

ALGERIAN



SPECIAL ISSUE

J

ournal

O

f

T

echnology

*Electronique
Informatique
Electro-technique
Automatique*

2ème Colloque sur l'Electrotechnique et l'Automatique

**CEA'94
ALGIERS
Nov.1994**

PROCEEDINGS

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE PUBLICATION

ISSN 1111 - 357 X

**VOL.1
March
1995**

ALGERIAN



SPECIAL ISSUE

J

ournal

O

f

T

echnology

*Electronique
Informatique
Electro-technique
Automatique*

2ème Colloque sur l'Electrotechnique et l'Automatique

**CEA'94
ALGIERS
Nov.1994**

PROCEEDINGS

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE PUBLICATION

ISSN 1111 - 357 X

**VOL.1
March
1995**

EDITORIAL

L'Electrotechnique et l'Automatique sont deux sciences technologiques qui sont continuellement en évolution, particulièrement dans les domaines de l'Electronique de Puissance et de la Commande des Processus, ainsi que dans ceux des Matériaux Electrotechniques, de la Technique des Hautes Tensions, des Réseaux Electriques et des Machines Electriques.

Il devient ainsi important pour les ingénieurs, les chercheurs, les étudiants en post-graduation ou en fin de cycle de graduation, ainsi que pour les enseignants, d'être informés des progrès et développements récents dans la spécialité, aussi bien en Algérie qu'à l'Etranger.

Le Colloque sur l'Electrotechnique et l'Automatique "CEA" constitue une rencontre où toutes les personnes sus-citées peuvent exposer leur travaux et études, et prendre connaissance des travaux effectués dans d'autres laboratoires. A ce type de rencontre, les participants peuvent aussi prévoir d'établir des relations conventionnelles afin de travailler ensemble.

Le CEA'94 a été organisé conjointement par le Département de Génie-Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique et l'Institut National Spécialisé de Formation Professionnelle de Beaulieu/Alger. Il s'est tenu les 29 et 30 Novembre 1994 à l'INFP d'El-Biar/Alger. IL a été sponsorisé par l'Entreprise Nationale de l'Industrie des Câbles (ENICAB), l'Entreprise Nationale d'Electrotechnique (ENEL), l'Entreprise de Sidérurgie d'El-Hadjar (SIDER) et l'Institut National de Formation Professionnel (INFP El-Biar/Alger). Le Comité d'Organisation tient à présenter sa reconnaissance et ses remerciements à tous ces Sponsors pour leur aimable et efficace collaboration.

Une grande partie des communications ont porté sur l'Electrotechnique, particulièrement dans les domaines des Matériaux, de l'Electronique de Puissance, des Réseaux Electriques et quelques unes en Machines Electriques. En Automatique, les communications ont concerné les domaines de la Commande des Processus, de l'Instrumentation et Capteurs, ainsi que celui du Traitement du Signal.

Durant cette Conférence, deux réunions ont été tenues en marge des communications, et ont porté sur l'organisation de la seconde Conférence Maghrébine sur l'Automatique, l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle qui aurait lieu à Oran au mois de Mai 1996 (COMAEI'96), et sur la Conférence Nationale sur la Haute Tension prévue pour le mois de Mai 1995 à Béjaia (CNHT'95).

Dans ce premier numéro spécial du Journal of Technology, nous publions les résumés de toutes les communications acceptées à être présentées au Colloque, ainsi que les textes complets des communications retenues sans réserves. Les autres communications seront publiées après corrections, dans un autre numéro spécial.

Le Président du Comité d'Organisation

M.S.Boucherit

Le Président du Comité Scientifique

A.Boubakeur

PRESIDENTS D'HONNEUR

- S. BENHADID, Directeur de l'Ecole Nationale Polytechnique.
C.A. FERHAT, Directeur de l'Institut National Spécialisé en Formation Professionnelle

COMITE D'ORGANISATION

- M. ATTARI (USTHB, Alger)
A. BOUBAKEUR (ENP, Alger)
M.S. BOUCHERIT (ENP, Alger) **Président**
F. BOUDJEMA (ENP, Alger)
D. BOUKHETALA (ENP, Alger)
M. HAROUN (INSFP, Alger)
A. HELLAL (ENP, Alger)
A. MEZAOUI (INSFP, Alger)
O. STIHI (ENP, Alger)

COMITE SCIENTIFIQUE

- L. ABIDA (U.Batna)
M.S. AIT CHIKH (ENP, Alger)
M. ATTARI (USTHB, Alger)
A. BENSENOUCI (ENP, Alger)
A. BOUBAKEUR (ENP, Alger) **Président**
M.S. BOUCHERIT (ENP, Alger)
F. BOUDJEMA (ENP, Alger)
B. BOUDRAA (USTHB, Alger)
H. CHEKIREB (ENP, Alger)
B. DERRAS (ENP, Alger)
N. GHOUALI (U.Tlemcen)
N. HARID (ENS, Jijel)
A. HELLAL (ENP, Alger)
B. HEMICI (ENP, Alger)
B. HERAOUBIA (USTHB, Alger)
R. IBTIOUEN (ENP, Alger)
S. LEULMI (ENSET, Skikda)
N. LOUAM (ENP, Alger)
M.O. MAHMOUDI (ENP, Alger)
A. MEKHALDI (ENP, Alger)
S. MEKHTOUB (ENP, Alger)
H. MOKHTAR KHARROUBI (U.Oran Essenia)
L. NEZLI (ENP, Alger)
M. RAHLI (USTO, Oran)
L. REFOUFI (INELEC, Boumerdes)
H. REZINE (ENITA, Bordj El Bahri)
M.C. SOUAMI (ENP, Alger)
O. STIHI (ENP, Alger)
O. TOUHAMI (ENP, Alger)
R. TOUMI (USTHB, Alger)
M.E. ZAIM (ENP, Alger)
K. ZEHAR (U. Sétif)
A. ZERGUERRAS (ENP, Alger)
H. ZEROUG (USTHB, Alger)

Secrétariat: S.ARFIF, N.BALI, L.GUENFAF, R.KESSASRA, A.MOUSSAOUI

A. ELECTROTECHNIQUE

1. MACHINES ELECTRIQUES

(A 101) INFLUENCE DE LA SATURATION SUR LE RENDEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.

K.E.Hemsas & S.Leulmi (U.Sétif, ENSET-Skikda).

Dans le présent article, une étude de l'influence de la saturation sur le rendement de la machine asynchrone est présentée. Son influence sur les autres performances peuvent être déduites facilement. Les harmoniques dues à la saturation seront partiellement évoquées.

Le résultat de la simulation de la machine non saturée est comparé au rendement nominal trouvé en utilisant le digramme circulaire tracé par l'intermédiaire des essais effectués au laboratoire des machines électriques.

(A 102) MODELISATION DE STRUCTURES ELECTRO-MAGNETIQUES PAR DIFFERENCES FINIES 2D.

M.H.Latrèche & A.Bentounsi (U.Constantine)

Les auteurs présentent dans cet article, un logiciel de modélisation de structures électromagnétiques présentant une invariance par translation axiale, et pouvant se prêter ainsi à une étude bidimensionnelle.

Les équations de Maxwell sont discrétisées dans le formalisme des différences finies. La prise en compte de la saturation du circuit magnétique est envisagée, ainsi que les différentes conditions aux frontières (Dirichlet, Neumann, Périodicité et Antipériodicité).

Le logiciel construit se présente sous forme conversationnelle, et le module de sortie permet notamment de visualiser la carte du champ magnétique dans la structure ainsi que le calcul des principales grandeurs électromagnétiques telles que flux, induction, forces, ...

(A 103) ETUDE DU COMPORTEMENT HF D'UN TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE.

Z.Azzouz (USTO, Oran)

L'objectif final de ce travail est d'étudier le comportement interne d'un transformateur de puissance de type cuirassé face à des sollicitations de type HF (jusqu'à 1 MHz).

Dans ce papier, nous allons faire, à partir du schéma équivalent, une analyse temporelle et fréquentielle afin d'obtenir les fréquences propres du transformateur étudié. La connaissance de ces fréquences est une étape importante dans l'analyse du comportement HF du transformateur. Nous présentons la méthode de détermination de ces fréquences puis nous examinons ensuite l'influence d'une discrétisation plus fine des enroulements du transformateur sur la bande passante du schéma électrique équivalent.

(A 104) UN MAILLEUR AUTOMATIQUE BIDIMENSIONNEL POUR LA MODELISATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS.

A.Taieb Brahimi (USTO, Oran)

Une méthode de maillage entièrement automatique, pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques est présentée dans cet article. Plusieurs exemples de géométrie,

de la plus simple à la plus complexe, sont utilisés pour valider le programme développé.

2. ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

(A 201) ETUDE DES TECHNIQUES DE MODULATION OPTIMALE POUR ONDULEUR DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE.

Y.Ait-Gougam, A.Nafa & T.Morsli (USTHB, Alger)

Dans cet article, nous étudions les techniques de modulation optimale destinées à la commande en tension d'un moteur asynchrone.

Les techniques examinées, sont basées sur la minimisation d'un seul critère de performance et assurent, d'une part, une nette augmentation du gain en tension de l'onduleur, ce qui a pour conséquence d'élargir la plage de variation de vitesses de la machine, et d'autre part d'obtenir de meilleures performances de l'association onduleur-machine même avec un nombre réduit d'impulsions par période.

(A 203) COMPARAISON DES TECHNIQUES MLI A ECHANTILLONNAGE REGULIER ADAPTEES A L'ONDULEUR DE TENSION EN PONT ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE.

N.Boudjerda & H.Chekireb (ENS.Jijel, ENP.Alger)

Après l'analyse des stratégies MLI à échantillonnage régulier (symétrique, asymétrique et modifié), leur comparaison du point de vue implantation sur calculateur, et l'étude des performances de l'association onduleur de tension-moteur asynchrone, il a été constaté la supériorité de la version modifiée. L'implantation pratique des trois techniques confirment les résultats de la simulation.

(A 204) LE REDRESSEUR A ONDES PWM ELEVATEUR DE TENSION.

M.Lefouili & S.Hadji (ENS.Jijel, CUB.Béjaïa)

La technologie moderne favorise le remplacement des convertisseurs classiques par les convertisseurs à ondes PWM. Ce choix est dû essentiellement aux avantages que présentent ces derniers notamment dans le domaine de la traction électrique.

(A 206) SIMULATION, CONCEPTION ET REALISATION D'UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR DE FREQUENCE MACHINE A INDUCTION.

F.Nacéri & L.Abida (U.Batna)

Une modélisation générale d'une machine à induction alimentée par un convertisseur de fréquence est proposée. L'application concerne un onduleur triphasé à transistors qui impose une fréquence variable à la machine. Deux stratégies de commande de l'onduleur sont proposées, la stratégie à onde pseudo-rectangulaire (QSW) et la stratégie à modulation de largeur d'impulsion (PWM). Pour valider les résultats de simulation, une conception de l'onduleur triphasé est proposée, ainsi qu'une commande analogique pour la stratégie (QSW) et une commande numérique pour la stratégie (PWM).

(A 208) ETAT D'ART DE LA DIVISION DE FREQUENCE PAR GRADATEURS. GENERALISATION ET APPLICATION AU CONTROLE DE LA VITESSE DES MACHINES ASYNCHRONES MONOPHASEES ET TRIPHASEES.

E.Berkouk, Y.B.Romdhane, A.L. Adrissi & G.Manesse(CNAM.Paris)

Cet article comporte trois parties. Dans la première, on présente les modèles du gradateur monophasé et triphasé utilisant la méthode des réseaux de Petri. Une fois le modèle établi, on présente les trois stratégies possibles de contrôle du gradateur, ainsi que l'utilisation de la division de fréquence par phaseur temporel pour un asservissement de vitesse du moteur alimenté par gradateur.

(A 211) ETUDE DES PERFORMANCES DU REGLAGE D'ETAT APPLIQUE A UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION.

M.S.Boucherit, A.Boumediene, L.Nezli, N.K.M'Sirdi & W.Koczara (ENP.Alger, LRP.Paris, ISEP/PW.Varsovie)

Cet article est consacré à l'étude des performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Il est présenté, dans un premier lieu, la description et la modélisation de la MSA, suivies de la structure optimale de réglage appliquée à la machine. Nous simulons ensuite, le fonctionnement en temps réel du système global. Enfin à partir des résultats de la simulation, nous étudions les performances du réglage.

(A 213) DIGITAL CONTROL OF SELF-COMMUTATING INVERTER-FED SYNCHRONOUS MACHINE.

H.Zeroug (USTHB.Alger)

In this paper, a control system fully digital is developed, practical and cost effective which ensure a smooth running of the machine from standstill up-to full speed, enabling the machine to perform at its optimum. The strategy implemented is derived from approximate analytical models which focus on the steady-state operation in which the system uses its natural commutation capabilities. In addition, a further comparison of the system with the DC machine, it was found possible to establish the important performance criteria and thereby to design a digital system which enables an investigation of the performance to be carried out comprehensively.

The combination of hardware and software demonstrated considerable flexibility and versatility in machine control and operation.

strategy is further confirmed by some experimental results which also validate the simulated results.

3. RÉSEAUX ELECTRIQUES

(A 302) METHODE D'ANALYSE DES SURTENSIONS DE MANOEUVRES A L'ENCLenchement DES LIGNES DE TRANSMISSIONS H.T.

T.Bouthiba (USTO, Oran)

L'article présente une méthode de calcul des courants et des tensions transitoires lors d'un enclenchement symétrique et asymétrique d'une ligne haute tension à vide, en charge ou en défaut en élaborant un programme informatique. La ligne est assimilée à un très grand nombre de cellules Π en cascades, avec un couplage mutuel inductif, résistif, capacitif et non transposé. L'utilisation des lois de Kirchhoff permet l'écriture d'un système d'équations différentielles du premier ordre qui est résolu par la méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre à pas adaptatif. La méthode est appliquée sur un modèle de réseau simple. On étudie dans l'article l'influence des différents paramètres du réseau (Longueur de la ligne, moment d'enclenchement, nombre de cellules qui constituent le ligne, ...) sur les formes d'ondes de tension et sur les valeurs des facteurs de surtension.

(A 304) OPTIMISATION DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DES RESEAUX ELECTRIQUES.

A.Chaker, M.Laouer & M.Khiat (ENSET.Oran)

Souvent les contraintes de sécurité (lignes-machines) limitent le champ d'études et n'offrent pas la possibilité de choix des méthodes, contrairement aux contraintes des pertes et des charges qui sont la raison primordiale des unités de production.

La tâche à remplir consiste à minimiser la fonction coût de l'ensemble des unités productrices de la puissance active. Le réseau se présente généralement sous la forme complexe et pour trouver une méthode de résolution de calcul, on doit tout d'abord penser à faire des approximations.

Dans notre étude, nous présentons une méthode basée sur les fonctions implicites. Elle est appliquée à un réseau électrique.

(A 305) A DYNAMIC CORONA MODEL FOR CALCULATION OF TRANSIENTS ON OVERHEAD TRANSMISSION LINES.

A.Gherbi, N.Harid & S.Leulmi (U.Sétif, ENS.Jijel, ENSET.Skikda)

This paper presents a generalised mathematical-physical model of impulse corona to predict capacitive changes for any cylindrical electrode geometry. The corona model has been developed from some known physical properties of transient corona. It takes into account the development of the space charge and their displacement under their local fields. Good agreement is shown between calculated and experimental q-v

curves for standard double exponential impulses. An attempt is also made to predict the q-v curves under oscillatory surges.

(A 306) NOUVEAU MODELE DE CALCUL DU COURANT D'ARRACHEMENT.

M.Tioursi (USTO, Oran)

Dans cet article, une nouvelle approche du phénomène d'arrachement du courant est présentée. Le courant pour lequel l'arc électrique en alternatif s'éteint brusquement (courant d'arrachement) est calculé en s'inspirant de notre modèle statistique développé pour le courant continu.

(A 307) NOUVEAU MODELE DE CALCUL DE LA DUREE DE VIE DE L'ARC ELECTRIQUE A FAIBLE COURANT CONTINU.

M.Tioursi (USTO, Oran)

Deux types d'impulsions de tension sont mis en évidence lors du fonctionnement de l'arc électrique à bas courant dans l'air. On attribue ces deux types d'impulsions à deux modèles de fonctionnement des spots cathodiques. Les deux modèles conduisent à la même valeur pour la charge transportée pendant la formation d'un cratère. Le rapport des charges mesuré pour deux matériaux peu oxydables (Ag, Au) est proche du cube des dimensions des cratères observés au microscope électronique.

(A 308) ETUDE D'UN DISPOSITIF ECONOMIQUE PAR LA PROGRAMMATION NON LINEAIRE.

M.Rahli (USTO, Oran)

Dans cet article, nous allons considérer la répartition optimale des puissances actives dans un système d'énergie électrique, selon la minimisation de la fonction de coût de production des puissances actives, sous les contraintes de type inégalité, représentées par les valeurs maximales et minimales des puissances actives à générer, et sous la contrainte de type égalité déterminée par l'équation de bilan des puissances actives du réseau considéré.

En plus de cela, nous avons exprimé les pertes de puissance dans le réseau, comme une fonction des puissances générées, et l'avons intégré dans l'équation de bilan.

Pour résoudre cette tâche, nous avons utilisé deux méthodes de programmation non linéaire que nous avons appliquées sur le réseau standard A.E.P 14 bus.

(A 311) METHODE DE DECOMPOSITION DE TYPE BENDERS POUR UNE LOCALISATION OPTIMALE DE LA COMPENSATION DANS UN RESEAU ELECTRIQUE.

S.Arif, A.Hellal & A.Bensenouci (ENP.Alger)

Dans le cadre de la planification des sources d'énergie réactive dans un réseau électrique fonctionnant en régime normale, une approche basée sur la technique de décomposition de type Benders est présentée. Deux niveaux du problème global, respectivement sous-problèmes de fonctionnement et d'investissement, définissant cette décomposition sont mis en évidence. Deux types de modélisation de compensation sont considérés: modélisation discrète et continue. Afin de vérifier l'efficacité de l'algorithme, une application sur le réseaux standard IEEE-30 noeuds est rapportée.

(A 312) ETUDE DYNAMIQUE DES DEFAUTS NON SYMETRIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES.

A.H.Bezzi, Y.Mecheri, A.Bensenouci & A.Hellal (ENP.Alger)

Dans cet article, l'étude des défauts non symétriques et leur influence sur la stabilité transitoire d'un réseau multimachines est présentée. Une méthode matricielle basée sur la modification de la matrice admittance directe du réseau est adoptée.

(A 320) MODELE DE PROTECTION CONTRE LA Foudre DANS LE CAS D'UNE TERRE

MAUVAISE CONDUCTRICE.

A.Boubakeur & R.Belaïcha (ENP.Alger, U.Tizi-Ouzou)

Dans le cas d'une terre mauvaise conductrice, la zone d'attraction d'un paratonnerre vertical serait plus large que celle définie, par le modèle électro-géométrique, dans le cas d'une terre parfaitement conductrice. Cette zone dépendrait de plusieurs paramètres à la fois. Les paramètres étudiés sont l'épaisseur et la conductivité de la couche de terre mauvaise conductrice, pour différentes hauteurs de paratonnerre, dans un système tige négative-plan. Nous présentons aussi les variations de tension U100% des intervalles d'air tige-plan en fonction de la conductivité du sol.

4.MATÉRIAUX ELECTROTECHNIQUES

(A 401) CONCEPTION ET REALISATION D'UN CABLE A HAUTE IMMUNITE AUX RAYONNEMENTS IONISANTS.

A.F.Borsali (USTO, Oran)

Pour la première fois en Algérie un câble signal à haute immunité aux rayonnements ionisants a été conçu et réalisé. Les caractéristiques ont été déterminées en laboratoire. Le câble a été réalisé en usine.

(A 403) SYNTHESE PAR PLASMA RADIOFREQUENCE DE MATERIAUX COMPOSITES ALUMINIUM-POLYMERE A PROPRIETES ELECTRIQUES ET DIELECTRIQUES VARIABLES.

A.Hallil & B.Despax (UPS.Toulouse)

Des matériaux composites aluminium-polymère ont été synthétisés dans un plasma RF de mélange Argon-Propane. Leurs propriétés physico-chimiques et électriques sont modulables en fonction de la pression partielle de Propane utilisée lors de leur synthèse. Ainsi les valeurs de résistivité mesurées s'étalent entre $10^{11}\Omega.cm$ et $10^{15}\Omega.cm$ alors que leur rigidité diélectrique peut atteindre 500MV/m. La valeur de permittivité relative ϵ' à 1MHz varie entre 4 et 8 selon les conditions de synthèse. Le facteur de pertes $\tan(\delta)$ peut être abaissé à une valeur de 10^{-3} .

Une corrélation entre la structure des couches et leurs propriétés de conduction en champ

This has led to much more integrated system where best possible performance are achieved. By doing so, the drive system could rival the DC machine in terms of performance and will almost certainly find increasing application.

(A 214) COMMANDE EN POSITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DU FLUX ORIENTE.

A.Maali, H.Rezine & A.Zaoui (ENITA.Bordj-El-Bahri)

Dans cet article, un schéma de commande par orientation indirecte du flux rotorique de la machine asynchrone est établi en mode variateur de vitesse/position. La structure matérielle est réalisée autour d'un moteur à cage associé à un onduleur de tension MLI contrôlé en courant. Le logiciel de la commande est développé sur un microprocesseur MC 68000. Le variateur asynchrone expérimental est d'une très grande flexibilité et permet la commande en couple, en vitesse et en position.

Les performances dynamiques obtenues sur le processus expérimental sont présentées.

(A 215) COMMANDE DE POSITION PAR LA TECHNIQUE DU FLUX ORIENTE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE COURANT.

B.Hemici (ENP.Alger)

Le but de cet article est de présenter un montage pouvant assurer la commande par flux orienté d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur commutateur de courant. La commande de vitesse et de position est effectuée par des régulateurs de type classique. Une simulation du montage global où le convertisseur et le moteur sont tous les deux modélisés, est effectuée. Le régime dynamique de cette association est étudié et les résultats correspondants sont commentés et interprétés.

(A 216) ETUDE COMPARATIVE ENTRE DIVERSES STRATEGIES DE MODULATION DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE.

M.O.Mahmoudi & Y.Ait-Gougam (ENP.Alger, USTHB.Alger)

Dans ce rapport, nous présentons une étude comparative entre quatre stratégies de modulation classées en deux groupes. Nous examinons les techniques triangulo-

sinusoïdales et par élimination d'harmoniques, pour le cas de la modulation monophasées, et les techniques de modulation par trançon et vectorielle, dans le cas de la modulation triphasée.

Cette étude comparative sera basée sur un coefficient de performance, noté THDi, qui exprime la distorsion due aux harmoniques de courant dans l'onde de sortie.

(A 218) SIMULATION STUDY OF SPEED STATE-FEEDBACK CONTROL OF A CURRENT SOURCE INVERTER-SELF CONTROLLED SYNCHRONOUS MACHINE.

M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli (ENP.Alger)

A modern digital state-feedback theory is applied for the speed control of a CSI-SCSM. For the purpose of controllers design, we present a linear model, based firstly on the analogy between a synchronous drive and a DC drive and secondly on the behaviour of the rectifier as a servo actuator. The most effective cascaded control structure is obtained by superimposing the speed control loop to a digital proportional-integral controller. In order to test the drive large signal response, within the control schema, nonlinear model of the machine and real time model of the inverter switches have been used.

(A 225) STATE FEEDBACK CONTROL OF PWM AC TO DC CONVERTER TO IMPROVE ITS TRANSIENT PERFORMANCE

A.Draou (USTO.Oran)

This paper presents a simple control method for three phase voltage type PWM rectifiers to improve the transients responses of source and DC output current waveforms. This method introduces state feedback control of an LC filter connected to the ac side of the converter to not only compensate a DC component of the supply current but also eliminate the oscillations of the DC output current and voltage waveforms during transient.

