de lecture.

Ce module est maximum au voisinage du point d'excitation ($x=0$) et nul au milieu de la structure ($x=a/2$) conformément à l'allure de la ligne de courant (ellipse) décrite par la relation (7). Il est également nul à l'extrémité ouverte de l'antenne ($x=a$) où le courant de conduction total est égal à zéro. Il présente deux maxima, de part et d'autre du point milieu, situés au voisinage des foyers de l'ellipse.

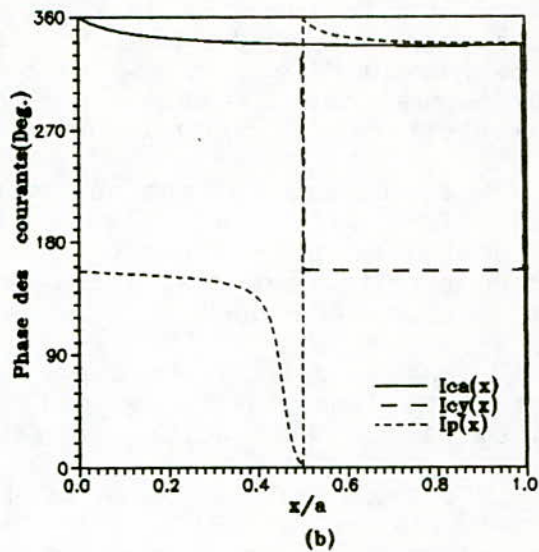
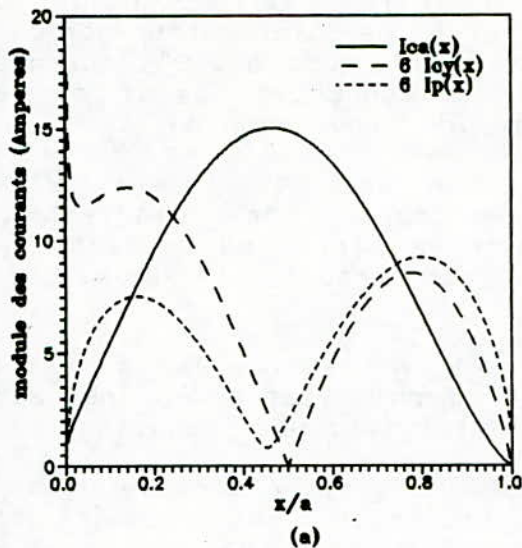


Fig. 2a: Amplitude des courants

Fig. 2b: Phase des courants

Pratiquement constante loin du point d'excitation ($x > a/2$), la phase du courant de conduction transverse [Fig. 2b) varie peu au voisinage de ce point ($x < a/2$) en subissant toutefois un brusque saut de phase de 180 degrés au passage du point milieu. Autrement dit, dans le demi-plan supérieur ($y > 0$), la phase de $I_{cy}(x)$ est identique à celle de $I_{ca}(x)$ décrite par [1] pour $x < a/2$ et en opposition de phase pour $x > a/2$. Dans le demi-plan inférieur, nous avons exactement le phénomène inverse conformément à l'allure de la ligne de courant (Fig. 1).

La figure 3 illustre les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H, calculés d'après les équations intégrales (13)-(16) corrigées par la théorie uniforme de la diffraction [9] pour tenir compte des dimensions finies du plan de masse, également circulaire de diamètre 120.

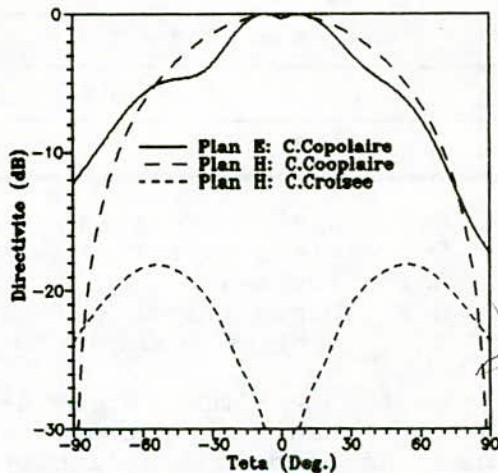
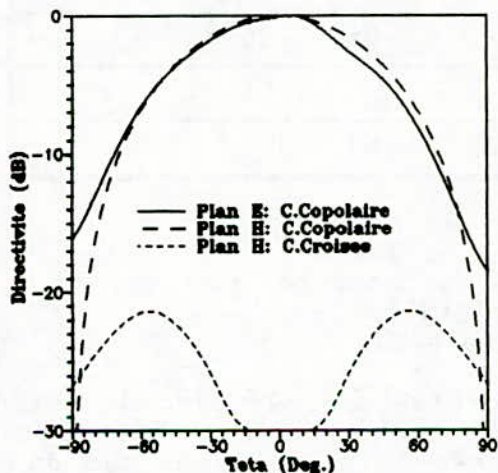


Fig. 3: Diagramme de rayonnement d'une antenne sans directeur.

Fig. 4: Diagramme de rayonnement d'une antenne avec directeur.

Dans le plan E, la composante copolaire n'est pas nulle au voisinage du plan de masse à cause du courant de polarisation non nul à ce niveau (Fig. 2a). Sa dissymétrie (par rapport à $\theta=0^\circ$) est due aux variations de phase des courant de conduction axial et de polarisation qui contribuent à sa formation (équation 13).

La composante croisée dans ce plan est strictement nulle (equation 14), car d'une part, le courant de polarisation n'intervient pas (équation 10) et, d'autre part, les courants de conduction transverses, égaux et opposés par rapport à l'axe Ox (Fig. 1), ont un effet nul.

Dans le plan H, le champ copolaire au niveau du plan de masse est pratiquement nulle, car le courant de polarisation non nul aux extrémités de la structure (Fig. 2a), n'intervient pas (équation 15).

Contrairement au plan E, la composante croisée dans le plan H n'est pas nulle. Elle est due essentiellement aux courants de polarisation et de conduction transverse (équation 16).

La figure 4 représente le diagramme de rayonnement d'une structure bicouche, constituée de l'antenne précédente à laquelle est associée un directeur de rayon 6,45 mm, monté sur un substrat identique.

Nous constatons une amélioration de l'angle d'ouverture (à -3 dB) du champ copolaire dans le plan E, mais au détriment d'un niveau de composante croisée, dans le plan H, légèrement plus élevé. Ainsi, l'addition d'un directeur a non seulement amélioré la bande passante [10], mais également la directivité calculée selon [11].

Les performances des deux stuctures ainsi analysées sont illustrées dans le tableau ci-dessous.

Antenne sans directeur	Antenne avec directeur
$\theta_E = 76$ degrés	$\theta_E = 57$ degrés
$\theta_H = 84$ degrés	$\theta_H = 80$ degrés
$D_m = 6$ dB	$D_m = 7,6$ d
$E_{crossmax} = -21.4$ dB	$E_{crossmax} = -18$ dB
$B(\%) = 7$	$B(\%) = 17$

- θ_E : angle d'ouverture à -3 dB dans le plan E;
- θ_H : angle d'ouverture à -3 dB dans le plan H;
- D_m : directivité dans la direction du champ maximum;
- $B(\%)$: bande passante en % d'après [10];
- $E_{crossmax}$: niveau maximum du champ croisé.

La figure 5 montre que le champ croisé dans le plan H, est dû essentiellement au courant de polarisation. La contribution du courant de conduction transverse est très faible. Le maximum de la composante croisée due à $I_{cy}(x)$ est de l'ordre de -30 db aux environs de $\theta = \pm 35$ degrés. Au dessus de -40 dB, elle ne se manifeste que dans les intervalles ($-68^\circ \leq \theta \leq -7^\circ$) et ($7^\circ \leq \theta \leq 68^\circ$) où l'on observe une légère différence entre le champ croisé total et le champ

croisé dû au courant de polarisation. Ces constatations sont conformes à l'équation intégrale (16).

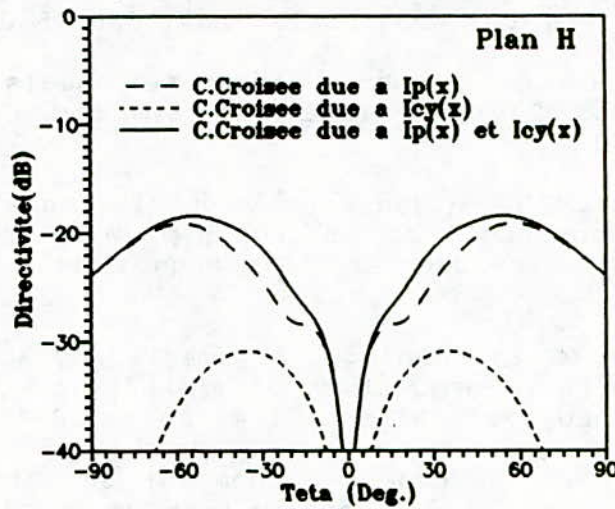


Fig. 5: Contribution des courants de polarisation et de conduction transverse à la formation du champ croisé.

En effet, pour $h \ll \lambda_0$ et $y_{G(x)} < \lambda_0$ (le long de l'antenne), nous avons:

$$\cos(k_0 \frac{h}{2} \cos\theta) \gg \sin(k_0 h \cos\theta) \quad (17)$$

$$\cos(k_0 y_{G(x)} \sin\theta) \gg \sin(k_0 y_{G(x)} \sin\theta) \quad (18)$$

Donc, même si les amplitudes de $I_p(x)$ et de $I_{cy}(x)$ sont comparables (Fig. 2a), la contribution de $I_p(x)$ sera beaucoup plus importante que celle de $I_{cy}(x)$ pour la formation de la composante croisée dans le plan H conformément aux relations (16)-(18). De plus, ces deux courants sont en opposition de phase tout au long de la structure (Fig.2b).

4 Conclusion

La modélisation d'antennes imprimées disposées en couches stratifiées, admettant un axe de symétrie, à l'aide de lignes de transmission couplées en mode quasi-TEM, permet de déterminer avec une bonne approximation l'impédance d'entrée, la bande passante ([10],[12]) et le diagramme de rayonnement.

Ce travail complète et justifie les approximations présentées par [1] et [10] en déterminant les lignes de force du courant de conduction ainsi que sa composante transverse. Il nous a permis ainsi de calculer le champ croisé dans le plan H qui est mesuré mais non calculé par [10].

Cette approche relativement rigoureuse vient conforter la méthode LMA à la suite de notre modélisation du coefficient de couplage entre lignes stratifiées [13].

Bibliographie

- [1] G. Dubost, S. Desclos, and A. Zerguerras, "Radiation of arbitrary shape symmetrical patch antenna coupled with a director," *Electron. Lett.*, vol. 26, no 18, pp. 1539-1540, Aug. 30, 1990.
- [2] E. Hammerstad, O. Jensen, "Accurate models for microstrip Computer-Aided Design," *IEEE MTT Symposium Digest*, pp.407-409, June 1980.
- [3] M. Kirschning, R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 272-273, 1982.
- [4] R. H. Jansen, M. Kirschning, "Arguments and accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance," *AEU*, vol. 37, no. 3/4, pp. 108-112, 1983.
- [5] E. J. Denlinger, "Frequency dependant solution of microstrip transmission line," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, no. 1, pp. 30-39, Jan. 1971.
- [6] M. Davidovitz, Y. T. Lo, "Rigorous analysis of circular patch antenna excited by microstrip line," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 8, pp. 949-957, 1989.
- [7] R. E. Collin, F. J. Zucher, "Antenna theory", Part 1, Mc Graw Hill, New York, 1969.
- [8] A. C. Ludwig, "The definitions of cross-polarization", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-21, no. 1, pp. 116-119, Jan. 1973.
- [9] R. G. Kouyoumjian, P.H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [10] G. Dubost, S. Desclos, and A. Zerguerras, "Analyse d'antennes imprimées de forme quelconque à axe de symetrie en mode quasi-TEM," *Onde Electrique*, vol. 71, no. 1, pp. 48-57, Jan.Feb., 1991.
- [11] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, "Antenna theory and design", John Wiley & Sons, p.397, 1981.
- [12] A. Zerguerras, R. Aksas, "Modélisation d'antennes imprimées multi-couches de forme quelconque en mode quasi-TEM", *AJOT*, no. 8, pp.1-34, 1992.
- [13] A. Zerguerras, R. Aksas, "Etude du coefficient de couplage entre lignes stratifiées", *Journal Of Technology*, B,C,D, no.9, pp. 21-29, ENP. 1993.

ETUDE D'ANTENNES PLAQUES ANNULAIRES

Par R. AKSAS, A. ZERGUERRAS et M. MOHAMED .

Laboratoire Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique,
10 Avenue Hassen Badi El-Harrach 16200, Alger, Algerie

ملخص:

أنجز هوائيان حلقيان وحيدوي التحريض، احدهما ذات زائدة ومستقطبة دائريا، تمثل ممانعة مدخلهما مقاسة في كل التجاوبات بين 1GHz و 12GHz. قورنت نتائج التحليل والقياس بالنسبة لنتائج بعض المؤلفين. تظهر النتائج متطابقة اذا أخذ بعين الاعتبار النماذج والدقة الصناعية.

Résumé:

Deux antennes annulaires monoexcitées, à polarisation circulaire pour celle portant l'anse, ont été réalisées, et leur impédance d'entrée mesurée autour de toutes les résonances se présentant entre 1 et 12 GHz. Les résultats de l'analyse et des mesures ont été comparés à ceux avancés par d'autres auteurs. Compte tenu des légères différences de fabrication des prototypes et aux tolérances de fabrication près, ceux-ci paraissent concordants.

Abstract:

Two monoexcited annular ring patch antennas, with a circular polarisation for the one using an ear at the periphery, have been realized. We have measured their input impedances in a wide frequency range from 1 GHz to 12 GHz. A comparison between our analysis and measurement results with the ones from other authors has been studied. If we take into account the small differences between prototypes due to manufacturing and tolerances, the different results are similar.

1- Introduction

Les antennes plaques microrubans polarisées circulairement (APM-PC) à large bande intéressent de nombreuses applications de télécommunication et radar. L'alimentation simple ou multiple, sous certaines conditions, permet l'obtention de la polarisation circulaire. Cette technologie a été présentée par Haneishi et Suzuki (chapitre 4 de [1]) de façon concise. Les alignements sous large bande ont été traités par K. Ito, T. Teshirogi et S. Nishimura (chapitre 13 de [1]) pour de nombreuses configurations géométriques.

L'antenne plaque annulaire polarisée circulairement à large bande a été étudiée théoriquement de façon approfondie par Arun K. Bhattacharyya, Ramesh Garg, Lotfollah Shafai [3,4,5,6,10,11 et 12], Sami Ali, Weng Chew, J. A. Kong [7] et bien d'autres auteurs.

A. M. Khilla [2] a développé un modèle de conception assisté par ordinateur particulièrement intéressant pour l'anneau et le disque. Une rétrospective et une prospective fouillées du développement des APM-PC à large bande et, en particulier celles de forme annulaires selon l'approche de A. Bhattacharyya, ont été monographiées par M. Mohamed [13].

L'objet de ce travail est de rapporter les résultats des mesures d'impédance d'entrée d'antennes annulaires sur une large gamme de modes, que nous avons effectuées au laboratoire de télécommunications de l'Ecole Nationale Polytechnique. Ces antennes élaborées à l'Université catholique de Louvain (UCL) (Belgique) sont une reproduction de celles étudiées dans [3] avec toutefois de légères différences sur l'épaisseur et la constante diélectrique du substrat ainsi que celles des tolérances de fabrication.

2- Les mesures

Le séjour court à l'UCL ne nous a pas permis d'entreprendre des mesures conformes à notre attente. Aussi, nous avons profité du logiciel de commande de l'analyseur de réseau, élaboré [14] au niveau de notre laboratoire, pour effectuer des mesures de façon systématique.

Tant que la fréquence de travail est inférieure à 5 GHz, l'inductance introduite par la sonde d'excitation coaxiale de l'APM n'affecte pas de façon significative les mesures. A partir de cette fréquence et au-delà, la correction de l'inductance devient nécessaire.

Une modélisation correcte de cette inductance reste encore à faire. Cependant, parmi les relations pratiques avancées à cet effet, nous avons retenu celle de G. Dubost quand la sonde se trouve évidée et celle de R. Bhattacharyya quand la sonde est en contact avec le diélectrique, soit respectivement:

$$X_p - L \omega - \frac{\omega \mu_0 h}{2 \pi} \left[\ln\left(\frac{4 h}{d}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

$$X_p - L \omega - \frac{\omega \mu_0 h}{2 \pi} \ln\left(\frac{4 c}{\omega \gamma d \sqrt{\epsilon_r}}\right) \quad (2)$$

où ϵ_r est la permittivité du substrat, γ est la constante d'Euler (1,781), c la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide. h et d sont respectivement l'épaisseur du substrat et le diamètre du conducteur central de la sonde d'excitation. L'absence de la conductivité σ du métal constituant cette sonde, dans les relations (1) et (2), implique que celles-ci ne prennent pas de façon explicite l'effet de peau qui introduirait une inductance qui s'écrit:

$$X_p = \frac{h}{\sigma \delta} - h \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma} - \frac{\omega \mu_0 h}{2 \pi}} \delta \pi$$

où $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$ est l'épaisseur de peau

Pour $h = 1,6$ mm et $\epsilon_r = 2,52$ par exemple la relation (2) donnera des résultats plus élevés que (1) tant que la fréquence de travail est inférieure à 28,7 GHz. A cette fréquence les résultats sont similaires, et au delà c'est (1) qui donnera les résultats les plus élevés.

Par ailleurs nous n'avons pas pris en compte l'effet de la réactance d'entrée due aux modes non résonnants. Cette réactance d'entrée peut être déterminée en résolvant l'équation d'ondes pour ces modes [5].

3- Cas de l'APM annulaire sans anse

3.1- Caractéristiques de l'anneau (Fig. 1)

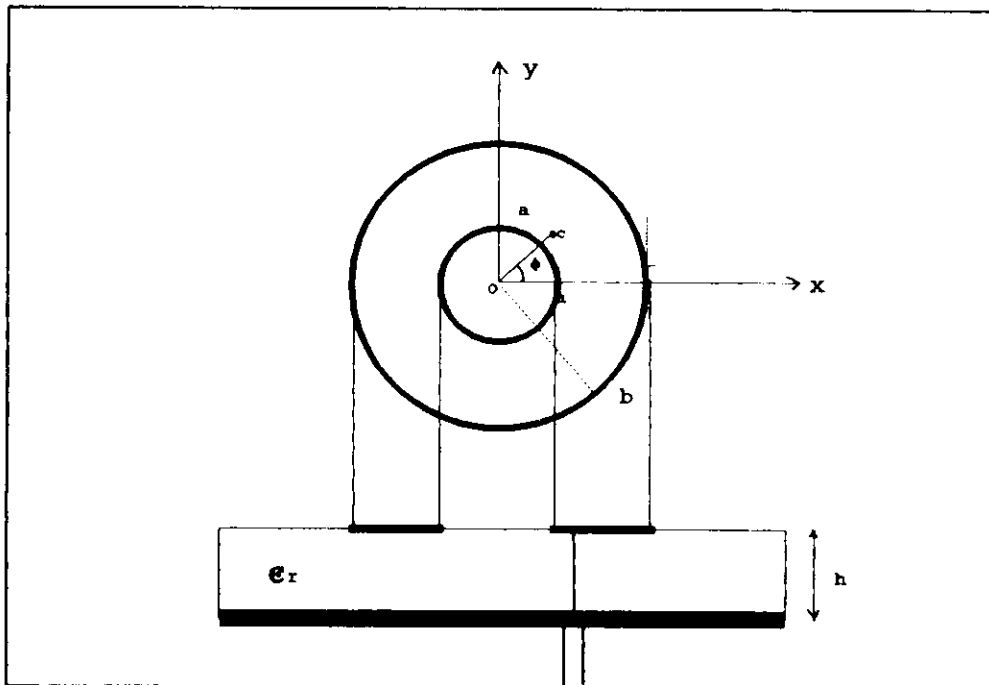


Figure 1: Antenne anneau sans anse. $a=1$ cm (rayon interne); $b=3$ cm (rayon externe); excitation en $c=1,5$ cm; $h=1,524$ mm; $\epsilon_r=2,53$; $\phi=45^\circ$; $d=1,25$ mm (diamètre de la sonde d'excitation).

3.2- Impédance d'entrée de l'APM

D'après [3] l'impédance d'entrée s'écrit:

$$Z_{in} = \frac{h}{\pi \sigma_n} [Z_n^{(e)} \cos^2(n \varphi) + Z_n^{(o)} \sin^2(n \varphi)] \quad (3)$$

avec:

$$\sigma_n = \begin{cases} 1 & \text{pour } n \neq 0 \\ 2 & \text{pour } n = 0 \end{cases}$$

A l'entrée de l'APM, nous avons [3] pour les courants:

$$I_n^{(e)} = - \frac{I_1}{\pi \sigma_n} \cos(n \varphi) \quad (\text{mode pair})$$

$$I_n^{(o)} = - \frac{I_1}{\pi \sigma_n} \sin(n \varphi) \quad (\text{mode impair})$$

Sans anse, il n'est pas possible de séparer les modes pair et impair. La séparation des modes est d'autant plus grande que l'anse est plus longue. Donc un ajustement de la longueur de l'anse permet de maximiser la largeur de bande.

L'anneau sans anse est en général un générateur de résonances à bande étroite. Sur les 17 modes mesurés, pour un TOS inférieur à 2, les rares modes qui dépassent 3 % sont les suivants:

$$TM01, TM71, \{TM02 + TM81\} \text{ et } \{TM23 + TM52\}.$$

Sans anse, nous avons donc $Z_n^{(e)} = Z_n^{(o)} = Z$ et l'expression de l'impédance d'entrée se réduit à:

$$Z_{in} = \frac{h}{\pi \sigma_n} Z \quad (4)$$

Les figures 2 à 9 montrent les variations de l'impédance d'entrée (parties réelles et imaginaires) en fonction de la fréquence, des 17 premiers modes, de l'antenne annulaire sans anse. Une demi douzaine d'entre eux superposent leur bande passante deux à deux, le mode pair TM41 avec le mode pair TM12; le mode pair TM02 avec le mode pair TM81; le mode impair TM23 avec le mode pair TM52. Le tableau 1 en indique la fréquence de résonance f_r correspondant à l'annulation de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée et la fréquence f_{RE} correspondant au maximum de la partie réelle de cette impédance. En général f_{RE} est proche ou égale à f_r . Quand f_r n'existe pas, f_{RE} reste proche du point d'inflexion de la partie imaginaire de Z_{in} .

Pour des résonances sélectives, la largeur de bande se calcule comme suit:

$$Q \geq 14; \quad B = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad \text{pour } S \leq 2 \rightarrow B = \frac{0.707}{Q}$$

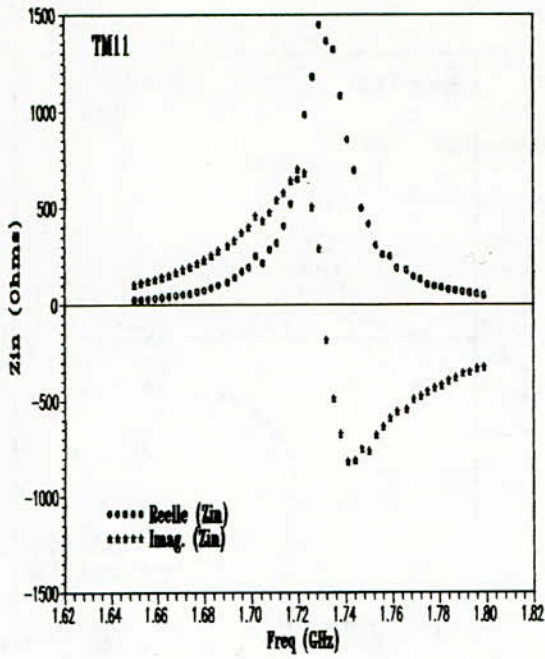


Fig. 2

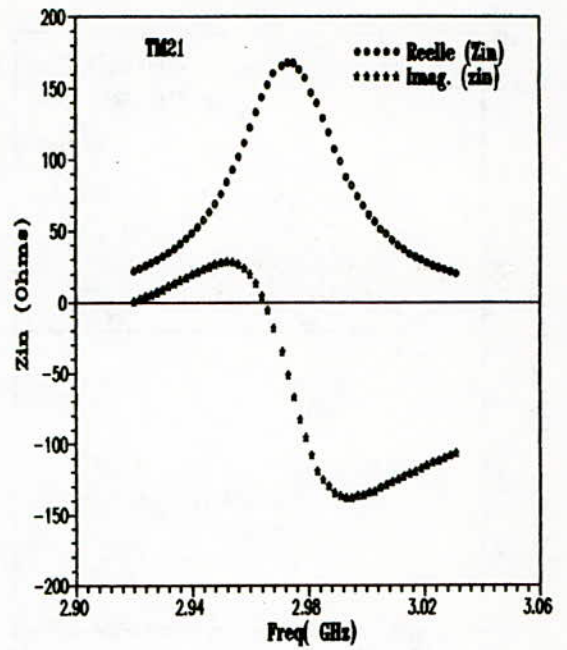


Fig. 3

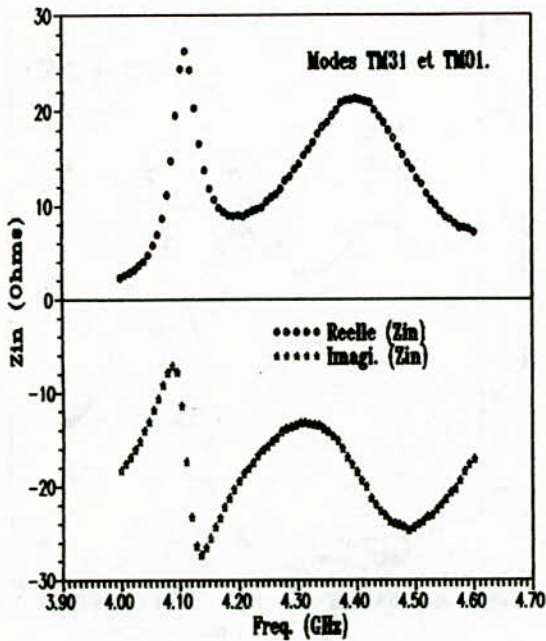


Fig. 4

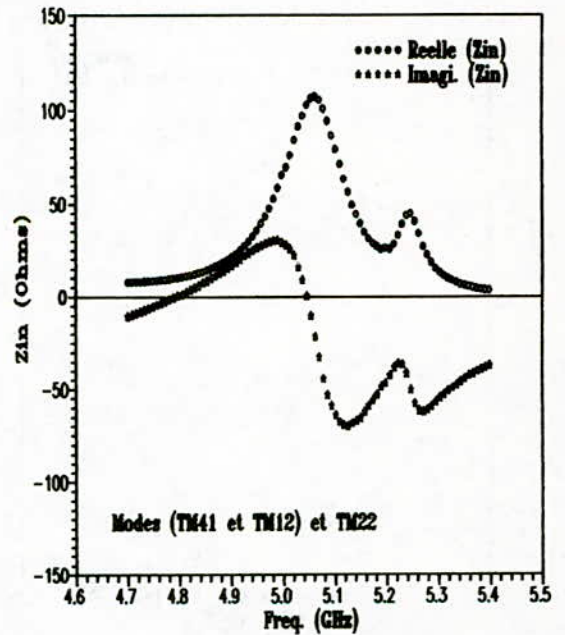


Fig. 5

Anneau sans anse (mesures avec correction sonde)

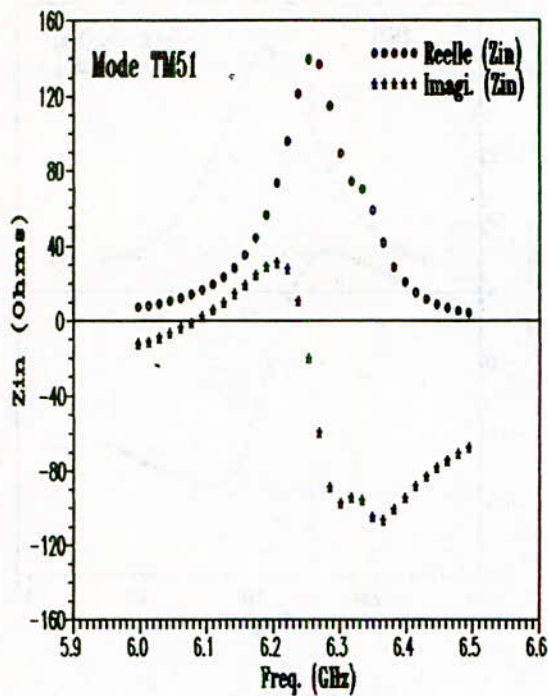


Fig. 6

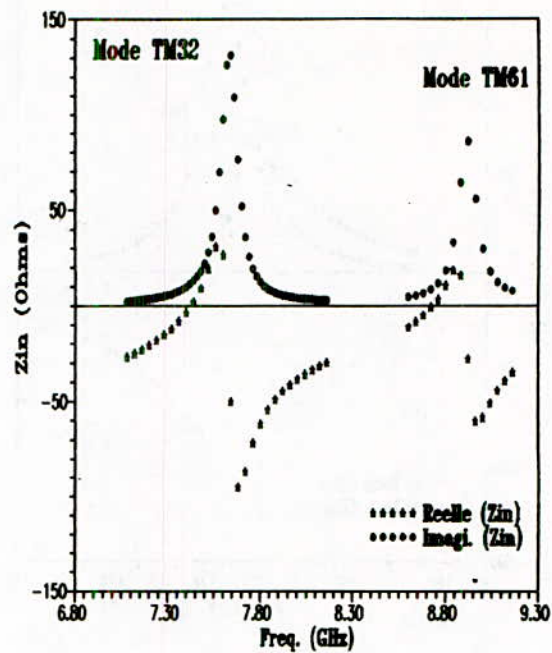


Fig. 7

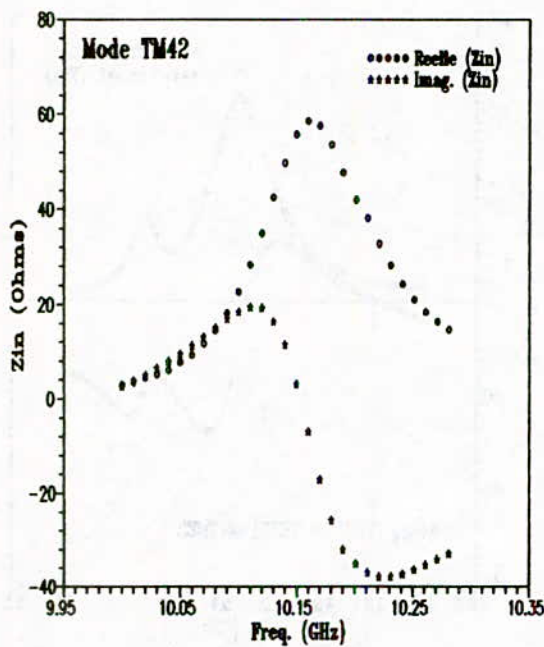


Fig. 8

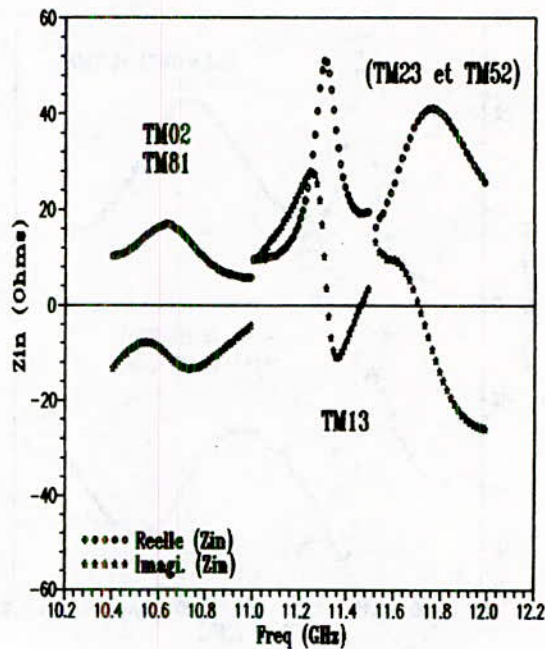


Fig. 9

Anneau sans anse (mesures avec correction sonde)

où S est la valeur du TOS et Q le coefficient de qualité de la résonance donné par :

$$Q = \frac{f_r}{2 RE_{\max}} \left[\frac{\partial XE}{\partial f} \right]_{f=f_r} = \frac{f_r}{2 RE_{\max}} \left[\frac{\Delta XE}{\Delta f} \right]_{f=f_r}$$

RE_{\max} est la valeur maximale de la partie réelle de Z_{in} ($Z_{in} = RE + j XE$), qui se présente généralement au point d'inflexion de la courbe $XE(f)$.

Pour des résonances à large bande ($Q < 14$), la détermination de la bande passante B s'obtient de préférence à l'aide de l'abaque de Smith doté de son cercle central de $ROS = S = 2$ et d'une impédance de normalisation Z_N appropriée pour centrer la boucle découlant de deux résonances voisines. Nous utiliserons donc l'abaque de Smith chaque fois que plusieurs modes sont assez proches pour générer une large bande.

4- Cas de l'anneau doté d'une anse

L'anse de l'antenne (identique à la précédente) a une largeur $W = b \Delta\phi$ de 1 cm (soit $\Delta\phi = 1/3$ radian) et une longueur l de 0,4 cm (Fig. 10)

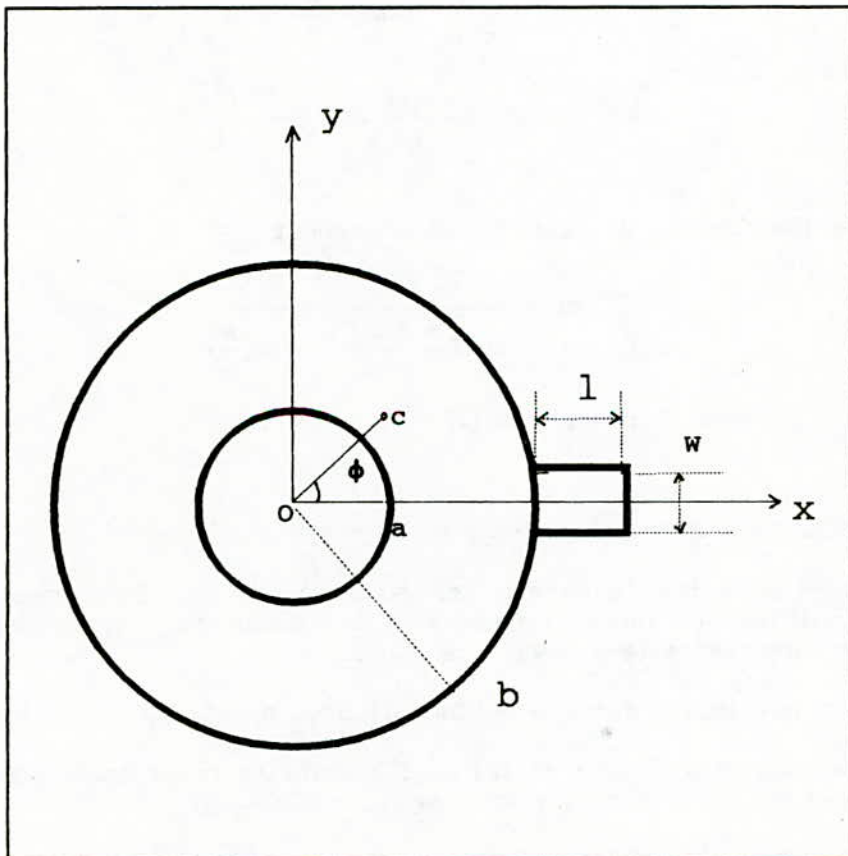


Fig. 10: Antenne anneau avec anse. $W=1$ cm; $l=0.4$ cm.

Les courants au niveau de l'anse s'écrivent :

$$I_{2n}^{(e)} = \frac{-I_2}{\pi \sigma_n} \frac{\sin\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)}{\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)} \quad \text{cas pair, soit } I_{2n}^{(e)} = \frac{-I_2}{\pi \sigma_n} \frac{\sin\left(\frac{n}{6}\right)}{\left(\frac{n}{6}\right)}$$

$$I_{2n}^{(e)} = 0 \quad \text{cas impair}$$

L'impédance d'entrée de l'anse s'écrit:

$$Z_{anse} = Z_a = \frac{E_z}{I_{2n}^{(e)}} = \frac{-h E_z}{\frac{I_2}{\pi \sigma_n} h \frac{\sin\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)}{\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)}} \quad (5)$$

ou encore:

$$Z_a = \frac{Z_L}{\frac{h}{\pi \sigma_n} \operatorname{sinc}\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)} \quad (6)$$

$$\text{avec: } \operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x} \text{ et } Z_L = \frac{-h E_z}{I_2}$$

Compte tenu de (4) et de (6) nous obtenons:

$$Z_a Z_{in} = \frac{Z_L Z}{\operatorname{sinc}\left(\frac{n \Delta \varphi}{2}\right)} = \frac{Z_L Z}{\operatorname{sinc}\left(\frac{n}{6}\right)} \quad (7)$$

avec Z_L donnée par [3]

Pour $n = 0$, $Z_a Z_{in} = Z Z_L$ et pour $n \rightarrow \infty$, $Z_a \rightarrow \infty$

Ainsi, l'anse n'affecte que les modes pairs de l'APM annulaire. Elle abaisse sensiblement leurs fréquences de résonance. Pour une position d'excitation invariante ($\phi = \pi/4$) nous avons:

4.1- cas où n est impair (soit $n = (2p - 1)$ avec $p = 1, 2, 3, \dots$)

nous aurons: $n \phi = (2p - 1) \pi/4$ et l'excitation reste égale pour les modes pair et impair au déphasage ($j p \pi/2$) près.

- a) si p est impair, les modes pair et impair sont en quadrature.
- b) si p est pair nous aurons:

b1) pour $p = 2(2k - 1)$ avec $k = 1, 2, 3, \dots$; les 2 modes en en opposition de phase;

b2) pour $p = 4k$, ($k = 0, 1, 2, \dots$); les 2 modes en phase.

4.2- Cas où n est pair (soit $n = 2p$ avec $p = 0,1,2,\dots$) alors $n \phi = p \pi/2$.

Dans ces conditions nous aurons:

- a) si p est impair, seul le mode impair est excité;
- b) si p est pair, seul le mode pair est excité.

Ainsi, les modes ayant $n = 0,4,8,12,16 \dots$ sont uniquement pairs et ceux ayant $n = 2,6,10,14 \dots$ sont uniquement impairs. Nous nous attendons donc à trouver dans le cas des deux antennes proposées:

a) Une large bande ($B \geq 5 \%$) avec:

a1) $n = (2p - 1)$ et $p = 4k$, ($k = 1,2,\dots$); soit $n = 7,15,23,31,39,\dots$

a2) $n = 2p$ et $p = 2k$, ($k = 0,1,2,\dots$); où seul le mode pair est excité. Ce dernier apparaît toujours plus large bande que le mode impair et au pire il a une largeur du même ordre; soit $n = 0,4,8,16,\dots$

b) Une bande étroite ($B < 5 \%$) avec:

b1) $n = 2p$ et $p = (2k-1)$, ($k = 1,2,3,\dots$); où seul le mode impair est excité; soit $n = 2,6,10,14,\dots$

b2) $n = (2p - 1)$ et $p = 2(2k - 1)$, ($k = 1,2,3,\dots$); les modes pair et impair sont tous deux excités mais en opposition de phase; soit $n = 3,11,19,27,35,\dots$

c) Une bande semi-sélective ($2\% < B < 5\%$ dans le cas de l'anneau sans anse) avec $n = (2p - 1)$ et $p = (2k-1)$ où les modes pair et impairs sont tous deux excités mais en quadrature de phase; soit $n = 1,5,9,13,17,\dots$. Dans ce cas les impédances du mode impair seront nettement plus élevées que celles du mode pair.

Les figures 11 à 23, donnent une représentation des parties réelle et imaginaires de l'impédance d'entrée des 17 premiers modes TM. Le tableau 1 en indique les fréquences f_r et f_{RE} de la résonance ($XE = 0$) et de RE_{max} respectivement, la valeur de RE_{max} , celle de la largeur de bande B ainsi que la parité du mode.

5- Analyse des résultats et conclusion

Les modes (Tableau 1) sont classés par ordre de fréquence croissante d'après les graphes de [2] pour un rapport $(b - a)/(b + a)$ égal à 0.5.

Le premier mode TM11 a ses composantes paire et impaire en quadrature de phase. Il est sélectif; la partie impaire présente une RE_{max} de l'ordre de 1721 Ohms soit plus de 35 fois plus élevée que celle de la partie paire (49 Ohms). Cette dernière étant un peu moins sélective que la première. Par ailleurs les queues des résonances paire et impaire, en se superposant, donnent une "résonance" particulièrement sélective (0,5 % de bande passante). La longueur de l'anse, relativement faible par rapport à la longueur d'onde du mode TM11, n'est pas suffisante pour séparer nettement les parties paire et impaire.