The basic theoretical analysis, description of the control method and a suitable generation method of PWM pattern are given. Computer simulation of the converter with the proposed control method shows that the system is stable and its transient performance is improved greatly even if the damping effect of the ac side resistance is small. The effectiveness of the proposed control

continu et en champ alternatif a été réalisée. La présence d'amas graphitiques et métalliques ainsi que de fragments hydrocarbonés à proportions variables selon les conditions de synthèse peut jouer un rôle dans la dispersion des propriétés électriques.

(A 404) CRITERE DE CONTOURNEMENT D'UNE DECHARGE ELECTRIQUE SUR UNE COUCHE ISOLANTE FAIBLEMENT CONDUCTRICE ALIMENTEE EN COURANT ALTERNATIF.

D.Mahi & C.Hurax (CUT.Tiaret, UPS.Toulouse)

Le rapport expose le calcul de la tension de contournement d'une surface faiblement conductrice par une décharge électrique, en courant alternatif, en vue d'une application à la conception d'isolateurs fonctionnant en milieu pollué.

Pour des résistances linéiques de la couche allant de 5 à 15 k Ω /cm, la valeur critique V_c de la tension de contournement a été mesurée, puis calculée en utilisant un modèle dérivé de celui d'OBENAU.

(A 405) DEGRADATION SOUS DECHARGES D'UNE ISOLATION MIXTE/SOLIDE/LIQUIDE.

M.Nemamcha, J.P.Gosse & B.Gosse (CUG.Guelma, LEMD/CNRS-Grenoble)

Dans cette communication, nous présentons une étude sur l'action des décharges partielles sur des films de polypropylène imprégnés d'un liquide diélectrique dans une géométrie sphère/plan. Nous caractérisons les décharges mesurées dans cette géométrie et nous étudions leur effet sur la modification des propriétés diélectriques des films de polypropylène. Nous montrons que des décharges de faible charge apparente (\approx pC) entraînent un important abaissement de la rigidité diélectrique des films et l'apparition d'une zone dégradée pouvant atteindre 2.5 mm de diamètre.

(A 407) INFLUENCE D'UN FIL CONDUCTEUR SUR LE CONTOURNEMENT D'UNE SURFACE FAIBLEMENT CONDUCTRICE PAR UNE DECHARGE ELECTRIQUE ALIMENTEE EN COURANT CONTINU.

A.Settaoui & M.Bouhamama (USTO, Oran)

Les études faites jusqu'à maintenant, dans le domaine du mécanisme de décharge sur des surfaces isolantes polluées n'ont pu expliquer le mécanisme de l'allongement de la décharge

initiale jusqu'au contournement. Dans cette étude nous allons présenter des expériences en changeant la répartition des équipotentielles, dans le modèle de laboratoire que nous avons utilisé, en mettant des conducteurs au potentiel flottant avec des formes géométriques différentes.

(A 408) INFLUENCE D'UNE PLAQUE ISOLANTE AVEC OUVERTURE CIRCULAIRE SUR LA TENSION DE RUPTURE DE L'INTERVALLE D'AIR FIL-PLAN EN COURANT CONTINU.

A.Settaoui & M.Bouhamama (USTO, Oran)

Ce papier présente des résultats expérimentaux sur un intervalle d'air en présence d'une plaque isolante avec une ouverture circulaire dont le diamètre varie. Cet intervalle est constitué d'un conducteur dont le diamètre est variable, et d'un plan métallique reliée à la terre, sur lequel est déposée une plaque isolante.

Des investigations systématiques ont été effectuées sur cet intervalle, notamment la variation de la tension de claquage en fonction de la distance interélectrodes.

Des essais complémentaires ont montré que la variation du diamètre du conducteur influe beaucoup sur la différence entre les tensions de claquage pour les deux polarités. L'influence du diamètre de l'ouverture circulaire de la plaque isolante a été aussi étudiée pour différents diamètres du conducteur.

(A 409) DECHARGES SUPERFICIELLES A L'INTERFACE HUILE/POLYMERES SOUS TENSION ALTERNATIVE.

A.Boubakeur, A.Merad, Z.Djemai & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)

Nous présentons dans cette communication certains résultats d'essais sur la propagation des décharges superficielles du type streamers, à la surface d'éprouvettes en PVC et en EPDM, immergées dans de l'huile de transformateur. Nous avons étudié l'influence du niveau de tension d'essais sur le temps nécessaire au contournement des éprouvettes, ainsi que l'influence du niveau et du temps d'application de la tension sur la longueur finale des streamers. L'influence du temps de repos de l'huile entre deux application successives de tension est aussi reportée.

(A 410) FINITE ELEMENT EDDY CURRENTS ANALYSIS IN RF PLASMA DEVICES WITH METAL COOLING SYSTEM.

M.R.Mekideche, M.Feliachi & G.Develey (LRTI/CRTT.Saint-Nazaire)

An axially symmetric model for the calculation of eddy currents in 3D inductively coupled radiofrequency plasma devices with metal cooling system is presented. Effect of temperature and motion on the plasma electrical conductivity is taken into account. Results show rather poor effect of the copper cooling system on the electromagnetic field and induced power for usual dimensions of the cooling system.

(A 414) DECHARGES GLISSANTES SUR MODELES D'ISOLATEUR DE TRAVERSEE EN POLYMERES.

A.Boubakeur, A.Mekhaldi & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)

Dans ce rapport, nous présentons certains résultats d'essais concernant l'apparition de décharges glissantes sous tension alternatives, à fréquence industrielle, sur des modèles plans d'isolateurs de traversées à base de polymères, ainsi que leur contournement à l'état propre et pollué.

(A 417) ETUDE DES PROPRIETES ELECTRIQUES DU POLYCHLORURE DE VINYLE AVANT ET APRES UN VIEILLISSEMENT THERMIQUE.

M.Nedjar, A.Boubakeur & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)

Des essais de vieillissement thermique ont été effectués sur des éprouvettes de PVC en vue de son utilisation dans les câbles de Moyenne Tension 6/10 kV. Dans certaines conditions expérimentales, le vieillissement a amélioré certaines propriétés électriques de l'isolant. Pour les hautes températures, le changement de couleur, le rétrécissement et la perte de masse observés, conséquents à la dégradation du matériau, sont attribués à une perte d'anti-oxydant et de plastifiant, ainsi qu'à un dégagement en cascade d'acide chlorhydrique.

(A 418) LES VARISTANCES A BASE D'OXYDE DE ZINC DANS LES SYSTEMES D'ENERGIE ELECTRIQUE.

A.Bayadi & N.Harid (U.Sétif, ENS.Jijel)

Dans cet article, on se propose de donner une revue sur les travaux publiés dans le domaine des propriétés diélectriques, la réponse fréquentielle, ainsi que les différents circuits équivalents disponibles dans la littérature, dans le domaine des varistances à base de ZnO.

(A 419) APPLICATION DE LA LOI DE WEIBULL AUX PHENOMENES DE VIEILLISSEMENT ET A L'EVALUATION DE LA DUREE DE VIE DU POLYCHLORURE DE VINYLE.

N.Kaleche, A.Boubakeur, A.Ouabdesselam & C.Laurent (ENP.Alger, UPS.Toulouse)

La loi de Weibull représente une méthode statistique d'évaluation de la durée de vie des isolants solides. Dans ce rapport nous présentons l'application de cette méthode à l'étude du vieillissement thermique du Polychlorure de Vinyle (PVC), aux températures de 80°C et 100°C, pour des durées de vieillissement variant de 200h à 4000h.

(A 420) MODELISATION ANALYTIQUE DE LA DEGRADATION DES POLYMERES PAR LE PHENOMENES D'ARBORESCENCES.

N.Rouha & A.Bérroual (ENP.Alger)

Dans cet article, nous avons établi un modèle mathématique de dégradation des polymères par le phénomène d'arborescence, qui met en évidence la relation liant la longueur de l'arborescence aux différents facteurs intervenant dans ce processus de dégradation.

(A 421) ETUDE DU COURANT DE FUITE SUR LES ISOLANTS POLLUES.

S.Bouazabia & A.Mekhaldi (ENP.Alger)

Dans cette communication, nous présentons des résultats d'essais, utilisant un modèle plan, concernant la variation du courant de fuite en fonction de la distance interélectrodes, de la conductivité de l'agent polluant et du rayon de l'électrode de grande courbure.

B.AUTOMATIQUE

1.COMMANDE DES PROCESSUS

(B 101) SPEED REGULATION OF A DC SERVO MOTOR USING SELF-TUNING CONTROL.

K.Djebara (CDSE.Aïn-Oussera)

Speed control problem in a DC servo motor is addressed by using a self tuning control algorithm. This algorithm is shown to provide those fundamental design features as offset-free disturbances rejection, stability robustness with respect to unmodeled and time-varying dynamics and control system integrity.

(B 102) ADAPTIVE PARTIAL STATE REFERENCE MODEL CONTROLLER WITH LOOP TRANSFER RECOVERY.

M.Tadjine, M.M'Saad & M.Bouslimani (ENSIEG, Grenoble)

This paper presents an adaptive partial state reference model (PSRM) controller derived using linear quadratic gaussian with loop transfer recovery (LQG/LTR) control design within the delta operator formulation. The effectiveness of the proposed controller is evaluated in a realistic simulation involving the physical model of an exothermic stirred tank chemical reactor.

(B 105) UTILISATION D'UNE TABLE DE KARNAUGH POUR MINIMISER UN ALGORITHME DE DECISION BINAIRE.

H.Bechar, N.M.Rahmani, A.Bessaid & A.J.Tosser (U.Sidi-Bel Abbes, ENIM.Metz)

En étendant aux arbres de décision binaires les méthodes graphiques de minimisation de réseaux arborescents de multiplexeurs et en généralisant par les notions de boucles inutiles et de boucles dupliquées, il est montré qu'on arrive aisément à minimiser un algorithme de décision binaire à sortie multiples et non entièrement assigné.

(B 106) IDENTIFICATION RECURSIVE DES SYSTEMES MULTIVARIABLES: ETUDE COMPARATIVE DE DIFFERENTES STRUCTURES

L.Guenfaf, N.Bali & M.S.Boucherit (ENP.Alger)

Cet article est consacré à l'étude de

différents algorithmes d'identification paramétrique des systèmes multivariables. Ainsi, trois modèles de représentation sont utilisés pour décrire le comportement dynamique des systèmes MIMO (Multi-Input, Multi-Output). Il est présenté une application par simulation numérique sur un système TITO (Two-Input, Two-output), fortement couplé. Les résultats permettent une comparaison des trois types de structure adoptés.

(B 107) SYNTHESE DES OBSERVATEURS D'ETAT DANS LES SYSTEMES DECENTRALISES.

D.Boukhetala & F.Boudjema (ENP.Alger)

Dans ce papier, on s'intéresse à la synthèse des observateurs d'état dans la commande décentralisée des systèmes complexes. L'approche utilisée consiste à calculer les matrices de bouclage des observateurs décentralisés en utilisant la théorie de la commande par critère quadratique. L'optimalité de la solution du problème sera discutée et un exemple illustratif sera aussi donné ainsi que des résultats de simulation.

(B 108) COMMANDE LINEARISANTE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE AVEC LIMITATION DU COURANT PAR POURSUITE D'UNE TRAJECTOIRE.

M.Nibouche, F.Boudjema & M.S.Boucherit (ENP.Alger)

Cet article est consacré à l'application de la commande linéarisante au moteur asynchrone. Cette technique est basée sur la linéarisation exacte Entrées/Sorties, en utilisant l'outil géométrie différentielle. En plus, une limitation du courant est introduite par poursuite d'une trajectoire de référence. La structure de la commande est testée par simulation sur le modèle du moteur ainsi linéarisé.

(B 115) COMMANDE ET REGULATION D'UN FOUR ELECTRIQUE: ETUDE ET CONCEPTION.

Z.Sari, B.Bouanani & D.Mekkaoui (U.Tlemcen, USTO.Oran)

Le présent travail consiste en l'étude et la conception d'une commande et de la régulation d'un four électrique par logique câblée.

La régulation de ce four est réalisée par le contrôle de l'apport énergétique, qui dans notre cas, est proportionnel à la différence entre la température réelle du four et sa température de référence.

Une commande élaborée du four, comprenant minuterie, affichage des températures, temps de fonctionnement..., est ajoutée au système.

2. INSTRUMENTATION ET CAPTEURS

(B 302) MESURE AUTOMATIQUE DES ENERGIES DE SURFACE DES SOLIDES PAR ANALYSE D'IMAGES.

I.Chahed, M.Diaf & K.Hamouche (U.Tizi-Ouzou)

L'objectif de ce papier est de présenter une méthode de mesure des énergies de surface, de manière complètement automatique, moyennant un dispositif tournant, commandé par des moteurs pas à pas et un système de vision artificiel, composé d'une caméra CCD. En traitant l'image de la surface sur laquelle est déposé un liquide bien spécifique, on détermine l'angle de contact entre les deux corps. Ensuite, à l'aide des équations WU, l'énergie de surface du solide est calculée.

(B 305) PIEZORESISTIVE SILICONE FOR TACTILE SENSORS APPLICATIONS.

N.Ababou, M.Halimi & A.Ababou (CDTA, ENAPEM, USTHB, Alger)

The aim of this paper is to show that, taking into account existing local resources and industry, tactile sensors can be locally developed. Some results on investigations on electrical behaviour are presented for samples prepared only with locally available materials. A comparison between our and customized similar devices has been conducted in order to provide our product potentialities for industrial development.

(B 306) AN ACCURATE INSTRUMENT BASED MICROCONTROLLER FOR DRIVING FOUR ION SELECTIVE ELECTRODES.

M.Attari & P.Fabry (USTHB, Alger, ENSEEG, Grenoble)

This paper deals with the study and realisation of an apparatus based microcontroller to test Ion Selective Electrodes and particularly in our case Sodium sensors. The Ion Selective Electrode (ISE) are part of chemical sensors which are widely

used in a large variety of application in research, industrial processing and clinical analysis.

The first point was the realization of a special analog card with four channels at high input impedance which is the most important problem for accurate measurement with ISE. The second point was the realization of a digital card around the 68701 Motorola microcontroller and developing a program with Motorola emulator card and stored in the microcontroller EPROM. This program control the task of the multiplexer, the programmable amplifier and the A/D converter. Also it permit the ACIA to communicate easily with the PC computer through an AR232 serial connection. Four Sodium sensors with different membranes have been tested by the system for long term stability. The experimental results have been reported on two graphs to show the effect of drift on selective sensors for a long period of time (thousand hours).

3. TRAITEMENT DU SIGNAL

(B 401) GENERALISED GO-CFAR AND SO-CFAR DETECTORS IN NONHOMOGENEOUS PARTIALLY CORRELATED CLUTTER.

M.Barkat, H.A.Meziani & F.Soltani (U.Constantine)

The problem of adaptive constant false alarm rate detection in nonhomogeneous spacially correlated background environment is studied. The nonhomogeneity of the background is modelled as a step function discontinuity. The clutter is modelled spacially as a first order Markov process, while the target return is assumed to be rayleigh distributed. The detectors Greatest-of CFAR and Smallest-of CFAR are considered. The selection of these detectors is motivated by the fact their performances are better for the background model described above.

(B 402) IDENTIFICATION OF A COMMUNICATION SYSTEM BY MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD.

K.Boukhetala (USTHB, Alger)

A communication system is modelled by multidimensional controlled linear Stochastic Differential Equation (SDE). The drift and diffusion coefficients are matrices with unknown parameters, causing the

communication system to be not identifiable during its evolution in time. The method of maximum of likelihood is used to show that there exists a family of estimators for these parameters. Under the condition of system stability, it is shown that this family of estimators is consistent.

(B 404) NOISE REDUCTION IN NORMAL RECURSIVE DIGITAL FILTERS USING ERROR FEEDBACK.

A.Djebbari & B.Targui (U.Sidi-Bel-Abbes)

Normal realisation of narrow-band-pass filters are shown to be suitable for the use of the error feedback to reduce roundoff noise. The problem of solving the optimal (minimum noise) error feedback coefficients is addressed in this paper. It is shown that the use of optimal solution reduces the high roundoff noise that is normally associated with narrow-band low pass filters.

(B 406) VERS UNE APPLICATION DE LA PREDICTION LINEAIRE AU DIAGNOSTIC DES SOURCES DE DECHARGES PARTIELLES DANS LES APPAREILS A HAUTE TENSION.

T.Medjeldi & M.Nemamcha (CUG.Guelma)

Dans cette communication nous présentons les principes et la mise en oeuvre de la méthode de prédiction linéaire. Cette méthode offre la possibilité de pouvoir identifier le modèle à l'instant T du processus à travers une identification réursive.

Ceci permet non seulement la reconnaissance du type de sources de décharges mais aussi l'évaluation des

caractéristiques du nouvel état du processus considéré. Nous donnons les premiers éléments d'une étude sur l'utilisation de cette méthode dans l'élaboration d'un système d'identification des sources de décharges partielles de haute tension. Cette approche très puissante dans le traitement des signaux semble être prometteuse pour le modèle proposé.

(B 407) EXPERIMENT DESIGN OPTIMIZATION FOR MODEL PARAMETER ESTIMATION PURPOSES.

H.Obali & A Benhammou (LAEP.Marrakech)

This paper deals with the problem of identification-experiment design. In the context of parameter estimation, designing an experiment means choosing the adequate procedure for collecting the data so as to estimate unknown parameters vector with the best possible accuracy. Various aspects of this problem, of relevance in practice, are discussed here. The paper mainly focuses on the problem of input design. Earlier, are also discussed propositions about how various design variables are to be chosen, recalling them separately in order to give insight into their individual effects.

(B 408) AN ALGORITHM FOR DETERMINING PARAMETER UNCERTAINTY INTERVALS FOR LINEAR MODELS WITH BOUNDED ERROR.

H.Obali & A Benhammou (LAEP.Marrakech)

In this paper, we propose a new method which aims at estimating, for linear models with bounded-error structure, tighter bounds by using an ellipsoidal outer-bounding approach. This method consists of sequentially constructing the bounding orthotope by reprocessing the observations of several number of times and by retaining the tighter parameter bounds provided at each stage of the reprocessing operation.

(B 409) TRAITEMENT AUTOMATIQUE, TEMPS REEL, DU SIGNAL EEG.

N.M.Rahmani, M.K.Fellah, H.Bechar, G.Prieur (U.Sidi Bel-Abbes, LIEN.Nancy)

Ce travail a pour objectif de présenter une approche méthodologique globale au problème de traitement de signaux électrophysiologiques. Autour d'une instrumentation pour la reconnaissance automatique, temps réel, des différents stades de sommeil et de veille chez le rat et à partir d'un enregistrement d'un signal EEG cortical reconnu par un expert, on a élaboré des représentations-modèles des différents stades auxquelles on a associé des procédures de reconnaissance de forme en temps réel.

SOMMAIRE

ETUDE DU COMPORTEMENT HF D'UN TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE <i>Z.Azzouz (USTO, Oran)</i>	1
UN MAILLEUR AUTOMATIQUE BIDIMENSIONNEL POUR LA MODELISATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS. <i>A.Taieb Brahimi (USTO, Oran)</i>	6
ETUDE DES TECHNIQUES DE MODULATION OPTIMALE POUR ONDULEUR DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE. <i>Y.Ait-Gougam, A.Nafa & T.Morsli (USTHB, Alger)</i>	11
COMPARAISON DES TECHNIQUES MLI A ECHANTILLONNAGE REGULIER ADAPTEES A L'ONDULEUR DE TENSION EN PONT ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE. <i>N.Boudjerda & H.Chekireb (ENS.Jijel, ENP.Alger)</i>	18
ETAT D'ART DE LA DIVISION DE FREQUENCE PAR GRADATEURS. GENERALISATION ET APPLICATION AU CONTROLE DE LA VITESSE DES MACHINES ASYNCHRONES MONOPHASEES ET TRIPHASEES. <i>E.Berkouk, Y.B.Romdhane, A.L.Idrissi & G.Manesse(CNAM.Paris)</i>	24
ETUDE DES PERFORMANCES DU REGLAGE D'ETAT APPLIQUE A UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION. <i>M.S.Boucherit, A.Boumediene, L.Nezli, N.K.M'Sirdi & W.Koczara (ENP.Alger, LRP.Paris, ISEP/PW.Varsovie)</i>	31
DIGITAL CONTROL OF SELF-COMMUTATING INVERTER-FED SYNCHRONOUS MACHINE. <i>H.Zeroug (USTHB.Alger)</i>	37
COMMANDE EN POSITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DU FLUX ORIENTE. <i>A.Maali, H.Rezine & A.Zaoui (ENITA.Bordj-El-Bahri)</i>	42
COMMANDE DE POSITION PAR LA TECHNIQUE DU FLUX ORIENTE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE COURANT. <i>B.Hemici (ENP.Alger)</i>	48
ETUDE COMPARATIVE ENTRE DIVERSES STRATEGIES DE MODULATION DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE. <i>M.O.Mahmoudi & Y.Ait-Gougam (ENP.Alger, USTHB.Alger)</i>	54
METHODE D'ANALYSE DES SURTENSIONS DE MANOEUVRES A L'ENCLenchement DES LIGNES DE TRANSMISSIONS H.T. <i>T.Bouthiba (USTO, Oran)</i>	60
METHODE DE DECOMPOSITION DE TYPE BENDERS POUR UNE LOCALISATION OPTIMALE DE LA COMPENSATION DANS UN RESEAU ELECTRIQUE. <i>S.Arif, A.Hellal & A.Bensenouci (ENP.Alger)</i>	68
ETUDE DYNAMIQUE DES DEFAUTS NON SYMETRIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES. <i>A.H.Bezzi, Y.Mecheri, A.Bensenouci & A.Hellal (ENP.Alger)</i>	73

MODELE DE PROTECTION CONTRE LA Foudre DANS LE CAS D'UNE TERRE MAUVAISE CONDUCTRICE.	
<i>A.Boubakeur & R.Belaicha (ENP.Alger, U.Tizi-Ouzou)</i>	79
SYNTHESE PAR PLASMA RADIOFREQUENCE DE MATERIAUX COMPOSITES ALUMINIUM-POLYMERE A PROPRIETES ELECTRIQUES ET DIELECTRIQUES VARIABLES.	
<i>A.Hallil & B.Despax (UPS.Toulouse)</i>	83
DEGRADATION SOUS DECHARGES D'UNE ISOLATION MIXTE SOLIDE/LIQUIDE.	
<i>M.Nemamcha, J.P.Gosse & B.Gosse (CUG.Guelma, LEMD/CNRS-Grenoble)</i>	88
INFLUENCE D'UN FIL CONDUCTEUR SUR LE CONTOURNEMENT D'UNE SURFACE FAIBLEMENT CONDUCTRICE PAR UNE DECHARGE ELECTRIQUE ALIMENTEE EN COURANT CONTINU.	
<i>A.Settaouti & M.Bouhamama (USTO, Oran)</i>	93
DECHARGES SUPERFICIELLES A L'INTERFACE HUILE/POLYMERES SOUS TENSION ALTERNATIVE.	
<i>A.Boubakeur, A.Merad, Z.Djemai & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)</i>	99
FINITE ELEMENT EDDY CURRENTS ANALYSIS IN RF PLASMA DEVICES WITH METAL COOLING SYSTEM.	
<i>M.R.Mekideche, M.Feliachi & G.Develey (LRTI/CRTT.Saint-Nazaire)</i>	103
DECHARGES GLISSANTES SUR MODELES D'ISOLATEUR DE TRAVERSEE EN POLYMERES.	
<i>A.Boubakeur, A.Mekhaldi & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)</i>	105
ETUDE DES PROPRIETES ELECTRIQUES DU POLYCHLORURE DE VINYLE AVANT ET APRES UN VIEILLISSEMENT THERMIQUE.	
<i>M.Nedjar, A.Boubakeur & R.Khaili (ENP.Alger, ENICAB.Alger)</i>	108
LES VARISTANCES A BASE D'OXYDE DE ZINC DANS LES SYSTEMES D'ENERGIE ELECTRIQUE.	
<i>A.Bayadi & N.Harid (U.Sétif, ENS.Jijel)</i>	112
APPLICATION DE LA LOI DE WEIBULL AUX PHENOMENES DE VIEILLISSEMENT ET A L'EVALUATION DE LA DUREE DE VIE DU POLYCHLORURE DE VINYLE.	
<i>N.Kaleche, A.Boubakeur, A.Ouabdesselam & C.Laurent (ENP.Alger, UPS.Toulouse)</i>	119
MODELISATION ANALYTIQUE DE LA DEGRADATION DES POLYMERES PAR LE PHENOMENES D'ARBORESCENCES.	
<i>N.Rouha & A.Bérroual (ENP.Alger)</i>	122
ETUDE DU COURANT DE FUITE SUR LES ISOLANTS POLLUES.	
<i>S.Bouazabia & A.Mekhaldi (ENP.Alger)</i>	126
SPEED REGULATION OF A DC SERVO MOTOR USING SELF-TUNING CONTROL.	
<i>K.Djebara (CDSE.Aïn-Oussera)</i>	130
ADAPTIVE PARTIAL STATE REFERENCE MODEL CONTROLLER WITH LOOP TRANSFER RECOVERY.	
<i>M.Tadjine, M.M'Saad & M.Bousslimani (ENSIEG, Grenoble)</i>	137
UTILISATION D'UNE TABLE DE KARNAUGH POUR MINIMISER UN ALGORITHME DE DECISION BINAIRE.	
<i>H.Bechar, N.M.Rahmani, A.Bessaid & A.J.Tosser (U.Sidi-Bel Abbes, ENIM.Metz)</i>	143

IDENTIFICATION RECURSIVE DES SYSTEMES MULTIVARIABLES: ETUDE COMPARATIVE DE DIFFERENTES STRUCTURES <i>L. Guenfaf, N. Bali & M.S. Boucherit (ENP. Alger)</i>	150
SYNTHESE DES OBSERVATEURS D'ETAT DANS LES SYSTEMES DECENTRALISES. <i>D. Boukhetala & F. Boudjema (ENP. Alger)</i>	154
COMMANDE LINEARISANTE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE AVEC LIMITATION DU COURANT PAR POURSUITE D'UNE TRAJECTOIRE. <i>M. Nibouche, F. Boudjema & M.S. Boucherit (ENP. Alger)</i>	160
COMMANDE ET REGULATION D'UN FOUR ELECTRIQUE: ETUDE ET CONCEPTION. <i>Z. Sari, B. Bouanani & D. Mekkaoui (U. Tlemcen, USTO. Oran)</i>	164
PIEZORESISTIVE SILICONE FOR TACTILE SENSORS APPLICATIONS. <i>N. Ababou, M. Halimi & A. Ababou (CDTA, ENAPEM, USTHB, Alger)</i>	168
AN ACCURATE INSTRUMENT BASED MICROCONTROLLER FOR DRIVING FOUR ION SELECTIVE ELECTRODES. <i>M. Attari & P. Fabry (USTHB. Alger, ENSEEG. Grenoble)</i>	173
IDENTIFICATION OF A COMMUNICATION SYSTEM BY MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD. <i>K. Boukhatala (USTHB. Alger)</i>	177
EXPERIMENT DESIGN OPTIMIZATION FOR MODEL PARAMETER ESTIMATION PURPOSES. <i>H. Obali & A. Benhammou (LAEP. Marrakech)</i>	181
AN ALGORITHM FOR DETERMINING PARAMETER UNCERTAINTY INTERVALS FOR LINEAR MODELS WITH BOUNDED ERROR. <i>H. Obali & A. Benhammou (LAEP. Marrakech)</i>	185
TRAITEMENT AUTOMATIQUE, TEMPS REEL, DU SIGNAL EEG. <i>N. M. Rahmani, M. K. Fellah, H. Bechar, G. Prieur (U. Sidi Bel-Abbes, LIEN. Nancy)</i>	190

ETUDE DU COMPORTEMENT HF D'UN TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

Z. Azzouz

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Institut d'Electrotechnique
B.P.1505 El M'naouer Oran.

Résumé---L'objectif final de ce travail est d'étudier le comportement interne d'un transformateur de puissance de type cuirassé face à des sollicitations de type haute fréquence (jusqu'à 1 MHz). Pour réaliser ce genre d'étude on fait souvent appel à des modèles à constantes localisées, utilisant une représentation par schéma électrique équivalent obtenu par discrétisation de la structure réelle du transformateur. Cependant pour étendre la validité de ces modèles au traitement de signaux à haute fréquence, il est impératif de donner un grand soin au calcul des paramètres du schéma électrique équivalent.

Nous allons dans ce papier faire, à partir du schéma équivalent, une analyse temporelle et fréquentielle afin d'obtenir les fréquences propres du transformateur étudié. La connaissance de ces fréquences étant une étape importante dans l'analyse du comportement H.F. du transformateur. Nous présentons la méthode de détermination de ces fréquences puis nous examinons ensuite l'influence d'une discrétisation plus fine des enroulements du transformateur sur la bande passante du schéma électrique équivalent.

I. INTRODUCTION

La sécurité de service des transformateurs situés au début et à la fin de chaque ligne de transport a une importance décisive sur la fourniture de l'énergie électrique. En effet, le transformateur de puissance est un élément bien particulier du réseau électrique, et en constitue un maillon très important. Ainsi, en exploitation un transformateur de puissance peut subir divers types de contraintes susceptibles d'affecter son bon fonctionnement.

Parmi ces contraintes, on peut indiquer les surtensions à front raide apparaissant lors des manoeuvres d'appareillage dans les postes blindés. Ces surtensions se propagent dans les jeux de barres, et du fait de leur répartition inhomogène, elles peuvent contraindre le bobinage HT et son isolation. En outre, des phénomènes de résonance électrique peuvent apparaître lorsque les fréquences de l'onde incidente coïncident avec les fréquences propres des enroulements du transformateur [1].

L'étude de ces phénomènes est donc très utile aux concepteurs de transformateurs et aux exploitants afin qu'ils puissent améliorer le dimensionnement de leur appareillage et/ou prévoir les moyens de protection qui s'imposent.

II. MODELE DE REPRESENTATION

Le modèle de représentation du transformateur, à haute fréquence, est un schéma électrique à constantes localisées obtenu par discrétisation de la structure du transformateur. La validité en fréquence d'un tel schéma dépend du degré de raffinement adopté lors de la discrétisation des enroulements.

Le transformateur étudié [2] dont le secondaire est supposé à vide est de type cuirassé. Il correspond à la maquette à l'échelle (1/3) d'un pôle monophasé $(400/\sqrt{3})/24$ kV, 400 MVA. Cette maquette est formée, essentiellement, de deux groupes HT et BT parfaitement symétriques [Fig.1]. La structure du transformateur est dans un premier temps discrétisée en galettes, chaque galette comportant un certain nombre de spires. Nous verrons par la suite l'influence d'une discrétisation plus fine des enroulements sur la réponse fréquentielle de ce schéma.

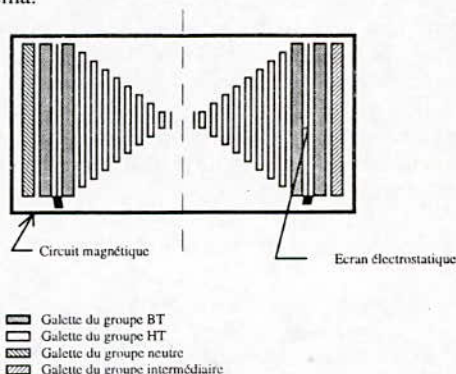


Fig. 1 Coupe transversale d'une fenêtre du transformateur étudié.

Le schéma électrique équivalent est formé de 22 cellules RLC correspondant chacune à une ou plusieurs gallettes. Des inductances mutuelles ainsi que des capacités de couplage viennent compléter ce schéma.

A titre d'exemple la figure ci-dessous représente le principe de la représentation par schéma électrique équivalent dans le cas d'une structure à trois gallettes. Le schéma électrique complet que nous avons établi, équivalent à la structure du transformateur étudié, a été présenté dans [2, 3, 4, 5].

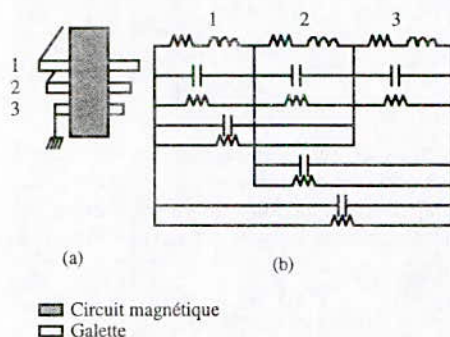


Fig. 2 (a) Géométrie d'une structure à 3 gallettes. (b) Schéma électrique équivalent.

III. CALCUL DES PARAMETRES

Le calcul des paramètres du schéma équivalent du transformateur est souvent difficile. La difficulté provient essentiellement de la complexité et du caractère tridimensionnel de la géométrie, de la présence du circuit magnétique ainsi que des écrans statiques (parfois inclinés) et enfin de la diversité des milieux diélectriques.

Le calcul des paramètres inductifs et capacitifs a été effectué à l'aide de méthodes analytiques ainsi qu'à l'aide de méthodes numériques notamment la méthode des éléments finis en trois dimensions. En effet, il nous a semblé intéressant d'utiliser cette méthode car elle est basée sur la détermination du champ électromagnétique régissant tout le comportement du transformateur. Le logiciel FLUX3D, développé au laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, a été adapté et utilisé pour calculer les paramètres du schéma équivalent, prenant ainsi en compte la géométrie tridimensionnelle du transformateur. Le détail du calcul de ces éléments est présenté dans [3, 4, 5].

III. ANALYSE TEMPORELLE ET FREQUENTIELLE

A. Détermination des fréquences propres

La détermination des fréquences propres peut se faire de deux manières. La première consiste à faire des mesures d'admittance en fonction de la fréquence en utilisant un analyseur d'impédance [6, 7, 8]. La deuxième méthode, que nous avons retenue, consiste à utiliser un

logiciel de simulation et faire une étude temporelle et fréquentielle à partir d'une représentation du transformateur par schéma électrique équivalent. Le logiciel "RESEL", développé conjointement par la Direction des Etudes et Recherches d'EDF et l'Institut Polytechnique de Bucharest. Cette étude est basée sur l'application d'un échelon de tension à l'entrée HT de l'enroulement, puis par analyse spectrale de Fourier on extrait les différentes fréquences de résonance. En effet, chaque fréquence de résonance correspond à un pic de tension. A noter que ces fréquences de résonance peuvent être obtenues en faisant une étude pas à pas, en fréquence, à partir d'une source de tension alternative sinusoïdale, puis localiser les fréquences de résonance en fonction des amplitudes maximales des tensions internes.

B. Configuration du bobinage :

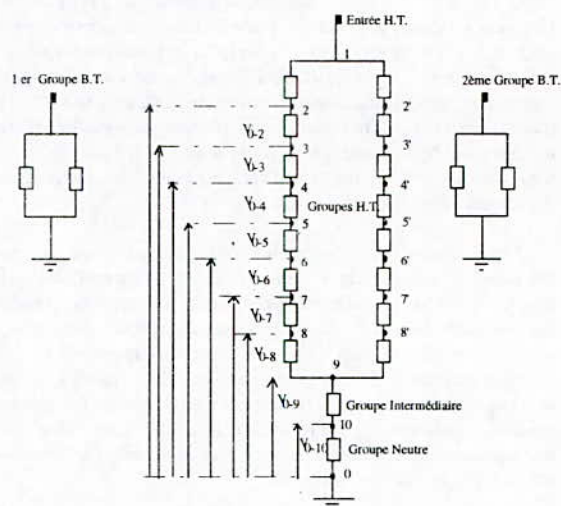


Fig. 3 Configuration du bobinage

En appliquant un échelon de tension unitaire et parfait (temps de montée égal à zéro) aux bornes du bobinage, l'échelon va exciter dans une large bande de fréquence le circuit équivalent du transformateur. Les fréquences propres sont déterminées par analyse spectrale des tensions internes prises par rapport à la masse (ou entre nœuds internes).

C. Résultats obtenus

A titre d'exemple sont présentées respectivement, aux figures 4-a et 4-b, l'allure de la tension V_{0-7} ainsi que le spectre de fréquence correspondant. On remarque que les tensions obtenues ont des formes oscillatoires amorties. A noter qu'il est important de choisir un pas de calcul adéquat afin de ne pas omettre des fréquences au moment de l'analyse spectrale des surtensions obtenues.

Nous présentons dans le tableau I ci - après la liste des fréquences de résonance obtenues sur l'ensemble des surtensions analysées correspondant à la configuration du

bobinage présentée à la figure 3. Il est à noter que certaines fréquences obtenues notamment la première sont proches d'une mesure effectuée sur la maquette du transformateur étudié [9].

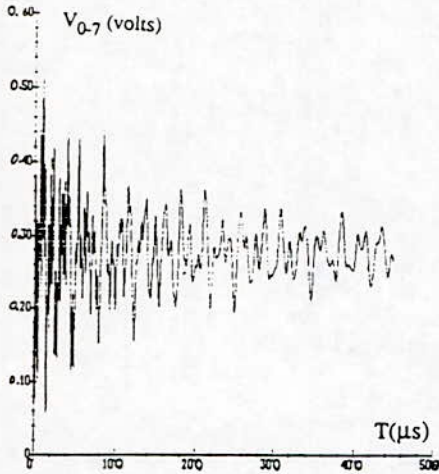


Fig. 4-a Réponse temporelle (tension V_{0.7}).

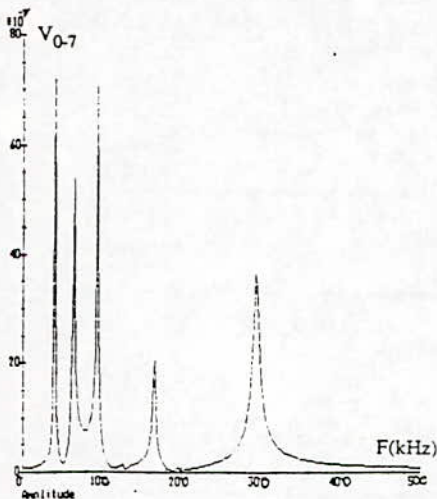


Fig.4-b Réponse fréquentielle

Tableau I
Ensemble des fréquences de résonance

F (kHz)	37.4	67.8	131.2	166.0	240.0
(*)	263.0	362.6	471.2		

(*) Fréquences obtenues en analysant les différents spectres correspondant aux surtensions (V_{0.2}, V_{0.3}, V_{0.4}, V_{0.5}, V_{0.6}, V_{0.7}, V_{0.8}, V_{0.9} et V_{0.10}).

IV. ETUDE DE SENSIBILITE DU SCHEMA EQUIVALENT

Le niveau de discrétisation des enroulements du transformateur étant limité à la galette, nous proposons de voir dans cette étude l'influence, d'une discrétisation plus fine d'une galette, sur la réponse en fréquence du schéma équivalent. Pour cela nous avons été amené à définir une configuration simplifiée du bobinage complet (Fig.5)

A. Configuration d'étude

Elle comporte 9 galettes, au lieu des 22 galettes du bobinage complet. En effet l'étude de discrétisation plus fine nécessite un découpage des galettes en paquets de spires ce qui fait croître le nombre d'éléments du schéma équivalent et par suite la taille des fichiers relatifs au logiciel de calcul des paramètres du schéma ainsi que ceux du logiciel de simulation. Pour ces raisons nous avons été amené à réduire le nombre de galettes d'où la nécessité de considérer une configuration simplifiée du bobinage complet.

Nous présentons à la figure 5 le schéma d'une telle configuration. A noter que dans cette étude on suppose une parfaite symétrie électrique des enroulements. Les points 2,2' ... 8,8' de la figure 3 sont alors au même potentiel. Par ailleurs, les paramètres du schéma électrique équivalent correspondant à cette configuration ont été calculé en tenant compte de la symétrie des bobinages H.T. et B.T.

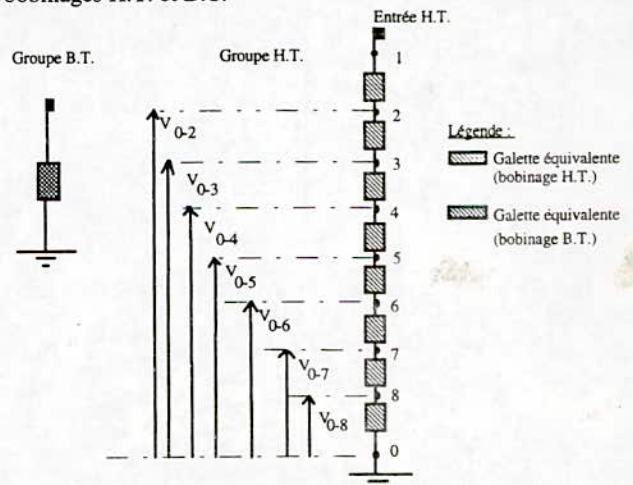


Fig. 5 Configuration simplifiée du bobinage

B. Principe de la discrétisation

Le critère de discrétisation adopté consiste en un découpage de la 1ère galette du bobinage H.T de la configuration simplifiée (Fig. 6-a) dans un premier temps en 2 (Fig. 6-b) puis en 4 (Fig. 6-c) et enfin en 8 (Fig. 6-d), paquets de spires. Il est à noter qu'à chaque nouvelle étape de cette discrétisation les paramètres du schéma correspondant sont calculés de nouveau. Ainsi, pour évaluer l'influence de la finesse de la discrétisation sur la bande passante du schéma électrique

équivalent, nous appliquons un échelon de tension unitaire (échelon parfait) à l'entrée H.T. On calcule alors les fréquences de résonance associées à chaque cas de figure c'est à dire pour une discrétisation de la galette en 2, en 4 puis en 8.

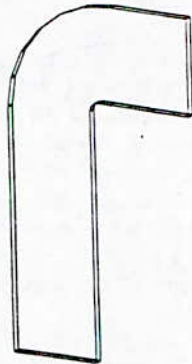


Fig. 6-a Galette de base selon le descripteur de géométrie de FLUX3D.



Fig. 6-b Galette divisée en 2 selon le descripteur de géométrie de FLUX3D.

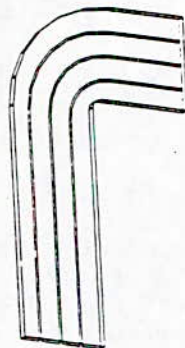


Fig. 6-c Galette divisée en 4 selon descripteur de géométrie de FLUX3D.



Fig. 6-d Galette divisée en 8 selon descripteur de géométrie de FLUX3D.

C. Résultats obtenus

Afin d'apprécier la sensibilité du schéma équivalent du transformateur, vis à vis de la finesse de la discrétisation des galettes, nous avons représenté à la figure 6 les fréquences de résonance, obtenues dans chaque configuration correspondant à un niveau de discrétisation donné. Les résultats obtenus décrits ci-dessous montrent qu'en discrétisant plus finement une galette les fréquences de résonance sont plus nombreuses et plus importantes ce qui signifie que la bande passante du modèle a été élargie.

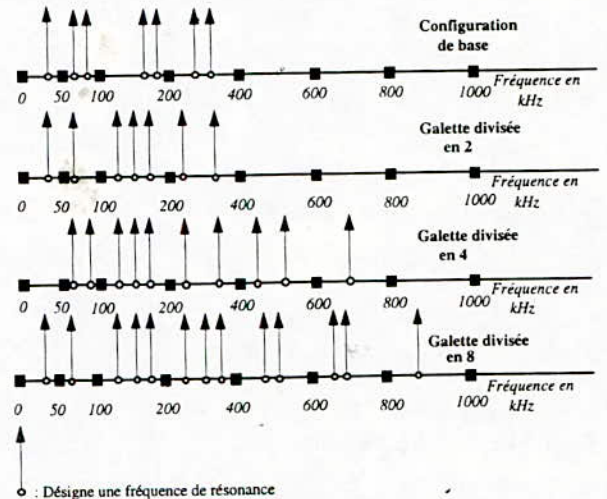


Fig.6 Influence de la discrétisation sur la bande passante du schéma équivalent.

On peut donc dire que pour étudier des phénomènes transitoires à haute fréquence, une discrétisation plus fine des enroulements du transformateur est nécessaire, malgré le coût élevé de la modélisation qu'elle engendre.

IV. CONCLUSION

Le travail présenté dans cet article fait partie d'un projet traitant de la propagation de signaux H.F. le long des enroulements d'un transformateur de puissance de type cuirassé. L'approche utilisée repose sur une représentation par schéma électrique du transformateur. Nous avons eu l'occasion, dans des travaux antérieurs [2, 3, 4, 5], de présenter les méthodes utilisées pour le calcul des paramètres du schéma équivalent. Ainsi, après avoir établi un schéma équivalent représentatif du transformateur à haute fréquence, nous avons effectué un calcul temporel et fréquentiel afin de déterminer les fréquences propres du transformateur. Les fréquences obtenues sont globalement en bon accord avec les fréquences mesurées sur la maquette correspondant au transformateur étudié. Par ailleurs afin de compléter l'étude entreprise, nous avons jugé intéressant d'explorer les limites fréquentielles du schéma équivalent adopté. C'est ainsi que l'influence de la discrétisation sur la bande passante de ce schéma a été clairement mise en évidence.

REFERENCES

- [1]: C.Kieny, G.Bousaleh, A.Foggia "Etude des Résonances Internes d'un Transformateur de Puissance. Modélisation Numérique et Vérification Expérimentale"; *E.D.F. Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches-Série B, Réseaux Electriques, Matériels Electriques N° 2, pp.31-36, 1990.*
- [2]: Z.Azzouz " Modélisation 3D d'un Transformateur de Puissance. Etude de son Comportement à Haute Fréquence."; *Thèse de Doctorat, I.N.P. Grenoble Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Sept 1992.*
- [3]: Z.Azzouz, A.Foggia, L.Pierrat, and G.Meunier " 3D Finite Element Computation of the High Frequency Parameters of Power Transformer Windings"; *IEEE Trans. Magn, Vol.29, No.2, pp 1407-1410, March 1993.*
- [4]: Z.Azzouz, L.Pierrat, A.Foggia, et G.Meunier "Détermination des Paramètres du Schéma Equivalent Discrétisé des Enroulements d'un Transformateur "; *Journal de Physiques III, pp 455-467, Mars 1993.*
- [5]: Z.Azzouz, N.Bouhamri, A.Amri "Analyse Fréquentielle et Temporelle d'un Transformateur en Régime Perturbé"; *Projet de Fin d'Etude d'Ingéniorat en Electrotechnique, U.S.T.O., Sept 1993.*
- [6]: A. Miki, T.Hosoya and K. Okuyama " A Calculation Method for Impulse Voltage Distribution and Transferred Voltage in transformer Windings"; *IEEE Trans.Power App and syst, Vol.PAS-97, No.3, pages 930-939, May/June 1978.*
- [7]: P. Abetti and F.J. Magginis "Natural Frequencies of Coils and Windings Determined by Equivalent Circuit"; *AIEE Trans Pow App and Syst, PAS-72,III, pages 495-504, 1953.*
- [8]: Koning "Study of Power Coil Resonance Phenomene Based on Travelling Wave Theory"; *IEEE Trans.Elec Ins, Vol. 26, No.3 June 1991.*
- [9]: A.Foggia, G.Bousaleh "Modélisation d'un Transformateur en H.F. "; *Rapport Final Contrat EDF-Ecole.Centrale. Lyon 1987, HM/15-1183, Document Confidentiel.*

Azzouz Zin-eddine né en 1964, est Ingénieur Electrotechnicien, diplômé (1988) de l'Institut d'Electrotechnique de l'U.S.T.O. Il a obtenu en 1989 le diplôme des Etudes Approfondies : "D.E.A." de l'Institut National Polytechnique de Grenoble. En 1992, il obtient le diplôme de "Docteur en Génie Electrique" de cette même institution. Il a été assistant à l'Université Joseph Fourier de Grenoble (1989/92). Actuellement il est enseignant à l'Institut d'Electrotechnique de l'U.S.T.O. Il est aussi chef de projet d'une équipe de recherche en réseaux électriques. Son domaine de recherche est la modélisation des dispositifs electrotechniques, à l'aide de méthodes numériques, particulièrement la modélisation des transformateurs à haute fréquence.