Le mode pair TM41 masque le mode pair TM12, ce qui permet d'obtenir une large bande ($B = 4,6 \%$ selon l'abaque de Smith). Pour le mode TM12 isolé, avec ses composantes paire et impaire, la théorie donne une bande passante de 3,1 % et des valeurs maximales de la partie réelle (Fig. 23) des impédances d'entrée:

$$\operatorname{Re}(Z_{12}^{(e)}) \approx 79 \Omega \text{ pour le mode pair;}$$

$$\operatorname{Re}(Z_{12}^{(o)}) \approx 73 \Omega \text{ pour le mode impair.}$$

Le masquage par le mode pair TM41 fait que les mesures donnent:

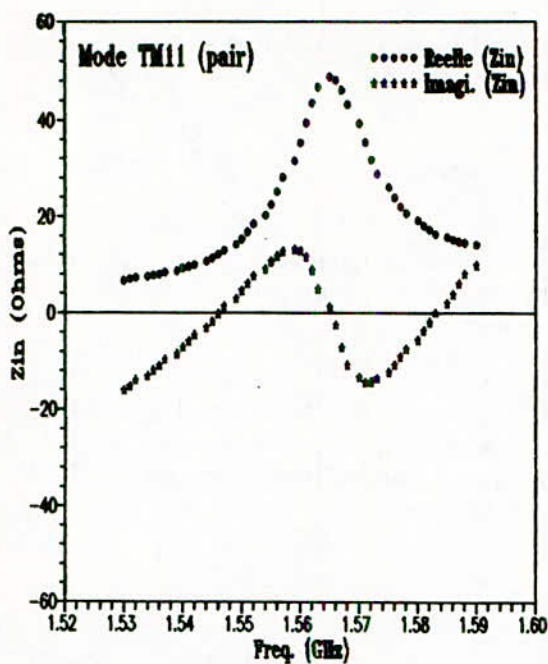


Fig. 11

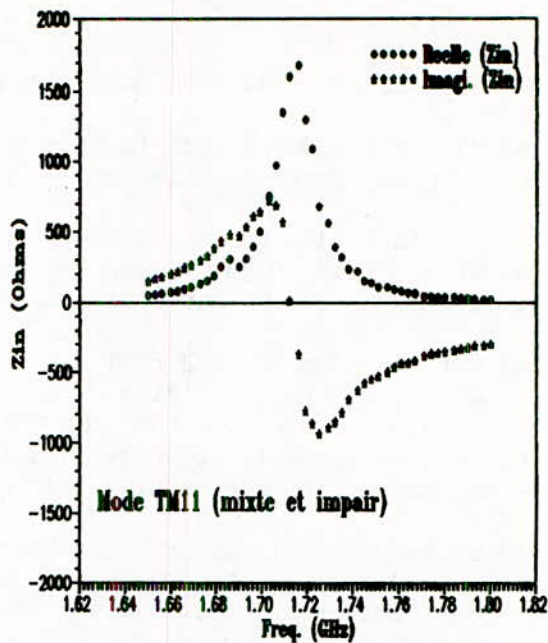


Fig. 12

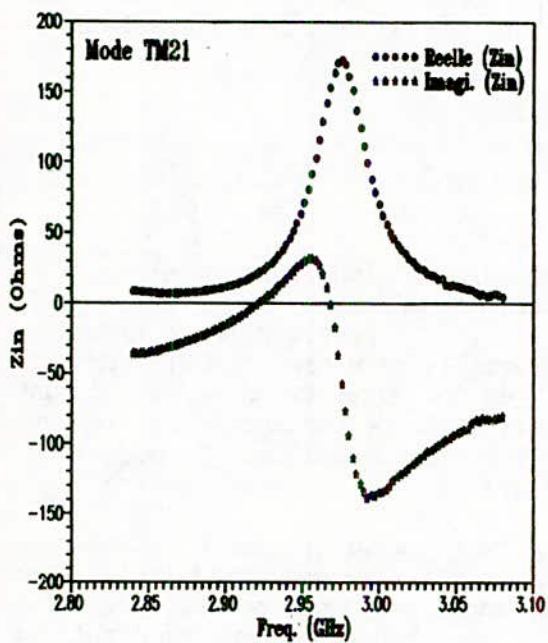


Fig. 13

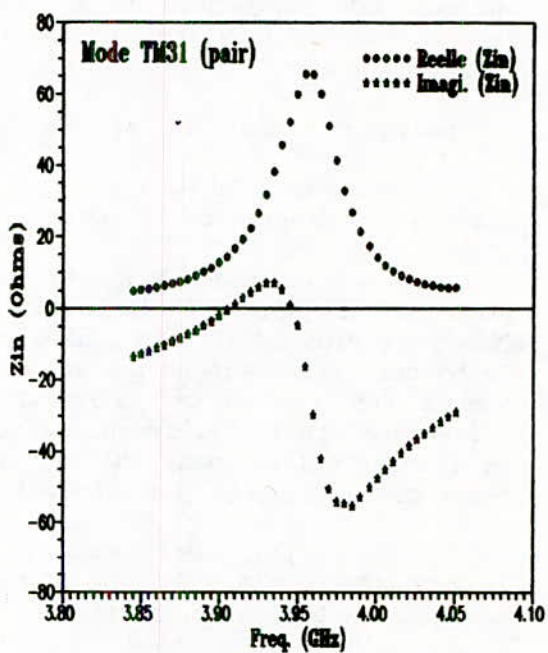


Fig. 14

Anneau avec anse (mesures avec correction sonde)

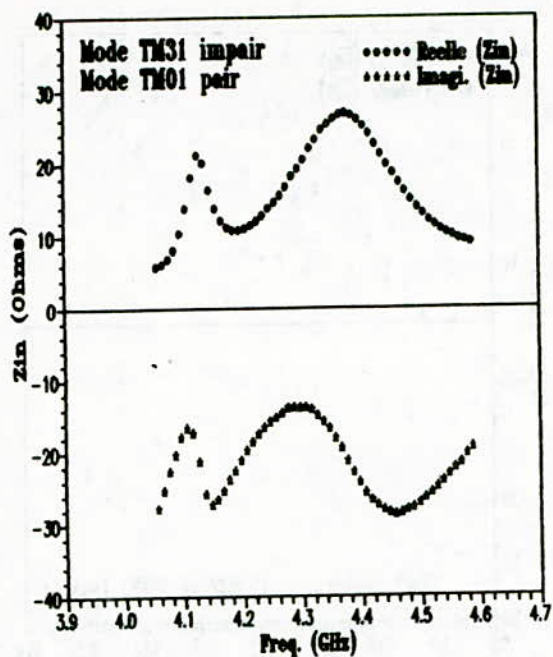


Fig. 15

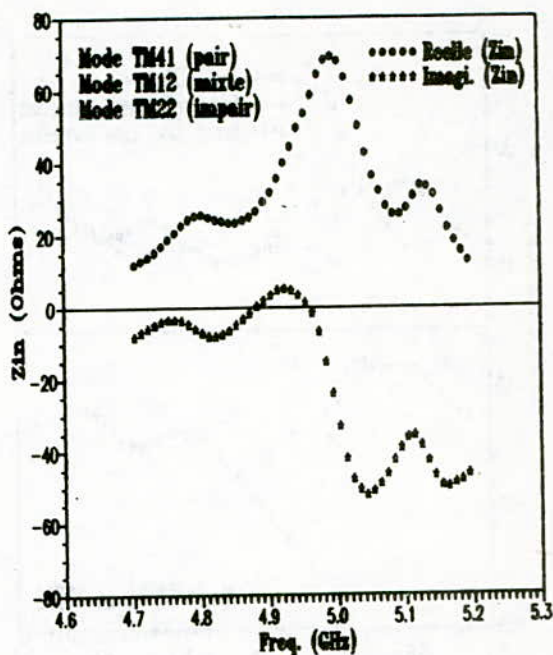


Fig. 16

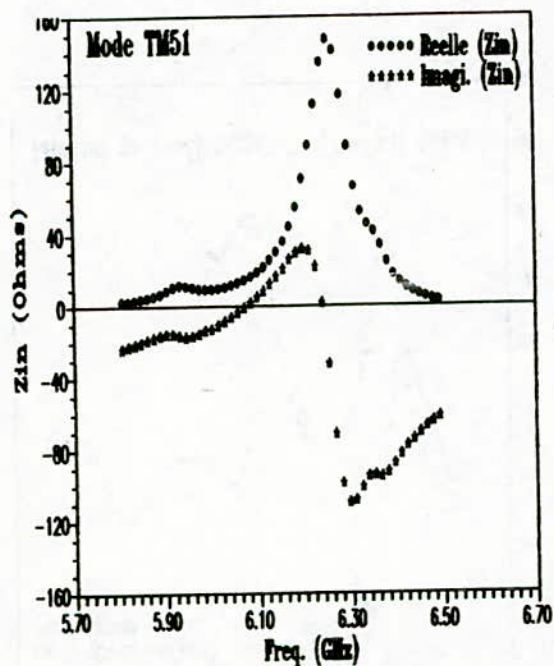


Fig. 17

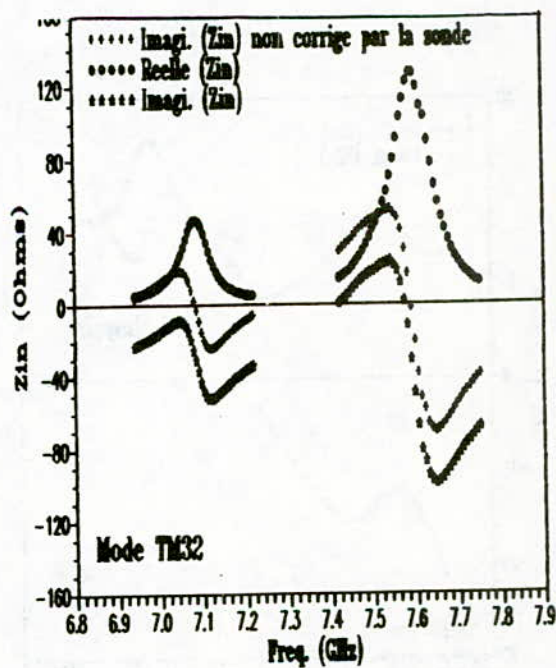


Fig. 18

Anneau avec anse (mesures avec correction sonde)

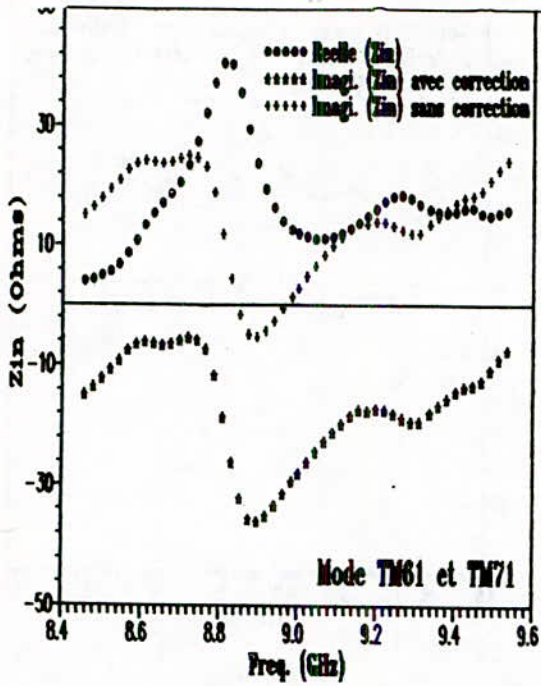


Fig. 19

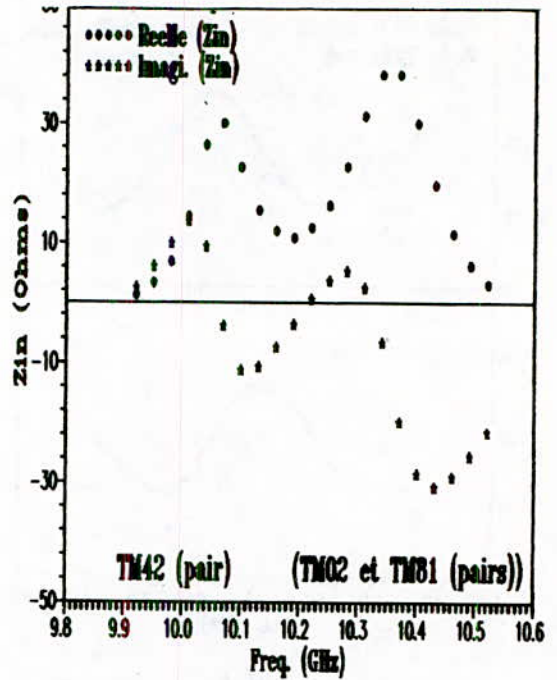


Fig. 20

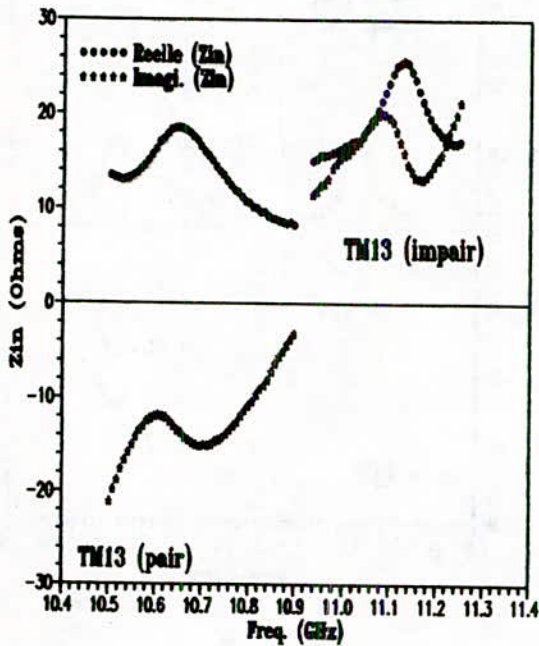


Fig. 21

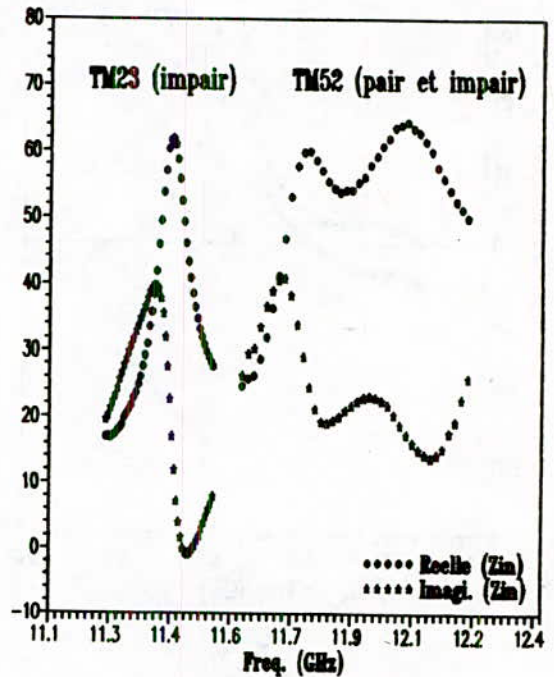
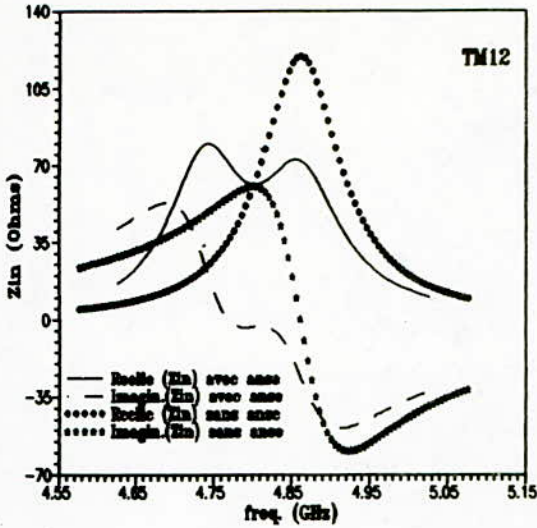


Fig. 22

Anneau avec anse (mesures avec correction sonde)



Mode TM12

Antenne sans anse	Antenne avec anse
$R_{max} = 119.67 \Omega$	$R_{max1} = 79.77 \Omega$ $R_{max2} = 72.53 \Omega$
$f_r = 4.8616^*$	$f_{Rmax1} = 4.7426^*$ $f_r = 4.7706^*$ $f_{Rmax2} = 4.7706^*$
$B = 1.7 \%$	$B1 = 3.4 \%$ $B2 = 2.5 \%$

*: GHz

Fig. 23a: Impédances d'entrée théoriques des antennes anneau avec et sans anse du mode TM12 selon l'approche GTLM [3].

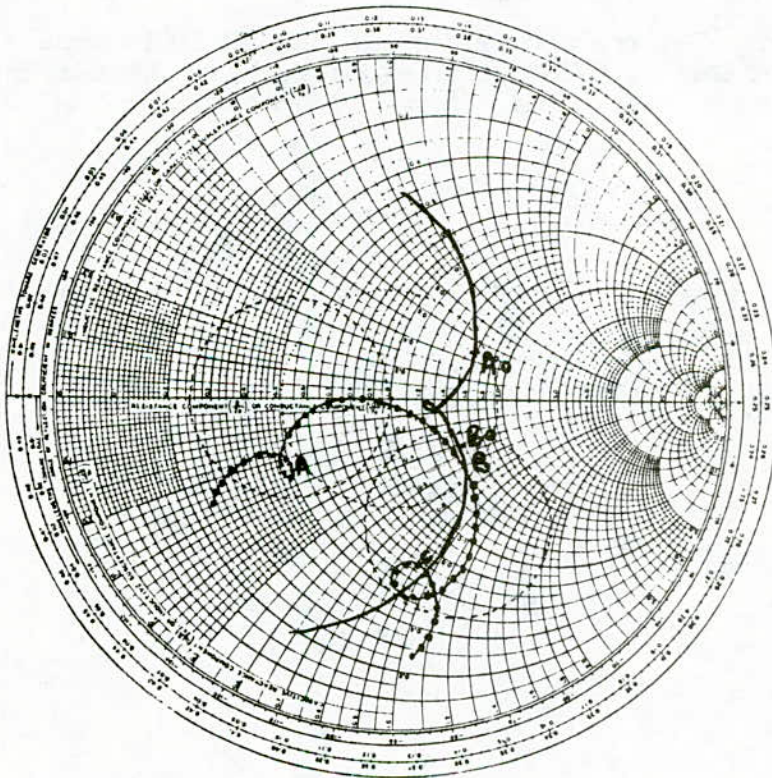


Fig. 23b: Impédances d'entrée théorique [3] du mode TM12 (trait plein) et des modes [TM41+TM12, TM22] (.....) de l'antenne anneau avec anse. $Z_N = 50 \Omega$. $f_A = 4.803$ GHz (TM41+TM12) pair avec: $B = 4,6 \%$; $f_B = 4.996$ GHz TM12 impair avec: $B = 2,7 \%$; $f_C = 5,129$ GHz TM22 impair avec: $B = 3,6 \%$. Théorie TM12 $f_{A0} = 7,4,743$ GHz (pair); $f_r = 4,77$ GHz; $f_{B0} = 4,855$ GHz; $B = 3,1 \%$. Correction sonde (G. Dubost).

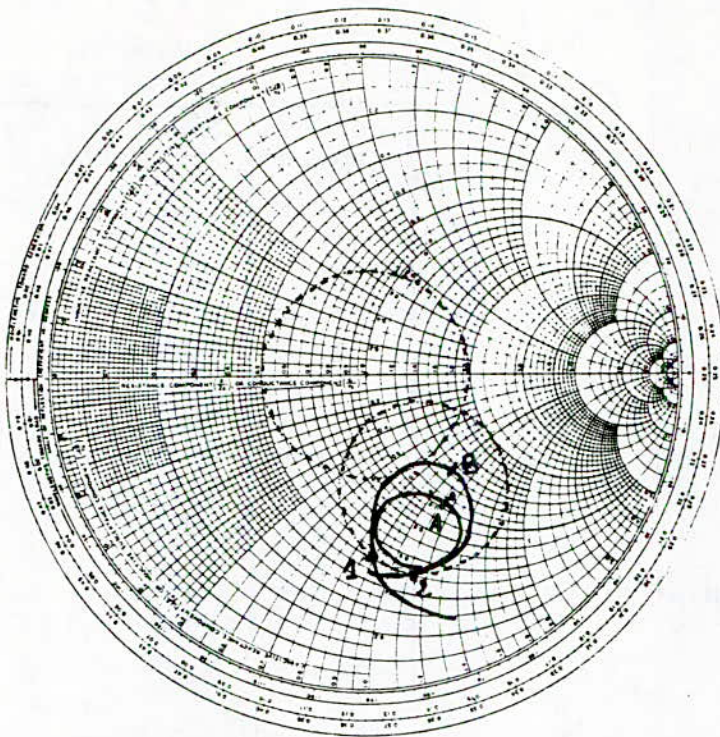


Fig. 23.c: Impédance d'entrée mesurée des mode TM31 et TM01. $Z_N=20 \Omega$.
 $f_1=4,096 \text{ GHz}$; $f_2=4,557 \text{ GHz}$; $\Delta f=0,461 \text{ GHz}$; $f_0=4,326 \text{ GHz}$; $B=10,7 \%$.
 $f_A=4,126 \text{ GHz}$ TM31 impair et $f_B=4,371 \text{ GHz}$ TM01 pair

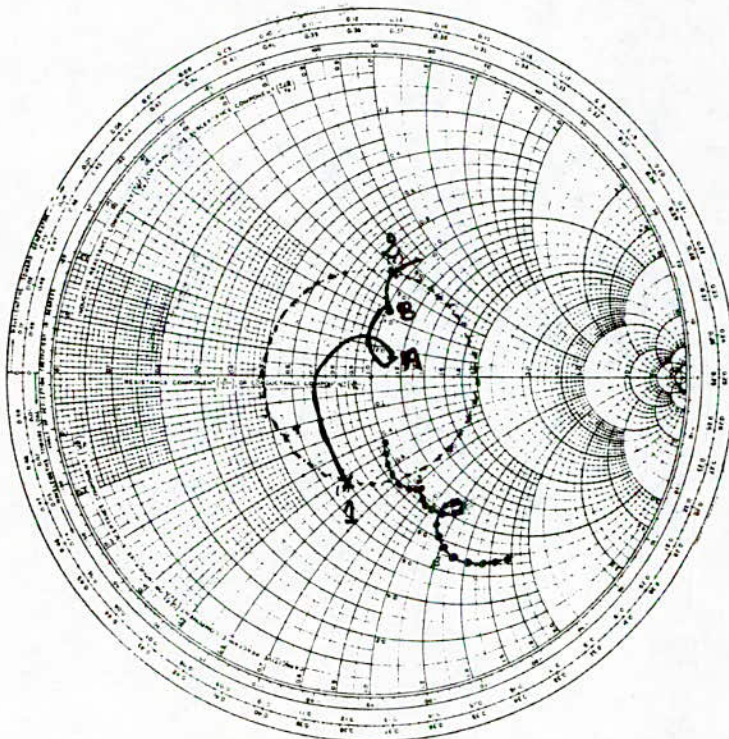


Fig. 23.d: Impédance d'entrée mesurée des mode TM71 (trait plein correction sonde d'après G. Dubost et ... selon A. K. Bhattacharyya). $Z_N=16 \Omega$.
 $f_1=8,999 \text{ GHz}$; $f_2=9,493 \text{ GHz}$; $\Delta f=0,494 \text{ GHz}$; $f_0=9,246 \text{ GHz}$; $B=5,34 \%$.
 $f_A=9,260 \text{ GHz}$ TM71 pair et $f_B=9,436 \text{ GHz}$ TM71 impair

$\text{Re}(Z_{12+41}^{(e)}) \approx 26 \Omega$ pour les modes pairs TM12 et TM41;

$\text{Re}(Z_{12}^{(o)}) \approx 70 \Omega$ pour le mode impair TM12.

Tout se passe comme si l'on avait:

$$\frac{1}{Z_{(12+41)}^{(e)}} = \frac{1}{Z_{12}^{(e)}} + \frac{1}{Z_{41}^{(e)}}$$

Les mesures de A. K. Bhattacharyya [3] donnent des valeurs maximales des impédances d'entrée:

$\text{Re}(Z_{12}^{(e)}) \approx 64 \Omega$ pour le mode pair;

$\text{Re}(Z_{12}^{(o)}) \approx 65 \Omega$ pour le mode impair;

pour un prototype légèrement différent (épaisseur de substrat $h=1,59 \text{ mm}$ au lieu de $h=1,524 \text{ mm}$, $\epsilon_r=2,52$ au lieu de $\epsilon_r=2,53$).

Par ailleurs les tolérances de fabrication sont, aussi sans doute inégales, et nous amènent donc à penser que le mode TM41 pair ne masque pas sont homologue TM12 dans [3]. Pour les fréquences du mode TM12, nos mesures se recourent bien, à mieux de 1 % près, avec celles de [3] et la théorie.

Le mode TM32, comme prévu, est sélectif. L'anse de [3], de longueur 1 mm, est quatre fois plus courte que celle de notre antenne, par conséquent elle sépare bien moins les modes pair et impair. Quant au reste, les résultats de [3] concordent bien avec ceux présentés ici.

Nous remarquons aussi que le mode pair TM01 se positionne de façon intéressante avec le mode impair TM31 pour fournir une superbe bande passante de 10,7 % (sur abaque de Smith pour un TOS ≤ 2).

Le mode TM71, comme attendu, présente une large bande (5,3 % sur abaque de Smith pour un TOS ≤ 2) sous des impédances d'entrée relativement faibles:

$\text{Re}(Z_{71}^{(e)}) \approx 18,4 \Omega$ pour le mode pair;

$\text{Re}(Z_{71}^{(o)}) \approx 16,3 \Omega$ pour le mode impair.

D'après les graphes de [2], la montée régulière en fréquence nous aura fait rencontrer après le TM52, les modes TM91; TM33; TM62; TM10,1; TM43; TM72; TM53 etc. Quand la fréquence croît, les modes se masquent de plus en plus entre eux.

Il est utile de remarquer que ce travail s'est fait pour un rapport (b/a) égal à 3 qui n'est pas des plus favorables pour la largeur de bande ou de celle du ratio axial. En effet celles-ci augmentent quand le rapport (b/a) diminue [3].

Cette étude doit être poursuivie par des mesures de diagrammes de rayonnement et la détermination du ratio axial dans le cas des modes à large bande.

En conclusion, nous pouvons avancer à la lumière de cette analyse que l'anneau avec anse offre un bon moyen pour concevoir des APM-PC avec un ratio axial et une largeur de bande conformes à l'importance désirée.

ANTENNE ANNULAIRE

Tableau 1: Résultats de mesures avec correction de la sonde d'excitation.

Mode TM	Fréquence (GHz)				R _E max (Ω)		B (%)		
	A1	A2			A1	A2	A1	A2	
	f _r f _{RE}	f _r	f _{RE}	Pa				S	M
11	1.731	1.566	1.566	P	1457	49	2.2	1.4	
	1.733*								
	-	1.688		P+I	-	326	-	0.5	
	-	1.714	1.715	I	-	1721	-	1.2	
21	2.965	2.968	2.976	I	168	173	1.5	1.2	
	2.974*								
31	-	3.945	3.955	P	26	65.8	1.2	2.1	
	4.112*	-	4.126	I	-	21.2		1.5	
01	-	-	4.373	P	21	27	5.2	4.4	10.7
	4.401*								
41-12	5.045	-	4.803	P	107	26	2.6	7.5	{3.1}
	5.061*		4.83**			64**		[4.6]	
12		4.959	4.996	I	-	69		5.4	
		4.96**				65**		[2.7]	
22	5.243	-	5.129	I	45	34	1.2	2.4	
	5.242*							[3.6]	
51	6.255	-	5.933	P	142	12	2.5	4.1	
	6.261*	6.250	6.256	I	-	148	-	1.3	
32	7.631	7.076	7.086	P	131	47	1.7	1.3	
	7.641*		7.46**			134**			
		7.574	7.593	I	-	129			
			7.52**			142**			
61	8.901	8.814	8.819	I	86	41	1.6	1.6	
	8.921*								
71	9.59	-	9.260	P	8.4	18	5.2	12	{5.3}
			9.436	I	-	16	-	14	
42 02-81	10.155	10.055	10.056	P	59	30	1.0	1.0	{3.2}
	10.160*	10.325	10.356	P	17	39	3.3	1.5	
	10.632*								
13	11.319	-	10.647	P	51	19	1.0	3.0	
	11.306*		11.123	I	-	26	-	3.9	
23	11.707	11.455	11.424	I	41	62	3.2	2.8	{1.7}
	11.757*								
52	-		11.779	P	-	60	-	2.2	{5.0}
			12.043	I	-	65	-	4.2	

* : valeur de f_{RE} ; **: résultats de [3] ; M: { modes multiples (abaque de Smith);
 {3.1} TM12 seul (théorie); [:] : valeurs obtenues par l'abaque de Smith.
 A1: anneau sans anse; A2: anneau avec anse; S: mode simple; Pa: parité du mode.

Bibliographie

- [1] J. R. James and P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas," *Peter Peregrinus*, 1989.
- [2] A. M. Khilla, "Ring and Disk Resonator C.A.D. Model," *Microwave Journal*, pp. 91-105, Nov. 1984.
- [3] A. K. Bhattacharyya and Lotfollah Shafai, "A wider Band Microstrip Antenna for Circular Polarization," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, no. 2, pp. 157-163, Feb. 1988.
- [4] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "A Microstrip Array of Concentric Annular Rings," *IEE Proc.*, vol. 137, pt. H, no. 6, Dec. 1990.
- [5] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Input Impedance of Annular Ring Microstrip Antenna Using Circuit Theory Approach," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 4, pp. 369-374, Apr. 1985.
- [6] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "A Microstrip Array of Concentric Annular Rings," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 6, pp. 655-659, June. 1985.
- [7] S. Ali, W. C. Chew, and J. A. Kong, "Vector Hankel Transform Analysis of Annular Ring Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no. 4, pp. 637-644, July 1982.
- [8] S. B. A. Fonseca and A. J. M. Soares, "Surface Wave Excitation on Microstrip Ring Antenna," *IEEE Inter. Symp. Antennas and Propagat.* 1988.
- [9] Asoke K. Bhattacharyya, "Identification of a Target in Presence of Ground Clutter Using Polarization," *IEEE Proc.* 1988.
- [10] A. K. Bhattacharyya and L. Shafai, "Elliptical Ring Patch Antenna for Circular Polarization," *IEEE Proc.* 1988.
- [11] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Self and Mutual Admittance Between Two Concentric Coplanar Circular Radiating Current Sources," *IEE Proc.*, vol. 131, pt. H, no. 3, pp. 217-219, June 1984.
- [12] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Generalized Transmission Line Model of Microstrip patches," *IEE Proc.*, vol. 132, pt. H, no. 2, pp. 93-98, Apr. 1985.
- [13] M. Mohamed, "Contribution à l'étude d'antennes plaques microrubans à large bande polarisées circulairement," *Thèse de Magister soutenue à l'ENP d'Alger*, juillet 1993.
- [14] A. Ouchar, "Conception d'un logiciel de commande d'un analyseur de réseaux," *Ajot no. 10*, ENP, 1994.

Application du modèle prévisionnel de Coppolino pour l'Algérie

M. HADDADI

Laboratoire d'Énergie Solaire
Ecole Nationale Polytechnique
El Harrach Alger

ملخص:

بما أنّ معرفة منبع الطاقة الشمسية من أهمّ الأمور في الميادين الكهر ضوئية، اختبرنا بالنسبة للجزائر تطبيق نموذج تنبؤي بسيط و دقيق في نفس الوقت يعرف باسم "نموذج كوبولينو". النتائج المتوصل اليها تقريبا في عشرين منطقة مختلفة تثبت بأنّ هذا النموذج يصف بطريقة صحيحة المعدل الشهري للإشعاع الكلي اليومي خاصة بالنسبة للمناطق الساحلية.

ABSTRACT:

In the design of photovoltaic systems, the knowledge about solar radiation is fundamental. We have tested the applicability in Algeria of Coppolino's model which is a very simple predicted model. We have concluded that the model can be considered valid to predict with a good accuracy the monthly mean daily global radiation, particularly on the coast locations.

KEY WORDS: solar radiation, predicting models

RESUME:

La connaissance du gisement solaire étant capitale dans le domaine de l'énergie photovoltaïque, nous avons testé l'applicabilité pour l'Algérie d'un modèle prévisionnel à la fois simple et précis: le modèle de Coppolino. Les résultats obtenus sur une vingtaine de sites différents confirment que ce modèle décrit correctement la moyenne mensuelle de l'irradiation globale journalière, particulièrement pour les sites côtiers.

MOTS CLES: Irradiation solaire, Modèle prévisionnel

I. INTRODUCTION:

Lors de l'implantation d'un générateur à conversion photovoltaïque, les informations concernant la disponibilité de l'irradiation solaire au lieu choisi sont essentielles afin d'estimer les performances de cette installation.

Ces informations, qui intéressent aussi architectes, hydrologues, agriculteurs et autres spécialistes ne sont malheureusement pas toujours disponibles alors que leur connaissance est pratiquement indispensable.

C'est ce qui nous avait amené à nous intéresser aux diverses méthodes de prévisions qui ont été utilisées pour palier cette absence de données car, dès 1924, de nombreuses formules empiriques avaient été proposées pour calculer la radiation solaire à partir de paramètres tels que les heures d'ensoleillement, l'humidité relative, la déclinaison solaire et la latitude, la durée de l'ensoleillement, l'altitude, la pluviométrie, etc...

D'innombrables travaux et diverses théories qu'il serait vain d'énumérer ici ont suivi et ont été publiés à ce sujet, surtout depuis les années 70 qui avaient vu l'accroissement de l'intérêt pour l'énergie solaire.

Un travail de ce type avait déjà été mené au sein de notre Laboratoire [1] mais du fait de la complexité de son exploitation, nous n'avons pas utilisé ses résultats.

II. LES MODELES PREVISIONNELS:

Sans donc évoquer les modèles théoriques ou analytiques relativement compliqués (tels les modèles autoprojectifs ou stochastiques), nous pouvons tenter de faire apparaître, par une revue rapide et forcément incomplète des modèles prévisionnels existants, les préoccupations des chercheurs qui s'intéressent à l'estimation de la moyenne du rayonnement solaire global à partir de la durée d'insolation.

1°) Le modèle d'Angström:

Le modèle prévisionnel de base est celui d'Angström, établi en 1924 [2] et qui permet d'estimer la moyenne mensuelle de l'irradiation journalière globale H à l'aide de l'expression:

$$H = H_c \left(A + B \frac{S}{S_0} \right)$$

avec: H_c : valeur théorique de l'irradiation sans atmosphère.
 S : moyenne mensuelle de la durée d'ensoleillement
 S_0 : moyenne mensuelle de la durée du jour.

A et B sont des coefficients de régression qui dépendent des conditions géographiques et des saisons.

Prescott et Page ont remplacé H_c par H_0 qui est la moyenne mensuelle de l'irradiation solaire hors de l'atmosphère [3]

$$H = H_0 \left(a + b \frac{S}{S_0} \right)$$

a et b sont appelés coefficients d'Angström

Différents chercheurs ont proposé diverses expressions pour ces coefficients [3]:

- Glover et McCulloch les ont exprimé sous la forme:

$$a = 0,29 \cos \phi, \quad b = 0,52 \quad (\phi \text{ étant la latitude du lieu})$$

- Rietveld obtient une autre formulation et propose comme expression:

$$H = H_0 \left(0,18 + 0,62 \frac{S}{S_0} \right)$$

- Akinoglu et Ecevit [4] trouvent une relation entre a et b sous la forme $a = 0,783 - 1,509b + 0,892b^2$ qui les conduit à l'expression du second ordre suivante:

$$H = H_0 \left[0,0145 + 0,84 \left(\frac{S}{S_0} \right) - 0,280 \left(\frac{S}{S_0} \right)^2 \right]$$

- Des auteurs tels que Benson et al. [5] ou Sfeir [6] font dépendre les coefficients a et b de la saison. Neuwirth [7] les relie à l'altitude. Sabbagh et Sayigh [8], Barbaro et al. [9] et d'autres encore les font aussi dépendre de la latitude.

- Hay [10] ne tient compte dans sa relation que des heures effectives d'ensoleillement, excluant donc les moments où le soleil dépasse un certain angle par rapport à son zénith.

Tous ces modèles ont été validés par leurs auteurs, généralement avec une assez bonne précision mais aucun d'eux ne s'est vraiment imposé comme modèle unique valable en tout lieu et en toute saison si bien qu'il nous semble que le modèle qui reste le

plus populaire à ce jour est, curieusement, celui d'Angström. Nous constaterons un peu plus loin (figure 2) que ce modèle décrit avec une bonne précision l'irradiation globale relevée pourtant en 1985 mais son grand inconvénient réside dans le fait que les coefficients a et b, dont la détermination est assez laborieuse (elle nécessite la compilation d'un très grand nombre de données), varient non seulement en fonction des régions, mais aussi en fonction des localités d'une même région (à cause des micro-climats). Il n'est donc pas possible de généraliser ce modèle sans de sérieuses précautions.

2°) Le modèle de Coppolino:

Etant donné que le modèle d'Angström décrit précédemment ne peut être établi valablement que pour une région où des données d'ensoleillement sont disponibles, ce qui n'est pas toujours le cas, il y aura souvent dans la pratique une approximation à effectuer. Nous nous sommes alors décidés pour nos travaux, soit à utiliser tout simplement une des cartes de la radiation solaire en Algérie déjà établies [11], soit à adapter un modèle parmi les plus simples possibles qui nous permettra de prédire l'ensoleillement d'un site quelconque.

Nos recherches basées sur diverses comparaisons bibliographiques dont certaines ont été citées plus haut ([12]-[22]) nous ont fait préférer parmi tous les modèles proposés un dérivé de celui d'Angström mais beaucoup plus simple que les modèles de Iqbel [17] ou de Jain [18] par exemple et encore bien plus simple que les modèles perfectionnés qui ont vu récemment le jour: c'est le modèle de COPPOLINO [22] dérivé de celui proposé par BARBARO et al. [9]. C'est donc un modèle récent et qui nous est apparu à la fois extrêmement commode et précis:

L'irradiation globale H (MJ/m^2) est liée seulement à la durée de l'ensoleillement s (heures) et à l'altitude du soleil à midi au 15° jour du mois h_n (degrés):

$$H = K s^{0,5} (\sin h_n)^{1,15}$$

$$\text{avec } h_n = \text{Arc sin}\{\cos(\phi - \delta)\}$$

K est une constante qui avait été fixée à 7,8 pour la majorité des stations en Italie et cette valeur avait été conservée après avoir été testée en divers autres sites tant en Europe qu'en Asie, en Afrique et en Amérique du Nord [23].

ϕ est la latitude du lieu en degrés et δ la déclinaison solaire en degrés, calculée d'après l'expression de Spencer [10]:

$$\begin{aligned} \delta = & 0,395205524 - 22,9015851 \cos x + 4,07201165 \sin x \\ & - 0,387263458 \cos 2x + 0,0514366692 \sin 2x \\ & - 0,153682511 \cos 3x + 0,0858863415 \sin 3x \\ & - 0,009589005 \cos 4x + 0,0053627416 \sin 4x \end{aligned}$$

avec $x = 2\pi(N-1)/365$;

N étant le numéro du jour de l'année, partant du 16 Janvier:

$N = 16, 46, 75, 105, 135, 166, 197, 228, 258, 288, 319, 349$

Le choix de ce modèle étant effectué, il nous restait à vérifier son applicabilité.

III. VALIDATION DU MODELE POUR L'ALGERIE:

Un travail effectif de validation nécessiterait un travail d'une certaine ampleur que nous avons ne pas avoir mené en totalité, nous étant contenté d'effectuer des essais sur quelques sites choisis de façon à tenter de décrire l'ensoleillement dans chaque région du pays (figure 1):

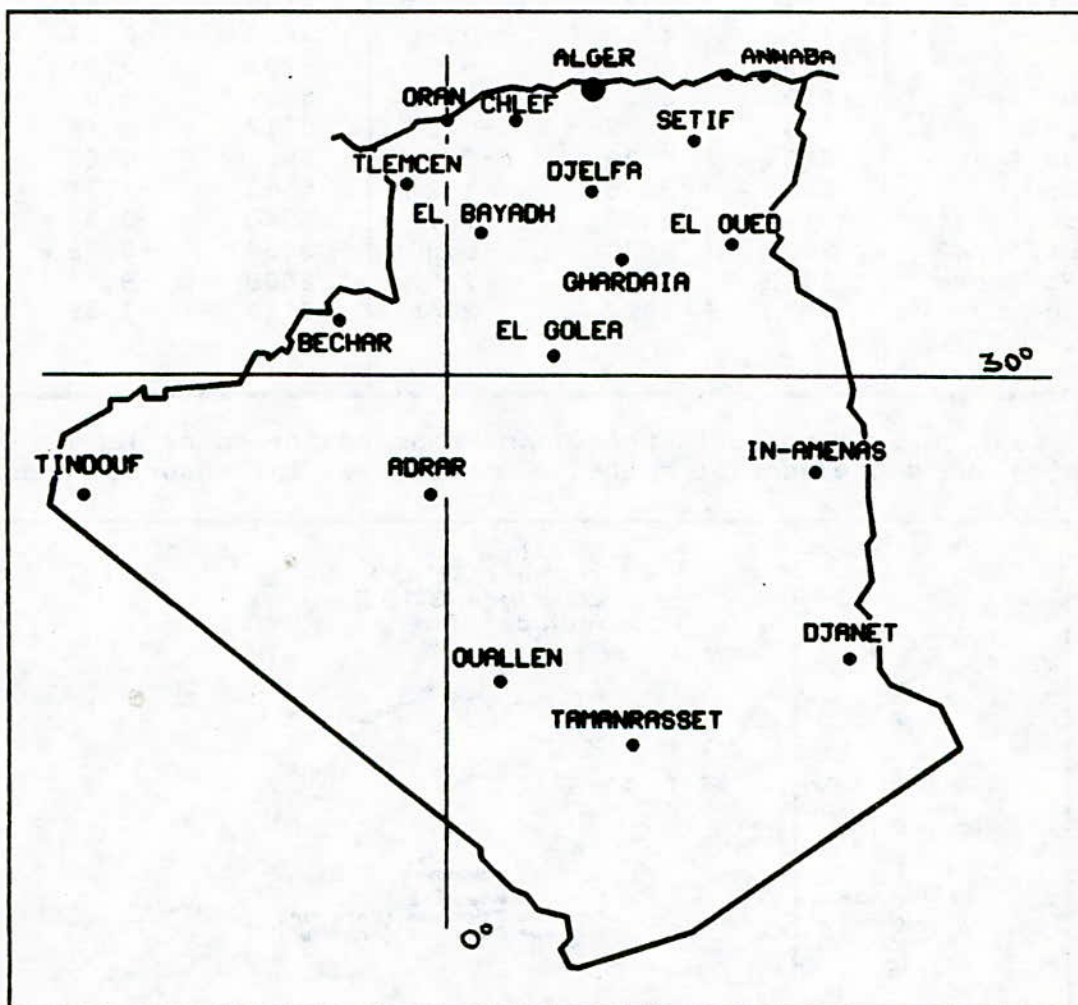


Figure 1
Choix des sites

D'abord et à titre d'exemple, nous illustrons la comparaison du modèle de Coppolino avec celui d'Angström pour le site d'Alger (Tableau n°1):

Tableau N°1: Comparaison entre les modèles d'Angström et de Coppelino

Mois	Global Mesuré (kWh/m ²) en 1985	Calcul par modèle d'Angström		Calcul par modèle de Coppelino	
		Valeur (kWh/m ²)	Erreur (%)	Valeur (kWh/m ²)	Erreur (%)
Janvier	2196	2005	8.71	2268	-3,28
Février	3246	3063	5.63	3198	1,47
Mars	4430	4253	3.99	4299	2,97
Avril	5452	5093	6.58	5293	2,91
Mai	6598	6543	0,83	6409	2,87
Juin	6798	6832	-0,50	6717	1,19
Juillet	6936	7129	-2,79	6952	-0,23
Août	6392	6315	1,21	6503	-1,74
Septembre	5142	5002	2,72	5346	-3,96
Octobre	3608	3630	-0,60	3853	-6,79
Novembre	2412	2482	-2,90	2608	-8,11
Décembre	1970	1922	2,45	2118	-7,52

La figure 2 montre la très bonne concordance entre les modèles entre eux d'une part et entre les modèles et les mesures d'autre part.

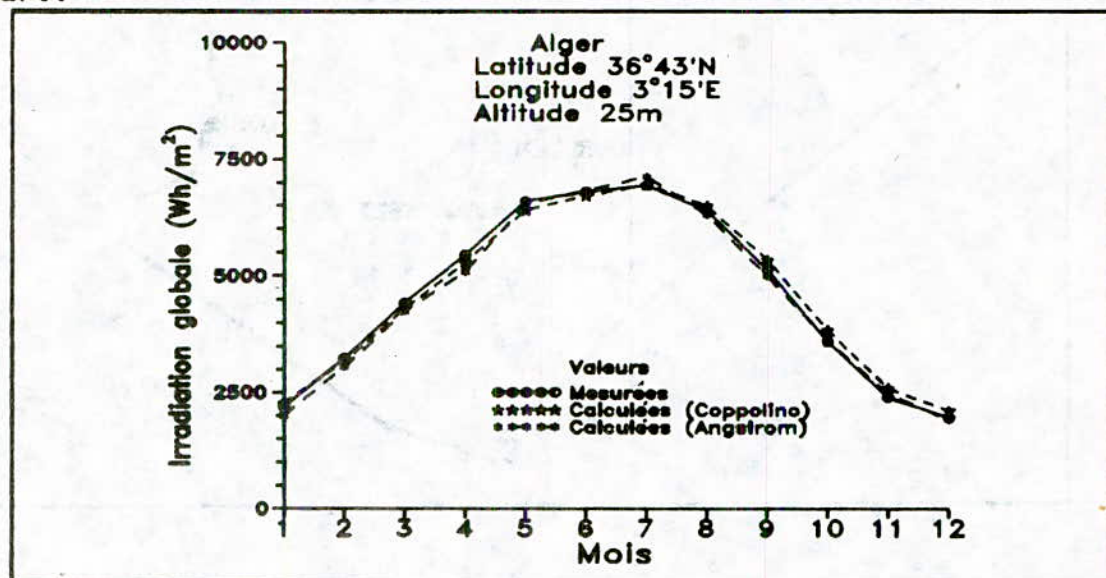


Figure 2
Irradiation moyenne à Alger en 1985

Nous avons alors continué à tester la relation de Coppelino pour d'autres localités d'Algérie (figures 3 à 20), les données ayant été recueillies de l' "Atlas Solaire de l'Algérie" de M. CAPDEROU [21]:

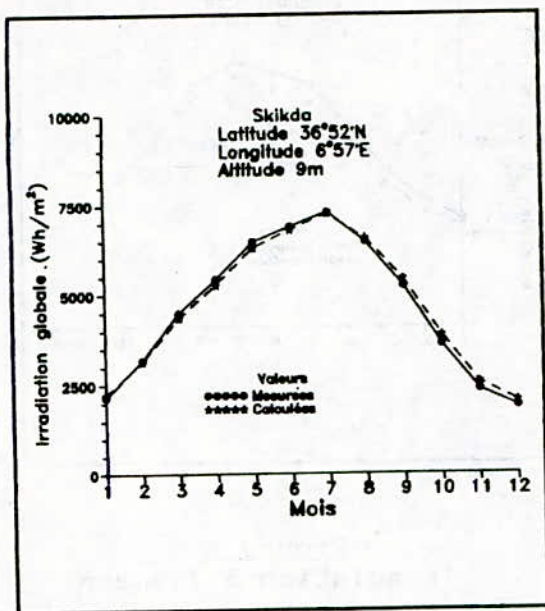


Figure 3
Irradiation à Skikda

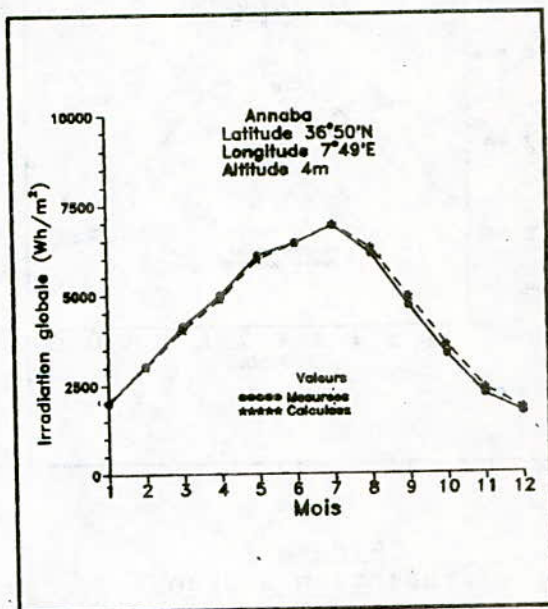


Figure 4
Irradiation à Annaba

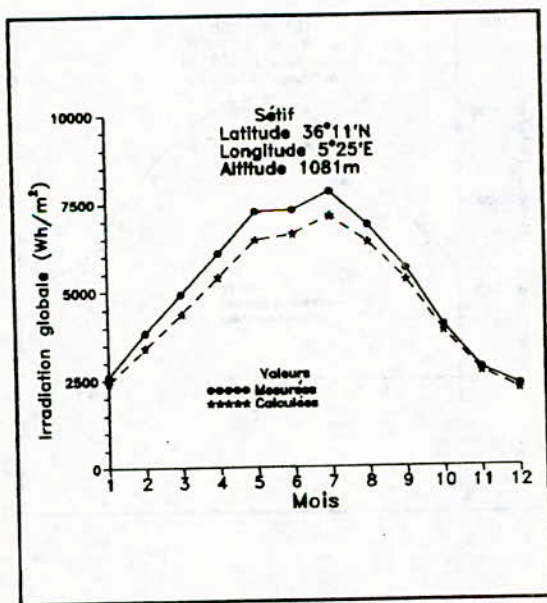


Figure 5
Irradiation à Sétif

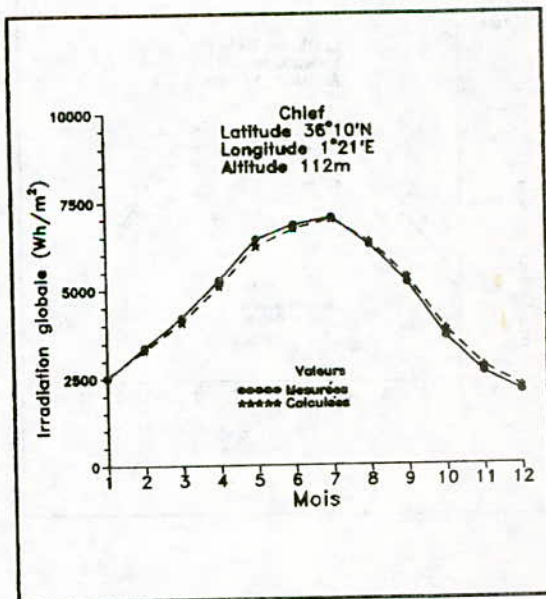


Figure 6
Irradiation à Chlef

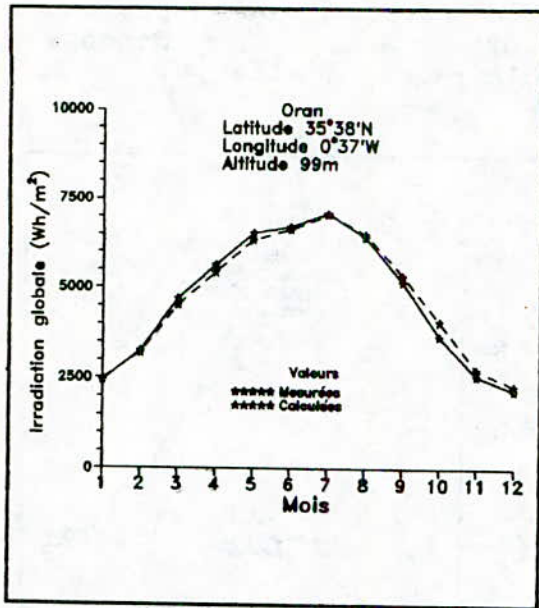


Figure 7
Irradiation à Oran

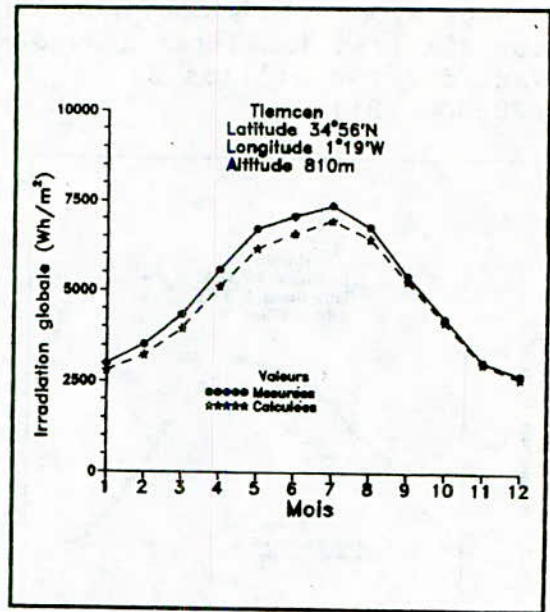


Figure 8
Irradiation à Tlemcen

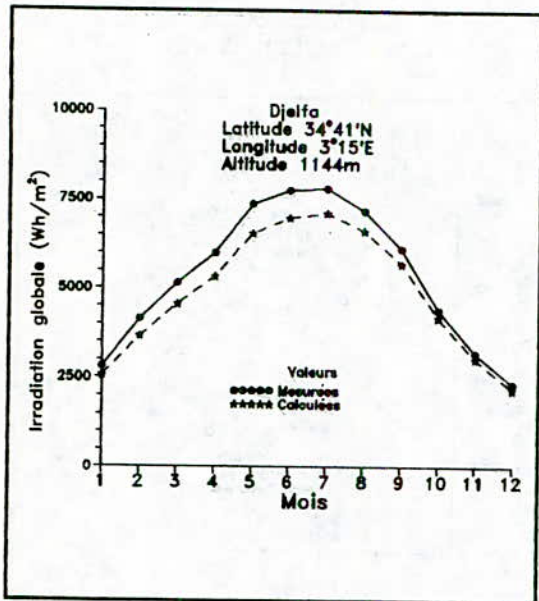


Figure 9
Irradiation à Djelfa

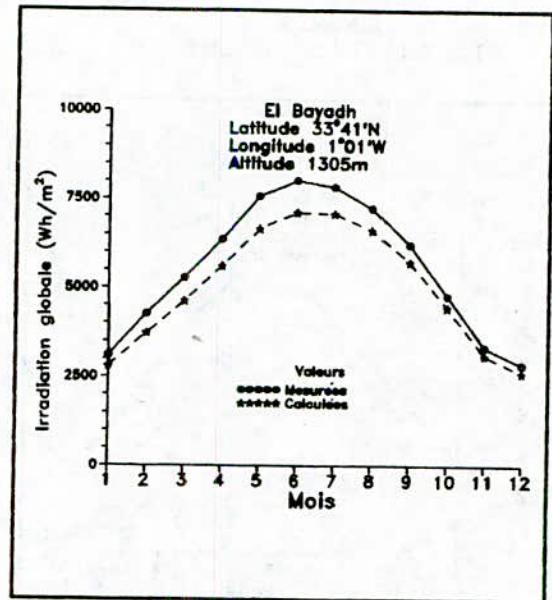


Figure 10
Irradiation à El Bayadh

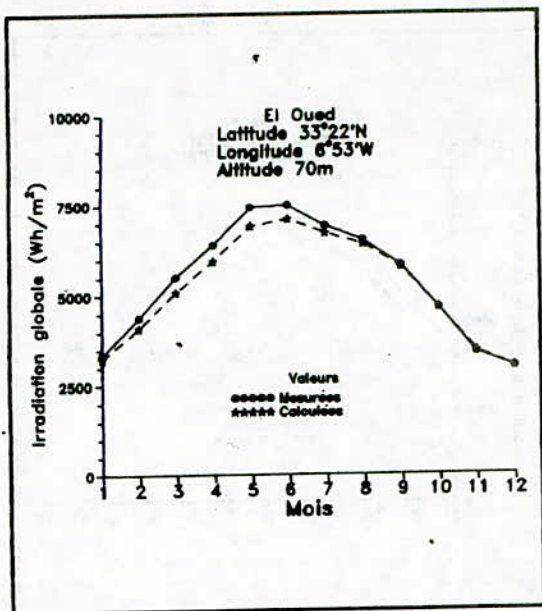


Figure 11
Irradiation à El Oued

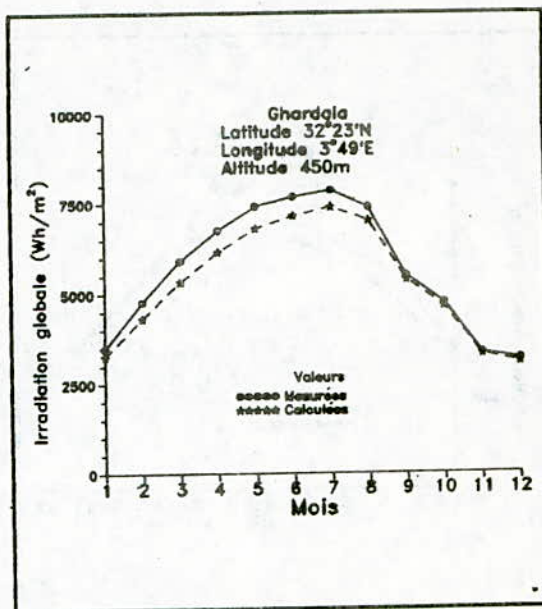


Figure 12
Irradiation à Ghardaia

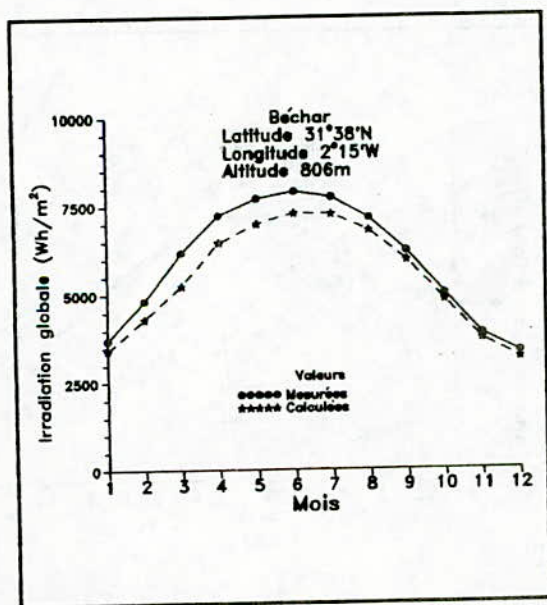


Figure 13
Irradiation à Béchar

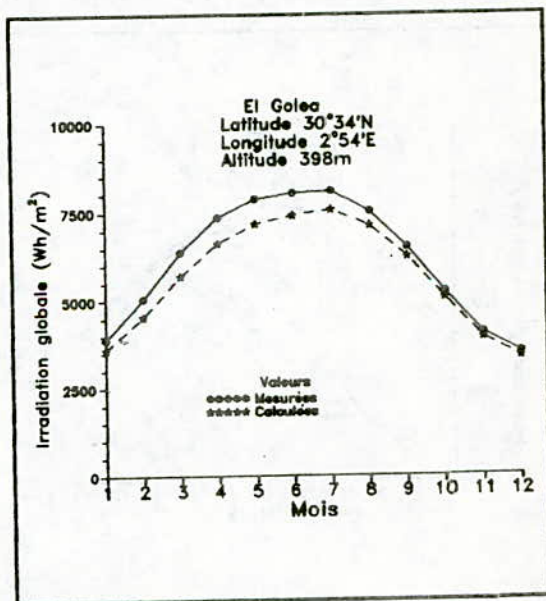


Figure 14
Irradiation à El Goléa

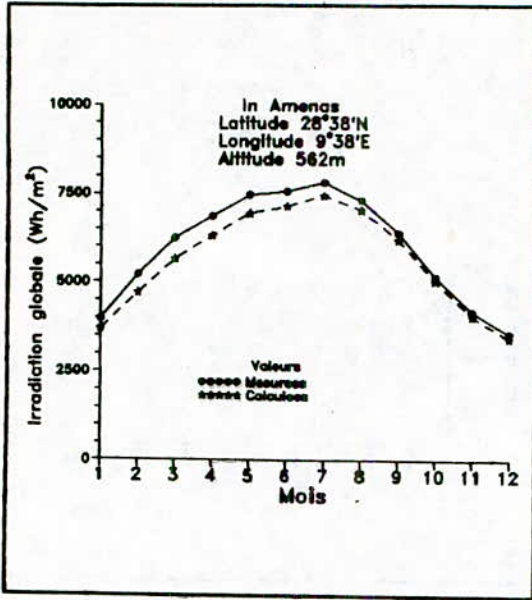


Figure 15
Irradiation à In Amenas

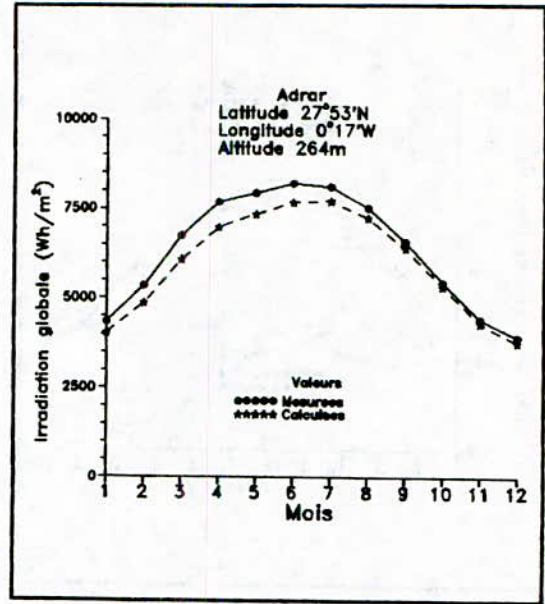


Figure 16
Irradiation à Adrar

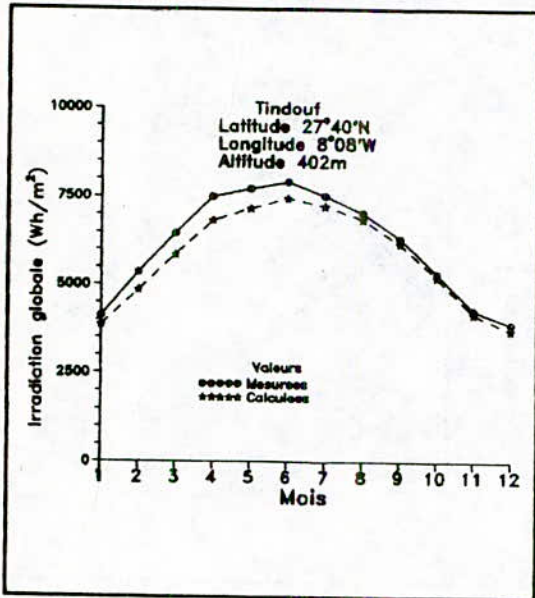


Figure 17
Irradiation à Tindouf

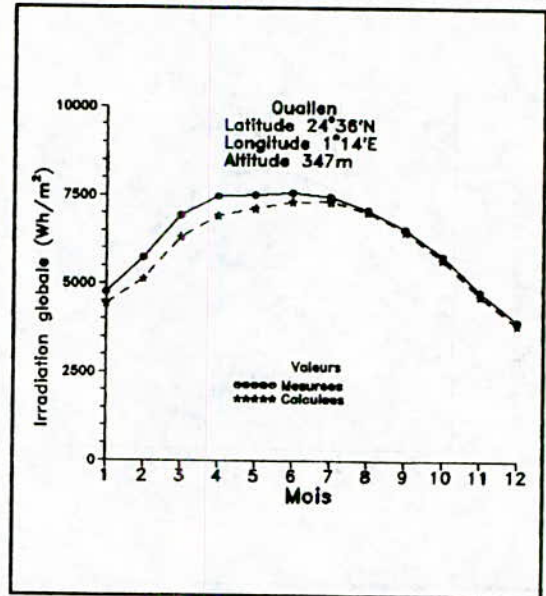


Figure 18
Irradiation à Ouallen

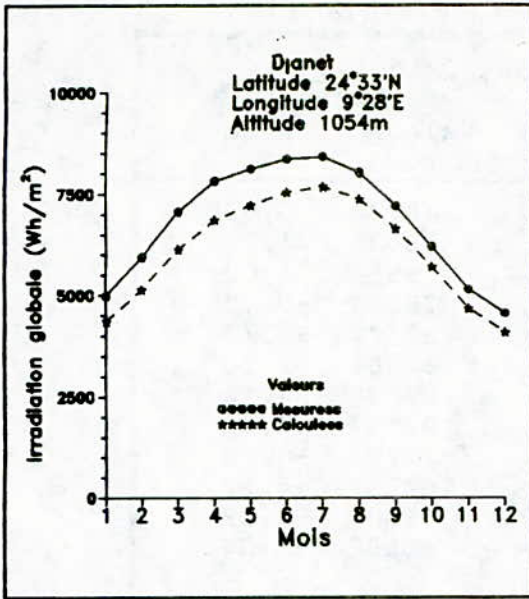


Figure 19
Irradiation à Djanet

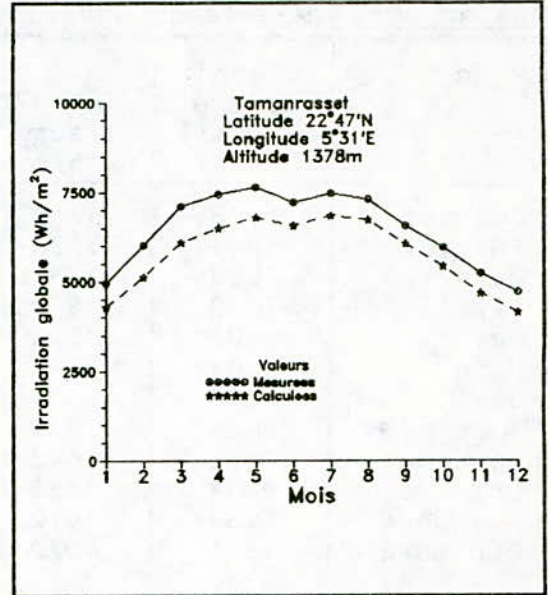


Figure 20
Irradiation à Tamanrasset

IV. DISCUSSION ET CONCLUSION:

Nous remarquons que, hors des zones côtières, les valeurs calculées du rayonnement global sont toutes légèrement inférieures aux valeurs mesurées, même aux latitudes pour lesquelles l'auteur avait vérifié son modèle.

Le tableau suivant (Tableau n°2) établi pour le site de Djanet montre que la concordance des valeurs serait mieux assurée si on prenait pour facteur multiplicatif $K=8,9$ plutôt que $7,8$ (figure 21) mais on s'aperçoit tout de suite que cette valeur ne convient pas pour le site d'El Goléa par exemple (pour lequel la bonne valeur serait $K=8,4$). Nos préoccupations étant ailleurs pour le moment, nous n'avons pas approfondi cette question qui, du reste, fait l'objet d'un autre travail dans notre Laboratoire.

Tableau N°2: Modèle de Coppolino appliqué à Djanet

Mois	Global Mesuré (kWh/m ²)	Global Calculé			
		K=7,8		K=8,9	
		Valeur (kWh/m ²)	Erreur (%)	Valeur (kWh/m ²)	Erreur (%)
Janvier	4978	4362	12,38	4977	0,02
Février	5944	5138	13,56	5863	1,37
Mars	7068	6131	13,25	6996	1,02
Avril	7820	6862	12,25	7830	-0,12
Mai	8108	7332	10,81	8252	-1,77
Juin	8356	7542	9,74	8605	-2,98
Juillet	8414	7680	8,73	8763	-4,15
Août	8020	7375	8,04	8415	-4,92
Septembre	7202	6642	7,78	7579	-5,23
Octobre	6194	5695	8,05	6499	-4,92
Novembre	5134	4672	9,01	5330	-3,82
Décembre	4548	4079	10,30	4655	-2,34

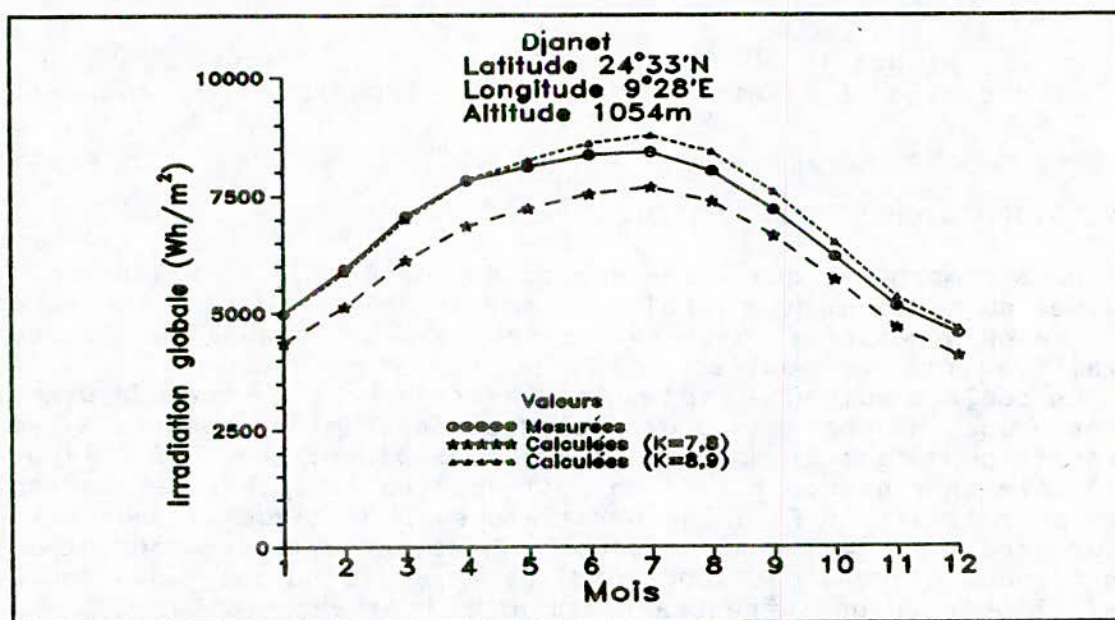


Figure 21
Facteur K de Coppolino pour Djanet

Ainsi, on peut admettre que la relation très simple de Coppolino décrit avec une bonne précision la moyenne mensuelle de l'irradiation globale journalière en Algérie. Il est possible d'améliorer la précision du modèle en certains endroits tout en conservant sa simplicité, par exemple en établissant différentes

valeurs de la constante K selon l'altitude du site:

Altitude du site	Valeur de K
0 - 200m	7,8
200m- 500m	8,4
500m-1500m	8,9

On pourrait aussi chercher à établir un tableau des valeurs de K à certaines époques mais en ce qui concernait nos besoins de dimensionnement de centrales à conversion photovoltaïque, nous avons considéré que ce modèle répondait tout à fait à nos attentes.

REMERCIEMENTS:

L'auteur tient à remercier MM. N. LOUAM et A. ZERGUERRAS pour leurs judicieuses suggestions concernant ce travail.

REFERENCES:

- [1] A. MAAFI, "Traitement stochastique des données d'ensoleillement en vue de l'optimisation des systèmes photovoltaïques", Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 1986
- [2] F. KREIDER et F. KREITH, Solar Energy Handbook, Mc Graw Hill, N.Y., 1981
- [3] B.G. AKINOGLU, "A review of sunshine-based models to estimate monthly average global solar radiation", Renewable Energy, Vol.1, N°3/4, pp.479-497, 1991
- [4] B.G. AKINOGLU et A. ECEVIT, "Construction of a quadratic model using modified Angström coefficients to estimate global solar radiation", Solar Energy, Vol.45, pp.85-91, 1990
- [5] P.R. BENSON et al., "Estimation of daily and monthly direct, diffuse and global radiation from bright sunshine data", Solar Energy, Vol.32, N°4, pp.523-535, 1984
- [6] A.A. SFEIR, "Solar radiation in Lebanon", Solar Energy, Vol.26, N°4, pp.497-502, 1981
- [7] F. NEUWIRTH, "The estimation of global and sky radiation in Austria", Solar Energy, Vol.24, pp.421-429, 1980
- [8] A.A.M. SAYIGH, Solar Energy Engineering, Academic Press, N.Y., 1977
- [9] S. BARBARO et al., "Global solar radiation in Italy", Solar Energy, Vol.20, pp.431-435, 1978
- [10] J.E. HAY, "Calculation of monthly mean solar radiation for horizontal and inclined surfaces", Solar Energy, Vol 23, pp.301-308, 1979
- [11] N. MESSEN, "The iso-radiation map for Algeria", Solar and Wind Technology, Vol.7, N°5, pp.559-562, 1990
- [12] Z. JIBRIL, "Estimation of solar radiation over Jordan-predicted tables", Renewable Energy, Vol.1, N°2, pp.277-291, 1991
- [13] M. BURESH, Photovoltaic Energy Systems, Design and Installation, N-Y, Mc Graw Hill, 1983

- [14] J.K. PAGE, "The total estimation of monthly mean values of daily total shortwave radiation on vertical or inclined surfaces from sunshine records for latitude 40°N-40°S", Proc. UN Conf. New Sources of Energy, Vol.4, Paper S/98, pp.378-387, 1964
- [15] S.A. KLEIN, "Calculation of monthly average insolation on tilted surfaces", Solar Energy, Vol.19, N°4, pp.325-329, 1977
- [16] Y.H. LIU et R.C. JORDAN, "The interrelationship and characteristic distribution of direct, diffuse and total radiation"; Solar Energy, Vol.4, N°3 pp.1-19, 1960
- [17] M. IQBAL, "Correlation of average diffuse and beam radiation with hours of bright sunshine", Solar Energy, Vol.23, N°2, pp.169-173, 1979
- [18] P.C. JAIN, "Comparison of techniques for the estimation of daily global irradiation and a new technique for the estimation of global irradiation", Solar and Wind Technology, Vol.1, pp.123-134, 1984
- [19] S.M.A. IBRAHIM, "Predicted and measured global solar radiation in Egypt", Solar Energy, Vol.35, N°2, pp.185-188, 1985
- [20] S. JAIN et P.C. JAIN, "A comparison of the Angström-type correlation and the estimation of monthly average daily global irradiation", Solar Energy, Vol.40, N°2, pp.93-98, 1988
- [21] A. BAIG, P. AKHTER et A. MUFTI, "A novel approach to estimate the clear day global radiation", Renewable Energy, Vol.1, N°1, pp.119-123, 1991
- [22] S.COPPOLINO, "A very simple model for computing global solar radiation", Solar and Wind Technology, Vol.7, N°2/3, pp.299-303, 1990
- [23] S. COPPOLINO, "Validation of a very simple model for computing global solar radiation in the European, African, Asian and North American areas", Solar and Wind Technology, Vol.7, N°4, pp.489-494, 1990
- [24] M. CAPDEROU, Atlas solaire de l'Algérie; tome 2: Aspect énergétique", O.P.U, Alger, 1985

GENERATION DE BULLES GAZEUSES DANS LES DIELECTRIQUES LIQUIDES SOUS CHAMP ELECTRIQUE DIVERGENT

S. BOUAZABIA et A. BEROUAL
Laboratoire de Haute Tension
Ecole Nationale Polytechnique
10, Av Hassen Badi, El-Harrach, Alger

مختصر
هأن استعمال ارق كهربية وبصرية قد بين انه في نظام رأس ابرة-ستوى انبلة غازية تاتي لتوجود
بالترب من الابرة وهذا مادا ائتوتر تجاوز حذما
فالتوتور هذا مرتعا بكثير بتغيرات نصف قطر انحناء رأس الابرة وهو مستقل تليطيا عن تيارات الساقه بين
التطين. فدايين بان الحقل الحظي الكائن على رأس الابرة يلعب دورا هاما في ضواهر الجهد
ان التحليلات الكروماترافية والطاقة المترة و اللكيات (ايلكترونية وحرارية) التي تتع بها
العوازل السائنة السروسة تبين لنا ان الانبلة الغازية الولولة نتجة عن فوران محلي لسائل بعدث
ساقه في الساتم من طرف دفعة تيار كهربائي.

RESUME

On montre, en utilisant simultanément des méthodes de détection optique et électrique, que dans un système d'électrodes pointe-plan, une bulle gazeuse peut être générée au voisinage de la pointe dès que la tension appliquée atteint une certaine valeur seuil U_s . Cette tension est très sensible aux variations du rayon de courbure de la pointe alors qu'elle est peu affectée par celles de l'intervalle interélectrodes, d'où l'importance du champ électrique local à la pointe dans les phénomènes de génération.

Les analyses chromatographiques, les énergies mises en jeu et les propriétés (électroniques et thermiques) des liquides étudiés montrent que la bulle de gaz générée est la conséquence d'une vaporisation locale du liquide due à l'énergie injectée dans le système par une impulsion de courant.

ABSTRACT

Using simultaneously electrical and optical detection methods, it is shown that in a point - plane electrode system, a gaseous bubble can be initiated near the point when the applied voltage reaches a threshold value U_s .

This voltage is very sensitive to the variations of the radius curvature of the tip whereas it is practically independent on the electrode gap. This indicates that the local electrical field at the point electrode plays an important role in the initiation phenomena.

The chromatographic analysis, the involved energies and the properties (electronic and thermic) of the studied liquids show that the generated gas bubble is consequent to the local vaporisation of the liquid which is due to the injection energy in the system by a current pulse.

INTRODUCTION

L'emploi simultané de techniques ultra-rapides d'enregistrements des phénomènes optiques et électriques, a permis de progresser de façon significative dans la compréhension des mécanismes de claquage et de préclaquage dans les diélectriques liquides. Il a été observé que dans un système d'électrodes donné, soumis à un champ électrique, une perturbation de quelques micromètres de rayon dont l'indice de réfraction est différent de celui du liquide, prenait naissance au voisinage de l'électrode acérée, cette perturbation pouvant évoluer en streamer et conduire au claquage. Les travaux récents de Kattan [1] confirment les résultats rapportés par Béréal et Tobazéon [2,3] à savoir que cette perturbation est une bulle gazeuse. L'étude des processus physico-chimiques qui sont à l'origine de cette perturbation est par conséquent d'un intérêt capital.

L'objet de cet article est de présenter les résultats expérimentaux d'une étude concernant la génération de cette perturbation en géométrie pointe-plan où la pointe est cathode, en utilisant une méthode de détection optique basée sur l'ombroscopie et sur des analyses chromatographiques. L'influence de divers paramètres tels que la distance inter-électrodes, le rayon de courbure de la pointe, la structure du liquide ainsi que l'action d'additifs de diverses natures sur la génération de cette perturbation sont exposés et discutés.

TECHNIQUES EXPERIMENTALES

Le circuit d'essai est constitué d'un générateur de tension continue (type Heizinger, 20 kV - 100 W), d'une cellule d'essais et de dispositifs de mesure de courant (ou de charge) et de détection optique de la perturbation (fig. 1).

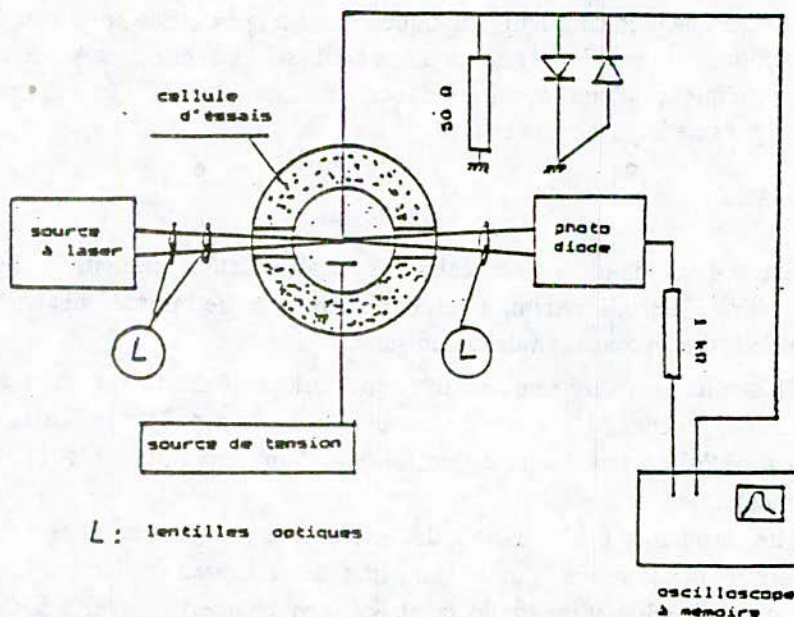


Fig.1 Schéma du dispositif expérimental

La cellule d'essais:

Elle est constituée d'un corps en téflon et comporte un système d'électrodes pointe-plan interchangeables. L'électrode acérée est une pointe dont le rayon de courbure r_p peut être varier de 1 à 20 μm . L'électrode plane est un disque en laiton de 10 mm de diamètre. Deux hublots en pyrex de 10 mm de diamètre permettent la visualisation des différents événements pouvant prendre naissance dans l'intervalle inter-électrodes. La cellule est munie d'un bouchon en silicone d'épaisseur 3 mm permettant de prélever au moyen d'une seringue les échantillons de liquides ayant été soumis à une tension pendant un certain temps pour une analyse chromatographique éventuelle.

Les électrodes pointes utilisées sont en acier dur et ont été fabriquées au laboratoire par électrolyse [4]. Les rayons de courbure de ces électrodes sont contrôlés avant et après chaque série d'essais.

Dispositif de mesure du courant et de la charge:

Le courant correspondant à la perturbation est déduit de la tension mesurée aux bornes d'une résistance non-inductive de 50 ohms placée en série avec la cellule d'essai ($I=U/R$).

D'autre part, dans le cas où le courant est constitué de pics discrets irrégulièrement espacés, il est difficile de connaître la charge correspondant à chaque pic. Dans ces conditions, la charge est déduite de la tension aux bornes d'une capacité placée en série avec la cellule d'essais ($Q=C.U$). Cette capacité est sélectionnée sur un intégrateur comportant plusieurs condensateurs

Deux diodes rapides montées en tête bêche et placées en parallèle avec la résistance (ou la capacité) de mesure de courant (ou de la charge), permettent de protéger l'entrée de l'oscilloscope contre d'éventuelles surtensions.

Dispositif de détection des perturbations:

La détection de la perturbation est basée sur le fait que son indice de réfraction est différent de celui du liquide diélectrique dans lequel elle prend naissance. Ainsi, un faisceau laser (très fin) éclairant la pointe et son voisinage immédiat, serait atténué dès l'apparition d'une perturbation. Une photodiode rapide placée de l'autre côté de la cellule d'essai permet de suivre l'évolution du signal lumineux.

Le signal lumineux issu de la photodiode ainsi que le courant correspondant à la perturbation, sont enregistrés simultanément sur un oscilloscope à mémoire (type Tektronix 468).

Analyse chromatographique:

Les analyses chromatographiques des échantillons dans lesquels ont été générées des perturbations (bulles de gaz ou streamers) pour un niveau de tension donné, sont réalisées au moyen d'un chromatographe (type PYE UNICAM 304) dont la colonne capillaire est en méthyle silicone "OV 101". La température de la colonne est de 50°C.

Ces analyses permettent d'identifier la nature physique de la perturbation et de discuter les mécanismes pouvant intervenir lors de sa génération.

Liquides utilisés:

Les liquides testés sont le cyclohexane (C_6H_{12}), le n-hexane (C_6H_{14}) et le tétrachlorure de carbone (CCl_4).

RESULTATS EXPERIMENTAUX

Lorsque la tension appliquée aux électrodes atteint une certaine valeur seuil U_s , nous observons l'apparition d'une impulsion de courant très brève (quelques dizaines de ns) suivie le plus souvent d'un train d'impulsions généralement triangulaires et dont la charge correspondante est de l'ordre du picocoulomb (fig.2). Ces impulsions rappellent ceux de Trichel observées dans les gaz électronégatifs [5].

Au premier pic de courant correspond une atténuation du signal lumineux (fig.3) légèrement en retard par rapport à celui du courant. La perturbation apparaît donc comme étant la conséquence du premier pic de courant que ce soit dans le cyclohexane ou dans le tétrachlorure de carbone, ce qui confirme les résultats rapportés par ailleurs [1].

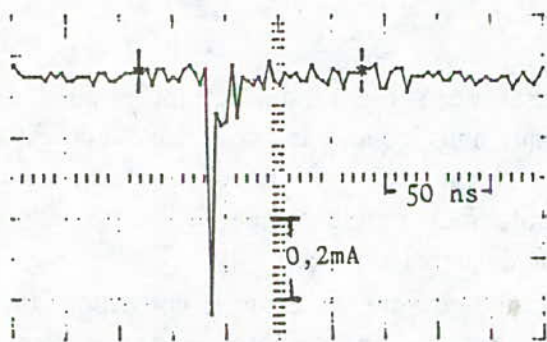


Fig.2 Oscillogramme de courant dans le cyclohexane

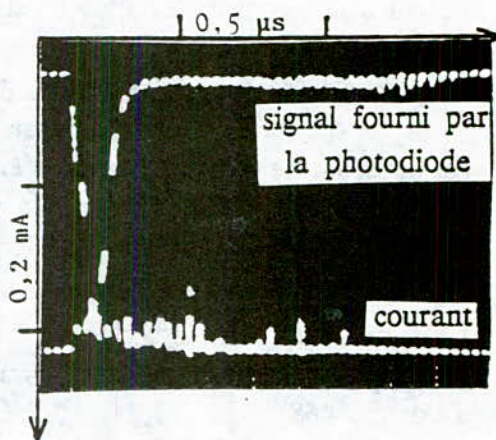


Fig.3 Oscillogramme de l'impulsion de courant et du signal de la photodiode correspondant dans le cyclohexane

La tension seuil dépend de plusieurs paramètres.

Influence de l'intervalle interélectrodes et du rayon de courbure de la pointe:

La distance inter-électrode (d) n'a pratiquement aucune influence sur la tension de génération U_s (fig.4). U_s reste constant pour des distances variant de 0,2 à 4,3 mm alors qu'elle augmente avec le rayon de courbure de la pointe (fig.5).

Si on considère l'expression du champ harmonique à la pointe donné par l'approximation hyperboloidale ($E_s = 2U_s/r_p \ln(4d/r_p)$), on remarque que E_s est beaucoup plus sensible aux variations de r_p qu'à celles de d .

Influence de la structure du liquide - action des additifs:

Pour les mêmes conditions d'essais (r_p et d), les tensions de génération de la perturbation (et par conséquent le champ E_s) sont très proches dans le n-hexane, le cyclohexane et le tétrachlorure de carbone (fig.6).

Nous n'avons observé aucune influence remarquable des additifs sur la tension de génération de la perturbation (fig.7). En effet, en ajoutant jusqu'à 1 mole/l de tétrachlorure de carbone (capteurs d'électrons) dans le n-hexane, U_s reste pratiquement constante. Il en est de même avec du benzène (composé à bas potentiel d'ionisation).

Par conséquent, les additifs capteurs d'électrons ou à bas potentiel d'ionisation jouent un rôle important dans la propagation des streamers [6] et non dans leur génération.

Analyse chromatographique-Mécanisme de génération:

L'analyse chromatographique effectuée sur le n-hexane avant et après les essais, a révélée la présence de méthane (CH_4) et de n-propane (C_3H_8). Aucune trace de n-pentane (C_5H_{12}) n'a été détectée. L'absence de n-hexane ainsi que les énergies électriques injectées dans le système indiquerait que la formation de gaz observés serait due à la vaporisation du liquide.

Dans le cas du n-heptane, aucune trace de n-pentane ou de n-hexane n'a été observée.