UN MAILLEUR AUTOMATIQUE BIDIMENSIONNEL POUR LA MODELISATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

A. TAIEB BRAHIMI

Institut d'Electrotechnique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran

(U. S. T. O.)

B. P. 1505 - EL M'NAOUER 31000 - ORAN

Résumé - Une méthode de maillage entièrement automatique, pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques est présentée dans cet article. Plusieurs exemples de géométries, de la plus simple à la plus complexe, sont utilisées pour valider le programme développé.

INTRODUCTION

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis, nécessite un découpage du domaine en partitions de petits sous domaines, les éléments, dans chacun desquels la grandeur étudiée sera approchée par une fonction polynomiale des coordonnées [1], [3], [15]. Les éléments doivent vérifier certaines conditions géométriques, par exemple ne pas se chevaucher et avoir des bordants (arêtes) communs à deux éléments au plus. Dans les zones critiques (entrefer d'une machine), les éléments doivent être suffisamment petits pour assurer une bonne approximation de la solution. La discrétisation du domaine en éléments finis, est donc une étape très importante dont dépend fortement la qualité de la solution.

Les logiciels de CAO [1], [11] basés sur la méthode des éléments finis utilisent des mailleurs bidimensionnels et tridimensionnels, chargés de discrétiser un domaine, formé de diverses régions physiques décrites par un descripteur de géométrie. Ces mailleurs sont divisés en deux classes [1]:

- les mailleurs assistés
- les mailleurs automatiques

Dans la première catégorie, l'utilisateur doit découper lui-même son domaine d'étude. Ce travail est fastidieux quand il s'agit de géométrie assez complexe, par exemple l'entrefer d'un moteur à courant continu. Par contre avec les mailleurs automatiques, on se contente de définir les densités de maillage et le programme prend entièrement à sa charge la construction des éléments (triangles en deux dimensions, tétraèdres en trois dimensions).

Diverses techniques peuvent être utilisées pour réaliser un maillage [2], décomposition géométriques des domaines [4], adaptation d'une grille [5], [6], connexion de noeuds engendrés en un premier temps [7], [8], [9].

Les méthodes consistant en deux étapes : création de noeuds, puis maillage, nous ont semblées les plus prometteuses, par leurs souplesses d'emploi, quant à la disposition des noeuds [11], [1], [12]. Ces techniques mettent en oeuvre une décomposition du domaine à mailler en simplexes (triangles en deux dimensions, tétraèdres en trois dimensions) [10].

La triangulation de Delaunay [10], [13], [9], [11], [14] a donc été choisie pour sa souplesse d'utilisation et pour la qualité des éléments créés. Cette méthode utilise un algorithme systématique basé sur une théorie mathématique rigoureuse [10], permettant de mailler des objets de géométries complexes que l'on rencontre souvent en électromagnétisme.

TRIANGULATION DE DELAUNAY

Soit un ensemble $NN = \{N_1, N_2, N_3, \dots, N_n\}$ de n noeuds répartis dans un domaine D d'un espace affine E , de dimension n_E . L'algorithme de Delaunay permet de réaliser un maillage en simplexes connectant ces noeuds.

Une décomposition de Dirichlet du domaine D permet de définir les polygones de Voronoï V_i associés aux noeuds N_i appartenant à NN par:

$$V_i = \{ x \in D, \forall N \in NN, d(x, N_i) \leq d(x, N) \}$$

où d représente la distance Euclidienne (figure 1).

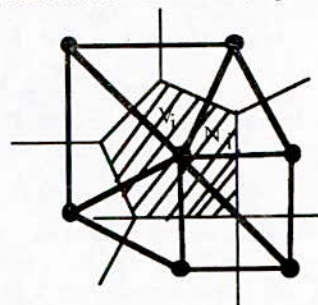


figure 1 : Polygones de Voronoï et polytopes de Delaunay

Les polytopes de Delaunay sont générés en connectant deux à deux les noeuds centraux des polygones voisins. Ces polytopes, lorsqu'ils ne sont pas déjà des simplexes, sont décomposés en triangles. Une triangulation de Delaunay vérifie donc les propriétés suivantes [13], [14]:

- elle définit l'enveloppe convexe du domaine à mailler
- tout cercle circonscrit à un triangle ne contient aucun autre point du domaine
- elle n'est pas unique

Le maillage de Delaunay d'un domaine D de dimension 2, contenant un ensemble $NN = \{N_1, N_2, \dots, N_n\}$ de noeuds dont l'enveloppe convexe forme ce domaine, sera réalisée en trois étapes:

i) Un rectangle englobant le domaine est créé et prémaillé. Ce rectangle doit englober tous les noeuds du domaine avec une marge de sécurité [14], [11].

ii) pour ($N \in NN$), faire

Insérer N dans le maillage de Delaunay

Fin pour

Pour connaître la position du point N par rapport au cercle circonscrit à un simplexe K, nous avons utilisé l'équation du cercle circonscrit à un simplexe en dimension d, qui définit l'ensemble des points $M(x_1, x_2, x_3, \dots, x_d)$ lui appartenant par :

$$\Delta(M, K) = 0$$

où $\Delta(M, K) = 0$ est le déterminant d'ordre d+2 suivant:

$$\Delta(M, K) = \begin{vmatrix} l^2 & l_1^2 & l_2^2 & l_3^2 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_1 & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_2 & x_{21} & x_{22} & x_{23} \end{vmatrix}$$

où x_{ij} est la $j^{\text{ème}}$ coordonnées du $i^{\text{ème}}$ sommet de K.

$$l^2 = \sum_{k=1}^d x_k^2 \quad \text{et} \quad l_i^2 = \sum_{k=1}^d x_{i,k}^2$$

Suivant le signe du déterminant le point M est à l'intérieur, à l'extérieur ou sur le cercle (figure 2).

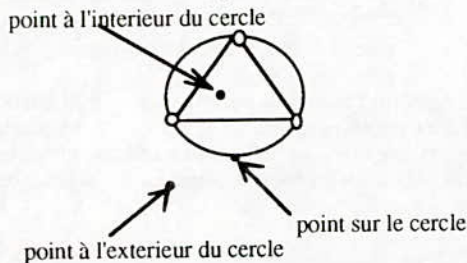


figure 2 : position du point M par rapport au cercle circonscrit

iii) Supprimer les 4 noeuds du rectangle et tous les noeuds s'appuyant dessus.

GENERATION DU MAILLAGE

Le maillage que nous avons développé, utilise en entrée les données résultant de la description géométrique du problème (points, ligne, arc).

Dans un premier temps sont créés des noeuds sur les lignes et arcs. la répartition des noeuds sur chaque ligne est pilotée par les poids affectés aux points d'origine et extrémité d'une ligne et sa longueur [11], [14]. la figure 3 montre un exemple de répartition de noeuds sur les lignes.

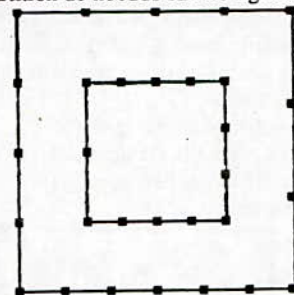


figure 3: Noeuds créés

i) on affecte un poids P_n à chaque noeud frontalier. Ce poids est la moyenne arithmétique des longueurs des arêtes connectées au noeud N.

ii) Une triangulation de Delaunay initiale à partir des noeuds frontaliers est réalisée (figure 4).

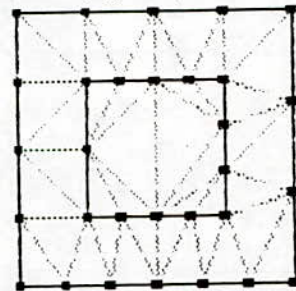


figure 4 : triangulation à partir des noeuds frontaliers

iii) Tant qu'il existe un élément E_k trop grand, faire
 * Créer un noeud N au barycentre de cet élément
 * Insérer ce noeud N dans la triangulation de Delaunay.

On considère qu'un élément est trop grand si sa surface est supérieure à M_G^2 , où M_G est la moyenne géométrique des poids de ses sommets N_1, N_2, N_3

$$M_G = (P_{N1}P_{N2}P_{N3})^{1/3}$$

Seulement pour générer un maillage en simplexes d'un ensemble de noeuds, l'algorithme de Delaunay présente l'inconvénient de ne pas respecter la géométrie du problème [13], [11], [14]. En effet un triangle ne doit pas traverser une interface entre deux régions ayant des propriétés physiques différentes. Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé l'algorithme suivant [12], [11].

Tant qu'il existe une arête frontalière A_f qui n'est pas arête d'un triangle, faire :

- i) Créer un noeud supplémentaire au milieu de A_f
- ii) insérer ce noeud dans le maillage de Delaunay
- iii) Eliminer A_f et créer deux demi-arêtes à la place de A_f

Afin d'obtenir des éléments de bonne qualité qui vont nous permettre d'obtenir une bonne précision au niveau des résultats, nous avons utilisé un algorithme basé sur la technique de Laplace [11], [10], [14] qui consiste en un déplacement de chaque noeud, non situé sur une frontière, à l'intérieur des ces premiers voisins. La figure 6 (a) montre le maillage d' un carré avant lissage et la figure 6 (b) montre le même maillage après lissage.

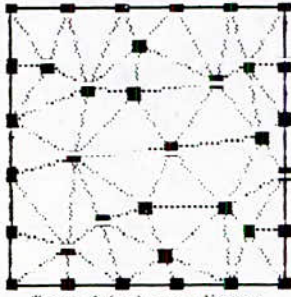


figure 6 (a) avant lissage

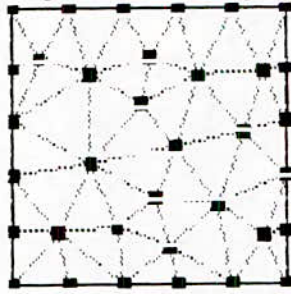


figure 6 (b) après lissage

TEST DE MAILLAGE

Afin de valider le mailleur développé, nous avons utilisé quelques géométries que l'on rencontre très souvent en Electrotechnique.

- Un électro-aimant
- une machine à courant continu quadripolaire
- une machine synchrone

- un moteur asynchrone.

La figure 7 nous montre la géométrie d'une moitié d'un électro-aimant. En plus de la bobine, il comporte une spire de Frager.

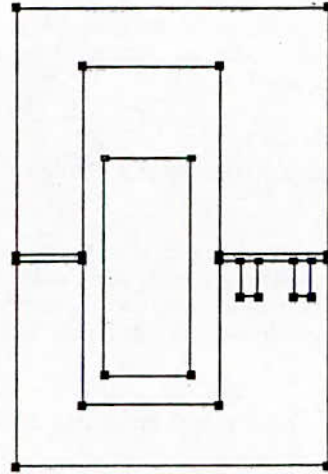


figure 7 : géométrie de l'électro-aimant

Le nombre de noeuds est de 121, le nombre d'éléments est 208.

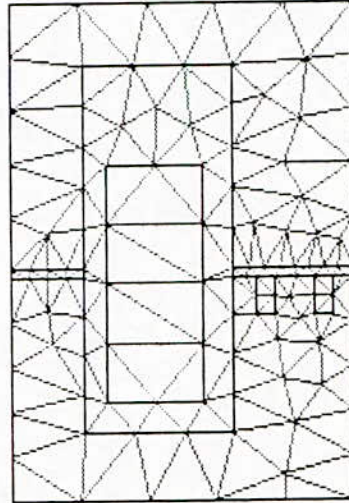


figure 8 : maillage de l'électro-aimant

Nous considérons une machine synchrone de 24 encoches au stator, dont nous représentons uniquement le quart. Nous supposons qu'elle ne comporte pas d'enroulements amortisseurs. La figure 9 montre la géométrie de cette machine.

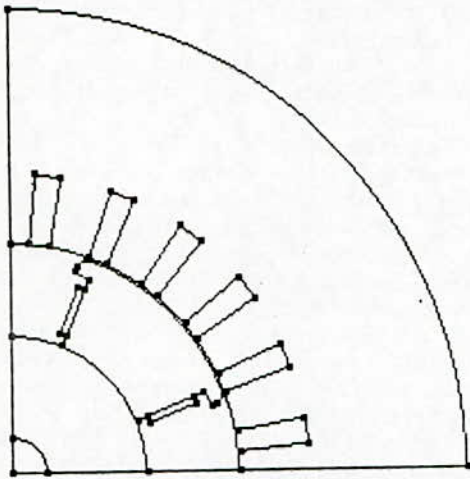


figure 9 : géométrie du quart de la machine synchrone

La figure 10 nous montre le découpage en éléments finis de cette géométrie. Nous avons 234 noeuds et 440 éléments.

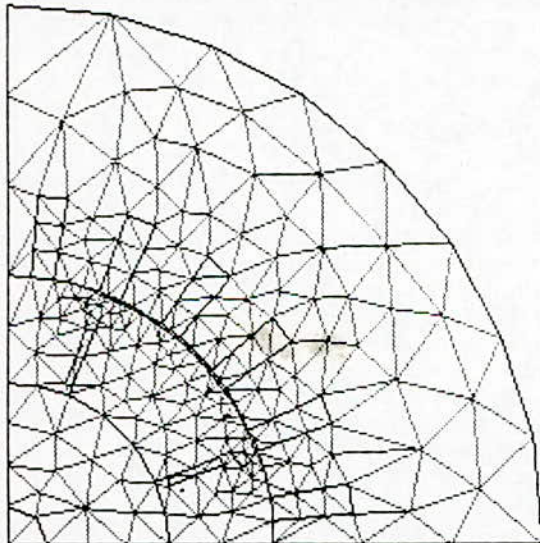


figure 10 : triangulation du 1/4 de la machine synchrone

La figure 11 nous montre la géométrie d'un quart d'une machine à courant continu. Cette machine comporte 24 encoches au rotor et elle est quadripolaire. Nous supposons qu'il n'y a pas d'enroulement de compensation.

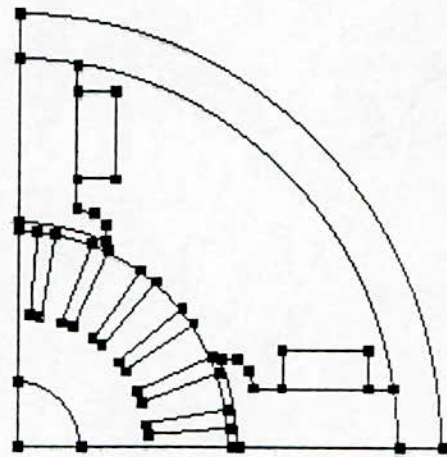


figure 11: géométrie du 1/4 de la machine à courant continu

La figure 12 nous montre le découpage en éléments finis de cette machine. Il y a 204 noeuds et 364 éléments.

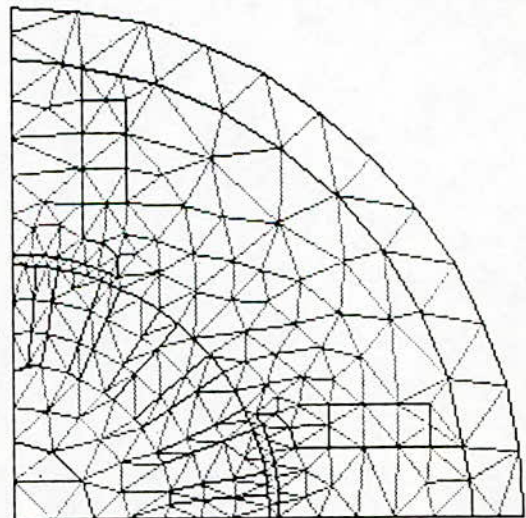


figure 12: triangulation du 1/4 de la machine à courant continu

La figure 13 nous montre la géométrie d'une portion d'un moteur asynchrone.

La figure 14 montre le découpage en éléments finis.

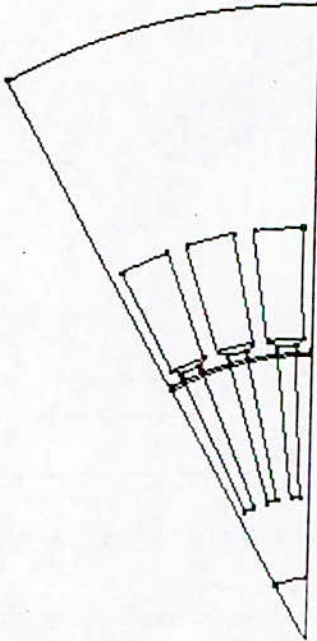


figure 13 : géométric d'une portion d'un moteur asynchrone

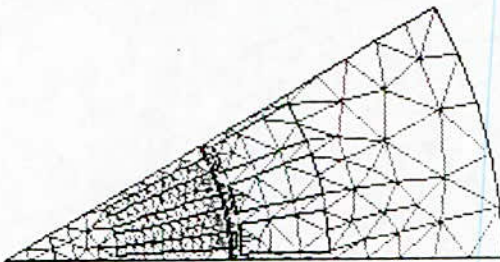


figure 14 : triangulation du moteur asynchrone

CONCLUSION

Le maillage d'un domaine est une étape très importante et essentielle pour la résolution d'un problème par la méthode des éléments finis. L'algorithme de Delaunay nous a permis de réaliser ce maillage bidimensionnel entièrement automatique. Cet algorithme sera utilisé pour générer un maillage tridimensionnel.

REFERENCES

- [1] J. C. SABONNADIÈRE, J. L. COULOMB " *Eléments finis et CAO* " Hermes. Traité des nouvelles technologies, série : Assistance par ordinateur XAO (1986)
- [2] K.HO-LE " Finite Element Mesh Generation Methods : A Review and Classification " *Computer Aided Design*, Volume 20, n1 (janvier 1988).
- [3] A. TAIEB BRAHIMI, A. FOGGIA and G. MEUNIER "End Winding Reactance Computation Using a 3D finite Element Program" *IEEE Transactions on Magnetics*, volume.29, n 2, March 1993.
- [4].D. A. LINDHOLM " Automatic Mesh Generation on Surfaces of Polyhedra " *IEEE Transactions ou Magnetics*, volume MAG-19, n 6 (Novembre 1986).
- [5]. E. A. HEIGHWAY " A mesh Generator for automatically subdividing irregular polygous into Quadrilaterals " *I.E.E.E Transactions ou magnetics*, volume MAG-19, N 6 (NOVEMBRE 1983).
- [6].G. MARSHALL, K. P. EIESMAN, J.T.KUO " A General collapsing Technique for Three-Dimensional Algebraic Grid Generation " *Journal of Computational physics*, Volume 62, p 180-198 (1986).
- [7].N. GUYEN-VAN-PHAI " Automatic Mesh Generation with Tetrahedron Elements " *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, volume 18, p 273-289 (1982).
- [8].J. C. CAVENDISH " Automatic Triangulation of Arbitrary Planar Domains for the finite Element method ". *International Journal for Numerical Methods in Engineering* volume 8, p 679 à 696 (1974).
- [9].Z. J. CENDES, D. N. SHENTON, H. SHAHANASSER. " Magnetic field Computation using Delaunay Triangulation and Complementary Finite Element Methods " *IEEE Transactions ou Magnetics* volume Mag-19, n6 (Novembre 1986).
- [10].F. HERMELINE " Triangulation automatique d'un Polyèdre en dimension N " *R. A. I. R. O., Analyse numérique*, volume 16, n 3 p 211 à 242 (1982).
- [11].J. B. ALBERTINI " Contribution à la réalisation d'un logiciel de modélisation de phénomènes électromagnétique en trois dimensions par la méthode des éléments finis : FLUX3D " Thèse de doctorat de l'IN.P.G' (Novembre 1988).
- [12].J. L. COULOMB " Maillage 2D et 3D Expérimentation de la triangulation de Delaunay " Journées pour la génération automatique et l'adaptation de maillages. Grenoble (Octobre 1987).
- [13].DU TERRAIL, G. MEUNIER, J. L. COULOMB. " Maillageur en Eléments finis tridimensionnels pour la modélisation des champs magnétiques " Journée SEÉ, Grenoble (22 Mars 1984).
- [14].A.RAIZER " Maillage Auto-adaptatif dans les logiciels de calcul de champ Électromagnétique bidimensionnel et Tridimensionnel. " Thèse de doctorat de l'INP Grenoble Juillet 1991.
- [15].A.TAIEB-BRAHIMI " Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'Eléments finis 2D et 3D " Thèse de doctorat de l'INP Grenoble, Juin 1992.

ETUDE DES TECHNIQUES DE MODULATION OPTIMALE POUR ONDULEUR DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE

Y.Ait-Gougam, A.Nafa, T.Morsli

Département d'Electrotechnique
U.S.T.H.B, B.P.32 El Alia, Bab-Ezzouar Alger

Résumé:

Dans cet article, nous étudions les techniques de modulation optimale destinées à la commande en tension d'un moteur asynchrone.

Les techniques examinées, sont basées sur la minimisation d'un seul critère de performance et assurent, d'une part, une nette augmentation du gain en tension de l'onduleur, ce qui a pour conséquence d'élargir la plage de variation de vitesse de la machine, et d'autre part de meilleures performances de l'association onduleur-machine même avec un nombre réduit d'impulsions par période.

Mots clés:

Onduleur de tension, modulation de largeur d'impulsions, moteur asynchrone.

1/ Introduction:

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu.

L'onduleur de tension qui assure l'alimentation de la machine est très utilisé dans ce domaine et en particulier s'il est commandé par modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.).

L'étude des effets d'une onde MLI sur les performances d'une machine a montré qu'une onde MLI de qualité, doit être en mesure de minimiser les effets indésirables dus à la présence des harmoniques; tels que les pics de courant, les pulsations de couple et les pertes supplémentaires d'origine ohmique, affectant le rendement de la machine [1]

Les techniques conventionnelles: triangulo-sinusoidale, réalisée complètement en analogique [2], et ses différentes versions numérisées, largement connues sous le nom de techniques à échantillonnage régulier [3], [4], ont montré leurs limites pour les faibles valeurs de l'indice de modulation et par leur principe même, ne peuvent agir sur aucun critère de performance. Ces techniques, en plus de leur gain en tension limité à 78% de la pleine-onde, délivrent des formes d'ondes sans connaissance préalable de leurs effets sur la machine.

Dans le présent papier, nous étudions trois techniques de modulation optimale permettant une augmentation du gain en tension de l'onduleur et

assurant de meilleures performances de l'association onduleur-machine.

2/ Technique de modulation par élimination d'harmoniques:

Cette technique consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables. Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie de l'onduleur. Ceci améliore le rendement de l'association onduleur-machine asynchrone par la réduction des pointes de courant, des ondulations de couple et des pertes dans la machine [5].

Sur la figure (1), nous avons représenté l'onde de sortie d'un onduleur de tension commandé par cette technique.

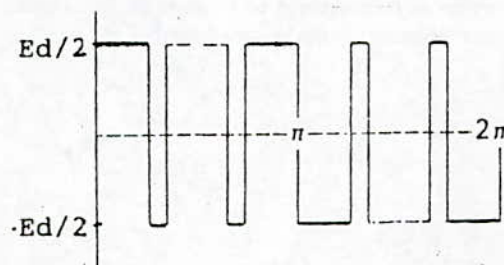


FIG.1:ONDE DE TENSION M.L.I.

fois, que l'amplitude du premier harmonique non éliminé est la plus importante, ceci constitue l'inconvénient majeur de la technique.

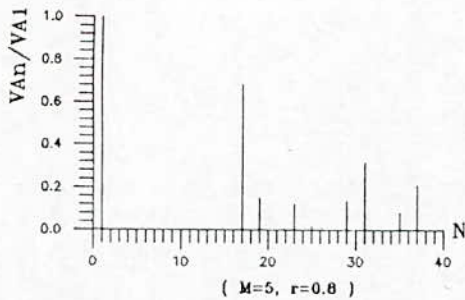
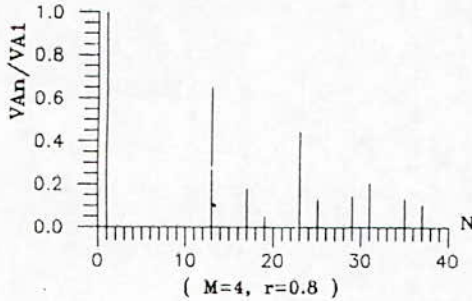


FIG.4: SPECTRE DE LA TENSION DE SORTIE

Le courant obtenu dans le cas de l'élimination des harmoniques 5, 7 et 11 (fig.5) approche la forme sinusoïdale et présente des pics assez faibles. La figure (6), représente la variation du couple électromagnétique de fréquence égale à 6 fois celle du fondamental de la tension d'alimentation et présentent des pulsations assez importantes.

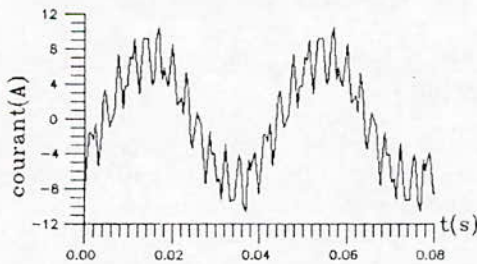


FIG.5: COURANT DE PHASE STATORIQUE

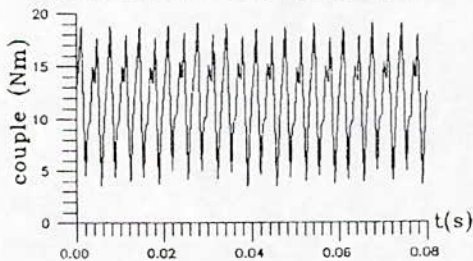


FIG.6: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

2/ Technique de minimisation des harmoniques de courant:

Cette technique consiste à déterminer les angles de commutation de l'onduleur qui permettent de minimiser la quantité:

$$I_{har} = \sqrt{\sum_{k=5}^{N_{har}} I_k^2} \quad k=6i \pm 1 \quad (i=1,2,\dots)$$

N_{har} : rang maximum des harmoniques considérés.
 I_k : représente le $k^{\text{ème}}$ harmonique de courant obtenu à partir du schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone établi pour les harmoniques de courant, (fig.7)



FIG.7: SCHEMA EQUIVALENT POUR LES HARMONIQUES DE COURANT

D'où l'on tire:

$$I_k = \frac{V_k}{2\pi f_1 l}$$

où:

$$l = l_1 + l_2$$

l_1 : inductance de fuite partielle statorique.

l_2 : inductance de fuite partielle rotorique ramenée au primaire.

Pour une forme d'onde MLI, dont le développement en série de fourier est donné par (1), on aboutit à l'expression à minimiser qui suit:

$$I_{har} = \frac{E_1}{2\pi l \omega_1} \sqrt{\sum_{k=5}^M \left(\frac{4(1 + 2 \sum_{j=1}^M (-1)^j \cos(K\alpha_j))}{K^2} \right)^2}$$

La minimisation de cette expression doit avoir pour effet de réduire les pertes cuivre dans la machine, d'atténuer les pics de courant et les ondulations de couple. Le calcul a été effectué suivant l'algorithme de Hooke et Jeeves [7], appelé aussi méthode par déplacement linéaire: la méthode, tout en restant simple, consiste à faire une exploration suivant les directions de la base canonique. Une fois la direction optimale trouvée, on fait un déplacement d'un pas vers ce point et on le prend Comme nouvelle base d'exploration et ainsi de suite. Sur la figure (8), nous avons représenté la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental pour, respectivement, M=3 et M=4.

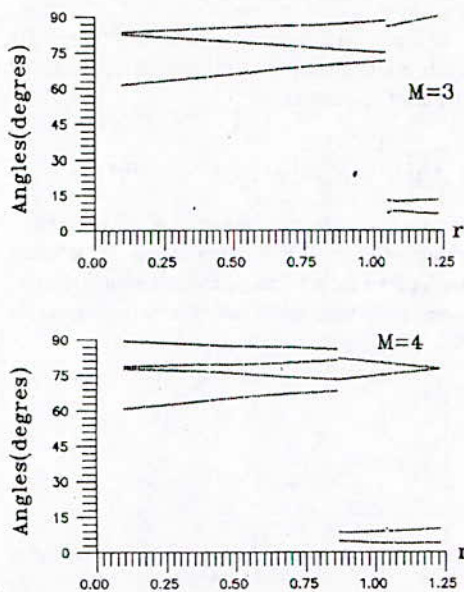


FIG.8: VARIATION DES ANGLES DE COMMUTATION EN FONCTION DE r

Pour chaque valeur de M, nous constatons qu'il existe deux solutions, l'une continue alors que l'autre présente des discontinuités.

Bien que la première solution assure une plus grande amplitude du fondamental (1.27), la seconde, avec une amplitude maximum de 1.23, fournit un meilleur minimum.

- Etude des points de discontinuité:

Ces points jouent un rôle important dans la technique de minimisation des harmoniques de courant.

Les figures (9) et (10) représentant les spectres et les THD à droite et à gauche du point de discontinuité pour M=3 et M=4 respectivement, montrent que, bien que l'amplitude du fondamental est la même et que la valeur du THD ne subit pas de discontinuité, les spectres sont de meilleure qualité à droite de ces points, car présentant des harmoniques de bas ordre les plus faibles. Nous concluons avec Bowes [1], que le THD ne peut constituer à lui seul, un indice de performance suffisant pour évaluer la qualité d'une onde MLI.

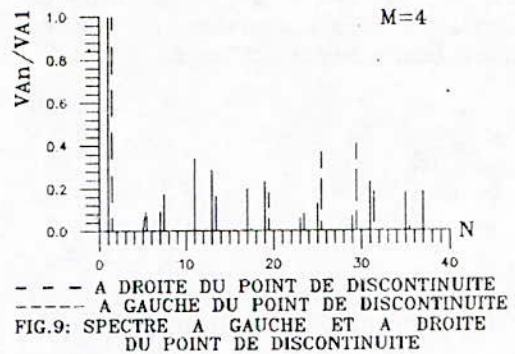
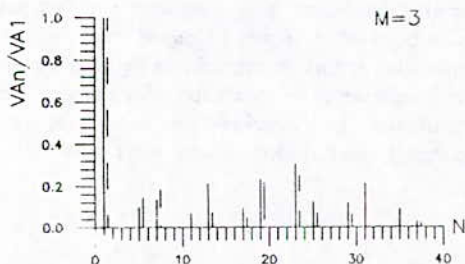


FIG.9: SPECTRE A GAUCHE ET A DROITE DU POINT DE DISCONTINUITÉ

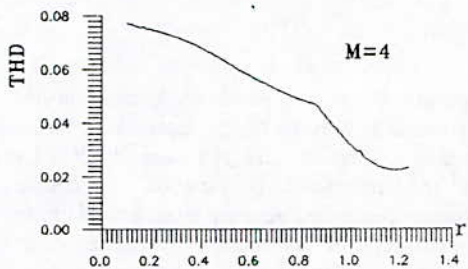
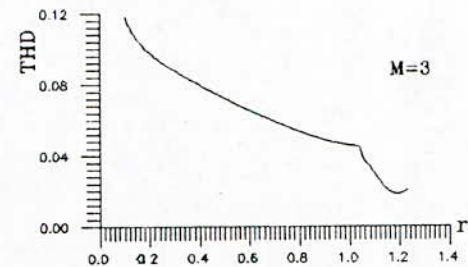


FIG.10: VARIATION DU THD EN FONCTION DE r

Effet de l'onde MLI sur le comportement du moteur:

La figure (11), représente la variation du courant statorique sous les mêmes conditions fixées précédemment. Ce courant suit une allure sinusoïdale avec une réduction notable des pics. Par ailleurs, le couple électromagnétique, (fig.12), est pulsatoire avec des amplitudes instantanées plus importantes.

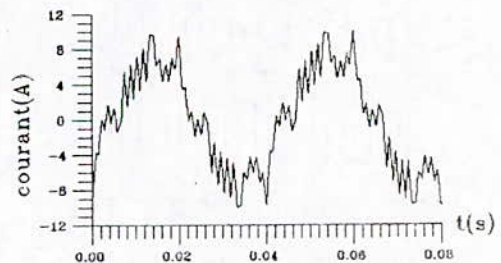


FIG.11: COURANT DE PHASE STATORIQUE

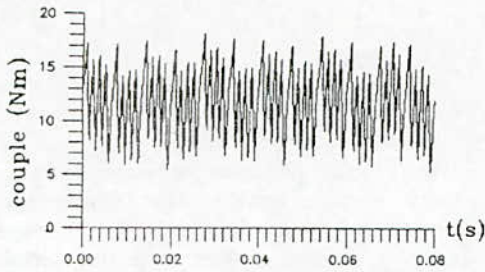


FIG.12: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

3/ Technique de minimisation des harmoniques de couple:

Les effets des harmoniques de couple sont, surtout, ressentis en basse fréquence, car ils provoquent une variation de vitesse angulaire sur une période de rotation du rotor.

Cette technique permet de minimiser les fluctuations de couple en réalisant un choix adéquat sur les angles de commutation.

3-1/ Harmoniques de couple:

Les harmoniques de couple sont de deux types:

a) Les harmoniques constants du couple:

Ils sont issus de l'interaction des harmoniques du flux magnétique avec les harmoniques du courant rotorique du même ordre. L'expression du couple constant d'ordre k est donné par:

$$T_k = \pm \frac{3I'_{2k}{}^2 R_{2k}}{2\pi K_f S_k}$$

S_k : glissement de l'harmonique d'ordre k.

I'_{2k} : courant harmonique d'ordre k ramené au stator.

En utilisant l'expression de T_k , les couples développés jusqu'au rang 19 ont été calculés pour une onde en créneaux. Les résultats obtenus, placés sur la diagonale du tableau 1, montrent qu'ils ont de faibles valeurs et peuvent, de ce fait être négligés.

b) Les harmoniques pulsatoires de couple:

Les couples pulsatoires, dont la valeur moyenne est nulle, sont produits par l'interaction des harmoniques des flux rotatifs avec les harmoniques du courant rotorique de différents ordres.

Le couple engendré par l'interaction du flux produit dans l'entrefer par le k^{ème} harmonique $\Phi_k(t)$ et le courant rotorique induit par le n^{ème} harmonique, a pour expression:

$$T_{k-n} = \frac{\sqrt{2}}{\omega k} \cdot E_{2k} \sin(k\omega t) \sqrt{2} I'_{2n} \sin(n\omega t - \beta_k)$$

E_{2k} : valeur efficace de la f.é.m

I'_{2n} : valeur efficace du courant rotorique ramené au stator.

Cette expression concerne une seule phase, les deux autres sont obtenues par décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$. Sur le tableau (1), nous constatons que ces couples sont les plus importants et par conséquent, les plus nuisibles pour la machine.

K	1	5	7	11	13	17	19
V _k	1.273	0.254	0.181	0.115	0.097	0.074	0.067

E _{2k} I'2n	1	5	7	11	13	17	19
1	100%	2.33	1.18	0.48	0.34	0.20	0.16
5	14.7	0.01	0.16	0.06	0.04	0.02	0.02
7	7.32	0.16	0.00	0.03	0.02	0.01	0.01
11	2.96	0.06	0.03	0.00	0.01	0.00	0.00
13	2.11	0.04	0.02	0.01	0.00	0.00	0.00
17	1.23	0.02	0.01	0.00	0.00	0.00	0.00
19	0.99	0.02	0.01	0.00	0.00	0.00	0.00

TABLEAU 1
Amplitude des harmoniques de tension et harmoniques de couple correspondants

Nous concluons que parmi les n² couples produits par les n harmoniques de flux, seulement (n-1) harmoniques seront pris en compte lors de la minimisation.

- Procédé de minimisation:

Pour cette technique, la quantité à minimiser est:

$$T_{har} = \sqrt{\sum_{n=1}^3 T_{6n}^2}$$

avec

$$T_{6n} = [T_{1-(6n+1)} + T_{1-(6n-1)}]_{\text{efficace}}$$

Ceci nous conduit à l'expression finale:

$$T_{har} = \sqrt{\sum_{n=1}^3 \left(\left(3 \cdot \frac{E_{21}}{\omega_1} (I'_{2(6n-1)} \cos(6n\omega_1 t - \beta_{(6n-1)})) \right)^2 + I'_{2(6n-1)}^2 \cos(6n\omega_1 t + \beta_{(6n-1)}) \right)^2}$$

Où E_{21} , I'_{2k} et β_k sont calculés à partir du schéma équivalent classique de la machine asynchrone donné par la figure (13).

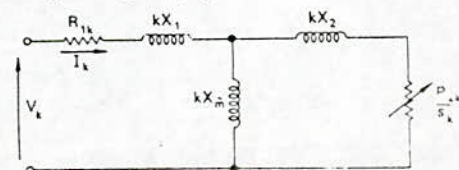


FIG.13: SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La minimisation de cette expression a été effectuée par l'algorithme de Hooke et Jeeves. Les angles de commutation dépendent des paramètres de la machine et de son mode de charge.

- Effets de l'onde MLI sur le comportement du moteur:

Nous présentons à la figure (14), le spectre obtenu pour onde de tension à 4 angles de commutation et une fréquence de 31,4 Hz. Nous remarquons que les harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, et 19 responsables des couples pulsatoires sont atténués, par contre le courant de phase, (fig.15), présente des pics importants augmentant les pertes cuivre au niveau de la machine.

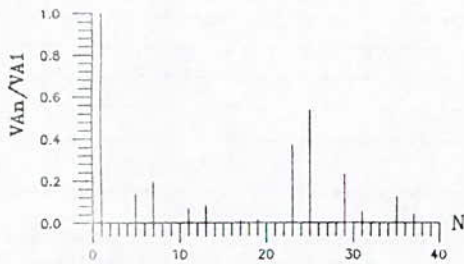


FIG.14: SPECTRE DE LA TENSION DE SORTIE

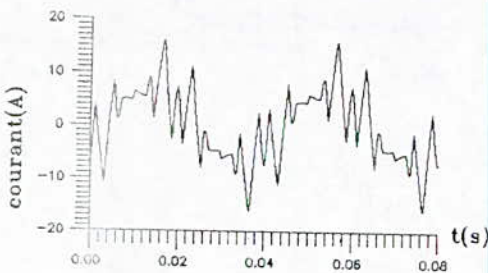


FIG.15: COURANT DE PHASE STATORIQUE

Le couple électromagnétique, (fig.16), présente moins de pics, ce qui confirme la minimisation des harmoniques de couple.

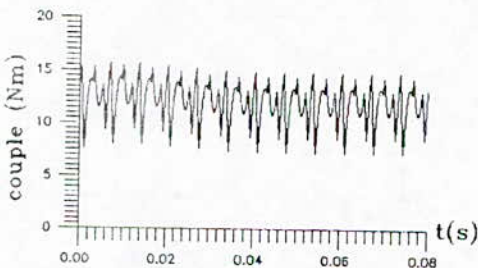


FIG.16: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

4/ Conclusion:

L'étude effectuée sur les techniques de modulation optimale a permis de situer leurs performances et leurs limites.

Ces techniques présentent de bonnes performances même avec un nombre réduit d'impulsions par période et produisent un gain en tension élevé comparé à celui obtenu avec les techniques conventionnelles; il est de 92% par rapport à la pleine onde pour la technique d'élimination d'harmoniques, de 97% pour la minimisation des harmoniques de courant et de 93% pour celle minimisant les harmoniques de couple. Ces techniques offrent, donc, une plus grande plage de variation de vitesse de la machine associée à l'onduleur.

Les courbes représentant, pour ces techniques, la variation des angles de commutation en fonction du fondamental ne sont pas linéaires, ce qui conduit à adopter une méthode tabulée pour une mise en oeuvre de la commande par microprocesseur.

La technique de minimisation des harmoniques de couple fait intervenir les paramètres de la machine ainsi que ses conditions de charge, ceci permet de classer cette technique parmi celles qui sont réalisées avec une boucle fermée.

L'inconvénient de ces techniques est que l'amélioration d'un critère de performance entraîne la détérioration d'un autre; ainsi l'élimination d'harmoniques s'accompagne par d'importantes fluctuations du couple dues essentiellement à l'amplitude élevée du premier harmonique non éliminé; la technique de minimisation des harmoniques de courant améliore le rendement de la machine sans toutefois éliminer les harmoniques de bas ordre, qui peuvent, malgré leurs amplitudes réduites, engendrer des pulsations de couple, la technique de minimisation des harmoniques de couple s'accompagne par d'importantes pertes cuivre, ce qui affecte le rendement de l'association.

Nous concluons, enfin, que l'amélioration de la qualité de l'onde MLI et par conséquent des performances de l'association nécessite un procédé de minimisation qui tiendrait compte de plusieurs critères de performances à la fois.

Modele de simulation:

Le moteur asynchrone porte les caractéristiques suivantes:

- Puissance nominale: $P_n=3,7 \text{ Kw}$
- Fréquence nominale: $F_n=50\text{Hz}$
- Nombre de paires de pôles: $p=2$
- Tension d'alimentation: $220/380 \text{ V}$
- Courant nominal statorique: $I_{sn}=8,54 \text{ A}$
- Courant nominal rotorique: $I_{rn}=32,5 \text{ A}$

PARAMETRES ELECTRIQUES

- Résistance d'une phase statorique: $R_s=0,12 \Omega$
- Résistance d'une phase rotorique: $R_r=0,11 \Omega$
- Inductance cyclique statorique: $L_s=0,17 \text{ H}$
- Inductance cyclique rotorique: $L_r=0,015\text{H}$
- Mutuelle cyclique stator-rotor: $M=0,048\text{H}$

PARAMETRES MECANIQUES

- Inertie des masses tournantes: $J=0,135 \text{ N.m/rd.s}^{-2}$
- Coefficient de frottement: $K_f=0,0082 \text{ N.m/rd.s}^{-1}$
- Coefficient de charge: $K_c=0,15/\text{rd.s}^{-1}$

Références:

- [1]: S.R. Bowes, A. Midoune, "New PWM switching strategies for microprocessor controlled inverter drives", IEE proceedings, vol 133, Pt. B, N° 4, july 1986.
- [2]: A. Schönung, H. Stemmler, "static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a.c. drives", Brown Boveri rev., vol. 51, 1964
- [3]: Y. Hokim, M. Ehsani, "an algebraic algorithm for microcomputer-based (direct) inverter pulse with modulation", IEEE trans. on industry applications, vol. TA-23, NO.4, july/august 1987.
- [4]: "A new microcomputer controllers modulator for PWM inverters", J. Hamman, L.P Dutoit, IEEE trans. on industry applications, vol. IA-22, NO.2, march/april, 1986.
- [5]: Y. Ait Gougam, MO. Mahmoudi, "commande par la technique d'élimination d'harmoniques d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", JTEA, Tunis, fevrier 1993..
- [6]: M.S. Patel, R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in Thyristor inverter: part-I- Harmonic elimination", IEEE transactions industry applications, vol.IA-9, No. 3, may/june 1973.
- [7]: J-H. Cohen, F. Joutel, Y. Cordier, B. Jech, Turbo Pascal "Initiation et Applications Scientifiques", Edition MARKETING, 1989.

**COMPARAISON DES TECHNIQUES MLI A
ECHANTILLONNAGE REGULIER ADAPTEES
A L'ONDULEUR DE TENSION EN PONT
ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE**

N. Boudjerda ^{*}, H. Chekireb ^{**}

^{*}: Département de Physique
Ecole Normale Supérieure de Jijel, BP 98,
Ouled Aïssa, 18000, Jijel.

^{**}: Département de Génie Electrique,
Ecole Nationale Polytechnique,
10, Avenue Hassan Badi, El Harrach, Alger.

Thème: Electronique de puissance et commande

RESUME

Après analyse des stratégies MLI à échantillonnage régulier (symétrique, asymétrique et modifié), leur comparaison du point de vue implantation sur ordinateur et performances de l'association onduleur de tension-moteur asynchrone révèle la supériorité de la version modifiée. L'implantation pratique des trois techniques confirme les résultats de la simulation.

INTRODUCTION

La commande du moteur asynchrone par les variables statoriques nécessite une alimentation variable en amplitude et en fréquence. L'onduleur de tension à MLI est bien adapté à ce type d'alimentations, [1]. Les progrès enregistrés dans les domaines des semi-conducteurs et des microprocesseurs sont à l'origine du développement important que connaissent les stratégies de modulation, [2, 3, 4]. Dans cet article, une étude comparative des techniques MLI à échantillonnage régulier est effectuée; après analyse des

techniques, la réponse du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension, vis à vis de ces techniques est simulée, ce qui nous permettra de les comparer. Enfin, l'implantation par microprocesseur de ces techniques, sur banc d'essai pratique, est effectuée, [5].

I / TECHNIQUES DE MODULATION

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo-sinusoidale. Elles consistent à comparer une porteuse triangulaire p à une version discrétisée r_d de la référence sinusoidale r_s , (Fig.1)

I.1 / Technique à échantillonnage régulier symétrique (RS)

I.1.a / Principe

La référence r_d est obtenue par échantillonnage de r_s aux angles des pics positifs (ou négatifs) de la porteuse p , (Fig.1). Cette technique est caractérisée par deux paramètres; l'indice de modulation M et le coefficient de réglage en tension r .

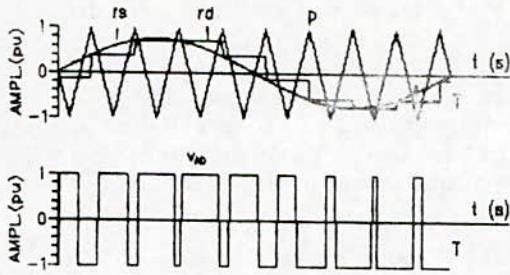


Figure 1: Principe de modulation

I.1.b / Calcul des angles de commutation

La tension v_{ao} ne présente aucune symétrie, (Fig.1), le calcul des angles de commutation sur une période donne:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2M} [4j - r \sin(\frac{[4j-1]\pi}{2M})]$$

$$\alpha_{2j-2} = \frac{\pi}{2M} [4j + 2 + r \sin(\frac{[4j-1]\pi}{2M})] \quad (1)$$

$j = 0, \dots, M-1$

I.1.c / Etude de la tension de sortie

La décomposition en série de Fourier de la tension v_{ao} , donne des harmoniques paires et impaires d'expression générale:

$$v_{ko} = A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t) \quad k=1, 2, \dots \quad (2)$$

le calcul de A_k et B_k donne:

$$A_k = \frac{2E}{k\pi} \sum_{j=1}^M [\cos(k\alpha_{2j-1}) - \cos(k\alpha_{2j})] \quad (3)$$

$$B_k = \frac{2E}{k\pi} \sum_{j=1}^M [\sin(k\alpha_{2j}) - \sin(k\alpha_{2j-1})]$$

Les caractéristiques de la tension simple v_a (aux bornes d'une charge montée en étoile sans neutre) en fonction des paramètres de modulation M et r, (Fig.5.a), montrent:

- la variation linéaire du fondamental en fonction de r ce qui est bien adapté au réglage de la source alternative,
- la présence d'harmoniques de rangs paires due à la non-symétrie de la tension.