Par conséquent, la perturbation est une bulle gazeuse et c'est le mécanisme de vaporisation qui semble être à l'origine de sa génération

Vu l'influence des divers paramètres sur la tension de génération de la bulle, il serait plus intéressant de considérer l'énergie injectée déduite du courant transitoire et de la tension appliquée au système. En se limitant au premier pic de courant et en admettant que la bulle est sphérique [7], nous pouvons relier l'énergie injectée ($W = Q.U$) au rayon moyen de la bulle. En utilisant l'expression de l'énergie nécessaire à la vaporisation d'un volume de liquide V [1] on peut déterminer, pour un rayon de courbure de la pointe donné, le rayon moyen R_m de la bulle générée pour différentes distances interélectrodes:

$$R_m = (3 R T_{eb} / 4 \pi \int_{T_{am}}^{T_{eb}} C_p(T) dT + L_v)^{1/3} (W/P)^{1/3}$$

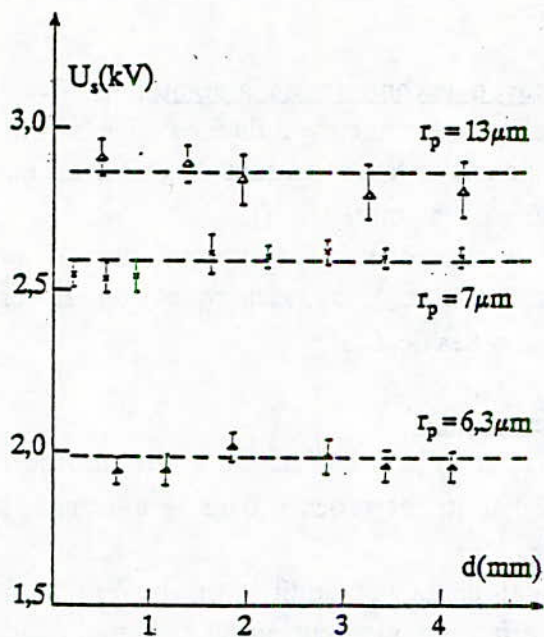


Fig.4 Caractéristique $U_s = f(d)$ dans le cyclohexane

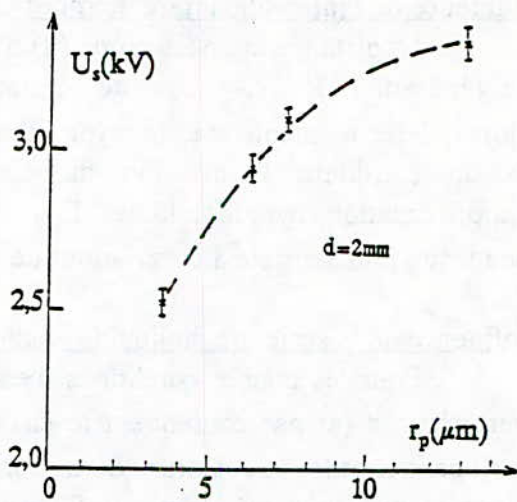


Fig.5 Caractéristique $U_s = f(r_p)$ dans le n-hexane

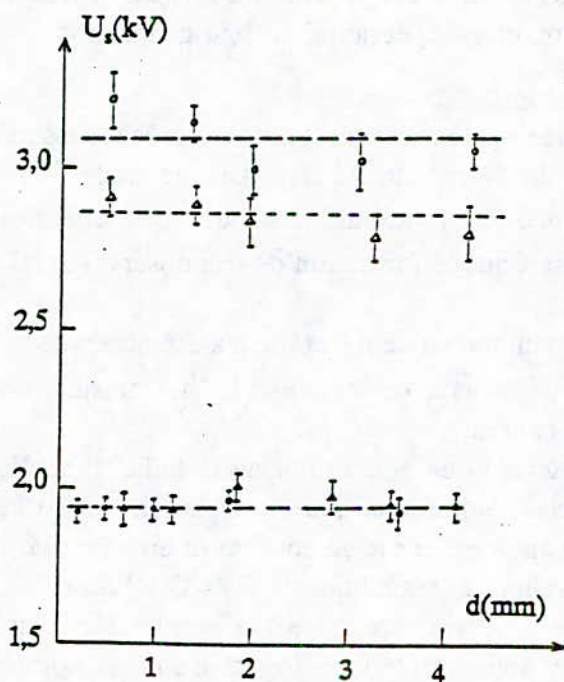


Fig.6 Caractéristique $U_s = f(d)$ dans le CCl_4 avec $r_p = 13 \mu\text{m}$ (\circ), le cyclohexane avec $r_p = 13 \mu\text{m}$ (Δ), le n-hexane avec $r_p = 6,3 \mu\text{m}$ (\bullet) et le cyclohexane avec $r_p = 6,3 \mu\text{m}$ (\blacktriangle).

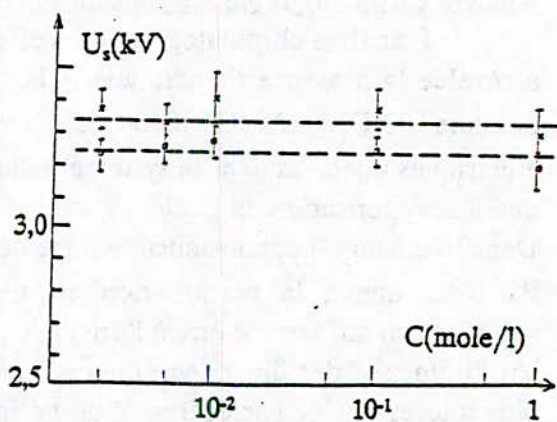


Fig.7 Caractéristique U_s en fonction de la concentration de CCl_4 (\circ) et de benzène (\times) dans le n-hexane avec $d = 2 \text{ mm}$ et $r_p = 6,3 \mu\text{m}$.

avec: W - énergie électrique injectée, C_p - chaleur spécifique, C_v - chaleur latente, T_{eb} - Température d'ébullition, T_{am} - température ambiante, P - pression, R - constante des gaz parfaits.

Le tableau 1 donne R_m en fonction de d dans le cyclohexane et le tétrachlorure de carbone.

D'autre part, pour les mêmes conditions de rayon de la pointe et de distance interélectrodes, R_m est plus important dans le tétrachlorure de carbone que dans le cyclohexane. Ce qui pourrait être dû au fait que le CCl_4 (température d'ébullition $T_{eb} = 78,6^\circ C$ et chaleur latente de vaporisation $L_v = 52,1$ Cal/g) est plus facile à vaporiser que le cyclohexane ($T_{eb} = 93,8^\circ C$ et $L_v = 93,8$ Cal/g).

$d(mm)$	cyclohexane			Tétrachlorure de carbone		
	POLARITE			NEGATIVE		
	$Q(pCb)$	$W(nJ)$	$R_m(\mu m)$	$Q(pCb)$	$W(nJ)$	$R_m(\mu m)$
0,5	4,0	7,8	11,1	14,1	27,4	16,9
1,0	3,7	7,3	10,8	10,0	19,6	15,1
1,8	7,4	13,8	13,4	13,2	26,8	15,1

Tableau 1

Les additifs capteurs d'électrons et à bas potentiel d'ionisation n'ont aucune influence sur la génération de la bulle. Quant à la structure du liquide, la présence d'halogènes a une certaine influence quoique peu importante. Les caractéristiques thermiques du liquide jouent un rôle essentiel dans la génération.

CONCLUSION

L'utilisation du dispositif optique basé sur la détection par une photodiode, de toute variation d'indice de réfraction du liquide (atténuation d'un faisceau laser), l'enregistrement simultané du signal fourni par la photodiode et de l'impulsion de courant, nous ont permis de mettre en évidence le fait que cette perturbation est la conséquence de l'impulsion de courant.

L'étude de l'influence de divers paramètres (rayon de courbure de l'électrode pointe, distance interélectrodes, structure du liquide et actions des additifs), les analyses chromatographiques et le bilan énergétique montrent que cette perturbation est une bulle de gaz comme cela a été rapporté par ailleurs [1] et qu'elle est due à une ébullition locale du liquide.

REFERENCES

- [1] R. Kattan: "Etude de la formation et de la dynamique des bulles dans les hydrocarbures liquides générées par les impulsions de courant en champ intense", Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, 1990.
- [2] A. Beroual, C. Marteau and R. Tobazeon: "Behaviour of streamers in liquids under step voltage in point-plane geometry", IEEE Trans.Electr.Insul., EI-23, 3, 1988, pp. 955-959.
- [3] A. Beroual et R. Tobazeon: "Propagation et génération des streamers dans les diélectriques liquides", Revue de Physique Appliquée, 22, 1987, pp. 183-189.
- [4] H. Moulai et A. Beroual: "Courants des streamers dans les diélectriques liquides en géométrie pointe-plan sous tension de choc de foudre - influence de la structure du liquide", Journées Tunisiennes d'Electricité et d'Automatique, 1991.
- [5] M. Haidara and A. Denat: "Electron multiplication in liquid cyclohexane and propane: An estimation of the ionisation coefficient", IEEE Trans.Electr.Insul., EI-26, 4, 1991, pp. 592-597.
- [6] A. Beroual: "Initiation of streamers in dielectric liquids with point-plane electrodes under step voltages", Arch. Elektrotechn., (accepted).
- [7] R. Kattan, A. Denat and O. Lesaint: "Generation, growth and collapse of vapor bubbles in hydrocarbon liquids under a high divergent electric field", J.Appl.Phys.,vol.66, 1989, pp. 4062-4066.

SYNTHESE D'ALGORITHMES DE COMMANDE ADAPTATIVE
A MODELE DE REFERENCE

F. CHIGARA, O. GAOUAR, M. RACHEDI

Laboratoire d'Automatique et de Robotique

Ecole Nationale Polytechnique

ملخص: تم مؤخرا تطوير خوارزمية للتحكم الكيف ذات نموذج مرجح والمسماة MCS من طرف ستوتن وبن شويان، وذلك لتبسيط خوارزمية MRAC المقترحة من طرف لندو. هذ العمل قد أنجزت من أجل منظومات أكيدة ذات حدود وسيطية ثابتة. كما أن التقارب لم يدرس إلا من أجل منظومات من الدرجة الأولى. في هذا البحث، وسعنا دراسة وتحليل التقارب إلى المنظومات من الدرجة الثانية واقترحنا تعميم خوارزمية MRAC لتشمل منظومات ذات حدود وسيطية متغيرة في الزمن.

Résumé

Un algorithme de commande adaptative à modèle de référence, le MCS, a été développé dernièrement par Stoten et Benchoubane pour simplifier l'algorithme MRAC dérivé par Landau. Ces travaux ont été établis pour des systèmes déterministes à paramètres constants et la convergence n'a été étudiée que pour des systèmes d'ordre un. Dans cet article, nous faisons une extension de l'analyse de la convergence du MCS pour un système du deuxième ordre et nous proposons une généralisation de l'algorithme MRAC pour des systèmes à paramètres variables, dans le temps.

Abstract

Stoten and Benchoubane presented in a recent paper a model reference adaptive control algorithm: the MCS. This algorithm has the ambition to simplify the well-known MRAC. In their studies, the authors have considered deterministic systems with constant parameters. Convergence was analysed just for systems of the first order. In this paper, we try to generalize the MCS to systems with variable parameters and an extension of the convergence studies is presented for second order systems.

1. Introduction

Les systèmes de commande à contre-réaction conventionnels utilisent des régulateurs à paramètres fixes. Or, les performances de ces systèmes se dégradent lorsque les paramètres du procédé à commander varient ou lorsque ses conditions de fonctionnement changent.

L'objectif des techniques de commande adaptative (CA) est de maintenir, automatiquement, un niveau de performances imposé du système de commande, pendant le fonctionnement du procédé. Dans la catégorie de structures de CA à laquelle nous nous intéressons, la performance désirée est spécifiée par un système dynamique appelé modèle de référence (MR). La différence entre l'état du MR et celui du procédé commandé est utilisée par un mécanisme d'adaptation pour générer un signal de commande afin de minimiser l'écart entre ces deux états.

Landau [2], [3] a développé un algorithme de commande adaptative à modèle de référence : le MRAC (Model Reference Adaptive Control). La synthèse de ce dernier est fondée sur la théorie de l'hyperstabilité [6]. La mise en oeuvre de cet algorithme nécessite la connaissance préalable des paramètres du procédé à commander. Récemment, Stoten et Benchoubane [8] [9] ont proposé une simplification du MRAC, l'algorithme MCS (Minimal Controller Synthesis) dont la synthèse ne requiert pas la connaissance des paramètres du procédé.

Dans cet article, nous étudions tout d'abord la convergence de l'algorithme MCS. Nous considérons ensuite des procédés à paramètres variables dans le temps. Dans ce cas, l'algorithme MRACM (MRAC modifié) [1] est présenté. Cette approche consiste à introduire une identification dans l'algorithme MRAC afin de tenir compte des variations des paramètres du procédé.

2. Algorithme MRAC

L'algorithme MRAC, développé par Landau [2][3] est une généralisation d'une stratégie de commande linéaire à modèle de référence.

Le procédé et le MR considérés sont représentés par les équations d'état (2-1) et (2-2) respectivement :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + d(t) \quad (2-1)$$

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \quad (2-2)$$

où x et x_m sont les vecteurs d'état de dimension n .

et u et r , de dimension m , sont respectivement la commande du procédé et l'entrée de référence du système.

$d(t)$ est un vecteur de perturbation.

Le MR définit la trajectoire d'état désirée x_m .

La loi de commande du MRAC est :

$$u(t) = -(K_p - \delta K_p(t))x(t) + (K_R + \delta K_R(t))r(t) \quad (2-3)$$

K_p et K_R sont des matrices constantes de gains de réaction et d'action. $\delta K_p(t)$ et $\delta K_R(t)$ sont les modifications adaptatives apportées aux gains K_p et K_R pour contrecarrer l'effet sur la trajectoire de l'état x , des incertitudes du procédé et des perturbations éventuelles représentées par $d(t)$ dans l'équation (2-1). Les gains K_p et K_R peuvent être calculés en supposant que le MR et le procédé satisfont les conditions de poursuite parfaite d'un modèle (ou conditions d'Erzberger) [3]. Les gains K_p et K_R sont alors

$$K_p = B^+ (A - A_m) \quad (2-4-a)$$

$$K_R = B^+ B_m \quad (2-4-b)$$

B^+ est la pseudo-inverse de B :

$$B^+ = (B^T B)^{-1} B^T \quad (2-4-c)$$

Les gains $\delta K_p(t)$ et $\delta K_R(t)$ sont donnés par [3] :

$$\delta K_p(t) = \int_0^t \alpha y_e(\tau) x^T(\tau) d\tau + \beta y_e(t) x^T(t) \quad (2-5-a)$$

$$\delta K_R(t) = \int_0^t \alpha y_e(\tau) r^T(\tau) d\tau + \beta y_e(t) r^T(t) \quad (2-5-b)$$

$$\alpha_{m,m} > 0 \quad \text{et} \quad \beta_{m,m} \geq 0$$

où y_e est l'erreur auxiliaire :

$$y_e(t) = C_e e(t) \quad (2-6)$$

e étant l'erreur d'état (ou erreur de poursuite) :

$$e(t) = x_m(t) - x(t) \quad (2-7)$$

Le signal d'erreur auxiliaire y_e est formé de manière à ce que le triplet $\{A_m, B, C_e\}$ soit un bloc linéaire hyperstable [6]. L'hyperstabilité est garantie si

$$C_e = B^T P \quad (2-8)$$

où P est solution de l'équation de Lyapunov :

$$P A_m + A_m^T P = -Q \quad Q > 0 \quad (2-9)$$

L'algorithme MRAC nécessite pour sa mise en oeuvre :

1) une identification paramétrique préalable du procédé. Comme il peut être vérifié dans les équations (2-4-a) et (2-4-b), la connaissance des matrices A et B du procédé est nécessaire pour déterminer les gains K_p et K_R .

2) la synthèse d'un contrôleur linéaire :

La commande du contrôleur linéaire est donnée par

$$u_{Lin} = -K_p x(t) + K_R r(t) :$$

Pour la calculer, il faut déterminer les gains linéaires K_p et K_R .

3. Algorithme MCS

Stoten et Benchoubane [8][9] ont proposé une extension de l'algorithme MRAC. l'algorithme MCS dans lequel les gains linéaires K_p et K_R sont pris égaux à zéro. La mise en oeuvre du MCS ne nécessite

- ni la synthèse d'un contrôleur linéaire ($u_{Lin} = 0$),
- ni l'identification paramétrique préalable du procédé : il n'est pas nécessaire de connaître les valeurs des matrices A et B du processus. Toutefois, la structure de ce dernier (nombre de degrés de liberté, dimension de l'état) est supposée connue.

Soient le procédé et le MR représentés par les équations d'état (2-1) et (2-2) où les matrices A et B sont supposées inconnues.

La loi de commande de l'algorithme MCS est :

$$u(t) = \delta K_p(t)x(t) + \delta K_R(t)r(t) \quad (3-1)$$

Les gains $\delta K_p(t)$ et $\delta K_R(t)$ sont donnés par les équations (2-5-a) et (2-5-b) où

$$y_e = C'_e e(t) \quad \text{et} \quad C'_e = P \quad (3-2)$$

P étant la solution de l'équation de Lyapunov (2-9).

L'algorithme MCS présente l'avantage de ne pas comporter de partie linéaire dans l'expression de sa commande. Sa synthèse est donc minimale et par conséquent moins coûteuse que celle de l'algorithme MRAC.

4. Analyse de la convergence du MCS

Des simulations montrent que :

- une valeur élevée du paramètre α accélère la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro mais peut provoquer un pic important dans la commande du MCS.
- une valeur élevée de β permet de réduire l'erreur de poursuite au début de l'adaptation.

Afin de proposer des recommandations pour le choix des paramètres α et β de la loi de commande du MCS, nous avons étendu à des systèmes d'ordre 2 les résultats obtenus par Stoten et Benchoubane [10]. Autrement dit, connaissant :

- les paramètres du MR,
- le gain en basse fréquence du procédé,
- les paramètres α et β de la loi de commande du MCS,
- l'entrée de référence,

nous avons construit une enveloppe supérieure de l'erreur de

poursuite de l'algorithme MCS.

Le procédé est décrit par

$$\dot{x} = A_p x + B_p u \quad (4-2)$$

où

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_{p1} & -a_{p2} \end{bmatrix} \quad B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{p1} \end{bmatrix}$$

A_p et B_p sont inconnues, mais un estimé du rapport b_{p1}/a_{p1} (gain en basse fréquence du procédé) est supposé disponible.

Le MR qui définit les trajectoires d'état désirées est

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \quad (4-3)$$

où

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_{m1} & -a_{m2} \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{m1} \end{bmatrix}$$

Les pôles r_1, r_2 du MR sont supposés réels, négatifs, distincts ($r_1 > r_2$).

La loi de commande est :

$$u(t) = \delta K_p(t)x(t) + \delta K_R(t)r(t) \quad (4-4)$$

$$\delta K_p(t) = \int_0^T [0 \ \alpha] y_e x^T d\tau + [0 \ \beta] y_e x^T \quad (4-5)$$

$$\delta K_R(t) = \int_0^T [0 \ \alpha] y_e r^T d\tau + [0 \ \beta] y_e r^T \quad (4-6)$$

$$y_e = De \quad (4-7)$$

D étant la solution de l'équation de Lyapunov.

α et β sont constants et vérifient les inégalités suivantes

[9] :

$$\alpha b_{p1} > 0 \quad \text{et} \quad \beta b_{p1} > 0$$

Le système d'erreur à contre-réaction équivalent au système en boucle fermée est caractérisé par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{e} = A_m e - f \quad (4-8)$$

où

$$e = [e_1 \ e_2]^T = \begin{bmatrix} x_{m1} - x_1 \\ x_{m2} - x_2 \end{bmatrix}$$

et

$$f = [f_1 \ f_2]^T = [0 \ f_2]^T$$

En résolvant l'équation (4-8), puis en postulant :

$$|f_2| \leq K e^{\gamma t}, \quad K \geq 0 \quad \text{et} \quad \gamma \leq 0$$

nous obtenons les expressions de l'enveloppe :

$$|e_1(t)| \leq \frac{K e^{\gamma t}}{r_1 - r_2} \left[\frac{1}{\gamma - r_1} + \frac{1}{\gamma - r_2} \right] - \frac{K}{r_1 - r_2} \left[\frac{e^{r_1 t}}{\gamma - r_1} + \frac{e^{r_2 t}}{\gamma - r_2} \right] \quad (4-9)$$

$$|e_2(t)| \leq \frac{K e^{\gamma t}}{r_1 - r_2} \left[\frac{|r_1|}{\gamma - r_1} + \frac{|r_2|}{\gamma - r_2} \right] - \frac{K}{r_1 - r_2} \left[\frac{|r_1| e^{r_1 t}}{\gamma - r_1} + \frac{|r_2| e^{r_2 t}}{\gamma - r_2} \right] \quad (4-10)$$

K et γ sont appelés respectivement : amplitude et taux de convergence de l'enveloppe. Ils peuvent être déterminés à partir de l'étude, en régime établi, du système à contre-réaction équivalent.

4.1 Détermination de γ

Puisque le système à contre-réaction équivalent est hyperstable, l'erreur e est globalement asymptotiquement stable et la fonction f tend toujours vers zéro, en régime établi. En écrivant qu'en régime établi l'erreur de poursuite et l'expression de f_2 sont nulles, puis en utilisant les

propriétés des valeurs absolues ainsi que les inégalités (4-9) et (4-10), nous aboutissons, après plusieurs calculs, à une inégalité de la forme :

$$P(\gamma) \geq 0 \quad (4-11)$$

où $P(\gamma)$ est un polynôme de degré 7, en γ , et dont les coefficients dépendent des pôles du MR (r_1, r_2), de l'entrée de référence (r), de K , des paramètres du MR (a_{m1}, b_{m1}, a_{m2}), des solutions de l'équation de Lyapunov, du rapport b_{p1}/a_{p1} et de α .

Dans l'enveloppe de l'erreur, γ est la plus grande racine négative de $P(\gamma)$.

4.2 Détermination de K

Si le paramètre α est nul, l'erreur e ne tend plus vers zéro, en régime établi, mais vers un vecteur constant non nul [3]. On a alors $\gamma = 0$ et l'expression (4-9) de l'enveloppe devient :

$$|e_1| \leq \frac{-K(r_1 + r_2)}{r_1 r_2 (r_1 - r_2)} \quad (4-12)$$

En régime établi, nous pouvons écrire d'après l'équation (4-8)

$$A_m e = f \Rightarrow \begin{cases} e_2 = 0 \\ e_1^3 + a_2 e_1^2 + a_1 e_1 + a_0 = 0 \end{cases} \quad (4-13)$$

avec

$$a_2 = -2b_{m1} r / a_{m1} \quad a_1 = a_{p1} / (b_{p1} \beta d_{21}) + (1 + (b_{m1} / a_{m1})^2) r^2$$

$$a_0 = - (a_{p1} b_{m1} r) / (b_{p1} a_{m1} \beta d_{21})$$

où d_{21} est élément de la matrice D , solution de l'équation de Lyapunov.

Connaissant une solution réelle, e_{1s} , de l'équation (4-13),

nous pouvons déduire la valeur minimum de K , à partir de l'inégalité (4-12) :

$$K_{\min} \geq \frac{r_1 - r_2}{-(r_1 + r_2)} r_1 r_2 |e_{1s}| \quad (4-14)$$

L'enveloppe de l'erreur de poursuite du MCS est représentée dans la figure 1. Nous étudions ensuite l'influence des paramètres α et β sur l'enveloppe :

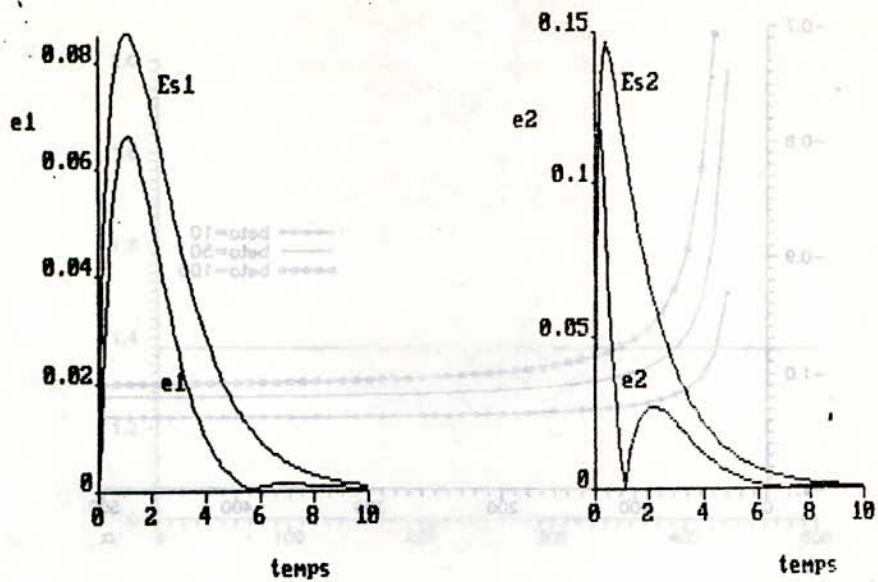
- La figure 2 montre que lorsque α augmente, γ diminue. La convergence de l'enveloppe vers zéro devient donc plus rapide.
- La figure 3 montre que quand β augmente, γ croît. La convergence devient plus lente.
- Une modification de α n'a pas d'effet sur K . Ceci est illustré par la figure 4.
- K diminue au fur et à mesure que β augmente comme on peut le voir sur la figure 5.

D'après les résultats ci-dessus, il faudra choisir α assez grand pour permettre une convergence rapide de l'enveloppe. Cependant, α ne devra pas être trop grand pour éviter de produire des pics importants sur le signal de commande. Quant au choix de β , il devra résulter d'un compromis entre rapidité de convergence et faiblesse de l'amplitude de l'erreur.

5. Systèmes à paramètres variables

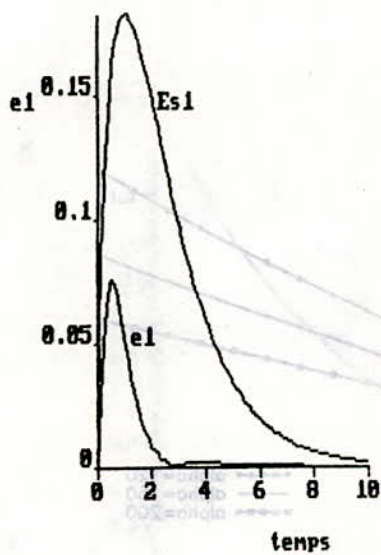
5.1 Algorithme MRACM

Dans l'algorithme MRAC, les gains linéaires d'action et de réaction, K_R et K_p , sont calculés, de manière définitive, au moyen des paramètres préalablement estimés du procédé. Si ces paramètres changent pendant le fonctionnement du système

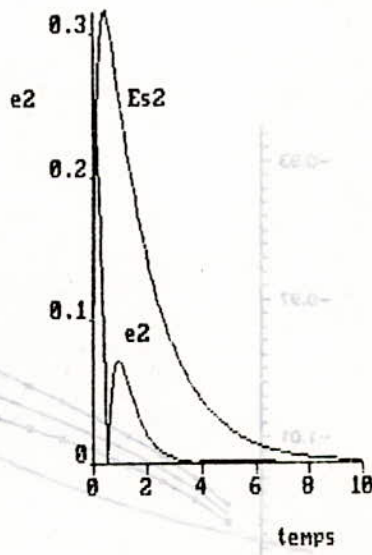


a) Enveloppe de e1
 $\alpha=100 \quad \beta=50 \quad r=1$

b) Enveloppe de e2
 $\alpha=100 \quad \beta=50 \quad r=1$



c) Enveloppe de e1
 $\alpha=100 \quad \beta=10 \quad r=2$



d) Enveloppe de e2
 $\alpha=100 \quad \beta=10 \quad r=2$

Fig 1 Enveloppes de l'erreur de poursuite du MCS

adaptatif. les gains K_p et K_R ne reflètent plus le procédé à commander. Il est possible de tenir compte des variations des paramètres du procédé en les identifiant en ligne et en utilisant les estimés pour réajuster les gains K_p et K_R . L'algorithme obtenu dérive du MRAC. Il a été appelé algorithme MRAC modifié : MRACM [1].

Le procédé à paramètres variables dans le temps est représenté par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = A_p(t)x(t) + B_p(t)u(t) \quad (5-1)$$

où

$$A_p(t) = A_p(0) + \Delta A_p(t)$$

$$B_p(t) = B_p(0)B(t) = B_p(0)(B + \Delta B(t))$$

$B(t)$ est une matrice carrée inversible.

$A_p(0)$, $B_p(0)$ et B sont des matrices constantes supposées connues. Les variations $\Delta A_p(t)$ et $\Delta B(t)$ sont inconnues.

L'équation d'état du MR est :

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \quad (5-2)$$

avec

$$B_m = B_p(0) \quad (5-3)$$

La loi de commande de l'algorithme MRACM est donnée par

$$u(t) = -K_p(t)x(t) + K_R(t)r(t) \quad (5-4)$$

avec

$$K_p(t) = K_p^0 + \Delta K_p(t) - \delta K_p(t) \quad (5-5)$$

$$K_R(t) = K_R^0 + \Delta K_R(t) + \delta K_R(t) \quad (5-6)$$

• K_p^0 et K_R^0 sont des gains constants. Ils peuvent être calculés lorsque les conditions d'Erzberger sont satisfaites

$$\begin{cases} (I - B_p(0)B_p^+(0))(A_m - A_p(0)) = 0 \\ (I - B_p(0)B_p^+(0))B_m = 0 \end{cases}$$

$B_p^+(0)$ est la pseudo-inverse de la matrice $B_p(0)$.

Les gains sont alors [1] :

$$K_p^0 = B_p^{-1} B_p^+(0) (A_p(0) - A_m) \quad (5-7)$$

$$K_R^0 = B_p^{-1} B_p^+(0) B_m \quad (5-8)$$

● $\Delta K_p(t)$ et $\Delta K_R(t)$ sont les réajustements des gains K_p^0 et K_R^0 , à la suite des variations des paramètres du procédé. Ils sont donnés par [1]

$$\Delta K_p(t) = (B + \Delta B(t))^{-1} B_p^+(0) (\Delta A_p(t) - B_p(0) \Delta B(t)) K_p^0 \quad (5-9)$$

$$\Delta K_R(t) = (B + \Delta B(t))^{-1} \Delta B(t) K_R^0 \quad (5-10)$$

● $\delta K_p(t)$ et $\delta K_R(t)$ sont les gains adaptatifs [1] :

$$\delta K_p(t) = (B + \Delta B(t))^{-1} \left(\int_0^t \alpha v x^T d\tau + \beta v x^T \right) \quad (5-11)$$

$$\delta K_R(t) = (B + \Delta B(t))^{-1} \left(\int_0^t \alpha v r^T d\tau + \beta v r^T \right) \quad (5-12)$$

où

$$v = De, \quad e = x_m - x, \quad D = B_p^T(0)P$$

P étant la solution de l'équation de Lyapunov (2-9).

La synthèse de l'algorithme MRACM est également fondée sur la théorie de l'hyperstabilité. Pour garantir l'hyperstabilité du système adaptatif, les variations $\Delta A_p(t)$ et $\Delta B(t)$ des paramètres du procédé doivent être bornées. D'autre part, le calcul des gains ΔK_p , ΔK_R , δK_p et δK_R nécessite la

connaissance des variations $\Delta A_p(t)$ et $\Delta B(t)$. Ces variations seront remplacées par leurs estimés obtenus grâce à un algorithme d'identification paramétrique récursif : l'algorithme des moindres carrés récursif à trace constante [4]. Nous avons développé cet algorithme pour des systèmes MIMO de la forme :

$$y(t+1) = \theta^T \phi(t) \quad (5-13)$$

où $y(t)$ est le vecteur de sortie de dimension n ,

θ est la matrice, de dimension $l \times n$, des paramètres du système

$$\theta^T = [-A_1, \dots, -A_{n_a}, B_1, \dots, B_{n_b}] \quad (5-14)$$

A_i : matrices de dimension $n \times n$, pour $i = 1, \dots, n_a$

B_i : matrices de dimension $n \times m$, pour $i = 1, \dots, n_b$.

$\phi(t)$ est le vecteur de mesures de dimension $l \times 1$

$$\phi^T(t) = [-y(t)^T \dots -y(t+1-n_a)^T, u(t)^T \dots u(t+1-n_b)^T] \quad (5-15)$$

$$l = n n_a + m n_b.$$

$u(t)$ est le vecteur d'entrée, de dimension m , du système.

La formulation de l'algorithme des MCR à trace constante est la suivante :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)\varepsilon(t+1) \quad (5-16)$$

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi^T(t)F(t)}{\alpha(t) + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \right] \quad (5-17)$$

$$\varepsilon(t+1) = \frac{y^T(t+1) - \phi^T(t)\hat{\theta}(t)}{\alpha(t) + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \quad (5-18)$$

$$\text{tr}F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \text{tr} \left[F(t) - \frac{F(t)\phi(t)\phi^T(t)F(t)}{\alpha(t) + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \right] \quad (5-19)$$

$$\alpha(t) = \lambda_1(t) / \lambda_2(t) \text{ fixé.}$$

$\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$ sont deux séquences de pondération destinées à

empêcher $F(t)$ de tendre vers zéro.

$$0 < \lambda_1(t) \leq 1 \quad \text{et} \quad 0 \leq \lambda_2(t) < 2 .$$

Dans les simulations, les lois de commande MRAC, MCS et MRACM ont été discrétisées [8].

5.2 Résultats de simulation et comparaison des algorithmes

Nous avons testé les algorithmes MRAC, MCS et MRACM pour deux types de variations des paramètres des procédés :

- variations sinusoïdales.
- variations rectangulaires de faible amplitude.

Afin de permettre une meilleure identification des paramètres, nous avons utilisé une référence de type carré. En effet, pour que les paramètres estimés puissent converger vers les vraies valeurs des paramètres du procédé, l'entrée de référence doit être suffisamment riche en fréquences [4] [5].

Les figures 6 et 7 présentent les résultats de simulation obtenus pour un système MIMO d'ordre 2 dont les paramètres sont sinusoïdaux. Pour les trois algorithmes, la poursuite des états du MR par ceux du procédé est satisfaisante. La figure 6 illustre cela pour l'algorithme MRACM. La figure 7 montre que l'erreur de poursuite la plus faible est obtenue pour l'algorithme MRACM. L'erreur de poursuite de l'algorithme MCS devient inférieure à celle du MRAC mais reste supérieure à celle du MRACM.

Lorsqu'on fait augmenter l'amplitude des variations sinusoïdales des paramètres du procédé, l'amplitude de l'erreur de poursuite augmente pour les trois algorithmes. Pour le MRACM, en outre, l'amplitude des pics qui apparaissent sur le signal de commande et sur les erreurs d'estimation augmente.

Lorsque la fréquence des variations augmente,

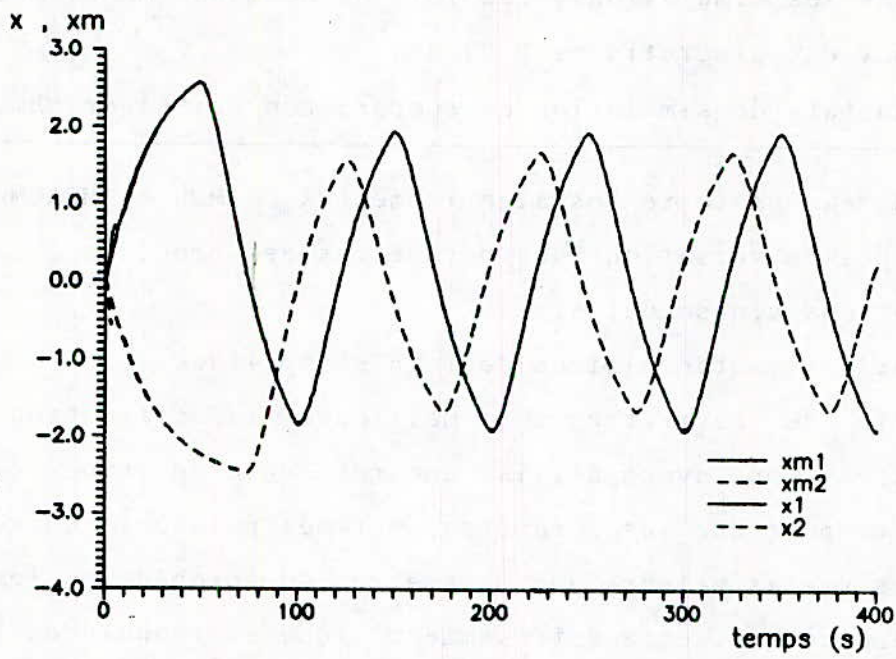
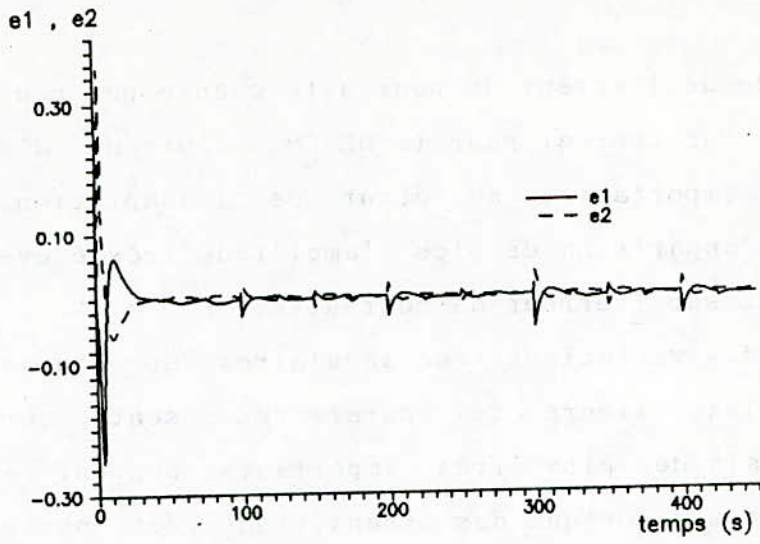
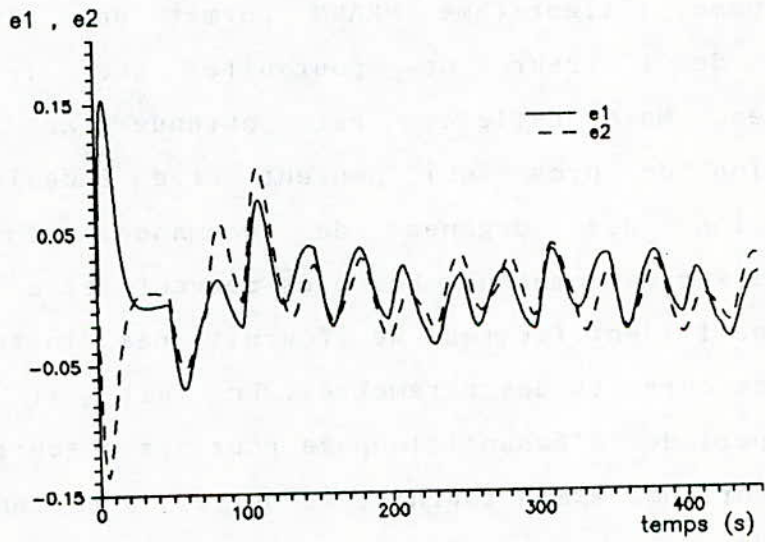


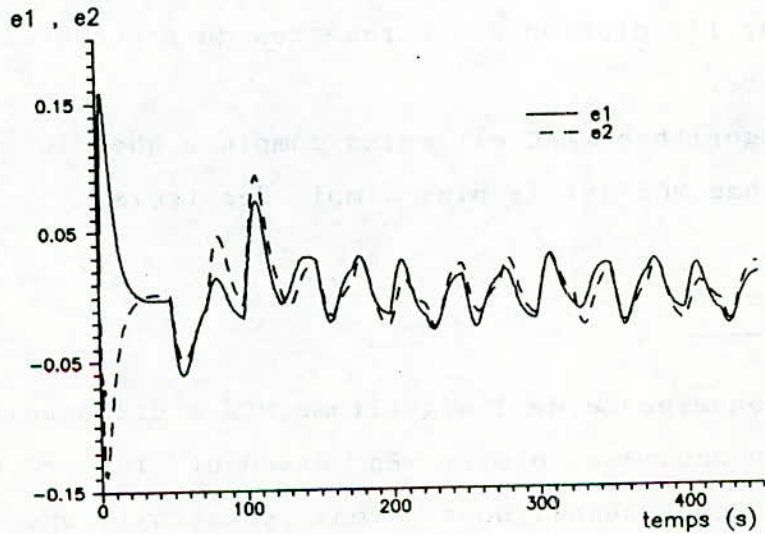
Fig 6 Poursuite des etats pour le M R A C modifie



a) M R A C modifie



b) M R A C



c) M C S

Fig 7 Erreur de poursuite

l'amplitude de l'erreur de poursuite change peu pour le MRAC et le MCS. Par contre, pour le MRACM, l'erreur d'estimation est très importante, au début de l'adaptation, ce qui entraîne l'apparition de pics d'amplitude très élevée sur la commande et sur l'erreur de poursuite.

Pour des variations rectangulaires des paramètres du procédé, les valeurs des paramètres sont correctement estimées mais des pics très importants peuvent apparaître sur ces estimés lorsque des transitions des paramètres se produisent.

En somme, l'algorithme MRACM permet une plus grande réduction de l'erreur de poursuite que les autres algorithmes. Mais celle-ci est obtenue au prix de l'apparition de pics (qui peuvent être indésirables : détérioration des organes de commande, consommation d'énergie) sur la commande. Les pics peuvent être attribués au fait que l'identificateur ne fournit pas instantanément des estimés corrects des paramètres. En fait, il lui faut quelques périodes d'échantillonnage pour les obtenir.

L'algorithme MRACM fournit, en outre, une connaissance du procédé commandé : les informations obtenues par l'identification peuvent éventuellement être utilisées pour surveiller l'évolution des paramètres du procédé et agir en conséquence.

L'algorithme MRAC est moins complexe que le précédent. L'algorithme MCS est le plus simple des trois.

6. Conclusion

La convergence de l'algorithme MCS a été étudiée pour un système du deuxième ordre. En étendant les résultats de Stoten et Benchoubane, nous avons construit une enveloppe supérieure de l'erreur de poursuite du MCS. L'analyse de

l'influence des paramètres α et β sur l'amplitude et sur le taux de convergence de l'enveloppe permet de proposer des recommandations pour le choix de ces paramètres. Pour une application donnée, le concepteur pourra tracer l'enveloppe de l'erreur pour différentes valeurs de α et β et choisir celles qui répondent au mieux aux spécifications désirées.

Nous avons ensuite considéré des systèmes à paramètres variables dans le temps. Dans ce contexte, l'algorithme MRACM a été introduit. Les lois de commande MRAC, MCS et MRACM ont été simulées et comparées. L'algorithme MRACM présente une erreur de poursuite généralement inférieure à celles du MRAC et du MCS. Celle-ci peut toutefois présenter des pics importants en cas de variations trop rapides ou d'amplitude trop grande des paramètres du procédé. D'autre part, une meilleure identification des paramètres nécessite une entrée de référence suffisamment riche en fréquences.

L'erreur de poursuite du MCS peut quant à elle devenir inférieure à celle du MRAC.

L'avantage du MCS est que, contrairement au MRAC sa mise en oeuvre ne nécessite qu'une connaissance minimale du système à commander.

Références

- [1] M. BOURI et M. RACHEDI
"Analyse et synthèse de contrôleurs adaptatifs à modèle de référence :
- cas déterministe
- cas des structures à paramètres variables"
Projet de fin d'études - Département Electronique
ENP, juin 1992.
- [2] I.D. LANDAU
"Sur une méthode de synthèse de systèmes adaptatifs avec modèle utilisés pour la commande et l'identification d'une classe de procédés physiques"
Thèse de Docteur Es Sciences physiques
Université Scientifique et Médicale de Grenoble 1973.

- [3] I.D. LANDAU
"Adaptive Control : The Model Reference Approach"
Marcel Dekker 1979.
- [4] I.D. LANDAU
"Identification et Commande des Systèmes"
Traité des Nouvelles Technologies : Série Automatique
Paris : Hermes , 1988.
- [5] L. LJUNG
"System Identification : Theory for the User"
Prentice-Hall 1987.
- [6] V.M. POPOV
"L'Hyperstabilité des Systèmes Automatiques"
Dunod 1973.
- [7] D.P. STOTEN
"Generalized Manipulator Dynamics, with Regard to Model
Reference Adaptive Control"
Int. J. of Control 1989, Vol.50, n° 6, pp. 2249-2268.
- [8] D.P. STOTEN and H. BENCHOUBANE
"Empirical Studies of an MRAC Algorithm with Minimal
Controller Synthesis"
Int. J. of Control 1990, Vol 50, n° 4, pp. 823-849.
- [9] D.P. STOTEN and H. BENCHOUBANE
"Robustness of a Minimal Controller Synthesis
Algorithm"
Int. J. of Control 1990, Vol 51, n° 4, pp. 851-861.
- [10] D.P. STOTEN and H. BENCHOUBANE
"Convergence Rates of an Adaptive Control Algorithm
with Application to the Speed Control of a DC Machine"
IEEE IE CON 1990.

COUVERTURE MINIMALE D'UN SOUS-ENSEMBLE
D'ATTRIBUTS: PRINCIPE DE RESOLUTION

S. BENAICHOU

ملخص :

نعرف "تغطية الصغرية لمجموعة جزئية للمجموعات". وهي تكون تعميما للتعريف المعتاد : تغطية الصغرية لمجموعة من القيود . وفي هذا المقال تشمل مجموعة القيود فقط ارتباطات متعددة التقديرات . وتقدم ايضا طريقة عامة للانجاز .

RESUME:

Nous définissons "la couverture minimale d'un sous-ensemble d'attributs". Elle constitue une généralisation de la définition habituelle: couverture minimale d'un ensemble de contraintes. Dans cet article, l'ensemble des contraintes contient uniquement des dépendances multivaluées. Nous donnons aussi une méthode de résolution.

ABSTRACT:

We define "the minimal cover of a subset of attributes". It constitute a generalization for the usual definition: minimal cover of a set of constraints. In this paper, the set of constraints contain uniquely multivalued dependencies. We also give a general method of resolution.

1 - INTRODUCTION :

L'amélioration des algorithmes donnant des schémas de bases de données dépend directement du progrès réalisé concernant les propriétés des contraintes [BK1 - 86, BK2 - 86, BK - 87]. Dans la pratique, la dépendance multivaluée joue un rôle fondamental; beaucoup de résultats ont été élaborés [M - 79, SU - 82, MSY - 81, BFMY - 83, SW - 82] ; vue sa complexité elle soulève toujours un grand nombre de questions d'intérêt crucial.

L'objectif de ce travail est de développer la notion de couverture minimale [ML - 87] ; on parle très couramment de " couverture minimale d'un ensemble de contraintes " ; nous proposons ici une généralisation de cette définition.

De manière assez formelle :

Considérons un ensemble M de dépendances multivaluées (D. M. en abrégé) sur l'ensemble des attributs U et C une partie de U . Un sous-ensemble M' de M est une couverture minimale de C si les deux conditions suivantes sont satisfaites :

(1) : Pour toute relation r :
Soient r' et r'' les relations obtenues à partir de r en lui ajoutant tous les tuples nécessaires afin que r' et r'' vérifient respectivement M et M' . On a : $\pi_C(r') = \pi_C(r'')$.

(2) : Si M'' est strictement inclus dans M' alors M'' ne vérifie pas (1).

De manière très intuitive :

M' est une couverture minimale de C si :

- 1) " L'action " de M' sur C est " équivalente " à celle de M sur C .
- 2) M' est un sous-ensemble " minimal ".

Pour C , les éléments $M - M'$ sont redondants.

En posant $C = U$, on se ramène à la définition habituelle de " couverture minimale de M ".

Nous définissons rigoureusement cette notion au paragraphe 4.

Un algorithme donnant une couverture minimale d'un sous-ensemble C n'est pas évident. Nous abordons à travers ce travail une méthode de résolution : le principe consiste tout d'abord à organiser l'ensemble des contraintes M en introduisant la notion de suite de type (α) . Il s'agit d'un n -uple d'éléments de M ($X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_l \longrightarrow Y_l$) vérifiant certaines propriétés (paragraphe 7). Intuitivement une suite de type (α) constitue une " ligne " qui " aboutit " à C ; M sera assimilé de cette manière à un ensemble de " lignes ". L'étude est alors ramenée à celle de ces suites. Elle comporte deux étapes :

- 1 - Problème de la convergence.
- 2 - Problème de la redondance.

La convergence consiste à déterminer pour toute suite de type (α)

($X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_l \longrightarrow Y_l$) les D. M. candidates à la couverture minimale. Après avoir trouvé le sous-ensemble de M constitué par ces éléments, il s'agit alors de le réduire au minimum afin de dégager une couverture minimale : c'est le problème de la redondance.

Dans un cadre général, il existe des éléments de M n'appartenant à aucune suite de type (α) . Nous montrerons à travers un exemple (paragraphe 9) que ces éléments méritent une étude. Une généralisation de la notion précédente s'avère nécessaire : nous introduirons alors les suites de type (α) de degré K (le degré 0 correspond aux suites précédentes). Ainsi l'organisation de M contiendra celles de degré 0, 1, 2 etc ... ; le plus haut sera appelé la complexité de M .

Plus Précisément :

Dans le paragraphe 2 nous rappelons certains résultats sur le modèle relationnel (relation, dépendance multivaluée etc ...) ainsi que les notations. Le suivant introduit un formalisme adéquat en vue de répondre aux besoins techniques des autres. La couverture minimale d'un sous-ensemble d'attributs sera ensuite définie (paragraphe 4). Le paragraphe 5 décrit la méthode de résolution que nous abordons de manière plus formelle. Les suites de D. M. (paragraphe 6) constituent un préliminaire pour l'introduction des suites de type (α) (paragraphe 7). Au huitième, nous démontrons que si une suite de type (α) est formée au plus de deux D.M., alors celles-ci sont candidates à la couverture minimale; nous terminons en signalant à l'aide d'exemples, qu'au-delà de deux D. M., le résultat n'est pas évident. Au neuvième après justification, les suites de type (α) de degré K sont définies; nous donnons ensuite la "complexité" d'un ensemble de D.M. ; les notions de Champ et Résidu sont enfin introduites et nous permettent alors d'énoncer un résultat sur la " convergence ".

Afin de guider la compréhension, ce travail a été complété par des schémas.

2 - TERMINOLOGIE ET NOTATIONS

Rappelons brièvement les notions suivantes concernant la terminologie du modèle relationnel.

On considère un ensemble fini $U = \{ A_1, A_2, \dots, A_n \}$ dont les éléments sont nommés des attributs et notés par des lettres majuscules. Pour chaque attribut A de U associons un nouvel ensemble noté $Dom(A)$ et appelé domaine des valeurs (ou constantes) de A; ses éléments sont notés par des lettres minuscules.

Tout sous-ensemble R de U est appelé un schéma de relation.

Une relation sur $R = \{ B_1, B_2, \dots, B_p \}$ est un sous-ensemble r du produit cartésien $Dom(B_1) \times Dom(B_2) \times \dots \times Dom(B_p)$; r peut être représenté par un tableau à deux dimensions dont chaque ligne appelée Tuple est un élément de $Dom(B_1) \times Dom(B_2) \times \dots \times Dom(B_p)$, chaque colonne repérée par un attribut B de R contient des éléments de $Dom(B)$.

Exemples

$R = \{ A, B, C, D \}$

A B C D

a_1 b_1 c_1 d_1

a_2 b_2 c_2 d_2

a_3 b_1 c_1 d_3

Une relation r sur R
(3 tuples figurent dans r).

L'ordre des colonnes n'a pas d'importance.

Considérons un tuple t d'une relation r sur R.

Si $X \subset R = \phi$, $t[X]$ désigne la partie de t qui correspond aux colonnes repérées par les attributs X.

Dans l'exemple précédent, si on nomme t le premier tuple, on a :

$t[BC] = (b_1, c_1)$, $t[A] = (a_1)$, $t[ACD] = (a_1, c_1, d_1)$ etc ...

On nomme $t[X]$, la projection du tuple t sur les attributs X.

Plus généralement, la projection de la relation r sur X, notée $\pi_X(r)$ est donnée par :

$\pi_X(r) = \{ t[X] / t \in r \}$.

$\pi_x (r)$ est évidemment une relation sur X .

Si nous reprenons l'exemple précédent, $\pi_{\{B,C\}} (r)$ est la relation suivante :

<u>B</u>	<u>C</u>
b ₁	c ₁
b ₂	c ₂

Considérons une relation r sur le schéma de relation U .

On dit que r vérifie la contrainte notée $X \twoheadrightarrow Y$ (où X et Y sont des sous-ensembles de U) et appelée dépendance multivaluée si quels que soient les tuples t et s de r tels que $t[X] = s[X]$ alors r contient aussi les deux tuples t' et s' définis comme suite :

- a) $t'[X] = s'[X] = t[X] = s[X]$
- b) $t'[Y] = t[Y]$ et $t'[U - XY] = s[U - XY]$
- c) $s'[Y] = s[Y]$ et $s'[U - XY] = t[U - XY]$.

De même, si M est un ensemble de dépendances multivaluées, r vérifie M si elle vérifie chacun de ses éléments.

Etant donné une D. M. $X \twoheadrightarrow Y$ et M un ensemble de D. M., on dit que M implique $X \twoheadrightarrow Y$ (ou que $X \twoheadrightarrow Y$ est impliquée par M) et on note $M \vdash X \twoheadrightarrow Y$, si chaque fois qu'une relation vérifie M , elle vérifie aussi $X \twoheadrightarrow Y$.

Une règle de dérivation est une propriété permettant d'obtenir à partir d'un ensemble M de D. M. d'autres D. M. impliquées par M .

Notation :

Dans tout ce qui suit l'union ensembliste dans l'univers des attributs sera omis : ainsi XUY sera notée XY .

Les règles de dérivation suivantes sont vraies : [M - 79]

- 1) $\{ X \twoheadrightarrow Y \} \vdash X \twoheadrightarrow U - XY$ (complémentation).
- 2) Si $Y - X = \phi$ alors $X \twoheadrightarrow Y$ est vérifiée par n'importe quelle relation (réflexivité).
- 3) Si $V - W = \phi$ alors :
 $\{ X \twoheadrightarrow Y \} \vdash XW \twoheadrightarrow YV$ (augmentation).
- 4) $\{ X \twoheadrightarrow Y, Y \twoheadrightarrow Z \} \vdash X \twoheadrightarrow Z - Y$ (transitivité).
- 5) $\{ X \twoheadrightarrow Y, YW \twoheadrightarrow Z \} \vdash XW \twoheadrightarrow Z - YW$ (Pseudo-transitivité).
- 6) $\{ X \twoheadrightarrow Y, X \twoheadrightarrow Z \} \vdash X \twoheadrightarrow YZ$ (union)
- 7) $\{ X \twoheadrightarrow Y, X \twoheadrightarrow Z \} \vdash X \twoheadrightarrow Y \cap Z$
 $\vdash X \twoheadrightarrow Z - Y$
 $\vdash X \twoheadrightarrow Y - Z$ (décomposition).

La fermeture d'un ensemble M de D. M. notée M^+ est l'ensemble de toutes les D. M. impliquées par M .

Les règles de dérivation (1), (2), (4) répétées un certain nombre de fois à un ensemble M permettent d'obtenir la fermeture M^+ ; la suppression d'une des 3 règles ne donnent pas généralement M^+ ; on dit qu'elles constituent un système complet et minimal [M - 79].

Dans la pratique au lieu de calculer M^+ , on s'intéresse plutôt à savoir si M implique une D.M. $X \twoheadrightarrow Y$ donnée. L'un des procédés est le suivant [U - 80]:

On considère une relation à deux tuples $r = \{t, t'\}$ telle que: $t[X] = t'[X]$ et $t[A] \neq t'[A]$ si $A \in U - X$.

On ajoute à r tous les tuples nécessaires afin d'obtenir une nouvelle relation r' vérifiant M . $X \twoheadrightarrow Y$ est impliquée par M si et seulement si r' vérifie $X \twoheadrightarrow Y$.

Le procédé du "CHASE PROCESS" [U - 80] consiste à compléter une relation donnée par des tuples jusqu'à ce que l'ensemble des contraintes soit vérifié.

Une couverture minimale de M est un sous-ensemble G de M tel que :

a) $G^+ = M^+$ et

b) $(G - \{X \twoheadrightarrow Y\})^+ \neq M^+$ pour tout $X \twoheadrightarrow Y \in G$.

Certains auteurs ajoutent une troisième condition à cette définition [ML - 87].

En éliminant la redondance dans M , on obtient une couverture minimale :

supposons que $M_1 - M = \phi$ et $M_1^+ = M^+$.

Si $M_1 - \{X \twoheadrightarrow Y\} \not\vdash X \twoheadrightarrow Y$ alors $X \twoheadrightarrow Y$ est redondante.

(Il suffit de répéter plusieurs fois le procédé du "CHASE PROCESS" vu précédemment).

Dans tout ce qui suit, nous adopterons les notations et conventions suivantes :

1) Si $X \twoheadrightarrow Y$ est une D.M., nous supposons que $Y \cap X = \phi$

2) si M est un ensemble de D.M. alors :

$$\text{LHS}(M) = \{X \in P(U) / X \twoheadrightarrow Y \in M\}.$$

$$\overline{\text{LHS}(M)} = \bigcup_{X \in \text{LHS}(M)} X.$$

3. FORMALISME

On considère les deux ensembles suivants :

a) U : appelé l'univers (ou ensemble) des attributs ; ses éléments sont notés A, B, C, \dots ; un élément de U s'appelle un attribut. Nous supposons que U est fini.

b) $C.U$: appelé l'ensemble des constantes ; ses éléments sont notés $\alpha, \beta, a, b, a_1, a_2, \dots$; un élément de $C.U$ s'appelle une constante.

Si $C.U$ est fini, nous convenons que : $\text{Card}(C.U) \geq \text{Card}(U)$.

On définit une application surjective :

$$\text{At} : C.U \longrightarrow U$$

Définition 3.1 :

Soit t un sous-ensemble fini de $C.U$.

Si la restriction de At à t est injective, on dit que t est un tuple.

On désigne par $P_+(C.U)$ l'ensemble des tuples. $P_+(C.U)$ sera appelé l'espace de l'information.

On considère l'application suivante :

$$\text{At} : P_+(C.U) \longrightarrow P(U)$$

$$\text{At}(t) = \{ \text{At}(\alpha) / \alpha \in t \}.$$

Définition 3.2 :

Soient $t \in P_+(C.U)$ et X un sous-ensemble de U , on pose :

$$t_X = t[X] = \begin{cases} \{ \alpha \in t / \text{At}(\alpha) \in X \} & \text{si } X - \text{At}(t) = \emptyset \\ \perp & \text{(non définie) sinon.} \end{cases}$$

t_X est appelé la projection de t sur X .

Définition 3.3 :

Soit r un sous-ensemble fini de $P_+(C.U)$ tel que :

pour tout $(t, t') \in r^2$, on a : $\text{At}(t) = \text{At}(t')$.

Posons $\text{AT}(r) = \text{At}(t)$ où $t \in r$.

r est appelé relation (sur les attributs $\text{AT}(r)$).

Définition 3.4 :

Soit r une relation et X un sous-ensemble de $\text{AT}(r)$.

La projection de r sur X est la relation notée $\pi_X(r)$ et définie par :

$$\pi_X(r) = \{ t_X / t \in r \}.$$

Définition 3. 5 :

Soient t et t' deux sous-ensemble de $C. U$:

On pose $t \cup t' = t \cup t'$ (union ensembliste).

Définition 3. 6

Soient t et t' deux tuples.

Posons:

$$(t, t') [X] = \begin{cases} t[X] \text{ si } t[X] = t'[X] \\ \perp \text{ (non définie) sinon.} \end{cases}$$

Notation :

$$T = \{ t \in P_+(C. U) / Att(t) = U \}.$$

Définition 3. 7 :

Soient X et Y deux sous-ensembles de U .

La fonction suivante, notée $X \twoheadrightarrow Y$ est appelée dépendance multivaluée :

$$\begin{aligned} X \twoheadrightarrow Y : T \times T &\longrightarrow T \\ X \twoheadrightarrow Y (t, t') &= t[Y] \cup t'[U - XY] (t, t') [X]. \end{aligned}$$

Propriété 3. 1 :

Soient $X \twoheadrightarrow Y$ une D. M., C un sous-ensemble de U , t et t' deux tuples vérifiant $t[X] = t'[X]$.

Posons $h = X \twoheadrightarrow Y (t, t')$. On a :

$$h[C] = t[Y \cap C] \cup t'[C - XY] (t, t') [C \cap X].$$

Remarques :

- a) Dans tout ce qui suit, si r est une relation alors $AT(r) = U$.
- b) $R = \{ r/r : \text{relation et } AT(r) = U \}$.

Définition 3. 8 :

Soient r une relation et M un ensemble de D. M. ; on dit que r vérifie M si :

Pour tout $X \twoheadrightarrow Y \in M$ et $(t, t') \in r^2$ tels que $t[X] = t'[X]$, on a :

$$X \twoheadrightarrow Y (t, t') \in r.$$

Définition 3. 9 :

Soient M un ensemble de D. M. et r une relation.

On définit la relation $CHASE_M(r)$ comme suite :

- 1) Si r vérifie M alors : $CHASE_M(r) = r$.
- 2) Sinon :

$$CHASE_M(r) = r \cup \{ h_i : i = 1, P \} \text{ où :}$$

a) P est le plus petit entier tel que $CHASE_M(r)$ vérifie M .

b) $h_i = X_i \twoheadrightarrow Y_i (t_i, t'_i) (i = 1, P)$ avec :

$$(t_i, t'_i) \in r^2, \{ t_i, t'_i \} \subset r \cup \{ h_k : k=1, i-1 \} \text{ si } i > 1 \text{ et } X_i \twoheadrightarrow Y_i \in M.$$

4- COUVERTURE MINIMALE D' UN SOUS-ENSEMBLE D' ATTRIBUTS

Définition 4. 1 :

Soient M un sous-ensemble de $D. M.$ et Q un sous-ensemble de $U (Q \neq \phi)$.

Une couverture minimale de Q notée $CM(Q)$ est un sous-ensemble de M vérifiant les deux conditions suivantes :

a) Pour tout $r \in R$, on a :

$$\pi_Q(CHASE_M(r)) = \pi_Q(CHASE_{CM(Q)}(r))$$

b) Si M' est strictement inclus dans $CM(Q)$ alors il existe $r \in R$ telle que :

$$\pi_Q(CHASE_{M'}(r)) \neq \pi_Q(CHASE_M(r)).$$

Remarque 1 :

Si Q contient un seul élément alors :

$$\pi_Q(CHASE_M(r)) = \pi_Q(r).$$

Ainsi : $CM(Q) = \phi$.

Dans tout ce qui suit, nous supposons que Q contient au moins deux éléments.

Remarque 2 :

Le cas $Q = U$ correspond au problème classique de la détermination d' une couverture minimale d' un ensemble de contrainte M ; par conséquent, la définition 4.1 constitue une généralisation de cette notion.

Remarque 3 :

La réponse à cette question n'est pas évidente.

5. PRINCIPE DE RESOLUTION

Afin d' introduire des dessins pour guider la compréhension, nous associons à une contrainte $X \longrightarrow Y$ la représentation suivante :



Pour mieux préciser le principe de résolution, étudions des exemples :

Posons $U = \{ A, B, C, D \}$, $Q = \{ C, D \}$

Exemple 1 :

On considère la D.M. $B \twoheadrightarrow C$ et la relation :

	A	B	C	D	
t	a_1	b_1	c_1	d_1	$= r$
t'	a_1	b_2	c_2	d_2	
t''	a_2	b_1	c_3	d_3	

Nous avons :

$$h = B \twoheadrightarrow C (t, t'') = a_2 b_1 c_1 d_3$$

Par conséquent : $h[Q] \notin \pi_Q(r)$.

Nous voyons alors que la contrainte $B \twoheadrightarrow C$ "agit" sur le sous-ensemble Q : on dira que $B \twoheadrightarrow C$ est Q -Utile.

Exemple 2 :

On considère la D.M $A \twoheadrightarrow B$.

Soit r une relation.

Montrons que :

$$\pi_Q [\text{CHASE}_{\{A \twoheadrightarrow B\}} (r)] = \pi_Q [r].$$

$$\text{CHASE}_{\{A \twoheadrightarrow B\}} (r) = r \cup \{ h_i : i = 1, P \} \text{ (Définition 3.9)}$$

Faisons une démonstration par récurrence :

$$h_1 = A \twoheadrightarrow B (t, t') \text{ où } (t, t') \in r^2$$

$$h_1 [Q] = t' [Q] \in \pi_Q(r)$$

Supposons que pour $i < P$, on a : $h_i [Q] \in \pi_Q [r]$

$$h_{i+1} = A \twoheadrightarrow B (t, t') \text{ où } \{t, t'\} \subset r \cup \{ h_K : K = 1, i \}$$

$$h_{i+1} [Q] = t' [Q] \in \pi_Q [r] \text{ (hypothèse de récurrence)}$$

Ainsi : $A \twoheadrightarrow B$ n'a aucune "action" sur le sous-ensemble Q .

Exemple 3 :

On considère les deux D. M. $A \twoheadrightarrow B, B \twoheadrightarrow C$ et la relation de l'exemple 1. Nous avons :

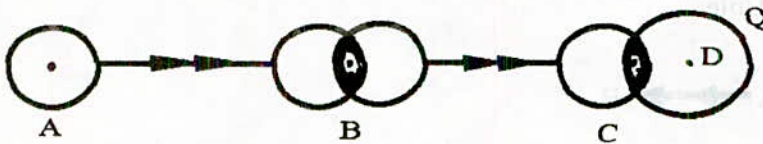
$$\text{CHASE}_{\{B \twoheadrightarrow C\}}(r) = \begin{array}{cccc} & A & B & C & D \\ \left[\begin{array}{l} a_1 & b_1 & c_1 & d_1 \\ a_1 & b_2 & c_2 & d_2 \\ a_2 & b_1 & c_3 & d_3 \\ a_2 & b_1 & c_1 & d_3 \\ a_1 & b_1 & c_3 & d_1 \end{array} \right] \end{array}$$

Soit $h = B \twoheadrightarrow C (A \twoheadrightarrow B (t, t'), t'')$.

Nous avons $h[Q] = c_2 d_3 \notin \pi_Q(\text{CHASE}_{\{B \twoheadrightarrow C\}}(r))$.

Dans l'exemple 2, $A \twoheadrightarrow B$ n'avait pas "d'action" sur le sous-ensemble Q , à l'inverse de celui-ci à travers la présence de $B \twoheadrightarrow C : A \twoheadrightarrow B$ est Q -Utile.

Faisons le schéma suivant :



"L'action" de $A \twoheadrightarrow B$ est transmis à Q par l'intermédiaire de $B \twoheadrightarrow C$.

Définition 5.1 :

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U .

Soit $X \twoheadrightarrow Y \in M$.

On dit que $X \twoheadrightarrow Y$ est Q -Utile s'il existe un sous-ensemble M' de M contenant

$X \twoheadrightarrow Y$ et une relation $r \in R$ tels que :

$$\pi_Q(\text{CHASE}_{M' - \{X \twoheadrightarrow Y\}}(r)) \neq \pi_Q(\text{CHASE}_{M'}(r)).$$

Dans le cas contraire, on dit que $X \twoheadrightarrow Y$ est Q -Inutile.

D'une façon générale, le problème de la couverture minimale d'un sous-ensemble d'attributs Q obéit aux deux grandes étapes suivantes :

- 1) Détermination de tous les éléments Q -Utiles.
- 2) Suppression de la redondance.

Même si deux éléments sont Q -Utiles, il peut y avoir redondance comme le montre l'exemple suivant :

$$U = \{ A, B, C, D, E, F, G \}, Q = \{ C, D \}.$$

$$M = \{ A \twoheadrightarrow CE, A \twoheadrightarrow CF \}.$$

$A \twoheadrightarrow CE$ et $A \twoheadrightarrow CF$ sont Q -Utiles et pourtant on peut montrer qu'une couverture minimale de Q se réduit à l'une d'elles (l'autre étant redondante).

6. SUITE DE DEPENDANCE MULTIVALUEES

Définition 6. 1 :

Soit M un ensemble de D. M.

Tout n-uples $(X_n \twoheadrightarrow Y_n, \dots, X_i \twoheadrightarrow Y_i, \dots, X_1 \twoheadrightarrow Y_1)$

où $X_k \twoheadrightarrow Y_k \in M$ ($k = 1, n$) est appelé suite d'éléments de M .

$X_k \twoheadrightarrow Y_k$ ($k = 1, n$) est appelé un élément de la suite.
 n est la longueur de la suite.

Définition 6. 2 :

Soient M un ensemble de D. M., Q un sous-ensemble de U

et $\lambda = (X_m \twoheadrightarrow Y_m, \dots, X_1 \twoheadrightarrow Y_1)$ une suite d'éléments de M .

Posons $V = \{X_i \twoheadrightarrow Y_i : i = 1, m\}$.

Soit $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ un élément de V .

a) On dit que $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ est λ - Q -Utile s'il existe $r \in R$
 telle que :

$$\pi_Q [\text{CHASE}_V(r)] \neq \pi_Q [\text{CHASE}_{V-\{X_s \twoheadrightarrow Y_s\}}(r)].$$

b) De même $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ est dite λ - Q -Inutile si pour tout $r \in R$

$$\pi_Q [\text{CHASE}_V(r)] = \pi_Q [\text{CHASE}_{V-\{X_s \twoheadrightarrow Y_s\}}(r)].$$

Remarque :

a) $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ λ - Q -Utile implique $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ Q -Utile.

b) $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ λ - Q -Inutile n'implique pas nécessairement que $X_s \twoheadrightarrow Y_s$ soit Q -Inutile.

Propriétés 6. 1 :

Soient : $\lambda = (X_m \twoheadrightarrow Y_m, \dots, X_j \twoheadrightarrow Y_j, \dots, X_1 \twoheadrightarrow Y_1)$

$\lambda' = (X_m \twoheadrightarrow Y_m, \dots, X'_j \twoheadrightarrow Y'_j, \dots, X_1 \twoheadrightarrow Y_1)$

où $X_j \twoheadrightarrow Y_j$ et $X'_j \twoheadrightarrow Y'_j$ sont équivalentes.

Les conditions suivantes sont équivalentes :

(1) : $X_j \twoheadrightarrow Y_j$ λ - Q -Utile (respectivement λ - Q -Inutile).

(2) : $X'_j \twoheadrightarrow Y'_j$ λ' - Q -Utile (respectivement λ' - Q -Inutile).

Démonstration :

Elle découle directement de la définition 6.2.

7. SUITE DE TYPE (α)

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U .

La détermination des éléments Q -Utiles n'est pas aisée.

Afin de faciliter l'étude, nous allons organiser M .

Définition 7.1 :

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U.

Soit $s = (X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ une suite d'éléments de M.

On dit que s est une suite de type (α') associée à Q si :

a) $Y_i \cap (QX_1, \dots, X_{i-1}) \neq \emptyset$ et $QX_1 \dots X_{i-1} - X_i Y_i \neq \emptyset$ $i = 1, m$ et

b) $Y_i \cap (QX_1, \dots, X_{i-2}) = \emptyset$ ou $QX_1 \dots X_{i-2} - X_i Y_i = \emptyset$ $i = 1, m$

où $X_0 = Q$ et $X_{-1} = \emptyset$.

Définition 7.2 :

Soient λ une suite de type (α') et Q un sous-ensemble de U.

L'étude de la convergence de cette suite consiste à établir les conditions permettant d'affirmer pour chacun de ses éléments s'il est λ -Q-Utile ou Inutile.

Propriété 7.1 :

Soit $s = (X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_v \longrightarrow Y_v, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ une suite de type (α') vérifiant :

$QX_1 \dots X_{v-2} - X_v Y_v = \emptyset$.

La suite $s' = (X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_v \longrightarrow U - X_v Y_v, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ est une

suite de type (α') vérifiant $(U - X_v Y_v) \cap (QX_1 \dots X_{v-2}) = \emptyset$.

Démonstration :

Elle découle immédiatement de la définition 7.1.

Définition 7.3 :

Soit $(X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ une suite de type (α') .

On dit que cette suite est de type (α) si pour tout i ($2 \leq i \leq m$) :

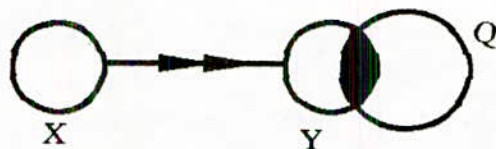
$Y_i \cap (QX_1 \dots X_{i-2}) = \emptyset$.

En cas particulier :

a) $(X \longrightarrow Y)$ est une suite de type (α) (de longueur une) si :

$Y \cap Q \neq \emptyset$ et $Q - XY \neq \emptyset$.

On peut donner le schéma intuitif suivant :

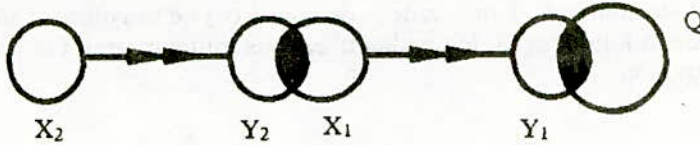


b) $(X_2 \longrightarrow Y_2, X_1 \longrightarrow Y_1)$ est une suite de type (α) (de longueur deux) si :

a) $Y_1 \cap Q \neq \emptyset, Q - X_1 Y_1 \neq \emptyset$

b) $Y_2 \cap (QX_1) \neq \emptyset, QX_1 - X_2 Y_2 \neq \emptyset, Y_2 \cap Q = \emptyset$

On peut faire le schéma suivant :



Plus généralement si $(X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ est une suite de type (α) , nous pouvons lui associer le schéma intuitif suivant :



$X_m \longrightarrow Y_m$ transmet son "action" à Q grâce à la présence de $X_{m-1} \longrightarrow Y_{m-1}, \dots, X_2 \longrightarrow Y_2, X_1 \longrightarrow Y_1$.

Définition 7.4 :

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U .

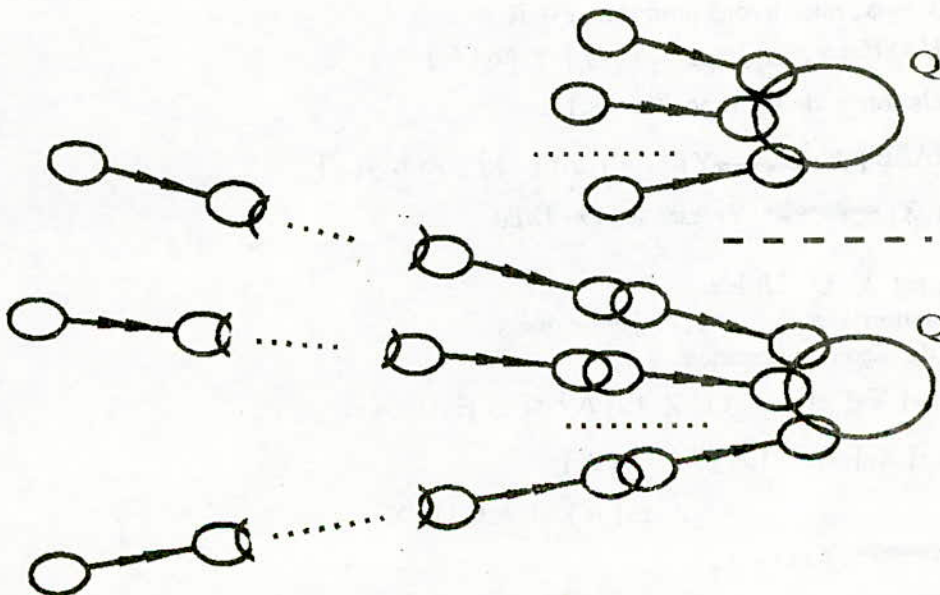
Soit $(X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ une suite de type (α) associée à Q .

On dit que cette suite est saturée si pour tout $X \longrightarrow Y \in M$ la suite

$(X \longrightarrow Y, X_m \longrightarrow Y_m, \dots, X_1 \longrightarrow Y_1)$ n'est pas de type (α) .

Remarque :

Etant donné un ensemble M de D. M. et Q un sous-ensemble de U , la détermination de toutes les suites de type (α) associées à Q et saturées, est un problème simple. On peut les construire par utilisation de la définition 7.3, en cherchant d'abord celles de longueur un, puis deux et ainsi de suite jusqu'à ce qu'elles soient saturées.



8. INTRODUCTION A LA CONVERGENCE DES SUITES DE TYPE (α)

Nous allons montrer que tous les éléments d'une suite λ de type (α) de longueur 1 ou 2 sont λ -Q-Utiles. A partir de la longueur 3, le résultat n'est pas toujours vrai. On traitera deux exemples à la fin de ce paragraphe.

Proposition 8.1 :

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U .

Soit $\lambda = (X \xrightarrow{\quad} Y)$ une suite de type (α) .

$X \xrightarrow{\quad} Y$ est λ -Q-Utile.

Démonstration :

NOUS AVONS : $Y \cap Q \neq \emptyset$ et $Q - XY \neq \emptyset$

Posons $r = \{t, t'\}$ où :

$t[X] = t'[X]$ et $t[A] \neq t'[A]$ si $A \in U - X$.

Considérons : $h = X \xrightarrow{\quad} Y(t, t')$; il s'ensuit :

$h[Q] = t[Y \cap Q] \cup t'[Q - XY] \cup (t, t')[X \cap Q]$.

Par suite : $h[Q] \neq t[Q]$ et $h[Q] \neq t'[Q]$.

$X \xrightarrow{\quad} Y$ est donc λ -Q-Utile.

Proposition 8.2 :

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U .

Soit $\lambda = (X_2 \xrightarrow{\quad} Y_2, X_1 \xrightarrow{\quad} Y_1)$ une suite de type (α) .

$X_i \xrightarrow{\quad} Y_i$ ($i = 1, 2$) est λ -Q-Utile.

Démonstration :

I) $X_1 \xrightarrow{\quad} Y_1$ est λ -Q-Utile :

Comme $Y_2 \cap Q = \emptyset$, nous avons pour tout $r \in R$:

$$\pi_Q[\text{CHASE}_{\{X_2 \xrightarrow{\quad} Y_2\}}(r)] = \pi_Q[R]$$

Considérons la relation r de la proposition 8.1 :

$$\pi_Q[\text{CHASE}_{\{X_i \xrightarrow{\quad} Y_i \quad i=1,2\}}(r)] \neq \pi_Q[r]$$

Par conséquent : $X_1 \xrightarrow{\quad} Y_1$ est λ -Q-Utile.

II) $X_2 \xrightarrow{\quad} Y_2$ est λ -Q-Utile :

Considérons la relation $r = \{t_4, t_3, t_2\}$ telle que :

a) t_4 est choisi de façon quelconque.

b) $t_3[X_2] = t_4[X_2]$ et $t_3[A] \neq t_4[A]$ si $A \in U - X_2$.

c) $t_2[X_1] = h_2[X_1]$ et $t_2[A] \neq t_4[A]$

$\neq t_3[A]$ si $A \in U - X_1$

où $h_2 = X_2 \xrightarrow{\quad} Y_2(t_4, t_3)$.

1) Nous avons besoin du lemme suivant :

Lemme 8.1 :

a) $X_1 - X_2 Y_2 \neq \phi$ implique :

$$\pi_Q[\text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}(r)] = \pi_Q[r]$$

b) $X_1 - X_2 Y_2 = \phi$ implique :

$$\pi_Q[\text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}(r)] = \{t_3[Q]\} \cup \pi_Q[\text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}\{t_2, t_4\}]$$

Démonstration du lemme 8.1 :

a) Les hypothèses impliquent :

$$t_2[X_1] \neq t_3[X_1], t_2[X_1] \neq t_4[X_1] \text{ et}$$

$$t_3[X_1] \neq t_4[X_1].$$

b) Soit $\alpha \in \text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}\{t_2, t_4\}$

Les hypothèses impliquent :

$$\alpha[X_1] \neq t_3[X_1].$$

2) Considérons :

$$h = X_1 \rightarrow Y_1(h_2, t_2).$$

$$h' = X_1 \rightarrow Y_1(t_2, h_2).$$

Nous avons :

$$h[Q] = t_3[Y_1 \cap Q] t_2[Q - X_1 Y_1] (t_2, t_3)[X_1 \cap Q]$$

$$h'[Q] = t_2[Y_1 \cap Q] t_3[Q - X_1 Y_1] (t_2, t_3)[X_1 \cap Q].$$

i) $X_1 - X_2 Y_2 \neq \phi$:

$$h[Q] \notin \pi_Q[r].$$

Le lemme 8.1 implique :

$$h[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}(r)].$$

Mais $h[Q] \in \pi_Q[\text{CHASE}_{(X_1 \rightarrow Y_1)}\{t_2, t_4\}(r)]$.

Par conséquent : $X_2 \rightarrow Y_2$ est λ -Q-Utile.

ii) $X_1 - X_2 Y_2 = \phi$:

Les hypothèses impliquent :

$$Y_1 \cap Q - X_2 \neq \emptyset \text{ ou } (Q - Y_1) - X_2 \neq \emptyset$$

* $Y_1 \cap Q - X_2 \neq \emptyset$:

$$h[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{\{x_1 \rightarrow \dots \rightarrow y_1\}}\{t_2, t_4\}] \text{ et } h[Q] \neq t_3[Q].$$

Le lemme 8.1 implique :

$$h[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{\{x_1 \rightarrow \dots \rightarrow y_1\}}(r)].$$

Par suite : $X_2 \rightarrow \dots \rightarrow Y_2$ est $\lambda - Q$ - Utile .

* $(Q - Y_1) - X_2 \neq \emptyset$:

$$h'[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{\{x_1 \rightarrow \dots \rightarrow y_1\}}\{t_2, t_4\}] \text{ et } h'[Q] \neq t_3[Q].$$

Le lemme 8.1 implique :

$$h'[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{\{x_1 \rightarrow \dots \rightarrow y_1\}}(r)].$$

$X_2 \rightarrow \dots \rightarrow Y_2$ est donc $\lambda - Q$ - Utile .

Remarque :

Lorsque la longueur d'une suite λ de type (α) est supérieure à deux, un élément de cette suite n'est pas toujours $\lambda - Q$ - Utile ; tous les cas sont possibles .

Exemple 1 :

Soient $U = \{A, B, C, D\}$ et $Q = \{C, D\}$.

On considère $\lambda = (A \rightarrow B, B \rightarrow A, A \rightarrow C)$.

λ est une suite de type (α) .

Nous allons montrer que $A \rightarrow B$ est $\lambda - Q$ - Inutile .

Posons : $M = \{A \rightarrow B, B \rightarrow A, A \rightarrow C\}$.

$M' = \{B \rightarrow A, A \rightarrow C\}$

Soit r une relation quelconque.

L'objectif est de montrer que :

$$\pi_Q[\text{CHASE}_{M'}(r)] = \pi_Q[\text{CHASE}_M(r)].$$

Posons : $r' = \text{CHASE}_{M'}(r)$.

$r' = r_1 U r_2 U \dots U r_p$ où les relations r_i ($i = 1, p$)

sont telles que :

$i \neq j$ implique :

Pour tout $(t, t') \in r_i X r_j, t[A] \neq t'[A]$ et $t[B] \neq t'[B]$.

Posons pour $i = 1, P$:

$$\bar{C}_i = \{t[C], t \in \pi\}, \bar{D}_i = \{t[D], t \in \pi\}.$$

Nous avons :

$$\pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(\pi)] = \{(\alpha, \beta) / (\alpha, \beta) \in \bar{C}_i \times \bar{D}_i\} \quad i = 1, p.$$

Par suite :

$$\pi_Q [\text{CHASE}_M(\pi)] = \pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(\pi)] \quad i = 1, p$$

D'autre part :

$$\pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(r')] = \bigsqcup_{i=1}^P \pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(\pi)] \text{ et}$$

$$\pi_Q [\text{CHASE}_M(r')] = \bigsqcup_{i=1}^P \pi_Q [\text{CHASE}_M(\pi)].$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned} \pi_Q [\text{CHASE}_M(r)] &= \pi_Q [\text{CHASE}_M(r')] \\ &= \bigsqcup_{i=1}^P \pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(\pi)] \\ &= \pi_Q [\text{CHASE}_{M'}(r)]. \end{aligned}$$

Exemple 2 :

Soient $U = \{A, B, C, D, E\}, Q = \{D, E\}$.

On considère $\lambda = (A \rightarrow B, BC \rightarrow A, A \rightarrow D)$

λ est une suite de type (α) .

Il est facile de voir que $BC \rightarrow A$ et $A \rightarrow D$ sont λ -Q-Utiles.

Montrons que : $A \rightarrow B$ est λ -Q-Utile.

Posons $M = \{A \rightarrow B, BC \rightarrow A, A \rightarrow D\}$

$M' = \{BC \rightarrow A, A \rightarrow D\}$.

On considère la relation r suivante :

	A	B	C	D	E	
t ₅	a ₁	b ₁	c ₁	d ₁	e ₁	= r
t ₄	a ₁	b ₂	c ₂	d ₂	e ₂	
t ₃	a ₂	b ₁	c ₂	d ₃	e ₃	
t ₂	a ₁	b ₃	c ₃	d ₄	e ₄	

CHASE_{M'}(r) vaut :

A	B	C	D	E	
a ₁	b ₁	c ₁	d ₁	e ₁	= CHASE _{M'} (r)
a ₁	b ₂	c ₂	d ₁	e ₂	
a ₁	b ₃	c ₃	d ₁	e ₄	
a ₁	b ₁	c ₁	d ₂	e ₁	
a ₁	b ₂	c ₂	d ₂	e ₂	
a ₁	b ₃	c ₃	d ₂	e ₄	
a ₂	b ₁	c ₂	d ₃	e ₃	
a ₁	b ₁	c ₁	d ₄	e ₁	
a ₁	b ₂	c ₂	d ₄	e ₂	
a ₁	b ₃	c ₃	d ₄	e ₄	

D'autre part :

Posons : $h_3 = A \xrightarrow{\quad} B(t_5, t_4)$
 $h_2 = BC \xrightarrow{\quad} A(h_3, t_3)$
 $h = A \xrightarrow{\quad} D(h_2, t_2).$

Nous obtenons : $h = \{a_1, b_3, c_3, d_3, e_4\}$

$h[Q] = \{d_3, e_4\} \notin \pi_Q[CHASE_{M'}(r)].$

$A \xrightarrow{\quad} B$ est donc λ -Q-Utile.

9. COMPLEXITE D'UN ENSEMBLE DE D. M. : SUITE DE TYPE (α) DE DEGRE K

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U. Dans un cadre général, il est possible d'avoir un élément de M Q-Utile sans appartenir à aucune suite de type (α) : nous introduirons alors la notion de suite de type (α) de degré K. Mais voyons d'abord ceci à travers un exemple :

Exemple :

$U = \{A, B, C, D\}$, $M = \{AB \xrightarrow{\quad} C, C \xrightarrow{\quad} A, D \xrightarrow{\quad} B\}$, $Q = \{A, B\}$.

Nous avons deux suites de type (α) associées à Q à savoir :

$(C \xrightarrow{\quad} A)$ et $(D \xrightarrow{\quad} B)$.