I.2 / Technique à échantillonnage régulier asymétrique (RA)

I.2.a / Principe

Pour cette technique, l'échantillonnage de r_s s'effectue aux angles des pics positifs et négatifs de la porteuse p, (Fig 2). Les mêmes paramètres M et r caractérisent cette technique.

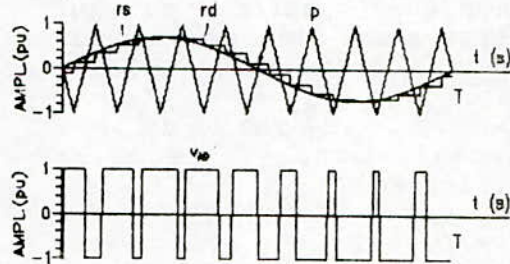


Figure 2: Principe de modulation

I.2.b / Calcul des angles de commutation

Le calcul des angles de commutation sur une période donne:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2M} [4j - r \sin(\frac{[4j-1]\pi}{2M})]$$

$$\alpha_{2j-2} = \frac{\pi}{2M} [4j + 2 + r \sin(\frac{[4j+1]\pi}{2M})] \quad (4)$$

$j = 0, \dots, M-1$

l'alternance négative de la tension reproduit au signe près celle positive. En effet, l'équation 4 vérifie que:

$$\alpha_{k,M} = \pi + \alpha_k \quad (5)$$

il est alors avantageux de faire le calcul sur une moitié de la période, puis de compléter à l'aide de l'équation 5.

I.2.c / Etude de la tension de sortie

La décomposition de la tension v_{ao} en série, comporte des harmoniques de rangs impaires, dont l'expression générale est:

$$v_{k0} = A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t) \quad k=1,3,\dots (6)$$

La détermination de A_k et B_k aboutit à:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{4E}{k\pi} (\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \dots + \cos k\alpha_{2j-1} - \\ &\quad - \cos k\alpha_{2j+2} + \dots + \cos k\alpha_M) \\ B_k &= \frac{4E}{k\pi} (-\sin k\alpha_1 + \sin k\alpha_2 - \dots - \sin k\alpha_{2j-1} + \\ &\quad + \sin k\alpha_{2j+2} - \dots - \sin k\alpha_M) \end{aligned} \quad (7)$$

Les caractéristiques de la tension v_{a0} (Fig.5.b) montrent la variation linéaire du fondamental en fonction de r et la disparition des harmoniques paires, ce qui constitue une amélioration par rapport à la technique RS.

I.3 / Technique à échantillonnage régulier modifié (RM)

I.3.a / Principe

La seule différence avec la technique RA est la valeur de r_d entre deux angles d'échantillonnage successifs qui est la demi-somme de celles prises par r_s en ces deux angles (Fig.3).

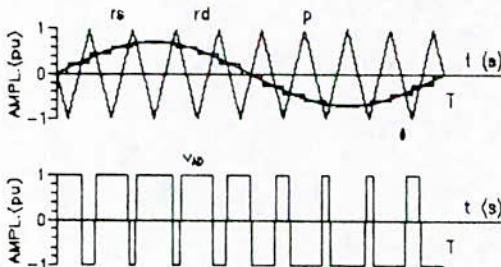


Figure 3: Principe de modulation

I.3.b / Calcul des angles de commutation

La double symétrie de la tension v_{a0} par rapport à $\pi/2$ et π resreint le calcul au premier quart de période seulement:

$$\begin{aligned} \alpha_{2j-1} &= \frac{\pi}{2M} [4j - \frac{\pi}{2} (\sin \frac{[4j-1]\pi}{2M} + \sin \frac{[4j+1]\pi}{2M})] \\ \alpha_{2j+2} &= \frac{\pi}{2M} [4j+2 + \frac{\pi}{2} (\sin \frac{[4j+1]\pi}{2M} + \sin \frac{[4j+3]\pi}{2M})] \end{aligned} \quad (8)$$

$$j = 0, \dots, \frac{M+1}{4}$$

I.3.c / Etude de la tension de sortie

Vu la double symétrie de v_{a0} , sa décomposition en série comporte des harmoniques de rangs impaires d'expression:

$$v_{k0} = A_k \sin(k\omega t) \quad k=1,3,\dots (9)$$

avec,

$$A_k = \frac{4E}{k\pi} (1 - 2\cos k\alpha_1 + 2\cos k\alpha_2 - \dots - 2\cos k\alpha_{2j-1} + 2\cos k\alpha_{2j+2} - \dots + 2\cos k\alpha_M) \quad (10)$$

La figure 5.c montre que la tension de sortie offre des performances très proches de celles de la technique RA.

III / PERFORMANCES DU MOTEUR VIS A VIS DES TECHNIQUES

L'association onduleur-moteur asynchrone a été simulée, les formes du courant et du couple électromagnétique de la machine (Fig.6), correspondent à un flux dans la machine voisin de sa valeur nominale. Elles montrent que:

a) pour la technique RS:

- la forme du courant ne présente aucune symétrie, ceci est dû à la non-symétrie de l'onde de tension,

- les pics du couple sont périodiques de période $2\pi/3$. En effet, les harmoniques du courant qui apparaissent sont d'ordres $3k\pm 1$ et les couples harmoniques résultants sont d'ordres $3k$.

b) pour les techniques RA et RM:

- du fait de la symétrie de la tension, l'alternance négative du courant reproduit au signe près celle positive,

- la période des pics du couple est de $\pi/3$ car les harmoniques du courant sont d'ordres $6k\pm 1$ et ceux du couple de rangs $6k$.

IV / COMPARAISON DES TECHNIQUES

la comparaison porte sur:

- le calcul des angles de commutation et la facilité que ceci engendre pour l'implémentation pratique sur ordinateur,
- les performances de la tension qu'elles génèrent et le comportement de la machine vis à vis des techniques.

a / Le tableau de la figure 4 montre la supériorité de la technique RM du point de vue calcul des angles de commutation.

b / Les résultats obtenus par simulation numérique, (Fig 5) montrent que les techniques RA et RM offrent des performances très proches, tout en étant meilleures que la stratégie RS.

IV / IMPLANTATION PRATIQUE

Un pont onduleur triphasé à transistors, commandé par microprocesseur, alimente le moteur asynchrone. Les signaux de commande sont générés par la méthode tabulée. Le moteur est couplé en triangle, la tension d'entrée de l'onduleur est de 130 v. Les résultats pratiques sont obtenus à 25 Hz, avec $M=9$ et $r=0.8$. Pour les trois techniques, il est relevé, (Fig 6):

- le signal de commande d'une phase,
- la tension entre phases,
- le courant de ligne.

Ces résultats concordent avec la simulation; on retrouve la non-symétrie de la tension et du courant pour la technique RS, la symétrie de la tension et du courant par rapport à π pour la technique RA, tandis que pour la technique RM, on retrouve la double symétrie de la tension et la symétrie du courant.

CONCLUSION

Une comparaison des stratégies MLI à échantillonnage régulier a été effectuée. L'analyse des techniques et la simulation du fonctionnement de l'association onduleur-moteur asynchrone montrent que la technique RM est plus performante. Enfin, les trois techniques ont été implantées sur ordinateur et les relevés expérimentaux obtenus lors de la réalisation de l'association onduleur-moteur confirment la simulation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. O. Mahmoudi, "Variateurs de vitesse à moteurs asynchrones, leurs simulation et synthèse sur leurs performances", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Octobre 1990
- [2] S. R. Bowes, M. Mech. E. and A. Midoun, "New RM, switching strategy for microcomputer controlled inverter drives", IEE proceedings, vol. 133, Pt B, No. 4, July 1986.
- [3] A. Midoun, "PWM strategies for microprocessor control of variable speed drives", Phd Thesis University of Bristol, December 1985.
- [4] N. Boudjerda, H. Chekireb, M. S. Boucherit, "Etude par simulation d'un onduleur de tension commandé selon différentes techniques de modulation", COMAEI'93 Djelfa, Algérie, Mai 1993.
- [5] N. Boudjerda, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale: étude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Octobre 1993.

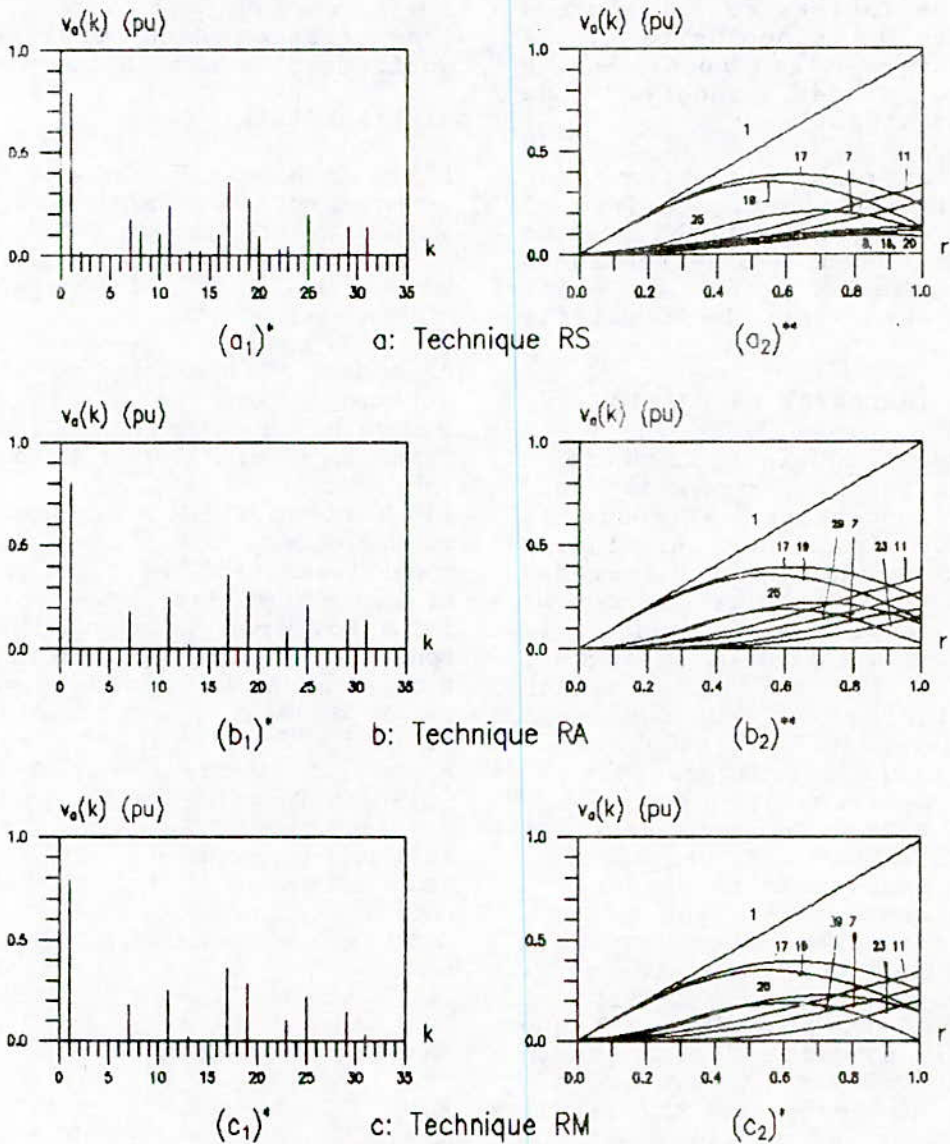
PARAMETRES DE LA MACHINE

$$\begin{aligned}
 V_n/U_n &= 220/380 & P_n &= 2 \text{ kw} \\
 N_n &= 1425 \text{ tr/mn} & T_n &= 160 \text{ ms} \\
 x'_{ls} &= x'_{lr} = 0.141 \text{ pu} & r_s &= 0.05 \text{ pu} \\
 r'_r &= 0.0824 & x_n &= 2.07 \text{ pu}
 \end{aligned}$$

Techniques MLI	*	**
RS	M	2M
RA	M	M
RM	$(M \pm 1/2) + 1$	$(M \pm 1) / 2$

* : Nombre de sinus à connaître,
 ** : Nombre d'angles de comutation à calculer.

Figure 4: Procédé de calcul des angles de comutation.



*: spectre de v_a pour $(M=9 \text{ et } r=0.8)$
 **: variation du spectre de v_a en fonction de r pour $M=9$

Figure 5: Caracteristiques de la tension

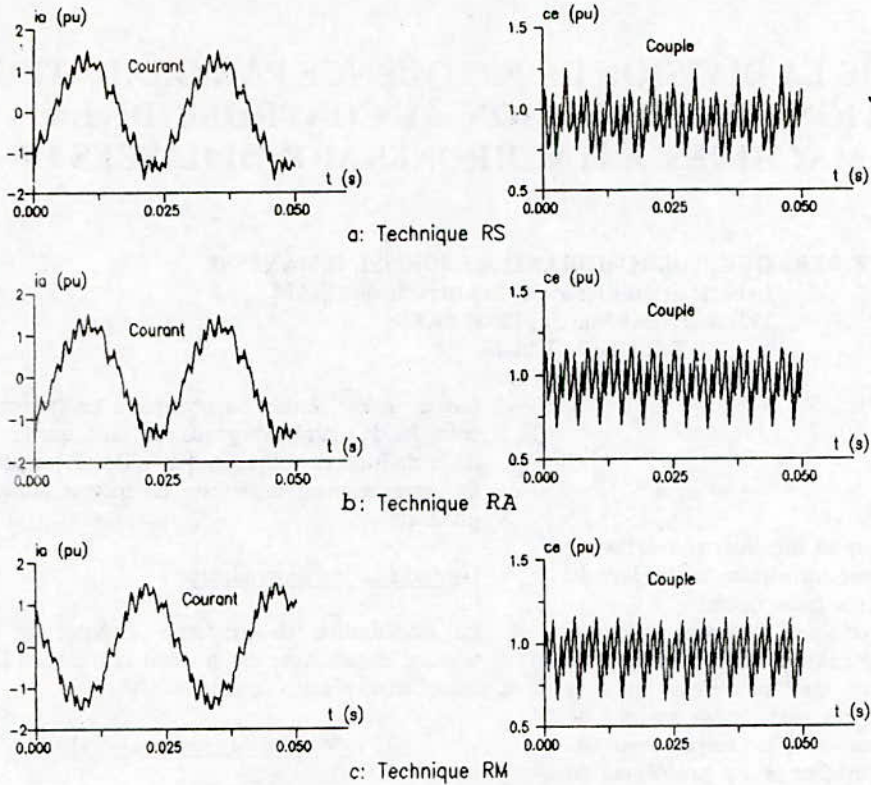
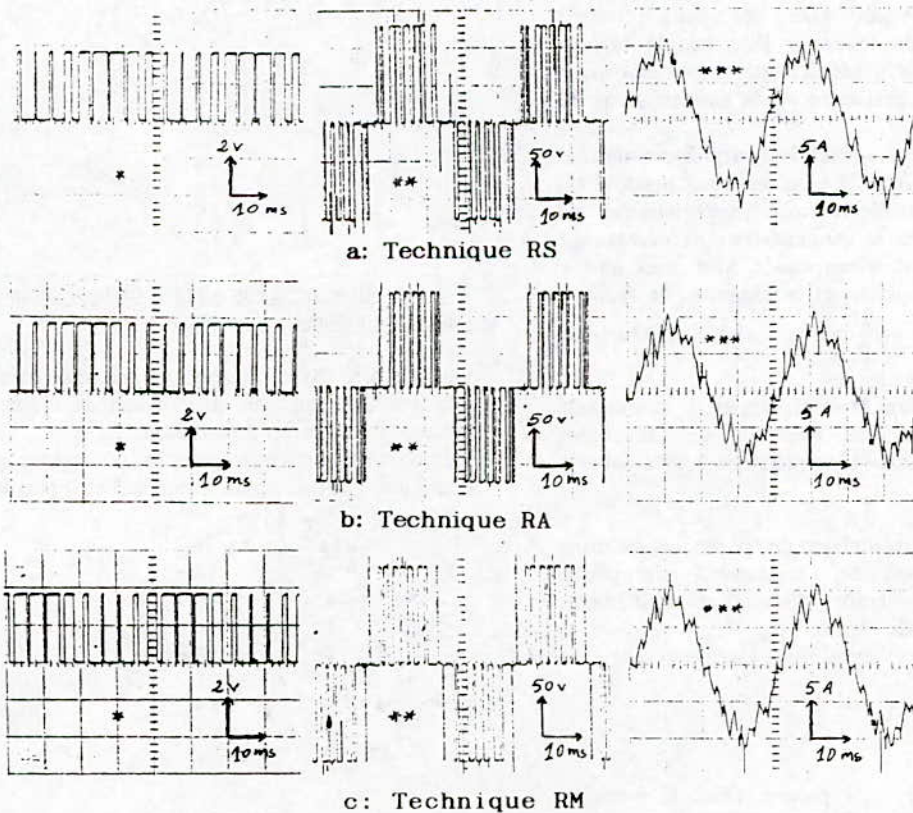


Figure 5: Formes du courant et du couple



*: signaux de commande ** : tension composée ***: courant de ligne
 Figure 6: Résultats expérimentaux

ETAT D'ART DE LA DIVISION DE FREQUENCE PAR GRADATEURS. GENERALISATION ET APPLICATION AU CONTROLE DE LA VITESSE DES MACHINES ASYNCHRONES MONOPHASEES ET TRIPHASEES

E.BERKOUK, Y.B.ROMDHANE, A.L.IDRISSI, G.MANESSE
 Laboratoire d'Electricité Industrielle du CNAM
 292, Rue Saint-Martin, 75003 PARIS
 Tel: (1) 40-27-25-78
 Fax: 42-71-93-29

Résumé:

Le moteur asynchrone est un excellent convertisseur d'énergie. C'est son régime transitoire brutal lors du démarrage qui constitue son point faible.

En effet, pour le moteur triphasé, sont générés lors de ce régime des à coups de courant et par la même de couple qui sont néfastes tant au réseau qu'à la charge. De même, le moteur asynchrone monophasé est caractérisé par un couple moyen nul au démarrage. Afin de remédier à ce problème, on utilise généralement soit un enroulement auxiliaire en série avec un condensateur, ou bien une spire de frager, pour favoriser l'un des deux champs tournants (direct ou inverse). Une fois le moteur démarré, on prévoit généralement un système pour découpler la phase auxiliaire et son condensateur du réseau.

Ce système de démarrage utilisé jusqu'à maintenant est relativement coûteux. Les auteurs ont proposé [1] un système de contrôle du moteur monophasé qui consiste à remplacer le condensateur de démarrage par deux gradateurs monophasés, alimentés par le même réseau monophasé, et commandés de façon à avoir un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ entre les phases principale

et auxiliaire du moteur.

Les auteurs présentent trois stratégies de commande du gradateur pour le contrôle des machines asynchrones monophasé et triphasé en boucle ouverte ainsi que fermée.

Mots clés: Gradateur, division de fréquence, machine asynchrone, monophasée, triphasée, commande, phaseur temporel, train d'onde, enchaînement, boucle ouverte, boucle fermée.

Le thème choisi: Electronique de puissance et commande

I- Introduction:

Cet article comporte trois parties. Dans la première partie, on présente les modèles du gradateur monophasé et triphasé utilisant la méthode des réseaux de Petri. Une

fois le modèle établi, on présentera les trois stratégies possibles de contrôle du gradateur, ainsi que l'utilisation de la division de fréquence par phaseur temporel pour un asservissement de vitesse du moteur alimenté par gradateur.

II-Modélisation du gradateur

La modélisation du gradateur diphasé (fig 1-a) et triphasé est effectuée en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [6/7/8].

II-1- Modèle du gradateur diphasé

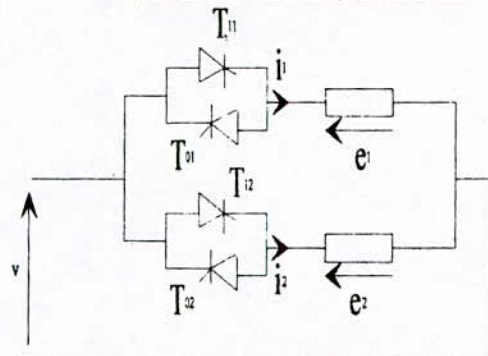


Fig 1-a: Principe du gradateur diphasé assisté par un réseau monophasé

On considère l'hypothèse qu'il ya une seule commutation à la fois. Ceci implique qu'on a seulement amorçage ou blocage, mais pas les deux ensembles.

L'étude topologique du convertisseur montre qu'on a 9 configurations (places du réseau de Petri) possibles.

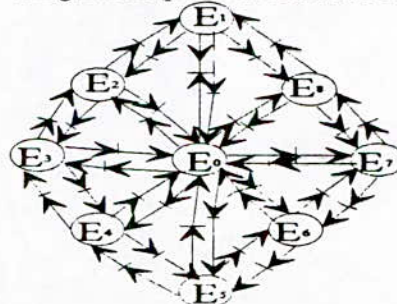


Fig 1-b- Réseau de Petri du fonctionnement du gradateur diphasé

$$E_0 = \{\emptyset\}; E_1 = \{T_{11}\}; E_2 = \{T_{11}, T_{12}\}; E_3 = \{T_{12}\};$$

$$E_4 = \{T_{01}, T_{12}\}; E_5 = \{T_{01}\}; E_6 = \{T_{01}, T_{02}\};$$

$$E_7 = \{T_{02}\}; E_8 = \{T_{11}, T_{02}\};$$

II-2- Modèle du gradateur triphasé

L'étude topologique du convertisseur, nous permet de distinguer 13 configurations (places) distinctes.