$AB \xrightarrow{\quad} C$ n'appartient à aucune suite de type (α) associée à Q, et pourtant elle est Q-Utile :

Considérons la relation r suivante :

A	B	C	D	
a ₁	b ₁	c ₁	d ₁	t ₅
a ₁	b ₁	c ₂	d ₂	t ₄
a ₂	b ₂	c ₁	d ₃	t ₃
a ₃	b ₃	c ₃	d ₂	t ₂

Calculons : $\text{CHASE}_{M-(AB)} \longrightarrow C_1(r)$:

$$\text{CHASE}_{M-(AB)} \longrightarrow C_1(r) = \begin{array}{cccc} & A & B & C & D \\ \left[\begin{array}{l} a_1 & b_1 & c_1 & d_1 \\ a_2 & b_1 & c_1 & d_1 \\ a_1 & b_2 & c_1 & d_3 \\ a_2 & b_2 & c_1 & d_3 \\ a_1 & b_1 & c_2 & d_2 \\ a_3 & b_1 & c_3 & d_2 \\ a_1 & b_3 & c_2 & d_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 & d_2 \end{array} \right. \end{array}$$

D' autre part , faisons les calculs suivants :

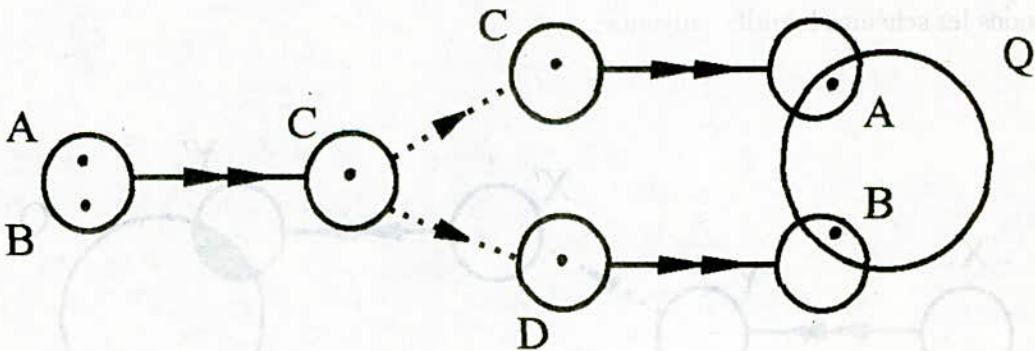
$$\begin{aligned} h_3 &= AB \longrightarrow C(t_5, t_4) = a_1 b_1 c_1 d_2 \\ h_2 &= C \longrightarrow A(t_3, h_3) = a_2 b_1 c_1 d_2 \\ h &= D \longrightarrow B(t_2, h_2) = a_2 b_3 c_1 d_2. \end{aligned}$$

Nous avons $h[Q] = a_2 b_3$.

Ainsi $h[Q] \notin \pi_Q[\text{CHASE}_{M-(AB)} \longrightarrow C_1(r)]$.

Par conséquent : $AB \longrightarrow C$ est Q - Utile.

Nous pouvons donner le schéma intuitif suivant :



$AB \longrightarrow C$ transmet son "action" à Q grâce à la présence simultanée de 2 suites de type (α) : $(C \longrightarrow A)$ et $(D \longrightarrow B)$.

Remarquons aussi que $AB \longrightarrow C$ n'est pas une suite de type (α) associée à Q, mais qu'elle est bien une suite de type (α) associée à : $Q \cup \text{LHS}\{C \longrightarrow A\} \cup \text{LHS}\{D \longrightarrow B\}$.

Nous allons donc généraliser la notion de suite de type (α) .

Soient M un ensemble de D. M. et Q un sous-ensemble de U.

Notation :

$S[W]$ désigne l'ensemble des suites de type (α) associées à W .

Construisons les sous-ensembles suivants :

$$Q(0) = Q$$

$$\bar{M}_0 = M$$

pour tout $K \geq 1$ vérifiant $\bar{M}_{K-1} \neq \phi$:

$$M_K = \{ X \xrightarrow{\quad} Y \in s / s \in S[Q(K-1)] \}$$

$$Q(K) = Q(K-1) \cup \overline{\text{LHS}}(M_K)$$

$$\bar{M}_K = \bar{M}_{K-1} - M_K.$$

Remarque :

La construction précédente se termine puisque M est fini.

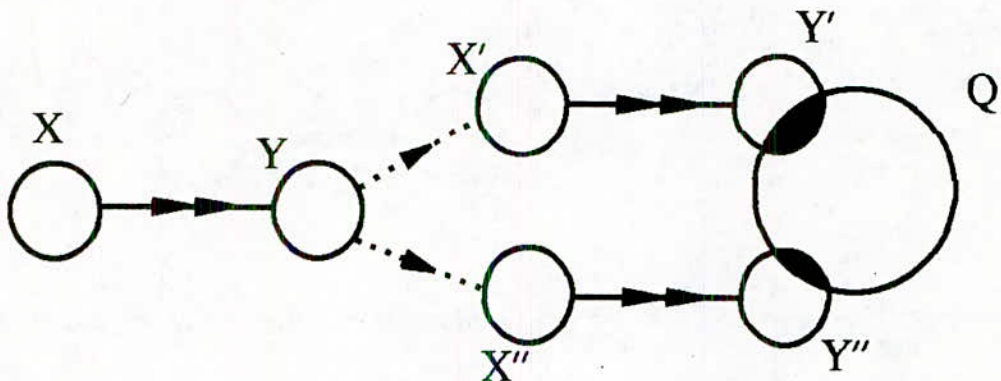
Définition 9.1 :

On appelle suite de type (α) de degré K associée à Q tout élément de $S[Q(K)]$ (en supposant $S[Q(K)] \neq \phi$).

Remarque :

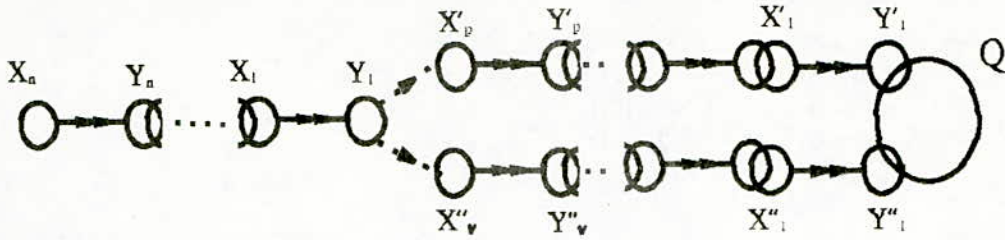
Les suites de type (α) de degré 0 associées à $S[Q(0)] = Q$ sont les suites de type (α) vue dans les paragraphes précédents.

Donnons les schémas intuitifs suivants :



$(X' \xrightarrow{\quad} Y')$ et $(X'' \xrightarrow{\quad} Y'')$ sont deux suites de type (α) associées à Q .
 $(X \xrightarrow{\quad} Y)$ est une suite de type (α) associée à Q .
 $(X \xrightarrow{\quad} Y)$ est une suite de type (α) de degré 1 associée à Q .

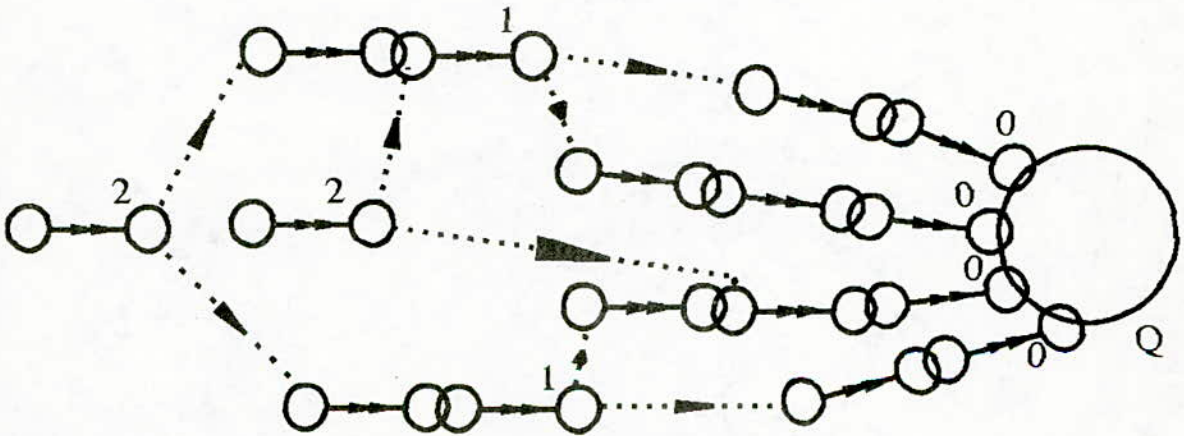
De même :



$(X'_p \rightarrow Y'_p, \dots, X'_1 \rightarrow Y'_1)$ et $(X''_v \rightarrow Y''_v, \dots, X''_1 \rightarrow Y''_1)$ sont 2 suites de type (α) de degré 0 associées à Q .

$(X_n \rightarrow Y_n, \dots, X_1 \rightarrow Y_1)$ est une suite de type (α) de degré 0 associée à Q .
 $QX'_1 \dots X'_p X''_1 \dots X''_v$: C' est une suite de type (α) de degré 1 associée à Q .

Plus généralement encore :



Nous avons des suites de type (α) de degré 0, 1 et 2.

Définition 9.2 :

Soit K le plus petit entier naturel tel que :

$$M_K \neq \phi \text{ et } M_{K+1} = \phi.$$

On dit alors que M est de complexité K relativement à Q .

Définition 9.3 :

Soit K la complexité de M relativement à Q .

a) Le Champ de Q relativement à M , noté $CH_M(Q)$, est défini par :

$$CH_M(Q) = M_1 \cup M_2 \cup \dots \cup M_K.$$

b) Le Résidu de Q relativement à M , noté $RES_M(Q)$, est défini par :

$$RES_M(Q) = M - CH_M(Q).$$

On peut démontrer le théorème suivant :

Théorème 9.1 :

Supposons que $\text{RES}_M(Q) \neq \emptyset$.

La condition (1) implique (2) :

(1) : $X \xrightarrow{\text{Q}} Y \in \text{RES}_M(Q)$.

(2) : $X \xrightarrow{\text{Q}} Y$ est Q-Inutile.

BIBLIOGRAPHIE

- [BFMY - 83] C. Beeri, R. Fagin, D. Maier, M. Yannakakis, "On The Desirability Of Acyclic Database Schemes", *J. ACM*, Vol. 30, No. 3, July 1983, PP. 479 - 513.
- [BK1 - 86] C. Beeri, M. Kifer, "Elimination Of Intersection Anomalies From Database Schemes", *J. ACM*, Vol. 33, No. 3, July 1986, PP. 423 - 450.
- [BK 2 - 86] C. Beeri, M. Kifer, "An Integrated Approach to Logical Design Of relational Database Schemes", *ACM Transaction On Database Systems*, Vol. 11, No. 2, June 1986, Pages 134 - 158.
- [BK - 87] C. Beeri, M. Kifer, "A Theory Of Intersection Anomalies In Relational Database Schemes", *J. ACM*, Vol. 34, No. 3, July 1987, PP. 544 - 577.
- [M - 79] A. O. Mendelzon : "On Axiomatizing Multivalued Dependencies In Relational Databases", *J. ACM*, Vol. 26, No.1, January 1979, PP. 37 - 44.
- [ML - 87] Z. Meral Özsoyoglu, Li - yan Yuan, "Reduced MVDS and Minimal Covers" *ACM Transaction on Database Systems*, Vol. 12, No. 3, September 1987, pages 377 - 394.
- [MSY - 81] D. Maier, Y. Sagiv, M. Yannakakis, "On The Complexity Of Testing Implications Of Functional and Join Dependencies", *J. ACM*, Vol. 28, No. 4, October 1981, PP. 680 - 695.
- [SU - 82] F. Sadri, J. D. Ullman, "Template Dependencies : A Large Class Of Dependencies in Relational Databases and Its Complete Axiomatization" *J. ACM*, Vol. 29, No. 2, April 1982, PP. 363 - 372 .
- [SW - 82] Y. Sagiv, S. F. Walecka, "Subset Dependencies and a Completeness Result For a Subclass Of Embedded Multivalued Dependencies", *J. ACM*, Vol. 29, No. 1, January 1982, PP. 103 - 117.
- [U - 80] J. D. Ullman, "Principles Of Database Systems", Computer Science Press, 1980 .

INFLUENCE DES ELEMENTS D'ADDITION SUR L'ADHERENCE DE LA ZIRCON PROJETEE PAR PLASMA SUR UN ALLIAGE D'ALUMINIUM.

N. MESRATI*, M. LARIBI*, D. TREHEUX.

*Laboratoire Génie des matériaux, Département de Métallurgie, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. 10, Avenue Hassen Badi El Harrach Alger (Algérie).

Laboratoire Matériaux - Mécanique Physique URA CNRS 447
Ecole Centrale de Lyon BP 163. 69131 Ecully cedex (France).

مـاـخـصـ:

هذه الدراسة تبحث، في اعداد متعددة المواد الناتجة من قذف السيراميك المعالج حراريا وميكانيكيا على سبيكة الالومنيوم بغرض رفع طاقة الالتصاق وتقوية التماسك بين الشوائب : معدن/سيراميك، تضاف العناصر التالية : الزنك Zn ، القصدير Sn ، النيكل Ni و النحاس Cu و توضع في الحد الفاصل للشوائب الومنيوم (AS12)/زيركون (ZrO_2) هذه المحاولة لاعداد مايسمى بمتعددة المواد تتركز على عدة اليات والتي تحدد نوع الوصاة .

Résumé:

Cette étude consiste à mettre au point un multimatériau par la projection au plasma d'une céramique thermomécanique sur un alliage d'aluminium. Afin d'augmenter l'énergie d'adhésion et renforcer l'adhérence du couple métal/céramique, des éléments d'addition Zn, Sn, Ni et Cu ont été introduits au niveau de l'interface alliage d'aluminium/zircone.

Notre approche a été basée du point de vue fondamental sur les différents mécanismes pouvant intervenir dans ce type de liaison et, du point de vue pratique, sur l'utilisation de la projection par plasma.

Abstract:

This study aims to produce a multimaterial by plasma projection of a thermomechanical ceramic on an aluminium alloy. To increase adhesive energy and consolidate adherence at the interface metal/ceramic, additive elements such as Zn, Sn, Ni and Cu have been introduced at the interface aluminium alloy/ ZrO_2 .

Theoretically, our approach is based on different mechanisms that could happen in this kind of bound, and practically on plasma projection.

I- INTRODUCTION:

Les assemblages métal-céramique réalisés par projection plasma nécessitent une adaptation morphologique des surfaces des deux matériaux la plus rigoureuse possible. Celle-ci est non seulement due à un accrochage mécanique mais également à une adhésion physicochimique, très liée à la thermodynamique du système étudié et qui peut être largement dépendante des éléments d'addition réactifs ou tensioactifs présents aux interfaces (1, 2, 3, 4).

Pour avoir une compréhension plus fondamentale des mécanismes d'adhésion et des facteurs qui influent le contact du métal sur des substrats, une analyse des forces de surface affectant la mouillabilité du métal liquide sur un substrat solide est nécessaire.

L'angle de contact θ entre le solide et le liquide est relié aux énergies de surface par l'équation de Young (Fig. 1) (5):

$$\gamma_{SG} - \gamma_{SL} = \gamma_{LG} \cdot \cos \theta \quad (1)$$

où γ est l'énergie de surface et les indices S, L et G se rapportent respectivement au solide, liquide et gaz.

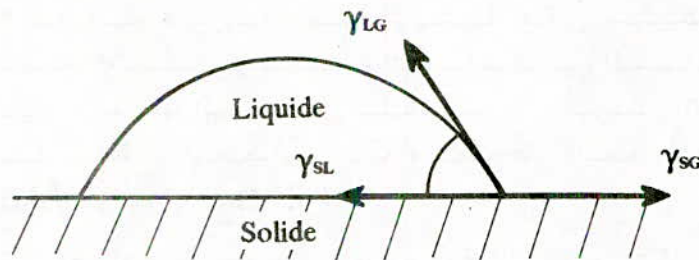


Fig.1: Principe de la goutte liquide projetée sur un substrat.

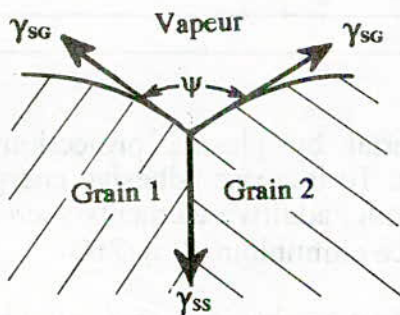
L'énergie d'adhésion W est alors définie par:

$$W = \gamma_{SG} + \gamma_{LG} - \gamma_{SL} = \gamma_{LG} (1 + \cos \theta) \quad (2).$$

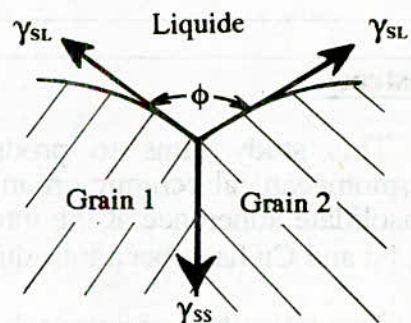
Ainsi une surface à faible énergie est mieux mouillée par un liquide qu'une surface à forte énergie, à condition que l'énergie interfaciale soit fortement diminuée. Il serait donc intéressant d'interpréter les données de mouillabilité en termes de pouvoir polarisant des métaux, de chaleur de formation des phases intermédiaires et de sens des flux de diffusion à l'intérieur du système liquide/substrat ou naturellement de non réactivité.

La détermination à l'équilibre, des angles entre les joints de grains et l'atmosphère ambiante et ceux avec le matériau liquide permettra de connaître le rapport des tensions interfaciales (Fig. 2)(6):

$$\gamma_{SL} / \gamma_{SG} = \cos \psi / 2 / \cos \phi / 2 \quad (3)$$



Deux grains en contact avec une atmosphère ambiante.



Deux grains en contact avec un métal liquide.

La faible énergie d'adhésion du système Alpax (AS12) / Zircone (ZrO_2) due au mauvais mouillage de la couche d'alumine Al_2O_3 superficielle par l'oxyde liquide projeté peut être augmentée par l'élimination de cette couche qui constitue une barrière de diffusion et par l'apport d'éléments d'addition spécifiques. Une couche d'accrochage type Ni Al projetée à chaud après le slurry coating viendra renforcer d'avantage cette adhérence (2).

Les éléments retenus sont :

- Le Zinc utilisé dans les bains de décapage,
- L'Étain, le Cuivre et le Nickel, éléments déposés par le traitement thermo-chimique sous forme de deux systèmes respectifs (Sn - Cu) et (Sn - Ni).

II- TECHNIQUES EXPERIMENTALES:

II.1- Matériau utilisé:

Compte tenu des applications industrielles envisagées, nous avons utilisé un alliage de moulage classique de type AS12 (12% Si) (Fig. 3) sur lequel a été projetée par plasma atmosphérique de la zircone stabilisée à l'yttrium (80% ZrO_2 , 20% Y_2O_3).



Fig.3: Micrographie optique (x 500) de l'alliage AS12.

II.2- Techniques et équipements utilisés:

L'élaboration du matériau AS12/ ZrO_2 a nécessité l'emploi d'une torche plasma type SNMI PS4 GMA dans les conditions opératoires suivantes:

- Distance de projection: 70 mm
- Débit de poudre: 33 grs/mn
- Tension: 60 V
- Courant: 500 A
- Débit des gaz plasmagènes: Argon: 18,8 l/mn, Hydrogène: 7,5 l/mn.
- Vitesse relative torche-pièce: 1,5 m/s

Les échantillons réalisés ont été caractérisés par micrographie optique et à balayage, par diffraction X classique, et par microanalyse X de façon à mettre en évidence la morphologie et la composition des différentes couches.

Pour mieux connaître et comprendre les mécanismes d'accrochage, nous avons utilisé deux techniques d'analyse de surface complémentaires:

- La décharge lumineuse pour l'analyse chimique.
- La diffraction X sous incidence rasante pour la connaissance des phases superficielles.

Du point de vue mécanique, nous avons mesuré l'adhérence des couches de céramique déposée par des essais de traction en utilisant une colle spécifique de type threebond.

II.3- Préparation de la surface et introduction des éléments d'addition:

Un décapage en 6 étapes utilisant le caractère fortement électronégatif du zinc a été utilisé afin d'éliminer la couche superficielle d'alumine (Al_2O_3) (7). Précédé d'un polissage à l'eau (papier 600) puis d'un sablage, ce décapage consiste en:

- un dégraissage par un solvant organique,
- un dégraissage à chaud en bain inhibé,
- un rinçage en bain $HNO_3 + HF$,
- une attaque au $H_2SO_4 +$ Acide chromique,
- une mise en bain de zincate de sodium,
- un rinçage.

L'introduction des éléments d'addition Sn, Cu et Ni sous forme de deux systèmes différents (Sn-Cu et Sn-Ni) est obtenue par voie thermo-chimique en utilisant la méthode du "Slurry-Coating". Celle-ci consiste à préparer une suspension à base d'un mélange de vernis (diluante vinylique) et des poudres métalliques.

Pour obtenir une phase liquide superficielle au moment du traitement (8), apte à diffuser dans l'aluminium du substrat, l'étain a été ajouté successivement au cuivre et au nickel. Ces deux éléments très réactifs avec l'aluminium forment ainsi des composés Sn-Cu et Sn-Ni à bas point de fusion.

Le traitement thermique est ensuite effectué dans un four tubulaire sous vide primaire dynamique pendant 3 heures à une température de 500 °C.

Dans le but d'améliorer la tenue de la zircone sur l'alpax (8), un post-traitement thermique de (03) trois jours à 300 °C a été réalisé.

III- ANALYSES PHYSICO-CHIMIQUES DES COUCHES OBTENUES:

III.1- Analyse après décapage:

La diffraction X traditionnelle d'un échantillon décapé au bain de zincate n'a révélé aucune présence du zinc en surface; ceci est certainement dû à la faible épaisseur du dépôt en question (7). Par contre une analyse du même échantillon par les X rasants révèle la présence de cet élément à l'état de zinc métallique sur la matrice à base d'alpax (Fig. 4).



Fig.4: Spectre de diffraction X rasants de l'Alpax décapé.

La figure 5 montre le diffractogramme en X rasants de la matrice sans aucun traitement de surface.

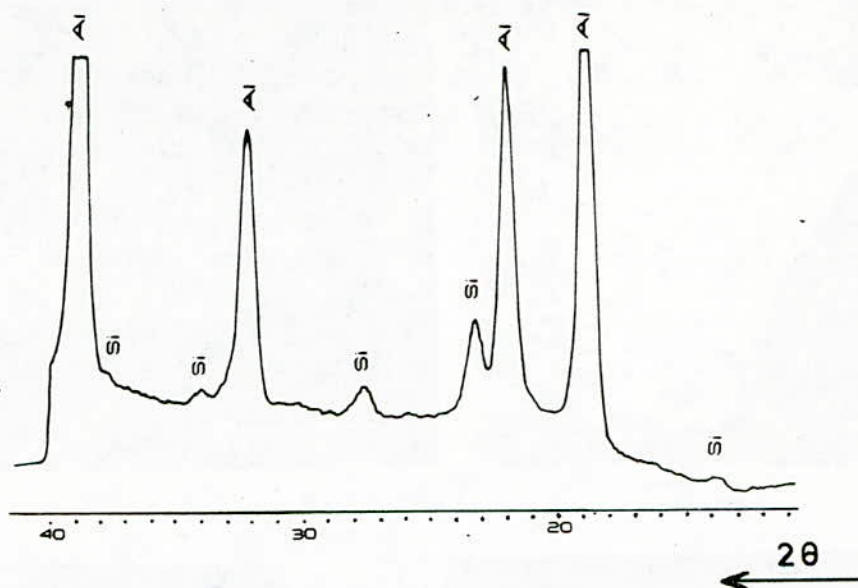


Fig.5: Spectre de diffraction X rasants du substrat sans décapage.

L'analyse des courbes de concentration des principaux éléments de l'alpax décapé (Al, Si, O et Zn) montre en décharge lumineuse qu'effectivement le décapage a enrichi en zinc la surface de l'échantillon traité (Fig. 6).

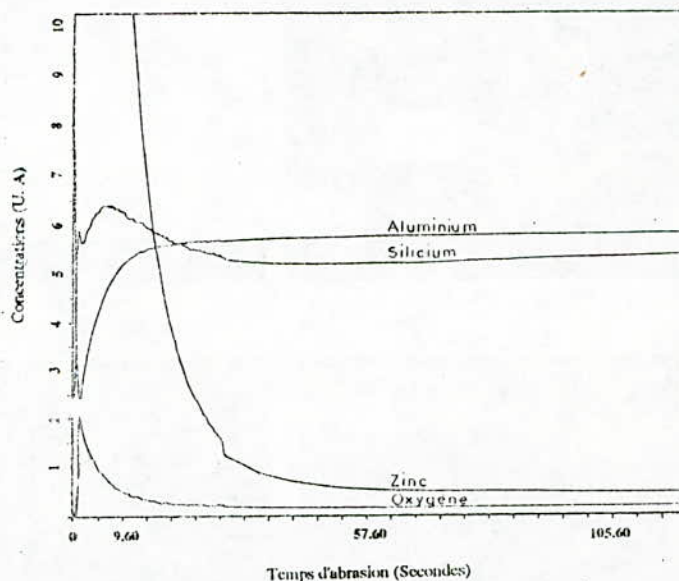


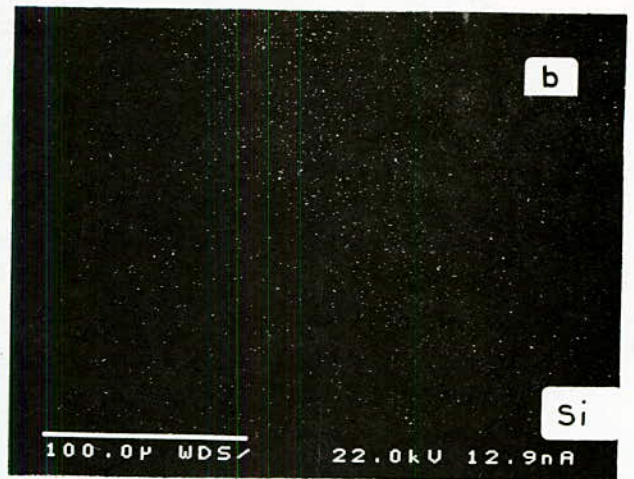
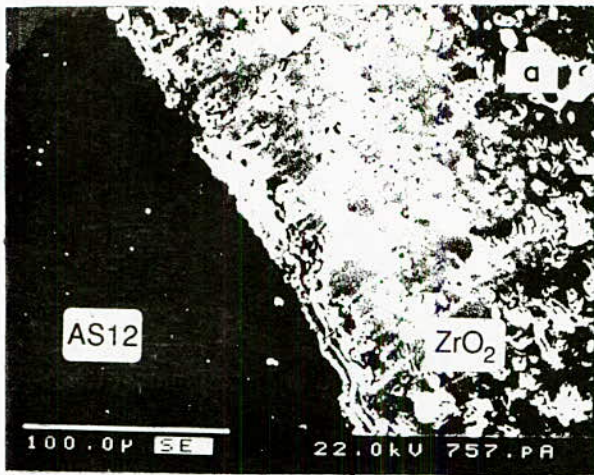
Fig.6: Analyse par S.D.L d'un échantillon d'alpax décapé.

Sur la figure 7a, représentant un échantillon d'alpax décapé et revêtu d'un dépôt de zircone, on note la formation d'une couche uniforme le long de l'interface.

Des images X relatives aux différents éléments (Fig. 7.b,c,d,e,f) normalement présents dans ce couple, confirment la présence du zinc ainsi que l'aluminium dans cette couche interfaciale constituant donc une solution solide Zn-Al.

L'essai de traction permettant d'estimer la contrainte de rupture montre (Fig. 8) que par rapport à de l'AS12 brut pour lequel l'accrochage est nul, le décapage seul ne donne aucun résultat satisfaisant, il ne serait efficace que s'il a été précédé d'un sablage pouvant amener un effet d'accrochage mécanique.

Par contre une oxydation après décapage et avant projection est nuisible, probablement par diminution de l'effet de rugosité. La contrainte maximale enregistrée est de 2 MPa.



Interface

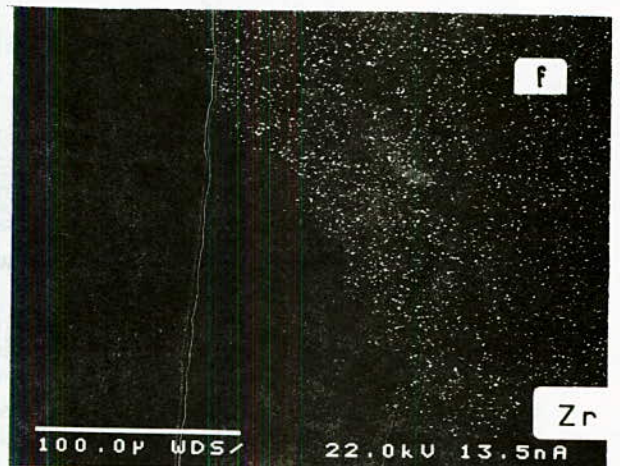
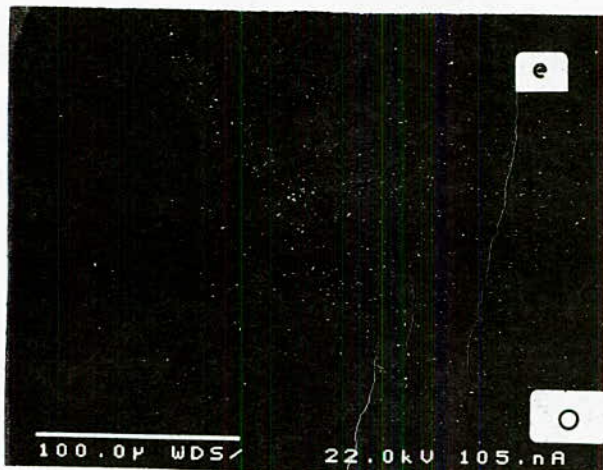
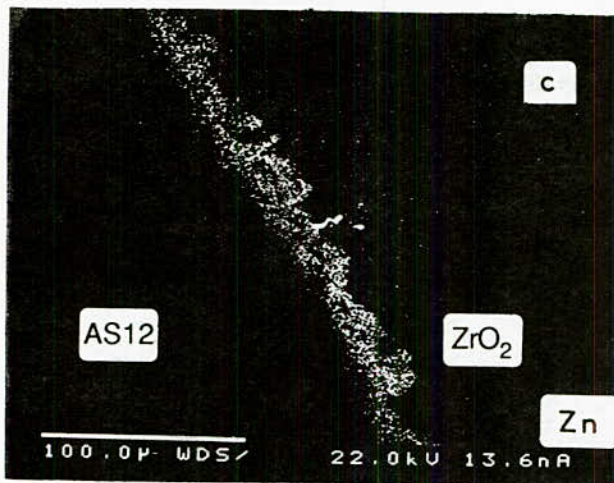


Fig.7: Zone interfaciale AS12 décapé/ ZrO_2
 - Micrographie électronique.
 - Images X des éléments présents.

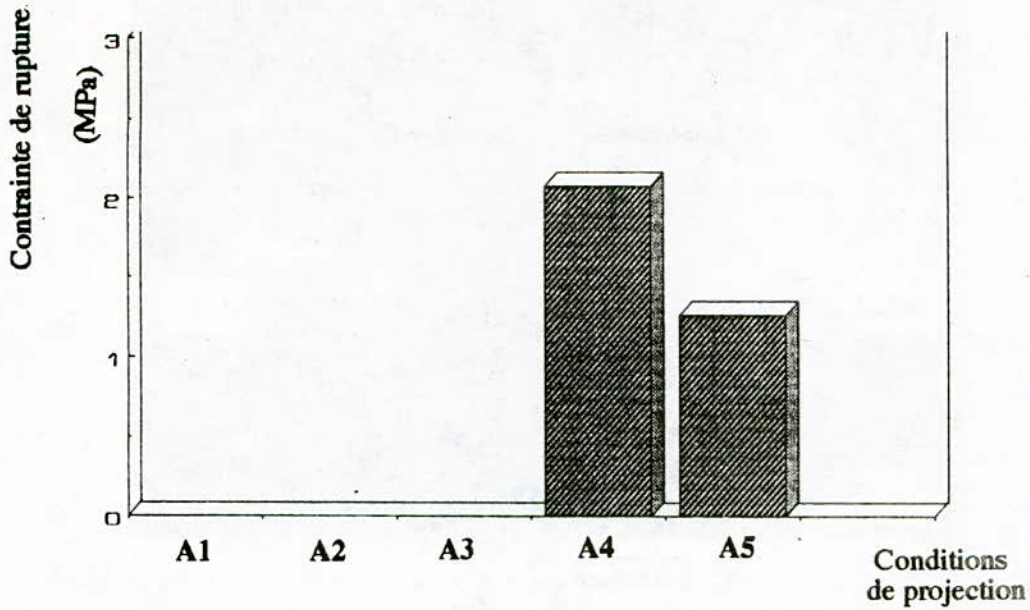


Fig.8: Contrainte de rupture du couple AS12/ZrO₂ sans slurry-coating.

- A1: Brut
- A2: Brut décapé
- A3: Poli
- A4: Poli et décapé
- A5: Poli, décapé et sablé
- A6: Poli, sablé et décapé
- A7: Poli, sablé, décapé et oxydé 3h.

III.3- Analyse de l'AS12 décapé et traité par "Slurry-Coating Sn-Cu":

La morphologie du dépôt obtenu correspond à une couche plus ou moins continue (Fig. 9) formant une surface très rugueuse, à priori intéressante pour favoriser l'accrochage mécanique de la zircon. Le post-traitement de 3 jours à 300 °C effectué après la projection a amélioré la microstructure le long de l'interface matrice-dépôt comme le montre la figure 10.

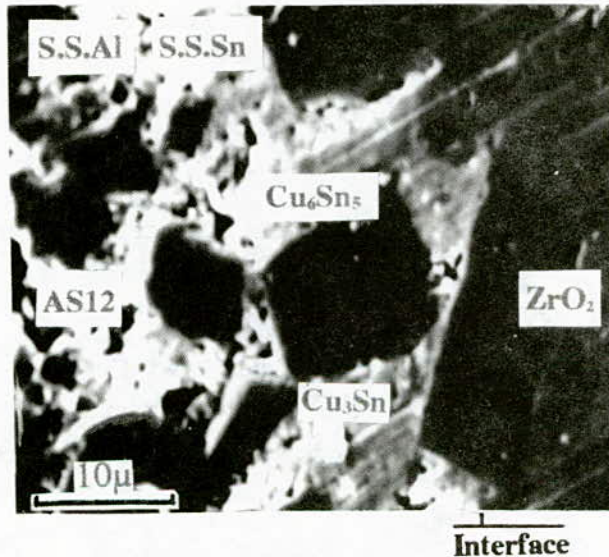


Fig.9: Micrographie (M.E.B) de l'assemblage AS12/ZrO₂ "Slurry-coating Sn-Cu".



Interface

Fig.10: Micrographie (M.E.B) de l'assemblage AS12/ZrO₂.
"Slurry-coating Sn-Cu" + post-traitement de 3 j à 300 °C.

Les courbes d'évolution des concentrations (S.D.L) présentent des pics importants d'étain et de cuivre ainsi que de zinc dans la couche superficielle (Fig. 11). Notons qu'une oxydation de 6 heures à 300 °C a été effectuée après Slurry Coating et que celle-ci n'a montré aucune différence notable dans l'évolution des éléments (9). Il semble cependant y avoir une légère ségrégation d'oxygène en surface mais toujours sans oxyde superficiel.

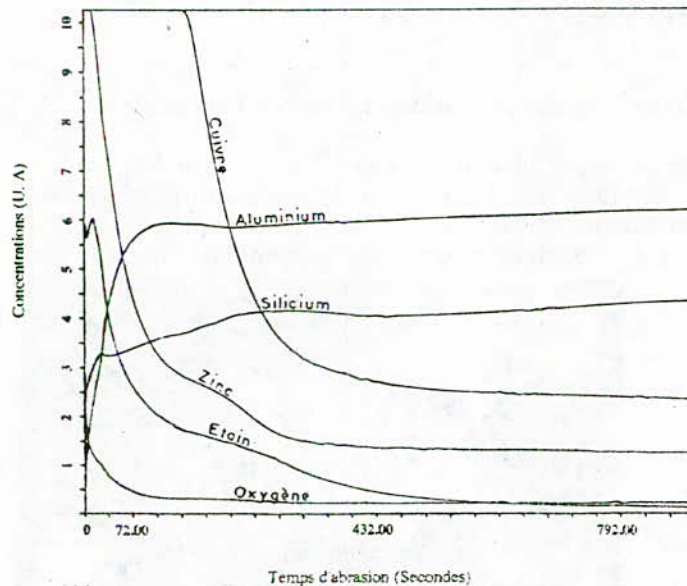


Fig.11: Analyse par S.D.L de l'Alpax décapé et traité par "slurry-coating Sn-Cu".

La diffraction des rayons X (Fig.12) nous a révélé toutes les phases en présence à savoir:

- Cu₆Sn₅
- Cu₃Sn.
- Solution solide d'aluminium.
- Solution solide d'étain.

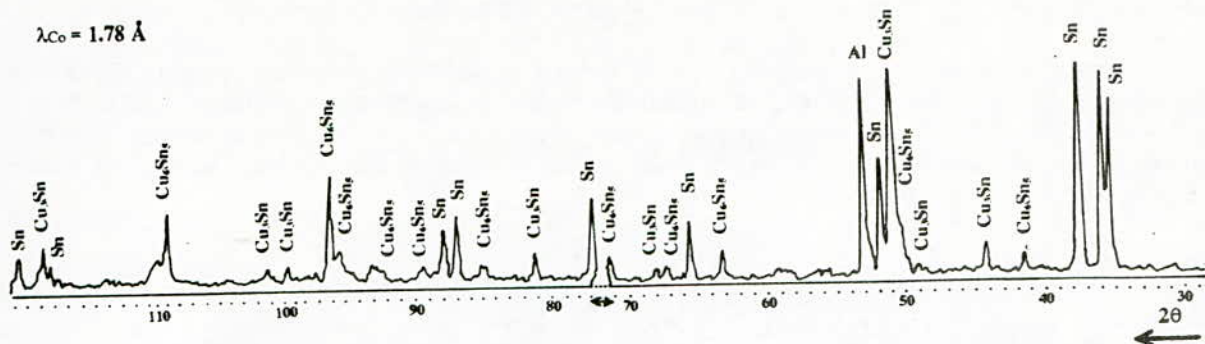


Fig.12: Spectre des R.X après "slurry-coating Sn-Cu"

L'essai de traction caractérisant la tenue des couches déposées dans ce cas montre (Fig.13) que les meilleurs résultats sont obtenus lorsque la projection fait suite à une oxydation de 6 heures à 300 °C de la couche obtenue par slurry coating ($\sigma = 3.5 \text{ MPa}$). Cette amélioration est difficile à interpréter puisque même l'analyse par S.D.L n'a révélé aucune présence d'oxydes. Le rôle très tensioactif de l'oxygène pourrait être à l'origine de ce phénomène.

Un refroidissement en cours de projection est également bénéfique.

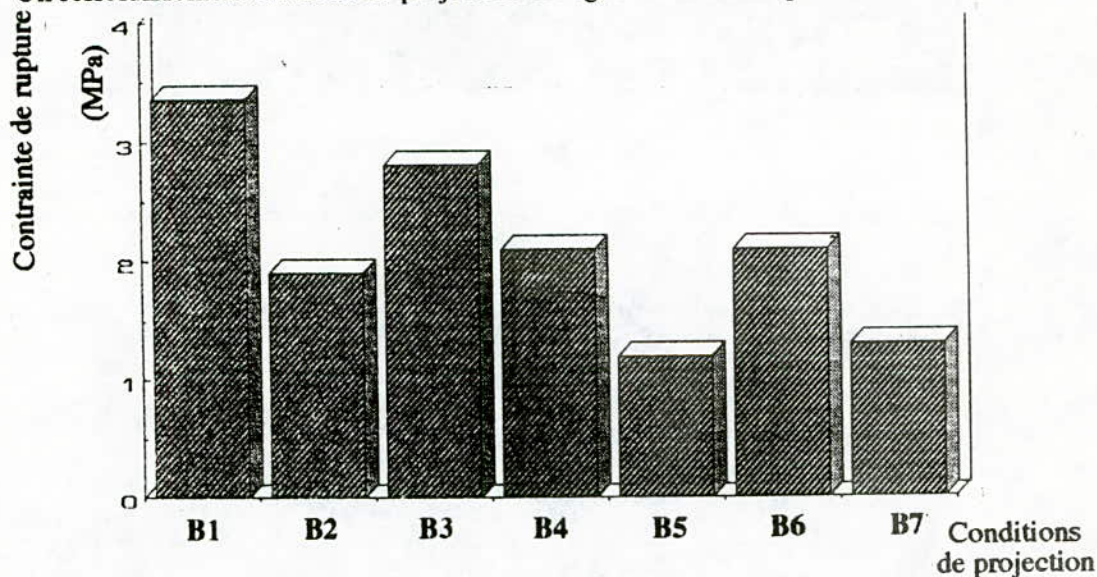


Fig.13: Evolution de la contrainte de rupture du couple AS12/ZrO₂ " Slurry-coating Sn-Cu".

- B1: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 6 h, préchauffé et refroidi.
- B2: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 6 h et préchauffé.
- B3: Poli, sablé, décapé, traité 6 h, oxydé 6 h, préchauffé et refroidi.
- B4: Poli, sablé, décapé, traité 6 h, oxydé 6 h et préchauffé.
- B5: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 3 j, préchauffé et refroidi
- B6: Poli, sablé, décapé, traité 3 h et refroidi.
- B7: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, préchauffé, refroidi et post-traité.

III.4- Analyse de l'AS12 décapé et traité par "Slurry-Coating Sn-Ni":

Ce système donne le même résultat que le précédent: un état de surface rugueux après le slurry coating (Fig. 14) et une évolution notable de l'interface après le post-traitement (300 °C à l'air, t = 3 j) (Fig. 15). On remarque que la rupture après traction se fait dans la zircone vers la frontière céramique-couche d'accrochage à base de Sn-Ni. Les phases formées sont donc bien adhérentes sur la matrice traitée.

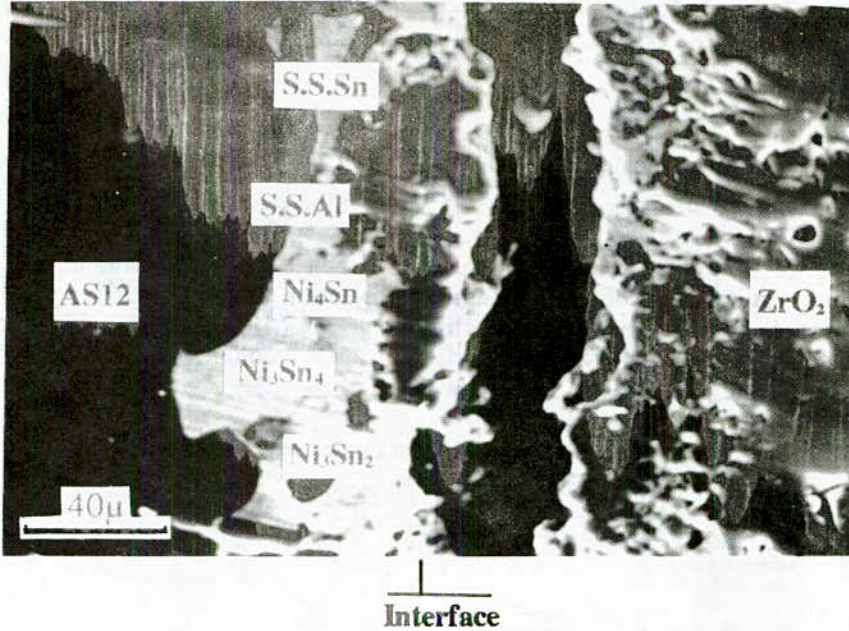


Fig.14: Micrographie (M.E.B) de l'assemblage AS12/ZrO₂. "Slurry-coating Sn-Ni".