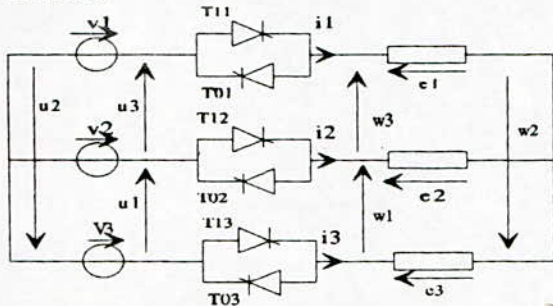


Fig2-a-Principe du gradateur triphasé

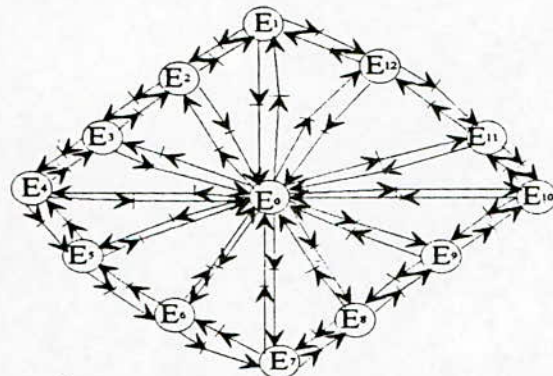


Fig 2-b: Réseau de Petri du fonctionnement du gradateur triphasé

Avec
 $E_0 = \{\emptyset\}, E_1 = \{T_{02}, T_{13}\}, E_2 = \{T_{11}, T_{02}, T_{13}\},$
 $E_3 = \{T_{11}, T_{02}\}, E_4 = \{T_{11}, T_{02}, T_{03}\}, E_5 = \{T_{11}, T_{03}\},$
 $E_6 = \{T_{11}, T_{12}, T_{03}\}, E_7 = \{T_{12}, T_{03}\}, E_8 = \{T_{01}, T_{12}, T_{03}\},$
 $E_9 = \{T_{01}, T_{12}\}, E_{10} = \{T_{01}, T_{12}, T_{13}\}, E_{11} = \{T_{01}, T_{13}\},$
 $E_{12} = \{T_{01}, T_{02}, T_{13}\}$

III- Stratégies de commande du gradateur

Le gradateur est utilisé jusqu'à ce jour comme variateur de tension alternative, en le commandant suivant l'une des deux stratégies suivantes:

- commande par la phase
- commande par train d'onde

Ce type de commande permet la variation de vitesse des moteurs asynchrones alimentés par gradateurs en jouant

sur le glissement. Malheureusement ce type de contrôle de la vitesse présente des inconvénients importants:

- des difficultés de fonctionnement du moteur avec des charges à couple constant et surtout à basse vitesse
- mauvais facteur de puissance, et donc une importante consommation d'énergie réactive
- mauvais rendement qui pénalise le système.

Dans le but de remédier à ces inconvénients, les auteurs ont proposé une stratégie de commande du gradateur en division de fréquence (commande par phaseur temporel) /1/4/ pour générer de nouvelles vitesses de synchronisme. Ainsi, on peut commander des charges à basse vitesse, et à couple constant ou variable.

III-1-Commande par la phase

Le principe de cette stratégie est de retarder l'entrée en conduction des thyristors par rapport au passage par zéro de la tension du réseau. Les impulsions des gâchettes des thyristors sont générées comme suit:

a- Gradateur diphasé assisté par le réseau monophasé

$$V_r = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{\pi}{2} \cdot (i - 1) \cdot marche\right)$$

$$V_g = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi - \gamma)$$

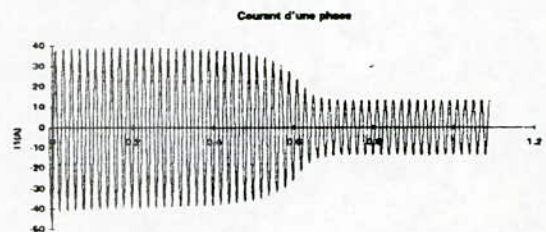
$(V_r > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_g > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T1i

$(V_r < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_g < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T0i

avec: i=1 ou 2 l'indice de la phase du convertisseur

γ : angle de retard à l'amorçage des thyristors

marche: sens de rotation des phases des tensions de sortie du gradateur (direct ou inverse)



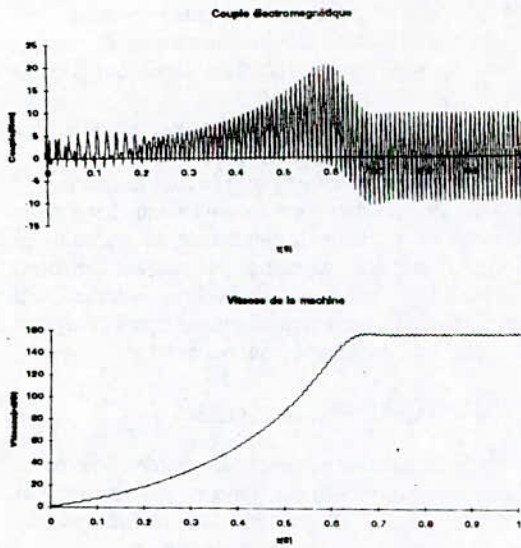


Fig3- Caractéristiques de la machine monophasée avec la commande par la phase pour $\gamma = 30^\circ$

b- Gradateur triphasé

$$V_n = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1)\right)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot marche\right)$$

$$V_{gi} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot marche\right)$$

$(V_n > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_{gi} > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T1i

$(V_n < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_{gi} < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T0i

avec $i=1,2$ ou 3 l'indice de la phase du gradateur.

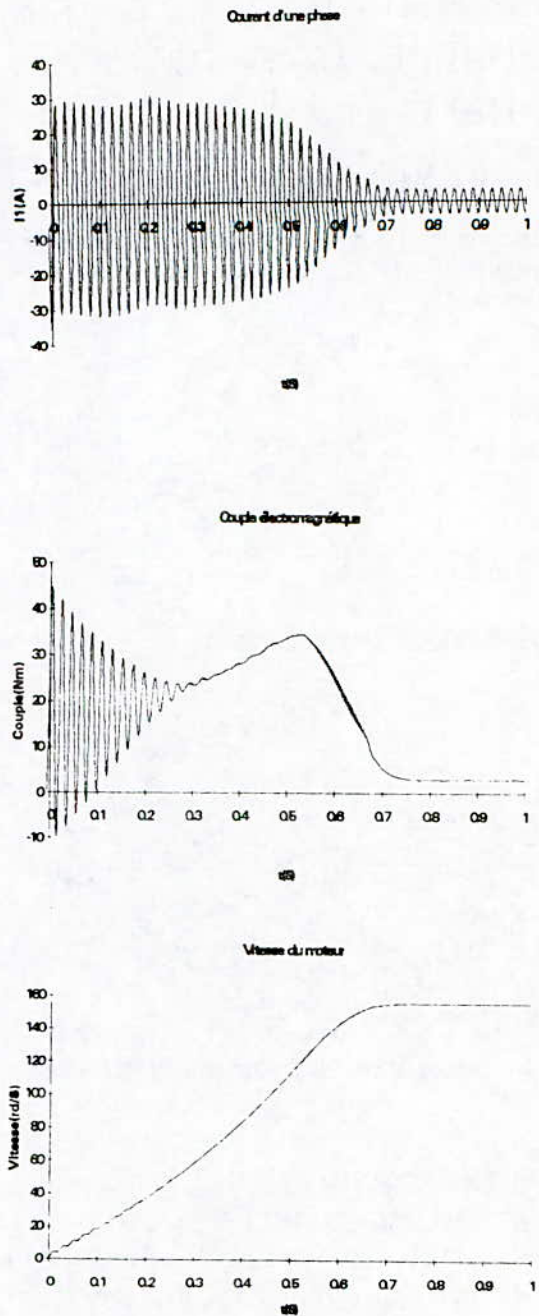


Fig4- Caractéristiques de la machine triphasée avec la commande par la phase pour $\gamma = 45^\circ$

III-2-Commande par train d'onde

Le principe de cette stratégie est de laisser les thyristors conduire complètement pendant un certain nombre m de périodes du réseau, et de les bloquer totalement durant $(p-m)$ périodes de celui-ci. Ainsi, on arrive à moduler l'énergie transmise du réseau à la charge, et

avoir une période de la tension de sortie du gradateur égale à p fois celle du réseau.

a- Gradateur diphasé assisté par le réseau monophasé

Pour réaliser une commande par train d'onde p:m, on commande les thyristors du gradateur comme suit:

$t \leq m \cdot \text{periode}$

$$V_r = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{\pi}{2} \cdot (i - 1) \cdot \text{marche}\right)$$

$$V_g = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi - \gamma)$$

$(V_r > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_g > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T1i

$(V_r < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_g < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T0i

avec: $i=1$ ou 2 l'indice de la phase du convertisseur et $\gamma = 0$

si $m \cdot \text{periode} < t \leq p \cdot \text{periode}$ alors aucune impulsion n'est envoyée aux thyristors.

b- Gradateur triphasé

Pour réaliser une commande par train d'onde p:m, on commande les thyristors du gradateur comme suit:

si $t \leq m \cdot \text{periode}$:

$$V_n = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1)\right)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot \text{marche}\right)$$

$$V_{gi} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot \text{marche}\right)$$

$(V_n > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_{gi} > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T1i

$(V_n < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_{gi} < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T0i

avec: $i=1, 2$ ou 3 l'indice de la phase du convertisseur et $\gamma = 0$

si $m \cdot \text{periode} < t \leq p \cdot \text{periode}$ alors aucune impulsion n'est envoyée aux thyristors.

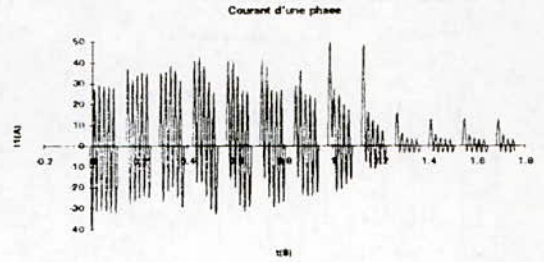


Fig5- Caractéristiques de la machine triphasée avec la commande par train d'onde (7:5)

III-3- Commande en division de fréquence par le phaseur temporel

Nous avons cherché une stratégie de contrôle du gradateur pour avoir aussi bien une variation continue de la tension de sortie, et une variation discrète de la fréquence de sortie du gradateur. Cette stratégie permet de générer de nouvelles vitesses de synchronisme pour le moteur à induction, et donc de réaliser un variateur asynchrone de vitesse. Ce type de commande peut aussi bien être utilisé dans d'autres applications telle que le chauffage électrique, où on utilise habituellement pour le gradateur la commande par train d'onde.

Les impulsions de commande des thyristors du gradateur fonctionnant comme cycloconvertisseur (diviseur de fréquence) sont données comme suit:

a- Gradateur diphasé assisté par le réseau monophasé

$$V_r = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\frac{\omega \cdot t}{N_{div}} - \varphi - \frac{\pi}{2} \cdot (i - 1) \cdot \text{marche}\right)$$

$$V_g = V_m \sin(\omega \cdot t - \varphi - \gamma)$$

$(V_r > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_g > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T1i

$(V_r < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_g < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T0i

avec: $i=1$ ou 2 l'indice de la phase du convertisseur et N_{div} = la division de fréquence désirée

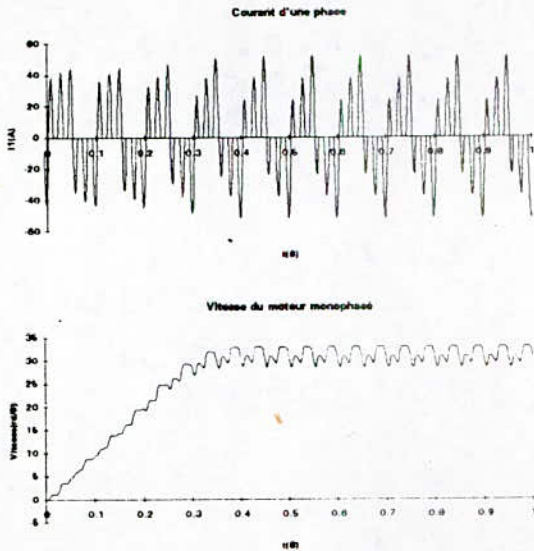


Fig6-a-Caractéristiques de la machine monophasée pour $N_{div}=5$

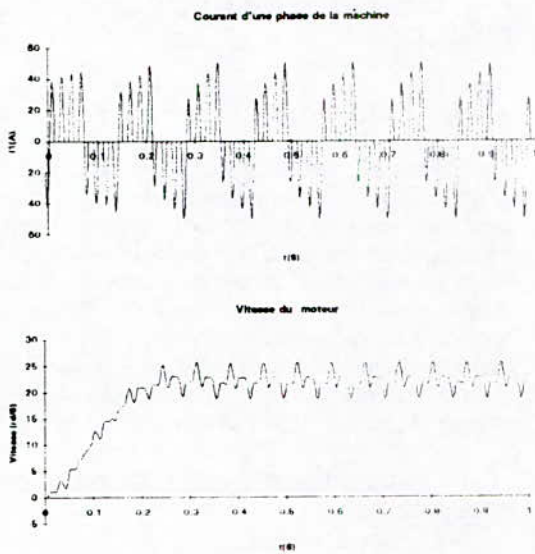


Fig6-b-Caractéristiques de la machine monophasée pour $N_{div}=7$

b- Gradateur triphasé

$$V_{ri} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1)\right)$$

$$V_{ci} = V_m \sin\left(\frac{\omega \cdot t}{N_{div}} - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot marche\right)$$

$$V_{gi} = V_m \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot (i - 1) \cdot marche\right)$$

$(V_{ri} > 0) \& (V_{ci} > 0) \& (V_{gi} > 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T_{1i}

$(V_{ri} < 0) \& (V_{ci} < 0) \& (V_{gi} < 0) \Rightarrow$ amorçage du thyristor T_{0i}

N_{div} la division de fréquence désirée, et i le numéro de la phase.

La variable $marche$, comme pour la commande par phase qui est un cas particulier de la commande par phaseur temporel avec $n_{div}=1$, permet de changer le sens de rotation des phases du moteur et donc celui du moteur alternatif, sans avoir à intervertir deux phases.

Une analyse spectrale des courants et tensions obtenus avec cette stratégie de contrôle, montre que les divisions les plus intéressantes, et qui donnent un système de tension équilibré sont celles d'ordre $6 \cdot k \pm 1$.

Une analyse des avantages de cette stratégie de contrôle du gradateur alimentant un moteur asynchrone, qui permet entre autres:

- synthèse de nouvelles vitesses de synchronisme

- un couple important avec limitation de courant au démarrage du moteur

nous a amené à chercher une stratégie d'enchaînement d'une suite de division.

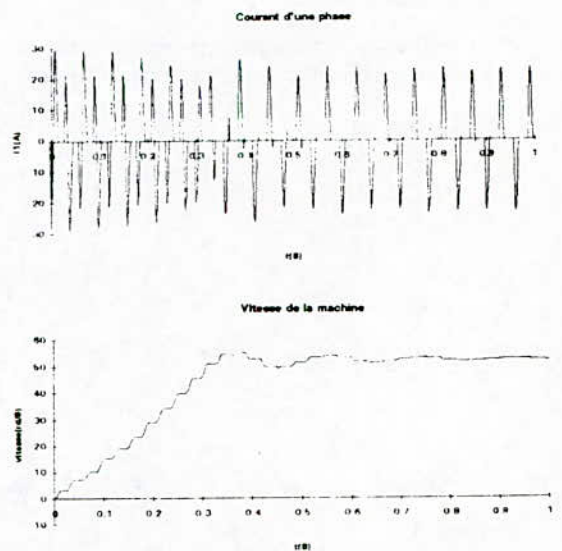


Fig7-a-Caractéristiques de la machine triphasée pour $N_{div}=3$

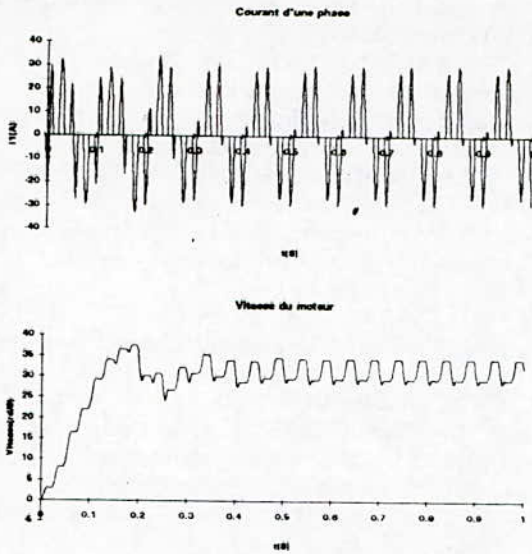


Fig7-b-Caractéristiques de la machine triphasée pour Ndiv=5

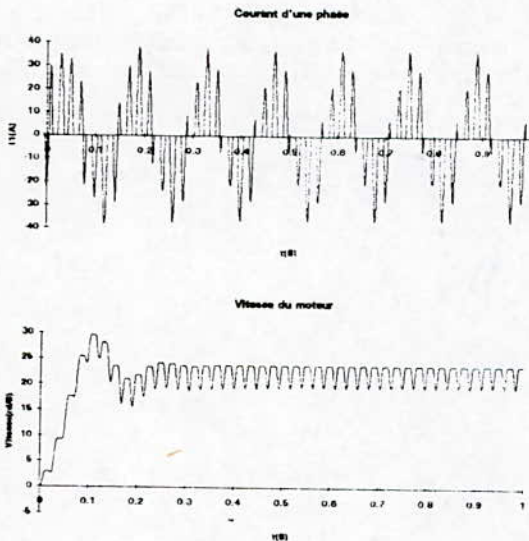


Fig 7-c-Caractéristiques de la machine triphasée pour Ndiv=7

III-4 Stratégie d'enchaînement d'une suite de division de fréquence

Comme on l'a signalé ci-dessus, on peut démarrer un moteur à induction avec un courant limité, et une grande division de fréquence (donc un couple d'accélération important). L'objectif est de démarrer le moteur jusqu'à la vitesse désirée, avec un courant faible et un couple important. Pour cette raison, on va enchaîner une suite de division de fréquence.

Le principe de cet enchaînement est le suivant:

- on commence par la plus grande division possible
- ensuite on commute aux divisions inférieures
- et on finit par la division donnant une vitesse de synchronisme la plus proche de la vitesse désirée

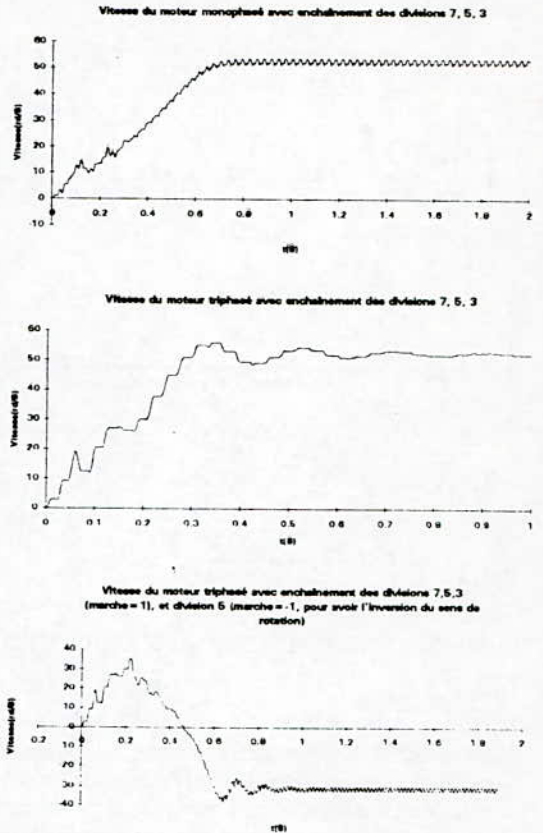


Fig 8- Enchaînement d'une suite de division de fréquence

IV- Asservissement de vitesse du moteur asynchrone alimenté par un gradateur commandé par le phaseur temporel /1/

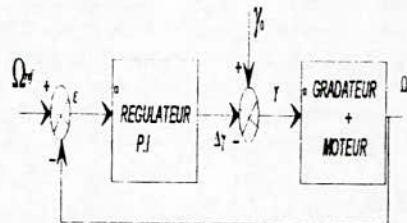


Fig9) : Principe de l'asservissement de vitesse des machines asynchrones alimentées par gradateurs commandés par le phaseur temporel

L'asservissement de vitesse est réalisé autour d'un point de fonctionnement comme montré sur la figure 9. La figure 10 montre que le gradateur associé au moteur à induction peut être utilisé comme variateur de vitesse.

Ce système est recommandé pour des charges à forte inertie et à couple résistant de forme $\frac{k}{\Omega^n}$. Dans cet asservissement, on utilise la stratégie enchaînement de divisions de fréquence présentée au paragraphe précédent.

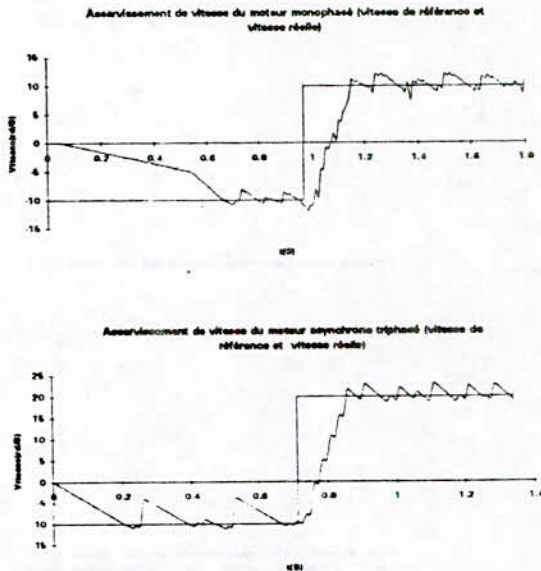


Fig10- Asservissement de vitesse du moteur asynchrone

V- Conclusion

Cette étude des différentes stratégies de commande du gradateur, nous a montré l'importance de la nouvelle méthode de contrôle de ce convertisseur (commande en division de fréquence par le phaseur temporel) pour la commande de vitesse des moteurs asynchrones:

- couple important avec limitation de courant, et possibilité de conduite des charges imposant un couple résistant constant.

- possibilité de fonctionnement à basse vitesse, avec de faible glissement, donc avec un bon rendement et un meilleur facteur de puissance.

Aussi, cette stratégie présente suffisamment de paramètres, pour pouvoir générer d'autres stratégies afin de remédier à un problème donné. Une stratégie d'enchaînement d'une suite de divisions a été présentée, et une structure d'asservissement de vitesse utilisant ce principe d'enchaînement est proposé.

VI- REFERENCES

/1/ E.BERKOUK, Y.B.ROMDHANE, A.L.EL.IDRISSI, G.MANESSE." The principle of a frequency division using AC regulators. Application to the speed control of single phase and three phase induction motors in opened and closed loops". EPE. Suisse/Octobre 1994/.

/2/ R.BAD, "OU:" Commande de la machine à induction monophasée par convertisseur alternatif-

alternatif", Thèse de Doctorat, MONTPELLIER II/Décembre 1990/.

/3/ I.RASOANARIVO," Sur l'analyse par phaseur temporel des montages gradateurs.

Applications à la division de fréquence", Thèse de Doctorat du CNAM de Paris/Janvier 1992/.

/4/ E.BERKOUK, Y.B.ROMDHANE, A.L.EL.IDRISSI, G.MANESSE," New control strategy of three-phase AC regulator in frequency division. Application to starting control of three-phase induction motor", MIC'94, Suisse/Fevrier 1994/.

/5/ C.IUNG, R.LE DOEUFF, J.P.LOUIS, J.P.THOMESSE," Une modélisation des convertisseurs à thyristors adaptée à la simulation", C.R.Acad.Sc.Paris/1985/.

/6/ M.GRANDPIERRE, J.FAUCHER," Simulation Organisée des Systèmes Interconnectés Electriques (SOSIE)", journée d'étude sur les recherches du GRECO n°22 en Electrotechnique. Toulouse/septembre 1985/.

/7/ G.MANESSE." Sur l'analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance", Thèse de Docteur ès-sciences physiques. Lille/Avril 1987/.

/8/ J.P.HAUTIER, G.MANESSE." Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", Techniques de l'ingénieur D3 740.

ETUDE DES PERFORMANCES DU REGLAGE D'ETAT APPLIQUE A UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

M.S. BOUCHERIT^{*}, A. BOUMEDIENE^{*}, L. NEZLI^{*}, N.K. M'SIRDI^{}, W. KOCZARA^{***}**

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande,
Département de Génie Electrique,
Ecole Nationale Polytechnique,
10 Ave. Pasteur, H.Badi, El Harrach,
Alger, ALGERIE.