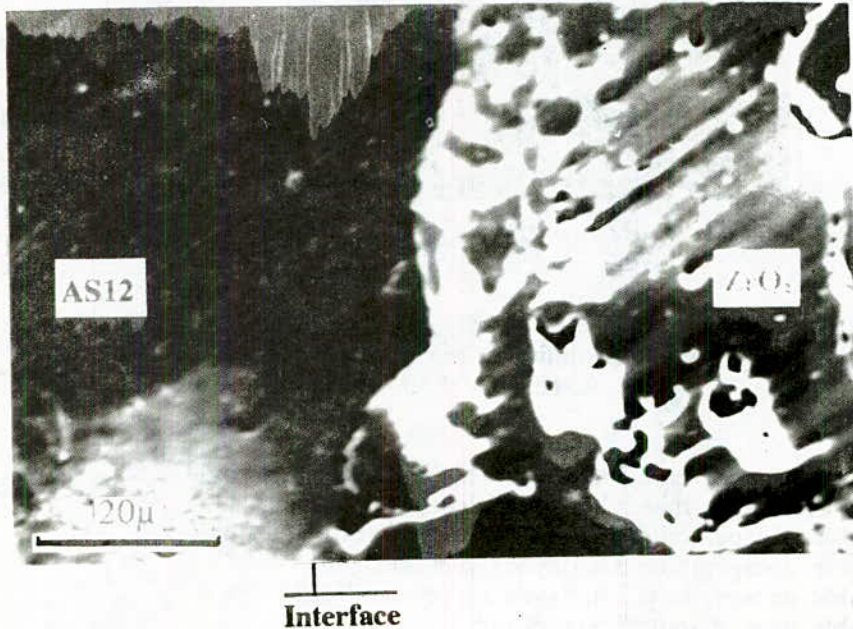


Fig.15: Micrographie (M.E.B) de l'assemblage AS12/ZrO₂. "Slurry-coating Sn-Ni" + post-traitement de 3 j à 300 °C.

L'analyse par S.D.L présente une concentration importante en surface des éléments déposés, ainsi qu'une ségrégation du zinc provenant du décapage à l'interface (Fig. 16).

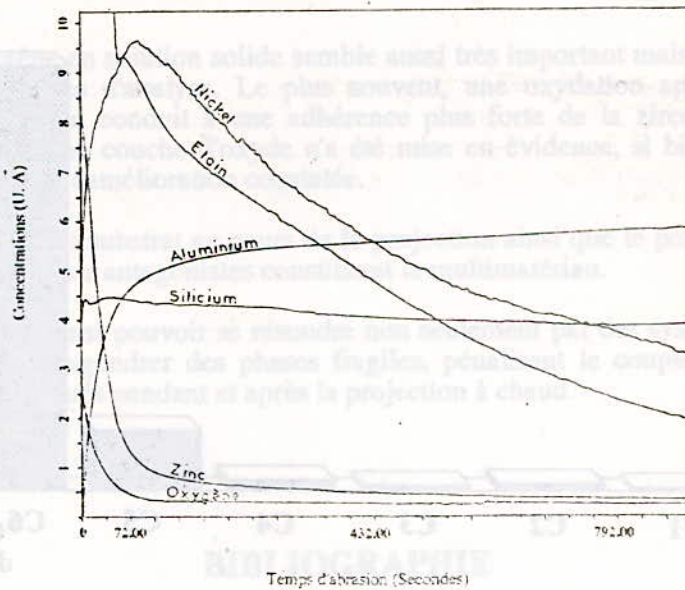


Fig.16 : Analyse par S.D.L de l'Alpax décapé et traité par "slurry-coating Sn-Ni".

La diffraction X montre que les phases formées (Fig. 15) sont constituées de:

- Ni_3Sn_2
- Ni_3Sn_4
- Ni_2Sn
- Solution solide d'aluminium
- Solution solide d'étain.

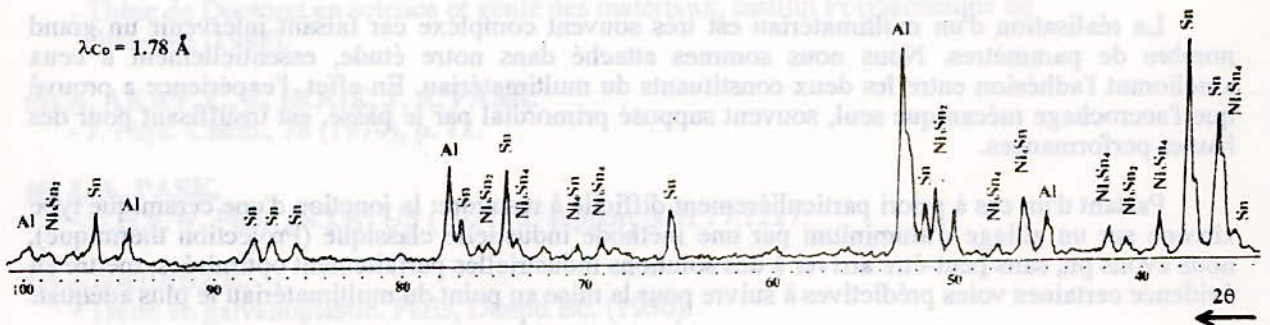


Fig.17: Spectre des R.X après "slurry-coating Sn-Ni"

L'histogramme suivant (Fig. 18), présentant l'évolution de la contrainte de rupture en fonction des conditions de l'élaboration du multimatériau, montre que le cas le plus favorable est celui où on effectue une oxydation de 3 jours à 300 °C après le "slurry-coating Sn - Ni". On retrouve alors des résultats voisins que ceux du système "Sn - Cu" avec encore ici le rôle de l'oxygène en solution.

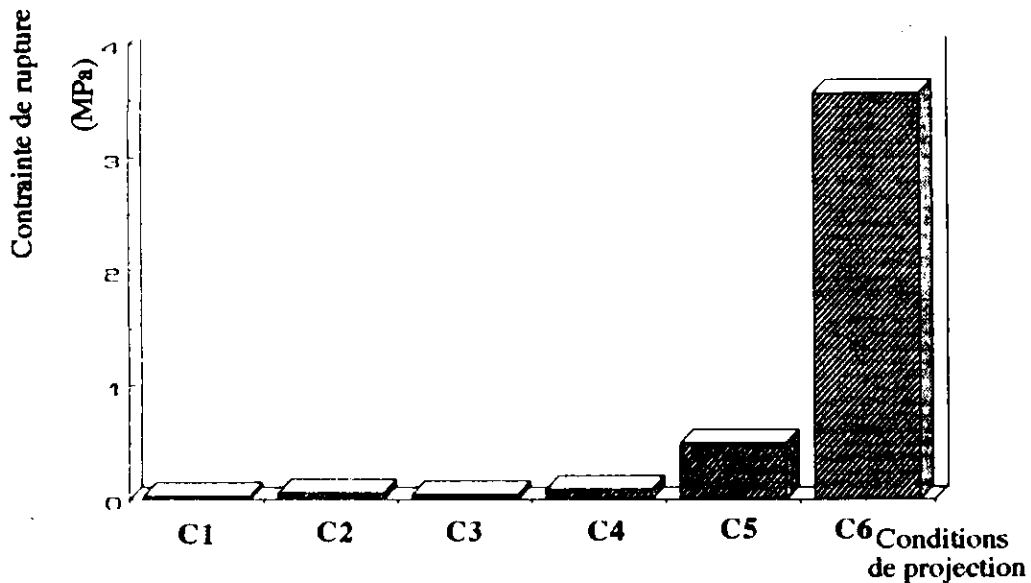


Fig.18: Evolution de la contrainte de rupture du couple AS12/ZrO₂ " Slurry-coating Sn-Ni".

- C1: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 6 h, préchauffé et refroidi.
- C2: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 6 h et préchauffé.
- C3: Poli, sablé, décapé, traité 6 h, oxydé 6 h, préchauffé et refroidi.
- C4: Poli, sablé, décapé, traité 6 h, oxydé 6 h et préchauffé.
- C5: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 3 j, préchauffé et refroidi
- C6: Poli, sablé, décapé, traité 3 h, oxydé 3 j, préchauffé, refroidi et post-traité.

IV- CONCLUSION:

La réalisation d'un multimatériau est très souvent complexe car faisant intervenir un grand nombre de paramètres. Nous nous sommes attaché dans notre étude, essentiellement à ceux améliorant l'adhésion entre les deux constituants du multimatériau. En effet, l'expérience a prouvé que l'accrochage mécanique seul, souvent supposé primordial par le passé, est insuffisant pour des hautes performances.

Partant d'un cas à priori particulièrement difficile à résoudre: la jonction d'une céramique type zircon sur un alliage d'aluminium par une méthode industrielle classique (Projection thermique), nous avons pu, sans peut-être arriver à des solutions industrielles parfaitement optimisées, mettre en évidence certaines voies prédictives à suivre pour la mise au point du multimatériau le plus adéquat.

Des solutions solides chargées en éléments d'additions favorables à l'adhésion peuvent conduire à des tenues satisfaisantes. Dans notre cas, nous avons montré que le zinc provenant du dépôt-décapage et ségrégeant à l'interface était particulièrement bénéfique, puisqu'on le retrouve dans cet état dans les deux traitements: Slurry-Coating "Sn - Cu" et "Sn - Ni".

Il faut cependant noter que le zinc ne doit pas être à l'état de couche épaisse, en effet, sa fusion lors de l'opération de projection thermique pourrait être néfaste.

Les essais de rupture ont montré que les traitements thermochimiques à base des systèmes "Sn-Cu" et "Sn-Ni" ont amélioré de façon notable la tenue des couches de zircone projetée par plasma.

Le rôle de l'oxygène en solution solide semble aussi très important mais difficile à mettre en évidence par nos méthodes d'analyse. Le plus souvent, une oxydation après traitement Slurry Coating et avant projection conduit à une adhérence plus forte de la zircone. En effet, notons qu'après l'oxydation, aucune couche d'oxyde n'a été mise en évidence, si bien que l'oxygène en solution est responsable de l'amélioration constatée.

Le refroidissement du substrat au cours de la projection ainsi que le post-traitement sont très bénéfiques à l'accrochage des antagonistes constituant le multimatériau.

L'adhésion semble ainsi pouvoir se résoudre non seulement par des systèmes réactifs qui ont souvent l'inconvénient d'engendrer des phases fragiles, pénalisant le couple, mais aussi par des traitements adéquats effectués pendant et après la projection à chaud.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) **D. TREHEUX, D. JUVE.**
- Mechanics and mechanisms of damage in composites and multimaterials, Mechanical Engineering Publication, D. Baptiste Ed., London (1991), p. 361 - 375.
- (2) **N. MESRATI, D. NGUYEN, D. TREHEUX.**
- Rôle du zinc et de l'argent sur l'adhérence de zircone projetée sur un alliage aluminium-silicium 12%, Revue de Métallurgie-CIT/ Science et Génie des Matériaux (Décembre 1993), p. 83 - 90.
- (3) **N. MESRATI.**
- Thèse de Doctorat en génie des matériaux, Ecole Centrale de Lyon (1989).
- (4) **J. G. LI.**
- Thèse de Doctorat en science et génie des matériaux, Institut Polytechnique de Grenoble (1988).
- (5) **A. AKAY, C. E. HOGE, J. A. PASK.**
- J. Phys. Chem., 78 (1974), p. 12.
- (6) **J. A. PASK.**
- D.H.E.W. Publ. (N.I.H) US (1977) n° rapport NIH 77.1227.
- (7) **J. SALAUZE.**
- Traité de galvanoplastie. Paris, Dunod Ed. (1956).
- (8) **D. CHATAIN, I. RIVOLLET, N. EUSTATHOPOULOS.**
- J. Chim. Phys., 84 (1987), p. 201.
- (9) **D. TREHEUX, N. MESRATI, Q. SAIF, A. MOUGHIL, G. FANTOZZI, A. VINCENT.**
- Advanced materials: composite-ceramic-polymer. Subject Ed. S.K. Ghosh. IITT- International., Technology Transfer Series, A. Niku-Lari Ed (1989), p. 59 - 69.
- (10) **D. TREHEUX.**
- Ecole d'été "Traitements de surface et protection contre la corrosion", Aussois (1987), S. Audisio, M. Caillet, A. Galerie, H. Mazille Ed., Les Editions de Physique (1989), p. 255 - 259.



NAISSANCE DE L'AUTOAMORCAGE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

S. MEKHTOUB * M. IVANES **

ملخص: في هذه الدراسة نقترح ظاهرة الاشعال الذاتي المولد الا لا التزامني - المولد التزامني في حالة دورانه عند التزامن ولان توخرت بعين الشروط لا يستطيع الاشعال الذاتي وكذلك توليد الاستطاعة .
وأخيرا نهتم بالخصوص بعملية انشاء الاشعال الذاتي وتأثير بعض المعلمات على الاشعال الذاتي

Résumé:

Nous proposons d'étudier le phénomène d'autoamorçage d'une génératrice asynchrone. Une génératrice asynchrone entraînée au synchronisme peut lorsqu'une batterie de condensateurs est connectée à ses bornes et si certaines conditions sont bien remplies s'autoamorcer et fournir de la puissance. Nous allons nous intéresser à la naissance de l'autoamorçage et l'influence des différents paramètres sur celui-ci.

Abstract:

We proposed a study of phenomenon self excited asynchronous machine. If the asynchronous machine was carried at synchronous speed, and a battery of capacitor was connected at this terminal, can be to supply power if certain conditions was satisfied. We interested by the begin sel excitation and the influence of parameters on the self excitation.

* Chargé de cours ENP

** Professeur ENSIEG Grenoble

NAISSANCE DE L'AUTOAMORCAGE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

S.MEKHTOUB M.IVANES ENSIEG BP 38402 SAINT MARTIN
D'HERES
DOMAINE UNIVERSITAIRE GRENOBLE

INTRODUCTION:

Nous allons étudier le problème de l'autoamorçage dans le cas d'une génératrice asynchrone autonome. Une génératrice asynchrone entraînée par un moteur auxiliaire peut s'amorcer si une capacité est connectée à ses bornes et si certaines conditions sont bien remplies. Ce type de fonctionnement se rencontre souvent dans une centrale de production d'énergie électrique par un générateur asynchrone. Pour un fonctionnement autonome la machine asynchrone en génératrice a besoin d'une énergie réactive qui lui sera fournie dans ce cas par une batterie de condensateur. Si la machine est entraînée au synchrone, au moment de la connection de la batterie de condensateurs la machine pourra fournir une puissance électrique. Nous allons nous intéresser à l'apparition de cette tension et aux paramètres qui peuvent influencer sur celle-ci

I-1 principe

nous allons prendre le schéma équivalent suivant pour modèle afin de mieux analyser le comportement de la machine dans le cas réel.

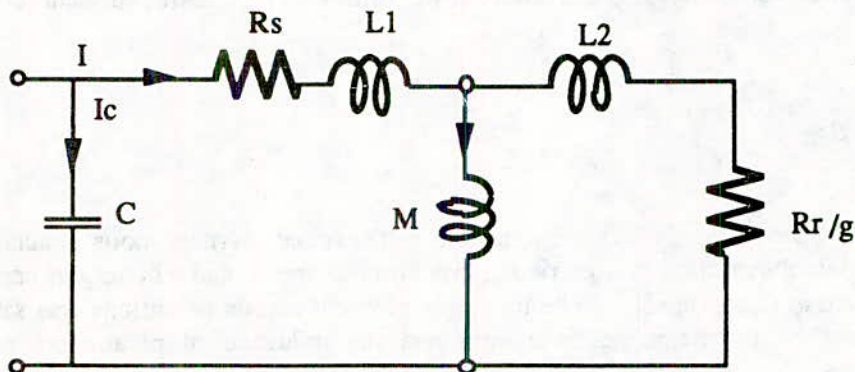


fig: I-1 Schéma équivalent pour l'autoamorçage à vide

La relation d'équilibre s'écrit :

$$\bar{I}_c + \bar{I} = \bar{0} \quad (1)$$

en designant par Z_c l'impedance du condensateur: $Z_c = \frac{-j}{c\omega}$
 en designant par Z_m l'impedance du moteur:

$$Z_m = \frac{(R_s + jL_1\omega) (jM\omega + \frac{R_r}{g} + jL_2\omega) + jM\omega (\frac{R_r}{g} + jL_2\omega)}{jM\omega + \frac{R_r}{g} + jL_2\omega}$$

$$\bar{I}_c + \bar{I} = 0 \Rightarrow \frac{\bar{u}}{Z_m} + \frac{\bar{u}}{Z_c} = 0 \text{ soit : } \frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_c} = 0$$

$$\Rightarrow -j c \omega + \frac{j M \omega + \frac{R_r}{g} + j L_2 \omega}{(R_s + j L_1 \omega) (j M \omega + \frac{R_r}{g} + j L_2 \omega) + j M \omega (\frac{R_r}{g} + j L_2 \omega)} = 0 \quad (2)$$

En regroupant les parties réelles et imaginaires on obtient:

$$g = \frac{C R_s R_r}{L_r (\omega^2 L_s C - 1)} \quad (3)$$

$$g = \frac{R_r L_s}{R_s L_r} \left(\frac{1}{\omega^2 L_s C} - 1 \right) \quad (4)$$

avec : $L_s = L_1 + M$ et $L_r = L_1 + M$

en faisant : (3) = (4)

$$\Rightarrow \left(\frac{1}{\omega^2 L_s C} - 1 \right) (\omega^2 L_s C - 1) - \frac{R_s^2}{L_s} C = 0 \quad (5)$$

on neglige le terme $\frac{R_s^2 C}{L_s}$

la solution de (5) sera : $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$ et $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s \sigma C}}$ $\sigma \ll 1 \Rightarrow \omega_2 \gg \omega_1$

ω_2 correspond à une vitesse excessive, seule ω_1 sera retenue d'où $L_s C \omega_1^2 = 1$ qui n'est autre que la condition de résonance. C'est lorsque cette condition sera remplie que l'autoamorçage aura lieu.

I-2 SIMULATION DE L'AUTOAMORCAGE:

Pour que le phénomène de l'autoamorçage ait lieu la saturation devient indispensable pour le fonctionnement. Il faudra alors utiliser un modèle saturé de la machine asynchrone, pour cela on procède de la façon suivante relever la courbe à vide la machine et modéliser sa caractéristique, ensuite l'introduire dans les équations de la machine, nous allons exprimer la grandeur flux magnétique suivant les deux axes.

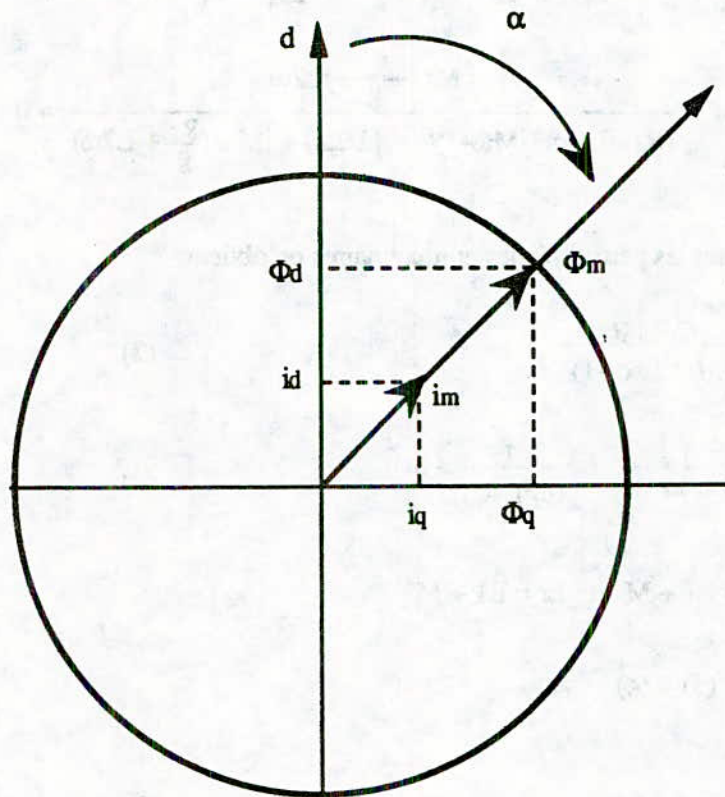


fig: I-2 Représentation des vecteurs courants et flux magnétisants résultants de la machine

On peut écrire d'après ce qui précède à chaque instant :

$$\begin{aligned} i_d &= i_{ds} + i_{dr} & \text{avec } i_d &= i_m \cos\alpha & \phi_d &= \phi_m \cos\alpha \\ i_q &= i_{qs} + i_{qr} & \text{avec } i_q &= i_m \sin\alpha & \phi_q &= \phi_m \sin\alpha \end{aligned}$$

exprimons les quantités $\frac{d\phi_d}{dt}$ et $\frac{d\phi_q}{dt}$

$$\frac{d\phi_d}{dt} = \frac{d\phi}{dt} \cos\alpha - \phi \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt}$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{di} \frac{di}{dt} = \frac{d\phi}{di} \frac{1}{\cos\alpha} \left[\frac{di}{dt} + i \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt} \right]$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{1}{i} \left[\cos\alpha \frac{diq}{dt} - \sin\alpha \frac{did}{dt} \right]$$

en remplaçant $\frac{d\alpha}{dt}$ dans l'expression de $\frac{d\phi}{dt}$ et en posant $\frac{d\phi}{di} = mdy$ et $\frac{\phi}{i} = mst$
on obtient:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = [mdy - \sin^2\alpha (mdy - mst)] \frac{did}{dt} + [\cos\alpha \sin\alpha (mdy - mst)] \frac{diq}{dt}$$

d'où:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = L_d \frac{did}{dt} + M_{dq} \frac{diq}{dt}$$

avec :

$$L_d = [mdy - \sin^2\alpha (mdy - mst)] \quad M_{dq} = [\cos\alpha \sin\alpha (mdy - mst)]$$

Par un raisonnement analogue on obtient pour l'axe q:

$$\frac{d\phi_q}{dt} = [mdy - \cos^2\alpha (mdy - mst)] \frac{diq}{dt} + [\cos\alpha \sin\alpha (mdy - mst)] \frac{did}{dt}$$

$$\frac{d\phi_q}{dt} = L_q \frac{diq}{dt} + M_{dq} \frac{did}{dt}$$

avec:

$$L_q = [mdy - \cos^2\alpha (mdy - mst)] \quad M_{dq} = [\cos\alpha \sin\alpha (mdy - mst)]$$

$M_{dq} = M_{qd} = M$ mutuelle d'intersaturation

on obtient en introduisant dans le modèle de Park

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + l_1 \frac{di_{ds}}{dt} + L_d \frac{di_d}{dt} + M \frac{di_q}{dt} - \omega_a \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + l_1 \frac{di_{qs}}{dt} + L_d \frac{di_q}{dt} + M \frac{di_d}{dt} + \omega_a \phi_{ds}$$

$$0 = R_r i_{dr} + l_2 \frac{di_{dr}}{dt} + L_d \frac{di_d}{dt} + M \frac{di_q}{dt} - (\omega_a - \omega) \phi_{qr}$$

$$0 = R_r i_{qr} + l_2 \frac{di_{qr}}{dt} + L_q \frac{di_q}{dt} + M \frac{di_d}{dt} + (\omega_a - \omega) \phi_{dr}$$

(I-2)

avec:

$$i_d = i_{ds} + i_{dr} \quad \phi_{ds} = l_1 i_{ds} + m_{st} i_d \quad \phi_{dr} = l_2 i_{dr} + m_{st} i_d$$

$$i_q = i_{qs} + i_{qr} \quad \phi_{qs} = l_1 i_{qs} + m_{st} i_q \quad \phi_{qr} = l_2 i_{qr} + m_{st} i_q$$

le système final s'écrit :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + L_d \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_a L_s i_{qs} - \omega_a m_{st} i_{qr}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + L_q \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_a L_s i_{ds} + \omega_a m_{st} i_{dr} \quad (II.3)$$

$$0 = R_r i_{dr} + L_{dr} \frac{di_{dr}}{dt} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} - (\omega_a - \omega) L_r i_{qr} - (\omega_a - \omega) m_{st} i_{qs}$$

$$0 = R_r i_{qr} + L_{dr} \frac{di_{qr}}{dt} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} + (\omega_a - \omega) L_r i_{dr} + (\omega_a - \omega) m_{st} i_{ds}$$

avec:

$L_{ds} = l_1 + L_d$: inductance cyclique totale suivant l'axe d

$L_{qs} = l_1 + L_q$: inductance cyclique totale suivant l'axe q

L_d : inductance mutuelle cyclique suivant d

L_q : inductance mutuelle cyclique suivant q

L_s : inductance mutuelle cyclique d'une phase du stator

L_r : inductance mutuelle cyclique d'une phase du rotor

R_s : résistance d'une phase du stator

R_r : résistance d'une phase du rotor ramenée

$M = M_{dq} = M_{qd}$: mutuelle d'intersaturation entre les deux axes d et q

on simule à partir de l'instant $t=0$ jusqu'au régime permanent on obtient le résultat suivant:

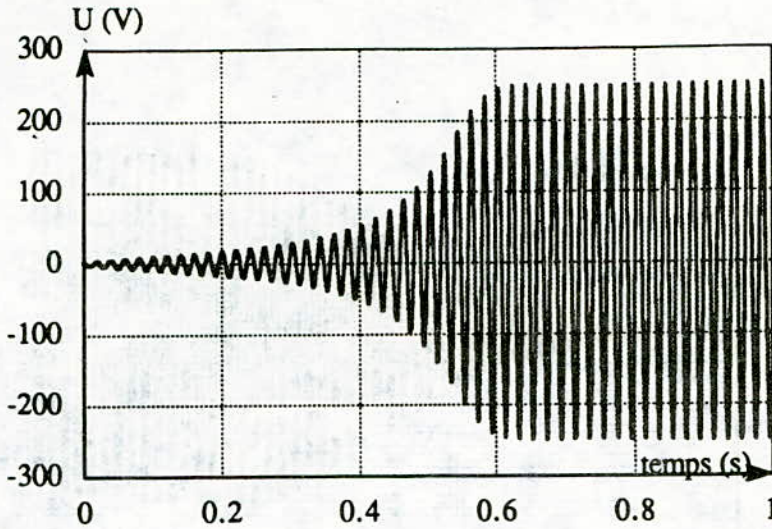


fig:I-3 tension aux bornes de la generatrice simulée

I-3 Validation du modèle

On se propose de valider le modèle non linéaire pour cela nous avons choisi un cas de fonctionnement où la saturation est indispensable. Il s'agit en fait de l'autoamorçage de la machine fonctionnant en génératrice autonome dont le dispositif expérimental est le suivant:

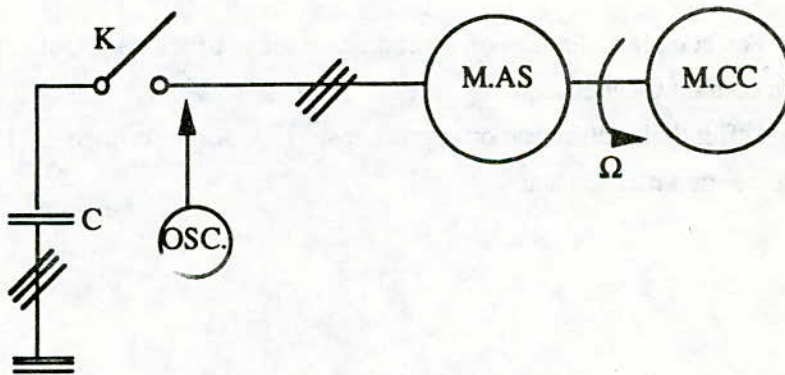


fig: I-4 Dispositif expérimental pour l'autoamorçage

La machine asynchrone est entraînée au synchronisme, on ferme l'interrupteur K on enregistre la tension aux bornes de la machine. Nous avons insisté sur le fait que le flux rémanent est indispensable pour l'amorçage. on enregistre la tension aux bornes on obtient:

a: relevé expérimental

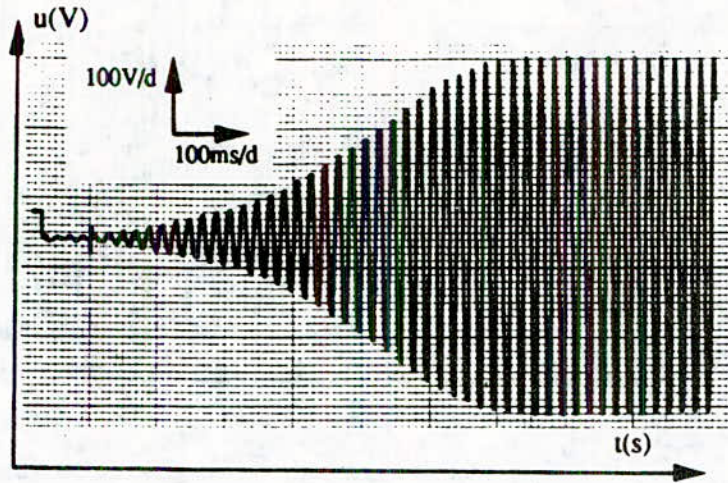


fig : I-5 Tension d' autoamorçage expérimentale

Pour mieux voir l'effet de la saturation on reproduit sur les courbes ci-dessous les enveloppes de la tension et du courant magnétisant.

pour mieux voir l'effet de la saturation on reproduit sur les courbes ci-dessous les enveloppes de la tension et du courant magnétisant.

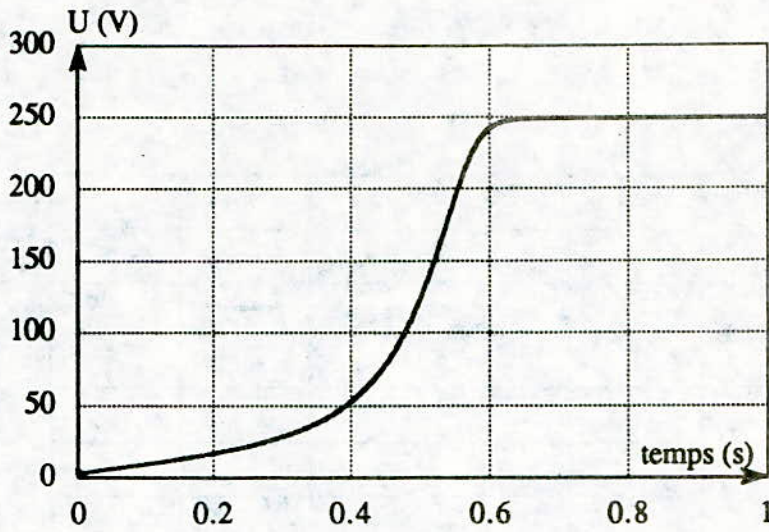


fig: I- 6 Enveloppe de la tension

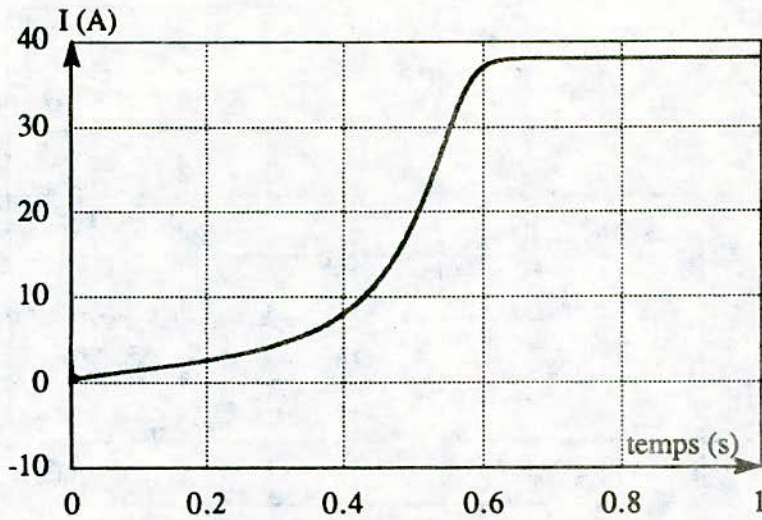
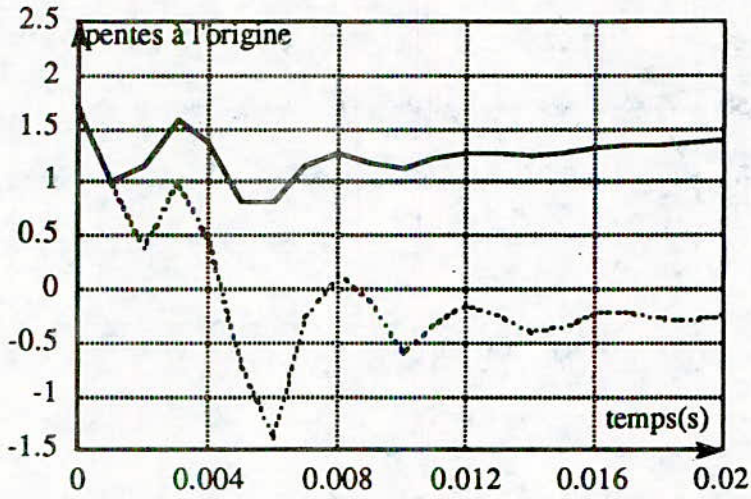


fig: I-7 enveloppe du courant magnétisant

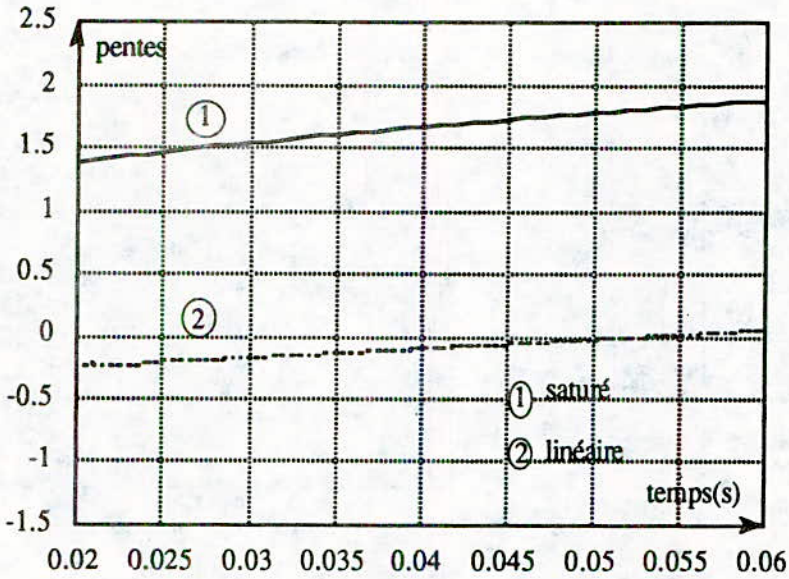
I-4 Comparaison des pentes du modèle linéaire au saturé:

On s'est intéressé à la façon dont la montée en tension s'effectue en linéaire et en saturé pour mettre en évidence on trace les pentes des deux tensions.

On voit sur la 2° figure (Fig I-8) comment le phénomène se présente à l'origine, la différence est essentiellement numérique, la cumulation en saturé est plus importante qu'en linéaire au cours de la résolution.



(a)



(b)

fig : I- 8 Comparaison des pentes

I-5 Influence des paramètres sur la tension d'autoamorçage

Nous nous sommes aussi intéressés à la sensibilité de certains paramètres pour juger leur influence sur la tension aux bornes de la machine. On a regroupé les résultats sur les deux figures suivantes:

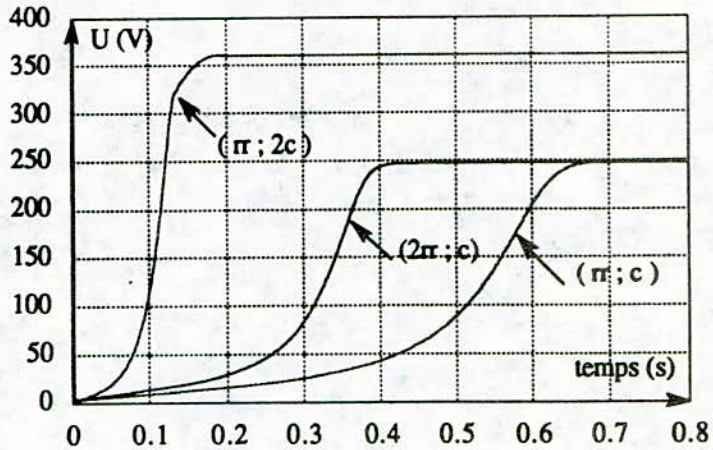


fig:I-9 Influence de R_r et C sur le comportement de la tension

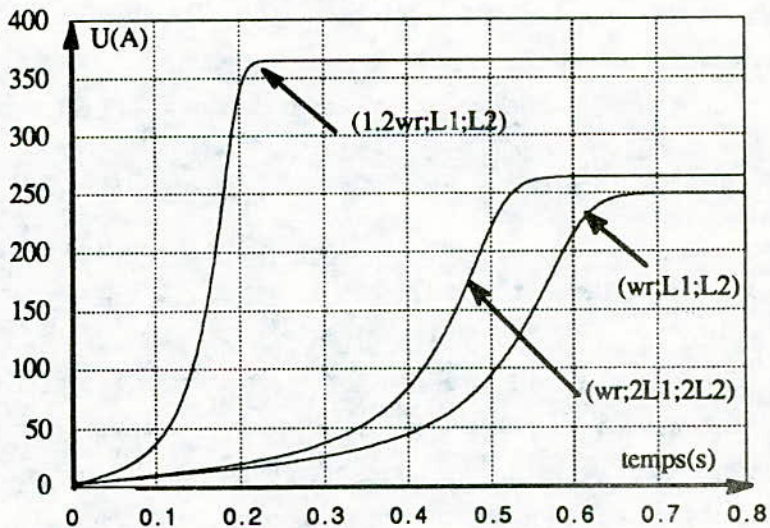


fig:I-10 Influence de la vitesse et du flux de fuite

interprétation:

On pourra expliquer le phénomène à partir du graphe suivant:

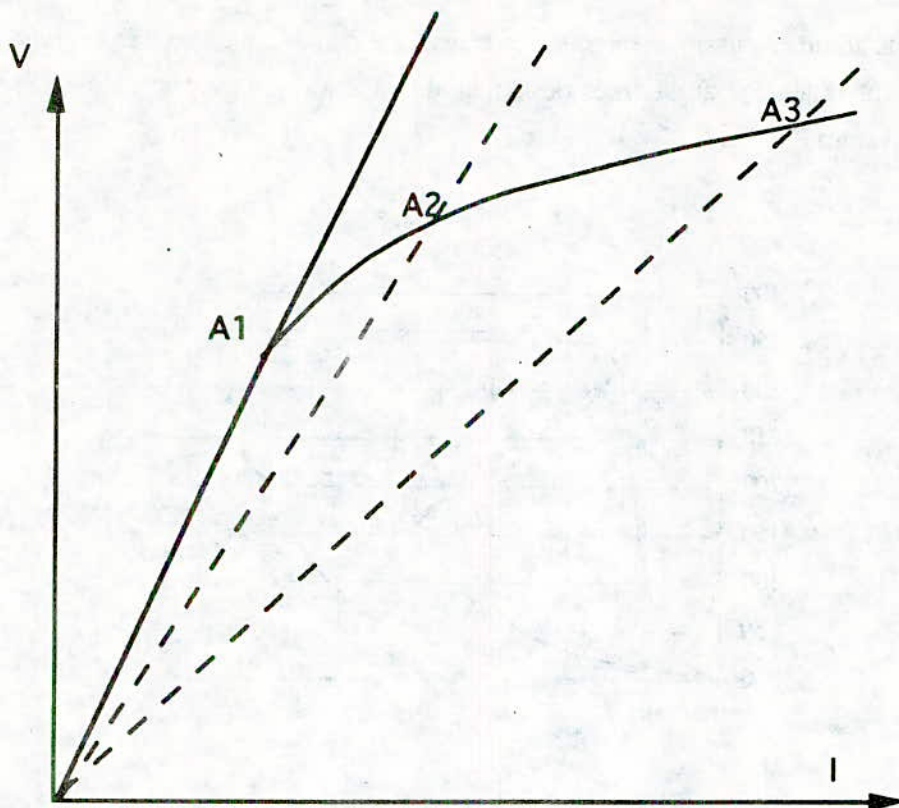


fig: I-11 Représentation de l'influence de la capacité et de la vitesse

Le phénomène peut être décrit par le point A1 qui se déplace sur la courbe à vide. A chaque position du point A1 correspond un certain nombre de paramètres bien fixés (L , C , ω , R_r), les autres paramètres sont moins influents. Le point A1 est obtenu par la condition $L\omega^2 C = 1$ soit $L\omega = 1/C\omega$. On pourra alors associer ce phénomène d'autoamorçage à une certaine fonction $F(L, C, \omega, R_r)$. On va distinguer deux cas.

1° cas : la pulsation des grandeurs statoriques est lié à la vitesse de rotation mécanique, la courbe $v=f(i)$ est unique pour une vitesse donnée d'où L et w sont liés.

2° cas : Le condensateur et la résistance du rotor peuvent varier indépendamment, soit en ajoutant des condensateurs en parallèle soit en insérant des résistances supplémentaires au rotor. Pour voir l'influence on fera varier un paramètres et on laisse fixes les autres:

- la variation de la vitesse se traduit par une translation de la courbe vers le haut ou vers le bas, qui s'accompagne de la surtension ou d'une diminution de la tension.
- la variation de C se traduit par le déplacement du point A1 qui représente la capacité limite jusqu'au point A3 où la capacité sera beaucoup grande, d'où une augmentation de la tension.
- la variation de R_r n'influe que sur le transitoire si R_r augmente le transitoire diminue, l'amplitude de la tension reste pratiquement constante.

Conclusion:

On constate que la simulation est très proche de l'expérience aux incertitudes près. Ceci montre que la tension évolue au début comme en linéaire, puis elle est limitée progressivement par la saturation. On pourra dire que la tension suit la courbe de magnétisation, les tous premiers instants c'est la naissance de l'autoamorçage (zone 1) ensuite elle évolue d'une façon linéaire (zone2), ensuite c'est le début de la saturation (zone 3), ensuite c'est la saturation zone (4). En réalité le modèle ne fait que décrire cette évolution. La validité du modèle tant sur l'évolution et la durée du régime transitoire ou bien la valeur maximum de la tension est dans l'ensemble satisfaisante.

BIBLIOGRAPHIE

[1] G.A CAPOLINO M.GAUTIER

No linear modeling and simulation of an induction generator
IMACC 1987

[2] G.A CAPOLINO M.GAUTIER

The analysis of a saturated self excited asynchronous generator
IEEE transaction on energie conversion vol.6 n°2 june 1991

[3] K.P. KOVACS

On the theory of cylindrical rotor ac machine including main flux saturation
IEEE transaction on power apparatus systemes vol pas 103 n°4 april 1984

[4] P.VAS

Generalized analysis of saturated ac machines
Archiv fur electrotechnik n°64 1981

[5] G.SHACKHAFT P.B HENSER

Model of generator saturation for use in power système studies
Proc.IEE vol 126 n°8 august 1979

[6] RUSSEL J.KERKMAN

Steady-state and transient analyses of an induction machine with saturation of the magnetising branch
IEEE transaction on industry applications vol IA 21 n°1 january february 1985

[7] W.K MACFADYEN R.R.S SIMPSON R.D SLATER W.S WOOD

Representation of magnetisation curves by exponential series
Proc.IEE vol 120 n°8 august 1973 pp 902-904

[8] H.REHAOULIA G.A CAPOLINO E.PILLET M.POULOJADOFF

Autoamorçage accidentel des machines asynchrones triphasées sur réseau capacitif
S.R.B.E revue E vol 102 n°3 1986

[9] P.L TIMMAR J.GORCS

Digital computer aided investigation of transient occuring upon switching over a three phase induction motor
Proc.of the international conference on electrical machines Lausanne 18-21 sept 1984 vol n°3

[10] F.P FLYNN R.D SLATER an W.S WOOD

Transient negative torques in induction motors due to rapid reconnection of the supply
Proc.IEE vol.116 n°12 decembre 1969

[11] N.P.MACQUIN P.N WILLIAM S.WILLIAMSON

Transient electrical and mechanical behaviour of large induction generator installations
Brush electrical machines Ltd uk imperial college London

[12] J.BENDL L.SCHREIR

Somme transient phenomena by reclosing induction machines
Acta technica csav n°4 1982

COMMANDE D'UN ANALYSEUR DE RESEAUX PAR UN MICRO-ORDINATEUR COMPATIBLE

Par :A. OUCHAR

Laboratoire Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique

10, Avenue Hassen Badi El-Harrach 16200, Alger, Algérie

ملخص

تقلل تالية القياسات عند التواترات الصغيرة او التواترات العالية، بصفة معتبرة، الأخطاء الناتجة عن القراءة السيئة للعامل وكذا عيوب القياس. وتشمل التحكم في أداة القياس عن طريق الحاسوب. يتطلب عدم انسجام الحاسوب و الأداة التي يراد التحكم فيها عموما، بطاقة بينية تضمن الاتصال بين الحاسوب و جهاز القياس في الاتجاهين، تكون البطاقة في حالتنا هذه عبارة عن GPIB. لن تركيب هذه البطاقة في الحاسوب تأكدت ضرورته. تسيير هذه البطاقة بفضل المرشد PRO488.SYS. لقد انجزنا برنامجا بلغة TURBO C، الذي يسمح بتسيير كل القياسات التي يقوم بها المحلل الشبكي HP 8408 B (المستعمل في القياسات عند التواترات العالية)، و بمراقبة الحالات العادية لجهاز القياس، وبحفض النتائج وإستغلالها.

Résumé:

L'automatisation des mesures en basse fréquence ou en hyperfréquence réduit considérablement les erreurs dues à la mauvaise lecture de l'opérateur et aux imperfections du système de mesure. Elle consiste à la commande de l'instrument par un ordinateur. Généralement la non compatibilité du ordinateur et de l'instrument destiné à être commandé nécessite une carte d'interface, dans notre cas la carte GPIB, qui assurera la communication ordinateur-instrument dans les deux sens. Cependant, l'installation de cette carte dans le ordinateur s'avère nécessaire, elle est gérée grâce au pilote "DRIVER" PRO488.SYS. Nous avons élaboré un logiciel, en langage TURBO C, qui permet, la gestion de toutes les mesures effectuées par un l'analyseur de réseaux HP 8408 B (utilisé pour les mesures en hyperfréquence), le contrôle des états courants de l'instrument de mesure, la sauvegarde, et l'exploitation des résultats.

Abstract:

Abstract:

Measurement errors in low or high frequencies range are drastically reduced by an automatic procedure. The latter, consists of using a computer to control all devices functions. Often, it's necessary to add a board interface to assure the total bidirectional compatibility. However it's necessary to install this board inside computer. PRO488.SYS driver is a useful operating software .

The driver PRO488.SYS yields board handling. We developa program in C-language which allows to drive all HP network analyzer measurements, to control instrument device states, to save and exploit the results

1. INTRODUCTION

Les mesures non automatisées sont entachées d'erreurs dues généralement à la mauvaise lecture de l'opérateur et aux imperfections des instruments de mesure. Non seulement celles-ci nécessitent un temps élevé, mais en plus, leur exploitation est pénible. L'automatisation des mesures aura pour effet, l'élimination de tels inconvénients et par conséquent, elles seront plus précises et rapides. Pour ce faire, il serait indispensable de, commander l'instrument de mesure par un ordinateur, faire l'acquisition complète des mesures et de les exploiter d'une manière rigoureuse, à l'aide de logiciels appropriés. La commande d'instruments de mesure suppose leur compatibilité avec le ordinateur qui les contrôle. Actuellement, l'utilisation des PC compatibles est très répandue.

L'avènement des ordinateurs compatibles a contribué d'une manière inestimable à l'automatisation des mesures et à l'exploitation des résultats par des logiciels conséquents. C'est dans cette optique que nous avons commandé l'analyseur de réseaux HP 8408 B, disponible au laboratoire de télécommunications, destiné aux mesures hyperfréquences. Le ordinateur utilisé est un microordinateur à base du microprocesseur 80286 compatible auquel, on a ajouté une carte interface GPIB [1].

Nous avons élaboré un logiciel, écrit en TURBO C et compilé en C++, qui permet en plus de la calibration de l'analyseur, la commande de ses différents blocs.

2. CARTE D'INTERFACE GPIB

La carte d'interface utilisée [1] est gérée grâce au driver PRO488.SYS installé dans le système (HP vectra monochrome 286 dans notre laboratoire). L'adressage de la carte peut éventuellement être changé et ce, par l'utilisation de commutateurs électroniques appropriés. Il est fondamental que l'adresse de la DMA de la carte soit différente de celle du ordinateur.

Le driver utilisé manipule deux fichiers fondamentaux en l'occurrence, le IEEEEDATA et le IEEECTRL. Ces deux fichiers sont identifiés automatiquement dès la mise sous tension du système (ordinateur) et, jouent un rôle important lors de la communication entre le ordinateur et n'importe quel instrument de mesure, en particulier l'analyseur de réseaux. Il est ainsi déconseillé d'utiliser les noms de ces fichiers pour nommer un répertoire ou un sous répertoire. En plus, ces fichiers sont protégés par le driver et, par conséquent on ne peut pas les effacer.

Les fichiers IEEECTRL et IEEEEDATA contiennent ce qu'on appelle les commandes dépendantes et indépendantes du système Ordinateur-Instrument de mesure dont l'utilisation sera présentée ultérieurement. C'est de la bonne manipulation de ces fichiers que dépendra la commande de n'importe quel instrument de mesure. La carte d'interface utilisée est préalablement adressée en hexadécimal (02E1) et on pourra, si nécessaire, modifier son adresse et ce, en fonction d'autres contraintes. Chaque bloc de l'analyseur de réseaux doit être affecté à une adresse, ce qui permettra de l'identifier lors de la commande. Ces adresses sont choisies, entre 0 et 30 et seront appelées adresses primaires [3], en général présélectionnées par le constructeur mais néanmoins peuvent être changées, si le besoin se fait ressentir, grâce à un jeu de commutateurs travaillant en binaire. Le ordinateur est relié à l'instrument de mesure par un câble (bus) GPIB ou HPPIB [2], de longueur généralement ne dépassant pas les 2 m, et le nombre d'instruments ou blocs connectés ne peut excéder 15. La connexion ordinateur-instruments de mesure a été faite selon la configuration étoile (Fig.1).

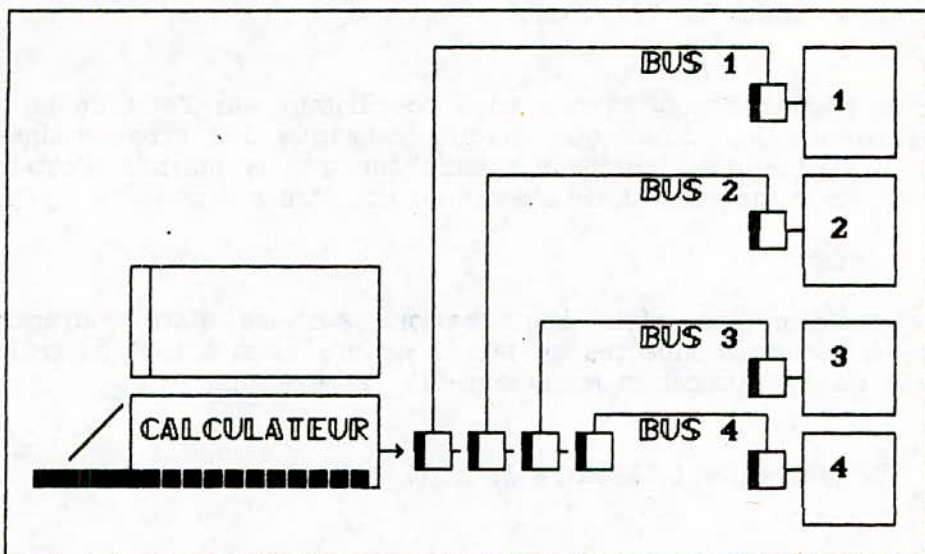


Fig.1 : Connexion calculateur-instruments de mesure

3. COMMANDES PROPRES A L'INSTRUMENT DE MESURE

Ces commandes dépendent de l'instrument de mesure, dans notre cas l'analyseur de réseaux qui, lui même, est constitué de trois blocs fondamentaux [3]. C'est le constructeur de l'instrument de mesure destiné à être commandé par microordinateur qui donne la nomenclature de ces commandes. Une commande incorrecte, lorsqu'elle est transmise par le calculateur, laisse l'instrument de mesure passif. Par conséquent, il faudrait avoir la nomenclature de ce type de commande et, également savoir les transmettre.

4. COMMANDES INDEPENDANTES DE L'INSTRUMENT DE MESURE

Ce type de commandes est propre à la carte d'interface GPIB et plus précisément conforme aux normes GPIB. Elles servent à contrôler les états des parties constituant l'instrument de mesure, du bus et de la carte elle même.

5. FORMATS DES DONNEES

Les commandes propres à l'instrument de mesure sont envoyées à travers le bus GPIB en un ensemble d'octets composé essentiellement de caractères ASCII ou de chaînes de caractères "string literal", tel qu'un caractère occupe un octet. Si par exemple on veut fixer la fréquence initiale de travail à 2 GHz, on utilisera la commande: FA2GZ (propre à l'analyseur) alors, 5 octets seront nécessaires à la transmission de cette commande propre à l'oscillateur de l'analyseur de réseaux.

6. FICHIERS IEEE DATA, IEEE CTRL

6.1. FICHER IEEE DATA

Toute donnée destinée à un élément adressé d'un instrument contrôlé par un PC à travers une carte d'interface de norme IEEE, doit être écrite dans le fichier IEEE DATA et ce, avant qu'elle ne soit transférée au bus. Aussi, toute donnée retournée par cet élément doit également être lue dans ce fichier. Par exemple :

```

{
write(IEEEEDATA, "OPFA\r",6);
}

```

La commande dépendante OPFA interroge l'oscillateur sur l'état de la valeur de la fréquence initiale. Notons que chaque commande doit être terminée par l'identificateur "\r" appelé "carriage return" et que le nombre d'octets réservé à l'envoi de n'importe quelle commande doit être spécifié.

6.2. FICHER IEEECTRL

Ce fichier contient une série d'informations sur les états courants des instruments de mesures connectés au PC. Il servira ainsi à tout contrôle lors des problèmes de communication analyseur-PC. Par exemple:

```

{
write(IEEECTRL,"REMOTE 19\r",7);
}

```

L'envoi de la commande indépendante "REMOTE " à l'instrument de mesure a pour conséquence le blocage des commandes locales. Ainsi, les opérations manuelles seront toutes inhibées.

7. ANALYSEUR DE RESEAUX HP 8408 B

Dans ce présent article, nous nous intéressons à la communication d'un instrument de mesure utilisé en hyperfréquences à savoir l'analyseur de réseaux HP 8408 B. Il est constitué essentiellement (Fig.2) de trois blocs totalement indépendants compatibles avec la norme GPIB, qui sont:

- . un commutateur électronique;
- . un oscillateur ou vobulateur (100 MHz - 20 GHz);
- . un convertisseur analogique-numérique.

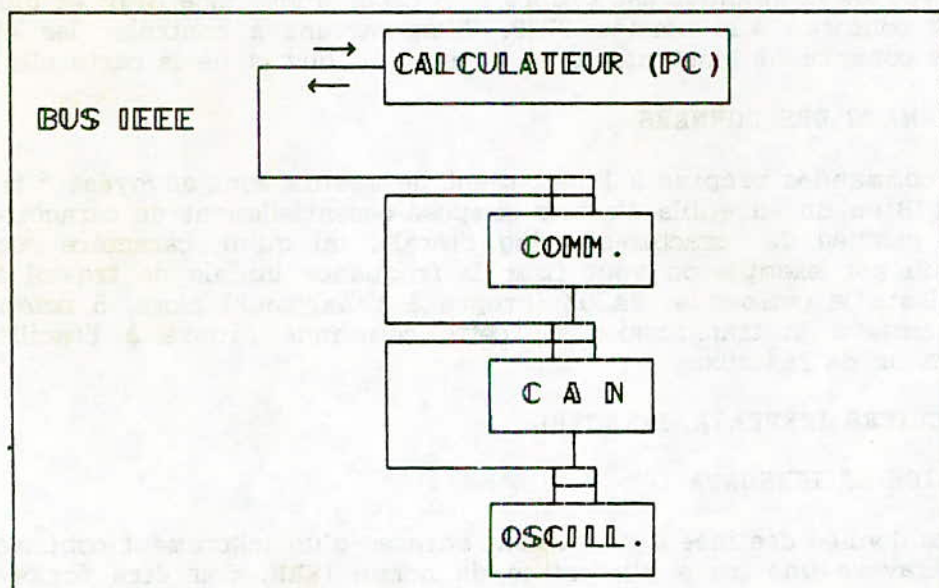


Fig. 2: Synoptique de la communication PC-A.R.A

7.1. COMMUTATEUR HP 111713 A

C'est un commutateur électronique travaillant sur deux positions qui lui permettent de faire des mesures soit en réflexion soit en transmission et ce, selon la commande dépendante qui lui stipule la nature de la mesure (organigramme 1.).

7.2. OSCILLATEUR (VOBULATEUR) HP 8350 B (100 MHz - 20 GHz)

Il permet le contrôle et le balayage des signaux provenant d'une source microonde dans la gamme 100 MHz-20 GHz. L'envoi de commandes dépendantes appropriées par le PC permet de fixer et (ou) de lire une fréquence ou un niveau de puissance utilisé lors de n'importe quelle mesure (organigramme 2).

Cet oscillateur doit préalablement, comme on l'a déjà mentionné précédemment, être adressé. Il permet en outre, l'utilisation de cinq marqueurs contrôlés par le PC. Ainsi, pendant la mesure, l'opérateur introduira ses contraintes à savoir, la gamme de fréquences, la puissance et le choix éventuel de marqueurs, par le clavier du calculateur (PC).

7.3 CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE 59313 A

Les grandeurs mesurées par l'analyseur de réseaux, sont l'amplitude et la phase des paramètres de répartition (S); leur transfert au PC nécessite une conversion analogique-numérique et, un transfert adéquat de l'information de l'A.R.A vers le P.C. En effet, l'amplitude ou la phase du paramètre de répartition mesuré sera représentée par deux octets A et B; A étant le complément à 2 de B. Un réarrangement des octets A et B (organigramme 3) s'avère nécessaire pour l'obtention, d'une manière exacte et fiable, de la grandeur mesurée (amplitude ou phase). Le nombre de conversions par seconde effectué par ce convertisseur, dépendra essentiellement [5] de la commande dépendante transmise par le P.C et ce, après toute conversion.

8. LOGICIEL DE COMMANDE DE L'ANALYSEUR DE RESEAUX AUTOMATIQUE HP 8408 B

Le logiciel que nous avons élaboré se divise en deux parties (organigramme 4). Une partie a trait à la calibration complète du banc de mesure, tandis que l'autre partie, sera réservée à la mesure des paramètres de répartition de n'importe quel dispositif micro-onde passif ou actif (D.S.T). Ce logiciel nous offre des menus variés aidant l'opérateur lors des mesures et lui procure une grande souplesse.

8.1. PROGRAMME CALIBRATION

L'exécution du programme calibration permet à l'opérateur de suivre convenablement les différentes étapes et ceci, pour qu'il assure une calibration complète de son système. Ce programme tient compte de toutes les erreurs, en réflexion ou en transmission pouvant affectées les mesures. Ce programme tiendra compte également des différences de phase dues aux longueurs électriques introduites par les connecteurs sans pertes utilisés lors des mesures.

8.2 PROGRAMME MESURE

L'exécution du programme mesure, permet à l'opérateur de mesurer les paramètres de répartition (S) du D.S.T. Ces derniers, seront corrigés grâce aux résultats obtenus lors de la calibration précédente. Nous avons réalisé une fusion de ces programmes, mais néanmoins, ils peuvent être exploités séparément. Le programme élaboré (CAL_MES) a été écrit en TURBO C et compilé en C++.

9. EXPLOITATION DU LOGICIEL CAL_MES

Pour se rendre compte de la fiabilité des résultats obtenus lors de la mesure contrôlée d'un D.S.T par un analyseur de réseaux, nous avons jugé utile de faire la mesure d'une antenne micro-plaque alimentée par ligne coaxiale (sonde) [6]. Les résultats obtenus sont, l'impédance d'entrée de l'antenne (Fig. 3), le taux d'ondes stationnaires TOS (Fig. 4) ainsi que plusieurs paramètres caractérisant les dispositifs micro-ondes tel que le temps de groupe ou les plans de référence. Le logiciel CAL_MES nous permet en plus, d'étudier l'influence des connecteurs utilisés lors de la calibration, de sauvegarder les mesures dans des fichiers DATA et de recommencer la mesure si l'opérateur le juge nécessaire.

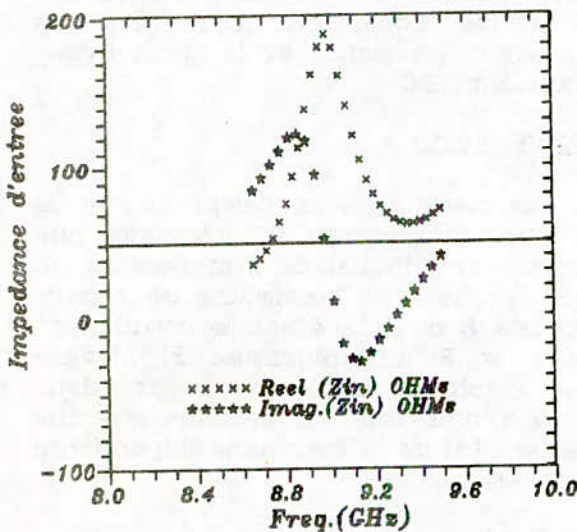


Fig.3 : Impédance d'entrée mesurée d'une antenne microplaquette alimentée par coaxiale.

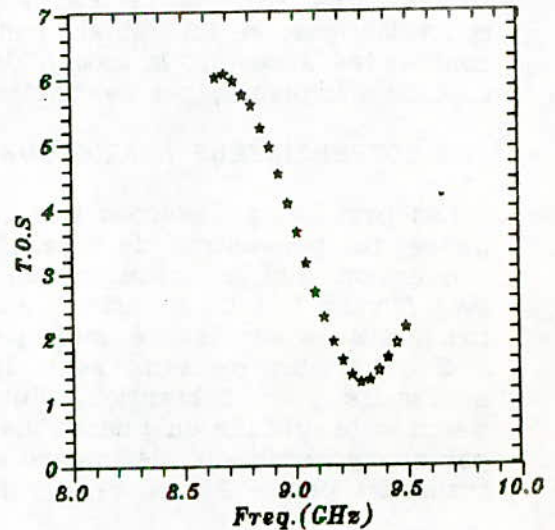
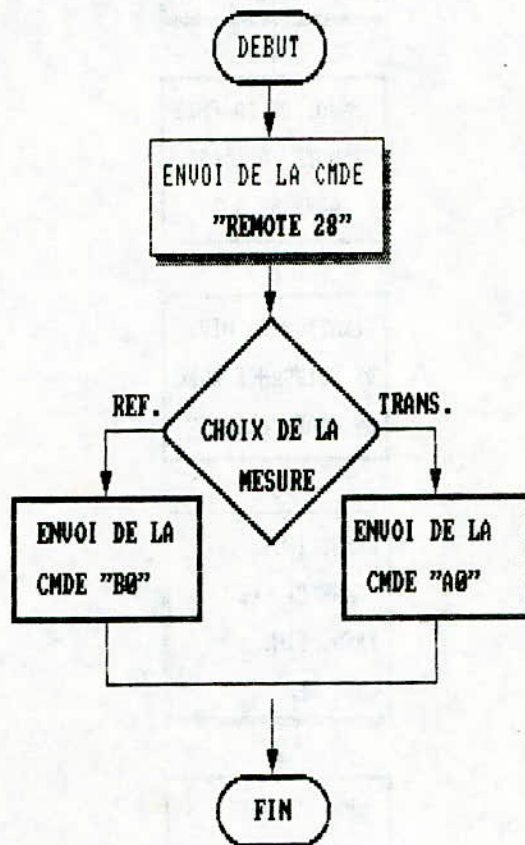


Fig.4 : T.O.S. mesuré de l'antenne microplaquette.

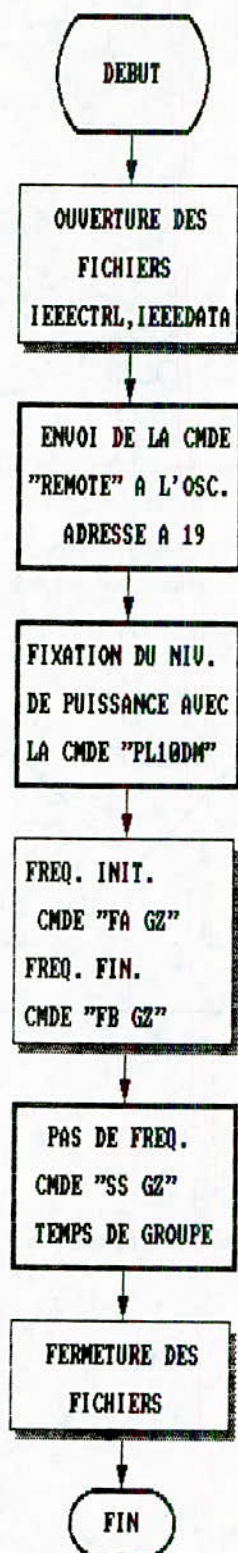
CONCLUSION

Les résultats obtenus grâce à ce logiciel (CAL-MES) sont en parfait accord avec les contraintes qu'on s'est imposées à savoir, un temps de mesure optimum, un contrôle rigoureux, par microordinateur, de l'instrument de mesure (analyseur de réseaux) et une exploitation aisée pour l'opérateur.

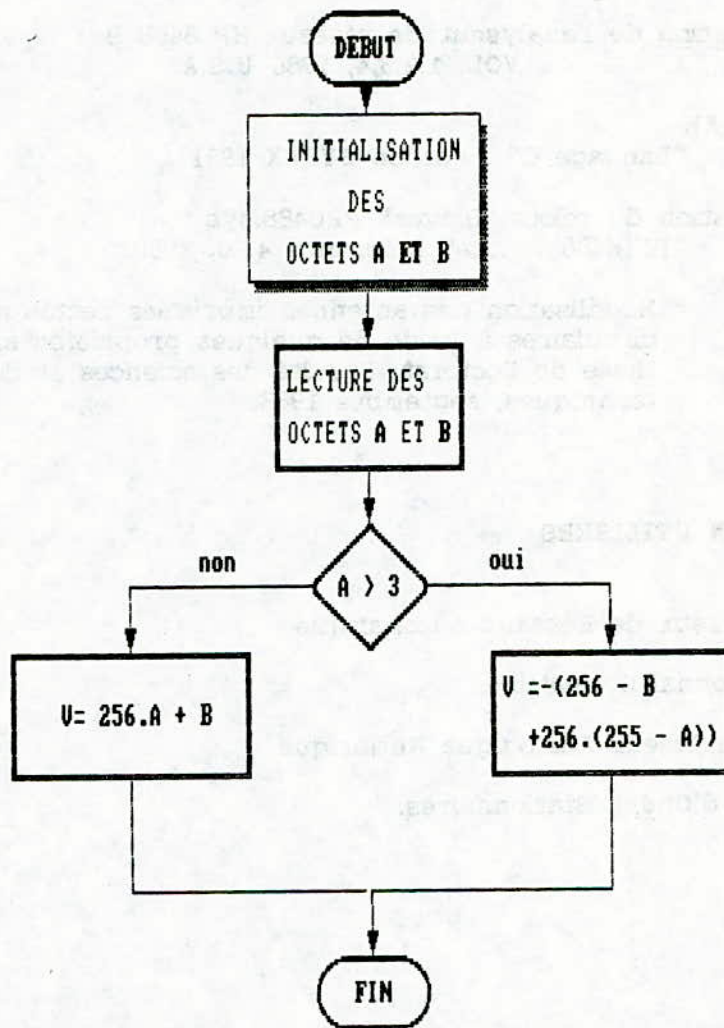
L'horizon que nous avons ouvert dans ce présent article, permet une gestion adéquate des chaînes de mesure utilisées dans les laboratoires de recherches. En effet, l'utilisation d'oscilloscopes numériques, d'analyseurs de spectres, et d'alimentations stabilisées numériques est inévitable dans les laboratoires techniques. Ainsi, le contrôle de tels systèmes par ordinateur est la solution la plus souhaitée actuellement. Les mesures faites sont transférées au ordinateur et par conséquent, elles seront sauvegardées dans des fichiers qui peuvent être rappelés à n'importe quel moment. Notons enfin que la précision des résultats obtenus dépendra d'une part de la calibration de l'instrument de mesure, et d'autre part de la moyenne des points de mesure.



Organigramme 1: Choix du type de mesure



Organigramme 2: Commande de l'oscillateur
à balayage 8350 B.



Organigramme 3: Commande du C.A.N et lecture des octets A et B

B I B L I O G R A P H I E

- [1] Documentation de la carte IEEE-488 " ASYSTANT GPIB Analysis Tutorial"
Assyt. Software technologies, 1988, U.S.A
- [2] Documentation des bus HPIB et GPIB "GPIB Application Support
Tektronix Oregon, U.S.A 1977
- [3] Documentation de l'analyseur de réseaux HP 8408 B
VOL. 1,2,3,4, 1986 U.S.A
- [4] KERKINGHAM
"Langage C" , edition SYBEX 1991
- [5] Documentation du pilote "Driver" PRO488.sys
"IEEE488 Device" Référence 4.20, 1990.
- [6] F.ABBOUD
" Modélisation des antennes imprimées rectangulaires ou
circulaires à l'aide de quelques propriétés simples"
thèse de Doctorat, Faculté des sciences et des
techniques, septembre 1988.

ABREVIATION UTILISEES

- A.R.A : Analyseur de Réseaux Automatique
- PC : Personal Compatible.
- C.A.N : Convertisseur Analogique Numérique
- T.O.S : Taux d'Ondes Stationnaires.

Quelques colloques prévus pour l'année 1994

15 - 16 mars -

Les troisièmes entretiens de la Technologie - Paris (France)
Tailhades, Europa Organisation/E.A.E.A.,
40 boulevard des Récollets, B.P. 4406, 31405 Toulouse Cedex

21 - 23 mars -

Eurogas 94 - Trondheim (Norvège)
Eurogas 94, Norwegian Petroleum Society, P.O. Box 6050
7003 Trondheim, Norvège.

20 - 24 avril

International workshop on super conductivity and particle
detection. Toledé (Espagne)
Ms. M. Fatas, Instituto de Fisica Nuclear Atlas Energias
Universidad de Zaragoza, 50009 Zaragoza, Espagne.

10 - 11 mai

Conference on modelling Simulation of electrical systems -
CMSES 94.
Mr. Merdj Eddib, B.P. 26, ENSET de Skikda Algeria

28 - 30 mai

Les traitements de surface et revêtements par projection à
chaud. Séminaire International SITSRPC'94.
Mr. MESRATI - Ecole Nationale Polytechnique Alger - Algérie

30 mai - 03 juin

14th International Conference. Avignon (France)
Artificial intelligence, K.B.S., Expert Systems, natural
langage.
J.C. Rault, EC2, 269 - 287 rue de la Garenne,
92024 Nanterre Cedex

12 - 17 juin

9eme Congrès Méditerranéen de Chimiothérapie - Milan (Italie)
Organizing Secretariat, OIC Incentive, Viale Majno, 21,
20122 Milano, Italie

20 - 23 juin

19eme Congrès mondial du gaz - Milan (Italie)
Comité National d'Organisation du 19eme Congrès mondial du gaz
S/C SNAM S.p.A. Piazza S. Barbara, 7 I N S O 3, 20097
San Donato Milanese (M.I.) Italie

28 juin - 29 juillet -

Les houches (France)
Physique quantitative mésoscopique

2 Août - 9 septembre -

Les houches (France)
Géométries fluctuantes en mécanique statistique et en théorie
des champs.
Ecole d'été de Physique théorique, 74310 Les houches

24 - 26 septembre

International Conference on Signals and Systems - ICSS'94
Mr. A. Ouahabi - Institut d'Electronique U.S.T.H.B. B.P.32
Bab-Ezzouar 16111 Alger Algeria

11 - 13 octobre

3eme Colloque International sur l'intelligence dans les
réseaux - Bordeaux (France)
Secrétariat du Colloque, ADERA ICIN 94, B.P. 196, 33608
Pessac Cedex

5 - 6 novembre

2eme Colloque sur l'électrotechnique et l'automatique.
Ex - ITEEM , l'INSFP - Beaulieu - El-Harrach - Alger

17 - 19 octobre

3rd International Symposium on supercritical fluids -
Strasbourg (France).
Congrès "Fluides supercritiques", E.N.S.I.C.
Melle Brionne, B.P. 451, 1 rue Grand-Ville 54001 Nancy Cedex

14 - 18 novembre

Fifth International Conference : envirosoft 94 - Development
and application of computer techniques to environmental
studies. San-Francisco (Etats-Unis).
Wessex Institute of Technology, Ashurst Lodge, Ashurst, Sou
thampton, SO4 2AA, Grande Bretagne

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE METALLURGIE

LABORATOIRE DE GENIE DES MATERIAUX

Secrétariat du Comité d'Organisation
du S.I.T.S.R.P.C

Adresse : 10, Avenue Hassen BADI
El-Harrach - Alger - ALGERIE
Tél : (213) 2 76 53 01 / 03
Fax : (213) 2 76 09 66
Télex : 64147 DZ

PRESENTATION ET OBJECTIFS

L'importance des matériaux métalliques est maintenant bien connue de tous. Cependant la quasi totalité des réalisations techniques nouvelles se heurtent à des problèmes de dégradation de ces matériaux. Le concepteur de toute nouveauté a besoin du matériau miracle, qui allierait des propriétés plus ou moins contradictoires : le compromis entre les propriétés d'usage recherchées, la facilité de mise en oeuvre du matériau et les coûts ne peuvent résulter que de recherches poussées.

L'Algérie dispose d'un potentiel industriel important et d'un parc de véhicules et d'engins assez vaste qui s'étend à tous les secteurs (Agriculture, travaux publics, transports...). Faute de pièces de rechange, une bonne partie de ces moyens est immobilisée, ce qui freine le développement économique, ainsi un grand besoin en pièces de rechange et des moyens de protection assurant leur maintenance est ressenti.

L'objectif de ce séminaire est de faire le point sur l'état actuel de la science dans le domaine de la rénovation, la récupération et la maintenance des pièces dans les différents secteurs industriels en tenant compte de la conjonction technico-économique. Il permet également de renforcer le potentiel de recherche, de maîtriser les nouvelles techniques de revêtements à chaud et de confronter les expériences entre chercheurs et praticiens.

S.I.T.S.R.P.C' 94

SEMINAIRE INTERNATIONAL
SUR

LES TRAITEMENTS DE SURFACE ET REVETEMENTS PAR PROJECTION A CHAUD

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE METALLURGIE
LE 28, 29 et 30 Mai 1994

COMITE D'ORGANISATION

Président :

N. MESRATI E.N.P d'Alger

Comité local :

M. LARIBI E.N.P d'Alger
M. BOUABDALLAH E.N.P d'Alger
A. ZERGUERRAS E.N.P d'Alger
A. SADKI URD-SMA
N. BACHA Univ. Blida
M. BENHAMADI CERIST

Correspondant :

D. TREHEUX E.C.Lyon (France)

Frais de participation :

Pension complète : 3200 DA
Demi-pension : 900 DA

* La demande du proceeding doit se faire à l'avance. (Prix 200 DA)
** Taux de change : 1\$ US - 25 DA

THEMES

Le séminaire portera sur les trois thèmes principaux suivants :

- 1.- Principes et technologie des projections thermiques : Flamme, Arc électrique, Plasma, Laser, Robotisation, Poudres...
- 2.- Optimisation des revêtements et rechargements : Adhérence, Couche d'accrochage, Densité, Propriétés Mécaniques, Contraintes résiduelles...
- 3.- Applications et tenue en service des multimatériaux : Biomédecine, Barrières thermiques, Tribologie, Corrosion...

Le séminaire sera organisé, pour chaque thème, autour de conférences plénières, de communications orales et de posters.

FICHE DE PRE-INSCRIPTION

A RETOURNER IMPERATIVEMENT
AVANT LE 31 DECEMBRE 1993
(Avec un résumé d'une page)

NOM :
PRENOMS :
ORGANISME :
ADRESSE :

TEL :
FAX :

Je souhaite présenter :

- I communication
 - I poster

sur le sujet suivant :

Je souhaite participer en tant qu'auditeur.

Sélection de quelques livres par l'A.J.O.T.

N. Nelson : La compression des données, textes, images, sons
420p, Dunod, 1993, 320 F.
(Destinée au programmeur C).

N. Silverio : Langage C**. Programmation orientée objet
324p, Editions Eyrolles, 1993, 115F.

M.P. Silverman. And yet it Moves. Strange Systems and subtle
Questions in Physics.
226p, Cambridge University Press, 1993 £ 12,95.

P.N. Favennec - L'implantation ionique pour la
microélectronique et l'optique -
506p., Masson, 1993, 440F.

C.E. Chitour - Physico-chimie des surfaces.
Volume 1 - Les interfaces liquide - liquide et gaz liquide.
O.P.U. - 1992 - 240p.
Volume 2 - Les interfaces gaz - solide et liquide - solide.
O.P.U. - 1992 - 456p.

KEDJOUR Nasr-Eddine - Propriété et pathologie du béton.
O.P.U. - 1993 - 270p. 96DA.

Yves Quéré - Physique des Matériaux -
ELLIPSES - 1993 - 464p. 220F.

E. Weislinger - Mathématiques pour physiciens.
ELLIPSES - 1991 - 352p.

Marc Pogu et Georges Tournemines - Modélisation et résolution
d'équations de la mécanique des milieux continus -
ELLIPSES - 1992 - 320p. 230F.

Paul Germain - Mécanique (cours de l'Ecole Polytechnique) -
2 volumes, 448p. chacun - 480F - ELLIPSES - 1986.

Jean Salençon - Mécanique des milieux continus (cours de
l'Ecole Polytechnique) -
ELLIPSES - 1988 - 2 volumes
Volume 1 - 272p., 160F.
Volume 2 - 320p., 190F.

Bernard Sapoval, Claudine Hermann - Physique des semi-
conducteurs - Cours de l'Ecole Polytechnique -
ELLIPSES - 1990 - 288 pages. 190F.

Eikichi Yamashita - Analysis methods for electromagnetic wave
problems.
Artch 1990 - 350p. £ 65.

Prakash Bhartia, K.V.S. Rao and Tomar - Millimeter wave
microstrip and printed circuits antennad.
Artech - 1991 - 256p. £ 55.

La Revue A.J.O.T. est disponible à la vente auprès :

- de l'O.P.U. de Ben-Aknoun et ses librairies régionales ;

- du C.E.R.I.S.T., rue des Frères Aissou Ben-Aknoun Alger ;

- de l'Ecole Nationale Polytechnique - Hassan-Badi
16200 El-Harrach ALGER

L'abonnement ou l'achat de l'A.J.O.T. se fera dans le cas de l'E.N.P. par règlement au compte C.C.P. N° 16196 - 58, agent comptable - Ecole Nationale Polytechnique B.P. n° 182 - H. Badi El-Harrach 16200.

RECOMMANDATIONS AUX AUTEURS

L'Algerian Journal of Technology (AJOT) publie des articles originaux de travaux de recherche relevant de son domaine scientifique et technologique. Les sujets traités concernent la théorie, la conception, les applications et le développement dans le cadre des disciplines couvertes par les séries A, B, C et D. Les contributions paraîtront sous forme:

1. d'articles présentant un apport significatif en recherche, développement, ou applications de concepts (moins de 20 pages)
2. de notes techniques et correspondances courtes, commentant ou corrigeant des articles antérieurs publiés dans l'AJOT (moins de 10 pages)
3. de Synthèses ou Monographies (moins de 40 pages)
4. de Comptes Rendus de Conférences, Colloque, Symposium, Séminaires regroupés dans un numéro spécial de l'AJOT

La soumission d'un manuscrit signifie qu'il n'est pas déjà protégé par un Copyright, qu'il n'a pas été publié, ou soumis ou accepté pour publication ailleurs.

Les manuscrits doivent être écrits, de préférence, en Anglais. L'AJOT tendra en régime normal à n'accepter les manuscrits en Arabe ou en Français qu'à concurrence de 50% au maximum de son contenu global.

Tous les manuscrits doivent être aussi concis que possible. L'Éditeur se réserve le droit de refuser de considérer les articles dont la pagination dépasse la limite maximale autorisée. En cas d'acceptation les dépassements seront facturés aux auteurs.

A. PROCEDURE DE SOUMISSION D'UN MANUSCRIT

1. Tous les manuscrits seront soumis en 5 exemplaires complets, l'un d'eux étant l'original. Ceci est requis pour permettre au Comité de Lecture d'oeuvrer rapidement.
2. Les auteurs dont les articles sont acceptés, s'ils ne l'ont pas déjà fait, doivent fournir une brève biographie (moins de 100 mots) et 2 photographies de passeport.
3. Les manuscrits seront transmis avec 2 copies de la lettre demande de publication. Cette lettre donnera votre adresse préférée pour la correspondance et, si possible, le numéro de téléphone et/ou du télex. Informer le Rédacteur en Chef de tout changement d'adresse en temps utile.

B. COPYRIGHT

Par son règlement intérieur, l'AJOT, pour compenser son apport d'éditeur, s'adjudge la moitié des droits de ses auteurs. A cet effet, la lettre demande de publication doit comporter l'accord signé des auteurs sur ce règlement.

C. PRESENTATION DU MANUSCRIT

1. Les manuscrits seront dactylographiés sur du bon papier blanc de format A4 (21x29.7 cm), au recto seulement avec une marge de 3 cm relativement à chaque bord; la revue se présentant en format 27x19 cm avec une impression recto-verso.
2. On portera sur la première feuille:
 - le titre de l'article (sans symboles) aussi condensé que possible
 - les noms des auteurs (en nombre limité, éviter les articles de plus de 3 auteurs) seront précédés de leurs prénoms. Un Astérisque marquera le nom de l'auteur auquel sera adressée toute correspondance relative à l'article
 - les noms et adresses des Laboratoires concernés
 - les mots clés conformément aux normes admises par les banques de données
 - les résumés dans les 3 langues: Arabe, Anglais et Français, dans cet ordre (300 mots au maximum pour les articles originaux ou de Synthèse, 75 mots au maximum pour les notes techniques et correspondances, et sans équations, références, ou notes de remerciements)
3. Fournir une introduction qui indique un état du sujet et la contribution de l'article.
4. Indiquer éventuellement les avantages, limitations, et applications possibles en Conclusion.
5. Les références bibliographiques numérotés entre crochets, placées à la fin de l'article préciseront dans l'ordre:
 - les noms de tous les auteurs précédés des initiales de leurs prénoms,
 - le titre de l'article,
 - l'abréviation du titre du périodique, dans le cas d'un livre, donner le nom de l'Éditeur,
 - les nombres de pages inclusifs (ou chapitre) à la suite de l'indication du Volume, le Mois et l'Année.

6. Les équations doivent être numérotées dans le texte en chiffres arabes (entre parenthèses) et on évitera l'emploi simultané des indices.
7. Les références dans le texte apparaîtront par numéro entre crochets placé éventuellement après le nom d'un ou deux auteurs au maximum.
8. La liste des références sera frappée en double interlignes à la fin du texte dans l'ordre de leur citation dans le texte.
9. La nomenclature et les abréviations doivent être représentées dans un glossaire en fin de texte après la liste de référence.
10. Le système d'unité international sera employé même si la pratique particulière nécessite l'emploi d'un autre système d'unités. L'équivalence dans le système international (SI) devra apparaître entre parenthèses.
11. L'impression de la frappe de couleur noire doit être bien contrastée. Se méfier des imprimantes d'ordinateurs donnant l'impression grise difficile à reproduire.
12. Les caractères de frappe choisis ne doivent être ni trop serrés ni trop grêles. Les lettres et signes auront une hauteur d'au moins 2 mm. Eviter les caractères et les symboles trop gras.
13. Pour les titres de paragraphe, utiliser des capitales ou des caractères gras, non soulignés. Les titres d'alinéas seront soulignés.
14. Tous les titres de paragraphes ou d'alinéas commencent à partir de la marge gauche de la feuille.
15. L'espacement de l'écriture sera de 60 à 70 signes par ligne 150 mm par ligne; celui des inter-lignes sera choisi de telle sorte qu'il ait environ 35 lignes par page.

D. COURBES, TABLEAUX ET PHOTOS

1. Il est dans l'intérêt des auteurs de soumettre des illustrations de qualité professionnelle. L'AJOT n'a pas de service d'art et de dessin à offrir.
2. Les dessins originaux seront faits à l'encre de chine noire sur calque blanc. La taille maximum est limitée à 21x13 cm. Les impressions sur papier glacé des illustrations sont aussi acceptables.
3. Toutes les inscriptions doivent être assez grandes pour pouvoir demeurer lisibles après réduction au quart de la dimension originale. Il est interdit de porter à même les figures, les inscriptions ou autres commentaires.
4. Numéroté très légèrement au crayon noir chaque figure de l'illustration originale. Aucune légende ne doit apparaître sur les figures.
5. Fournir dans une feuille séparée le listing de toutes les légendes, dans un style soigné pour la composition.

6. Les photographies des auteurs devraient mesurer entre 3 et 9 cm dans leurs plus grande dimension. Le format des photographies, en générale, peut aller depuis celui d'identité passeport au format 21x13 cm.
7. La numérotation des figures et des photographies est commune. Une liste doit être fournie à part avec leurs titres.
8. Toutes les figures doivent être présentées dans le texte aux emplacements souhaités.
9. Les tableaux seront numérotés à part des figures, et doivent être présentés dans le texte aux emplacements qui leur sont destinés.

E. TIRAGE A PART

Quand cela est possible, il sera alloué 30 tirés à part sans couvertures aux auteurs. Dans ce cas, le paiement des frais correspondants doit être acquitté des acceptations du manuscrit conformément au devis de l'imprimeur.

F. ADRESSAGE DES ARTICLES

Les articles manuscrits conformes à ces recommandations doivent être adressés à:

Mr. le Rédacteur en Chef de la Revue AJOT
Ecole Nationale Polytechnique
B.P. No. 182, Hassan Badi
El-Harrach, Algiers 16200
Algeria

TEL: 76-59-29
76-53-01/03

TELEX: 64.147 ENP/DZ

FAX: 213-2-76-09-66

Achévé d'imprimer sur les presses de

**L'OFFICE DES PUBLICATIONS
UNIVERSITAIRES**

1, Place Centrale - Ben-Aknoun - ALGER