Laboratoire de Robotique de Paris,
Université de Versailles Saint Quentin,
10-12 Ave de l'Europe, Velizy-Villacoublay,
Velizy, FRANCE.

Institut de Commande et d'Electronique Industrielle,
ISEP, Politechnika Warszawska,
ul. Koszikowa, 75,
Varsovie, POLOGNE.

Résumé: Cet article est consacré à l'étude des performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Il est présenté, dans un premier lieu, la description et la modélisation de la MSA, suivies de la structure optimale de réglage appliquée à la machine. Nous simulons ensuite, le fonctionnement en temps réel du système global. Enfin, à partir des résultats de la simulation, nous étudions les performances du réglage.

1 INTRODUCTION

Les développements récents de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage conduisent à réévaluer les problèmes liés à la commande des machines à courant alternatif. En effet, avec l'avènement des calculateurs dans les boucles de réglage, on assiste actuellement à une grande mutation dans le domaine des entraînements électriques à vitesse et position variable; et ceci grâce à l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la conduite de ces processus [1][2][3][4][5].

Cet article concerne l'étude des performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension. Le dimensionnement de ce réglage par

retour d'état est précédé par une description du système à régler et une présentation d'un modèle discret de la MSA. Enfin, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-MSA-Commande, puis à partir des résultats de simulation obtenus, nous étudions les performances du réglage.

2 DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME

Le système à régler est une machine synchrone alimentée en tension à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante [6][7][8].

Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage à partir du capteur de position (figure 1) [6][7].

Par ailleurs, lors de la commande en vitesse de la MSA, le courant pouvant atteindre des valeurs inadmissibles, nous utilisons la loi v/f constant qui permet la limitation de ce courant d'une façon indirecte (figure 1) [6][7].

L'angle de calage δ permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine. Il représente ainsi la grandeur de commande pour le système (figure 1)[6][7].

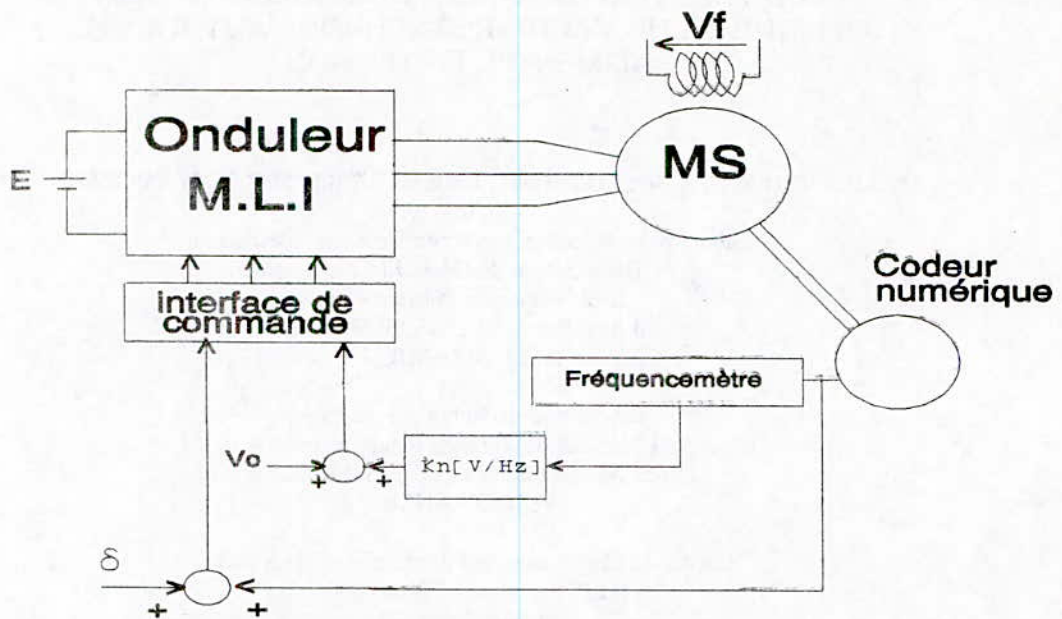


Figure 1 Schéma de principe de la MSA alimentée en tension

Les équations électriques et mécanique de la machine synchrone dans le repère de Park s'écrivent [6][7][8]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -V_f \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + f \frac{\omega}{P} = C_{em} - C_r$$

Où le couple électromagnétique est:

$$C_{em} = -P M_{sr} i_{sd} i_{rq}$$

Tandis que la relation flux-courants est donnée par [6][7]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Par ailleurs, la limitation du courant est assurée par la loi v/f constant [4]. Pour ce qui est de l'alimentation, nous considérons l'onduleur de tension comme une source parfaite. La machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales. Après transformation de Park, nous obtenons [6][7][8]:

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta \\ \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta \end{pmatrix} \quad (3)$$

Où, la tension efficace V_{ef} est calculée de façon à assurer la loi v/f constant [6][7]:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (4)$$

et telle que:

- V_0 : valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage,
- K_n : rapport V_n/ω_n assurant la loi v/f constant.

En faisant les transformations nécessaires, et après linéarisation autour d'un point de fonctionnement, nous obtenons le modèle d'état de la machine synchrone autopilotée suivant [6][7][9]:

$$\dot{x}_s = A x_s + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (5)$$

où:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr} \omega_o}{L_s} & i_{sqo} + M_{sr} \frac{i_{rqo}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{V_1}{L_s} \cos \delta_o \\ -\omega_o L_s & -R_s \frac{L_r}{L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{L_s} & -L_s i_{sqo} + \sqrt{3} L_s \frac{V_1}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{M_{sr} \omega_o}{L_s} & \frac{R_s M_{sr}}{L_s} & -\frac{R_r}{L_r} & M_{sr} \frac{i_{sqo}}{L_s} - \sqrt{3} \frac{M_{sr} V_1}{L_s} \sin \delta_o \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{rqo}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sqo}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$B_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{L_2 V_{so}}{L_s \cos \delta_o} \delta_o \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{L_s L_1} \cos \delta_o \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix}, \quad x_s = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{bmatrix}$$

et: $L_1 = L_r - M_{sr}^2/L_s$, $L_2 = 1 + M_{sr}^2/(L_1 L_s)$

La discrétisation du modèle (5) conduit au modèle d'état échantillonné de la MSA suivant [7][9]:

$$x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_{su} \Delta \delta[k] + H_{sv} \Delta C_r[k] \quad (6)$$

où les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés à partir de la matrice de transition [9].

En tenant compte du régulateur intégrateur, l'écriture du modèle d'état augmenté donne [7][9]:

$$x[k+1] = F x[k] + H \Delta \delta[k] + H_w \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k] \quad (7)$$

avec:

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ 0 & 0 \ 0 \ -1 \ 1 \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} H_{su} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

4 REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE

4.1 Structure de réglage

La structure du réglage par retour d'état échantillonné est basée sur la minimisation d'un critère d'intégrale. C'est une commande optimale, lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation [1][6][9].

La loi optimale de commande, pour un système muni d'un régulateur intégrateur est [9]:

$$U_k = -K^T x_k + k_w w_k - k_v v_k \quad (8)$$

Avec: $K^T = [k_w^T \ -k_r]$

Le vecteur K^T et les coefficients k_w et k_v représentent respectivement le vecteur de la contre-réaction d'état et les coefficients de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation. De la loi de commande, nous déduisons la structure optimale de réglage (figure 2) [1][7][9]:

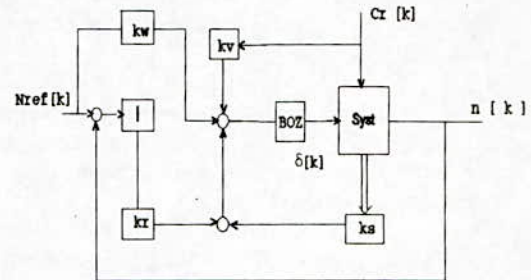


Figure 2 Structure optimale de réglage

4.2 Dimensionnement du réglage

L'application du réglage par retour d'état à la MSA nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermée [1][7][9]. En effet, pour la détermination du vecteur de contre-réaction d'état K^T , nous ferons appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée [9]. Le choix de ces pôles dépend du comportement dynamique désiré. Nous avons choisi une paire de pôle complexe conjugué assurant un amortissement relatif optimal, et un pôle réel triple [1][9].

Lorsque les pôles sont choisis comme suit:

$$Z_{1,2} = 0.4919 \pm j0.3016, \quad Z_r = 0.5769$$

nous obtenons:

$$K^T = [-0.0397 \quad -0.0378 \quad -0.3184 \quad 0.0379 \quad -0.0062]$$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation sont déterminés respectivement, en compensant l'effet du pôle réel, et en annulant la grandeur d'état en régime établi [1][9]:

$$K_w = 0.0148, \quad K_v = -0.0325$$

5 SIMULATIONS

Après la synthèse du réglage, à partir du modèle d'état échantillonné linéarisé autour d'un point de fonctionnement nominal, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-MSA-commande. Toutefois, dans ces travaux de simulation nous considérons le modèle non linéaire de la machine

synchrone (1)(2), cette machine étant dotée de l'autopilote et de la loi v/f constant.

Il est simulé, dans un premier lieu, le comportement de la MSA lors d'une variation de la référence de vitesse autour du point de fonctionnement nominal (figure 4). Il est simulé ensuite le comportement de la machine, qui tournant à la vitesse nominale subit des variations brusques de la charge (figure 5).

Les essais qui suivent concernent le démarrage de la MSA avec variation de la perturbation de charge en régime établi, pour deux consignes de vitesse (Figure.6):

- 200 Tr/mn pour le cas des faibles vitesses,
- 1500 Tr/mn pour le cas des grandes vitesses,

Il apparaît, des résultats obtenus, que le réglage par retour d'état échantillonné de la MSA présente d'excellentes performances autour du point de fonctionnement, aussi bien lors des variations de consigne que ceux de la perturbation (Figures 4 et 5).

Par ailleurs, les résultats de la figure 6 montrent que les performances du réglage dépendent du choix de la consigne. En effet, les démarrages à faibles vitesses présentent des performances très mauvaises. Néanmoins, nous avons observé qu'en diminuant la consigne de vitesse, les résultats se détériorent. Cette détérioration devient considérable pour des vitesses inférieures à 300 Tr/mn.

6 CONCLUSION

Cet article présente une étude des performances sur l'application du réglage optimal par retour d'état échantillonné à la MSA alimentée en tension. Par ailleurs, cette technique de commande présente l'avantage d'être d'une implémentation très simple sur calculateur. Ce réglage présente d'excellentes performances autour du point nominal. Néanmoins, ce type de réglage n'est pas utilisable pour des applications nécessitant un fonctionnement à très faible vitesse.

REFERENCES

- [1] P.J.Riedo, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone", Doctorat Es Sciences tech., EPFL, Lausanne, 1985.
- [2] B.Robyns, & al, "Commande numérique des moteurs à courant alternatif de faible puissance" Journées SEE sur les méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, Lille, Avril 1994.
- [3] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, "Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TC1'93 Montréal-Canada, 1993.
- [4] A.Boumediène, L.Nezli, M.S.Boucherit, "Réglage numérique par retour d'état d'une MSA alimentée en tension", CMSES 94, Skikda, mai 1994.
- [5] A.Boumediène, L.Nezli, M.S.Boucherit, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une MSA alimentée en tension", JTEA'94, Tunisie, 1994.
- [6] M.Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I." Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse 1988.
- [7] A.Boumediène, "Etude par simulation numérique du réglage échantillonné par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [8] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives" Prentice-Hall, 1986.
- [9] H.Bühler, "Réglages échantillonnés: Traitement dans l'espace d'état", Vol.2, Presses Polytechniques Romandes, 1983.

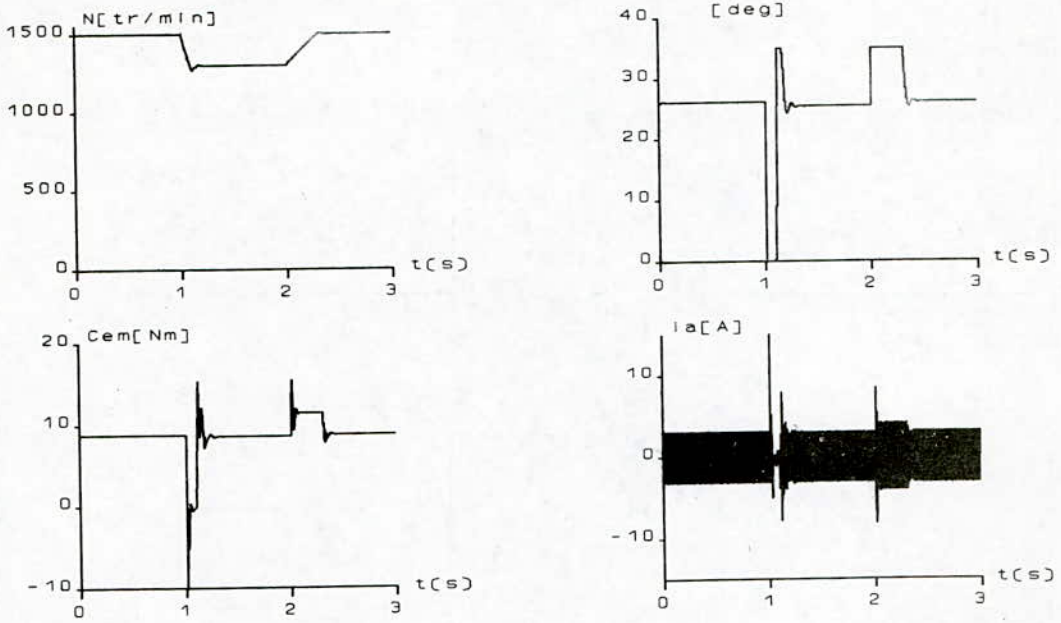


Figure 4 Résultats de simulation lors des variations de consigne

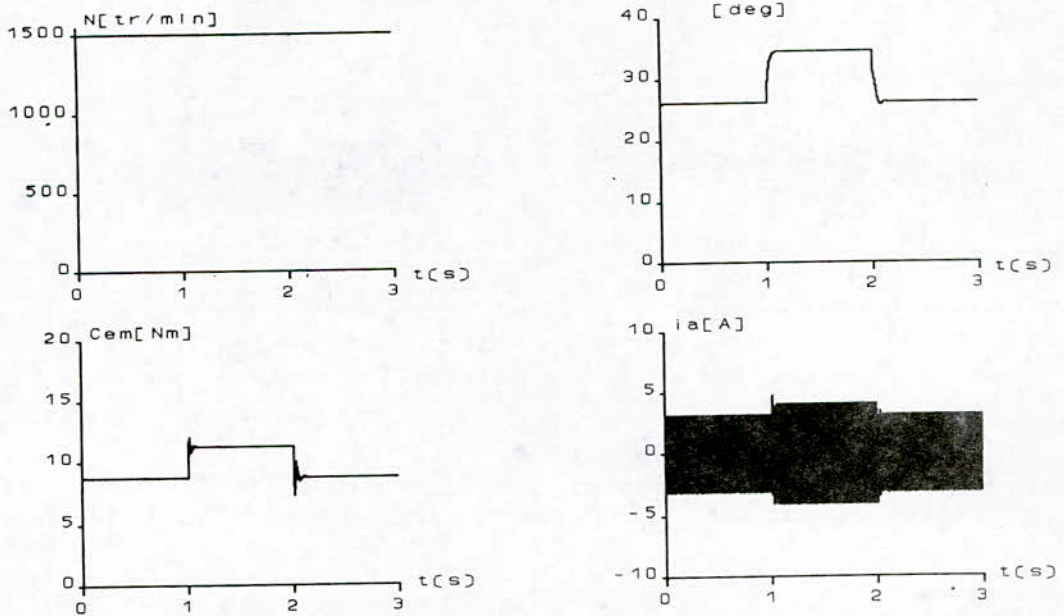
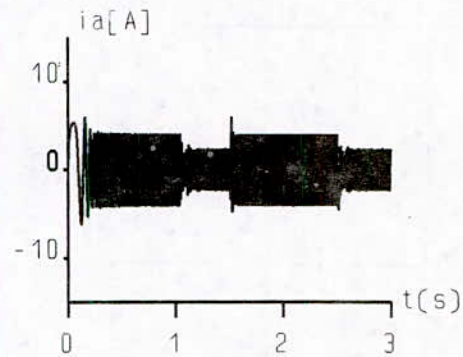
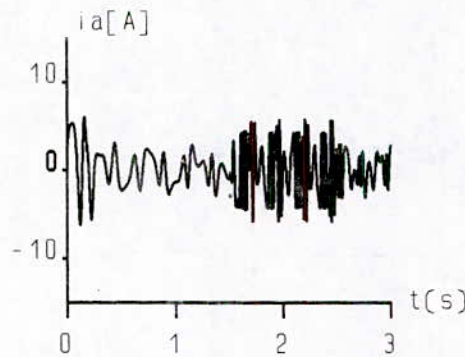
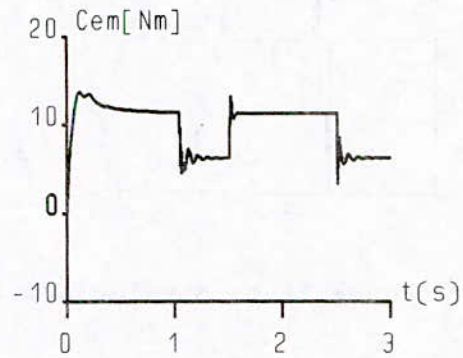
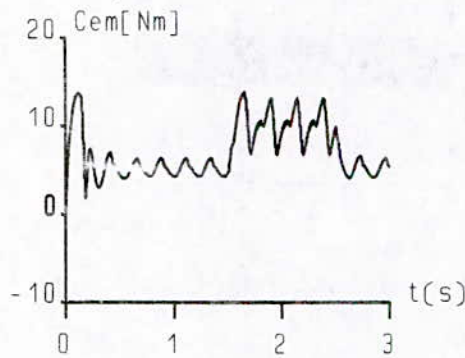
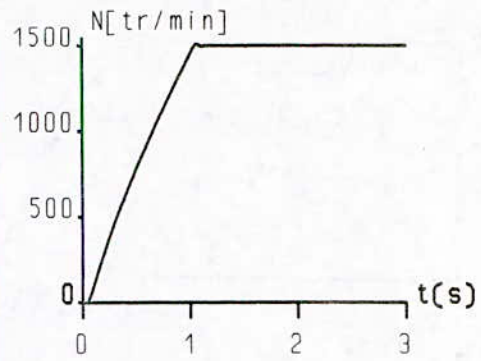
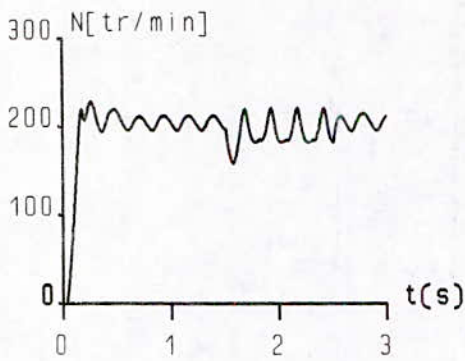


Figure 5 Résultats de simulation lors des variations de perturbation



(a)

(b)

Figure 6 Résultats de simulation lors du démarrage. (a): faibles consignes de vitesse, (b): grandes consignes de vitesse.

Digital control of a self-commutating inverter-fed synchronous machine

Houcine Zeroug

Departement d'Electrotechnique
USTHB, BP 32 EL-ALIA Bab-Ezzouar
16111 Alger

Abstract. The self-commutating fed-inverter synchronous machine is becoming a real challenge to a dc machine as the demand on high power application increases. Several studies have focused on this topic on theoretical and experimental aspects. Control strategies have been also discussed, which often require complex circuitry for implementation. In this paper, a control system fully digital is developed, practical and cost effective which ensure a smooth running of the machine from standstill up-to full speed, enabling the machine to perform at its optimum. The strategy implemented is derived from approximate analytical models which focus on the steady-state operation in which the system uses its natural commutation capabilities. In addition, a further comparison of the system with the dc machine, it was found possible to establish the important performance criteria and thereby to design a digital system which enables an investigation of the performance to be carried out comprehensively.

The combination of hardware and software demonstrated considerable flexibility and versatility in machine control and operation. This has led to much more integrated system where best possible performance are achieved. By doing so, the drive system could rival the dc machine in terms of performance and will almost certainly find increasing application.

Introduction

Self-commutated variable speed drives are commercially available in units up to 10 MW, and they are finding increasing application. The operation of the system is mostly dependant on voltages at the terminals of the

machine, in order to enable the machine to commutate the inverter circuit supplying the machine. However, at standstill the machine is unable to produce the required commutating voltages, therefore, starting techniques are sought, which mainly are performed on rectifier circuit. Numerous studies have focused on this subject /1,2/ and control strategies have been implemented, using digital as well as analogue circuitry, which is often complex and specific for a particular application. In this paper, a review of the capabilities of the system is made in basic terms when compared to a dc machine, underlying the principles involved, and subsequently outlining the strategies upon which best performance could be achieved. A simplified circuit of this drive is represented in Figure 1. In order to carry out a comprehensive assessment of the performance of the system, a fully digital system has been developed, microprocessor based simple and cost effective, which enables the system to operate from standstill up-to full speed using its full natural commutating capabilities, and yielding to optimal characteristics.

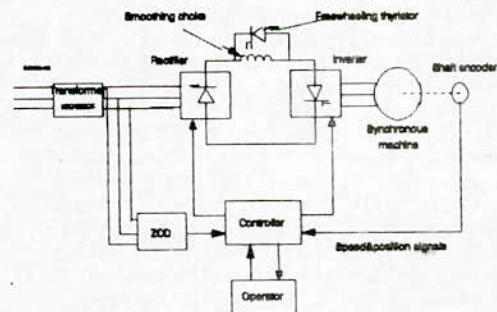


Figure 1. Components of the system drive

Because self-commutated synchronous machine has much in common with the dc machine. The behaviour of the dc machine is, therefore, considered here as a possible basis for deciding an optimum strategy for the self-commutated synchronous machine. Furthermore, a study of approximate analysis based on phase diagram approach provides a useful background for appreciating the basic principles involved. This approach is discussed here and is followed later by analysis dealing with the starting conditions. Such investigations yield estimates of the performance of the system leaving further optimisation for further implementation. This has been carried out through a proper hardware, combined together with a software in order to meet the required tasks.

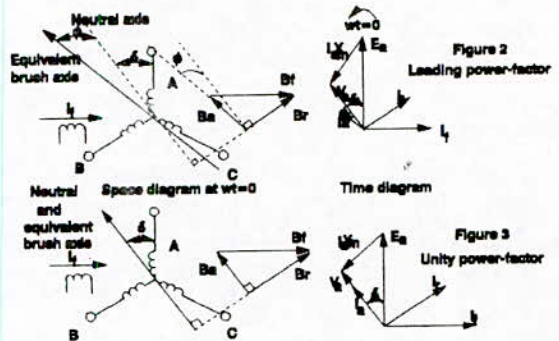
Optimum performance criteria

Generally, in a dc machine, the torque is equal to the product of the resultant flux existing in the air gap and the component of the armature current at right angles to the resultant field. Owing to the armature reaction, the relative position of resultant field is shifted, and as a result the torque per unit armature current and resultant field strength is reduced. Adverse effects in relation to commutation are also encountered.

To eliminate these effects and improve performance, medium and large sized machines are fitted with interpoles and compensating windings. Alternatively, these effects can be also cancelled, at a particular loading, if the brushes are shifted so that the resultant field is perpendicular to the shifted axis of the commutator brushes.

Similarly, in the case of the synchronous motor, the resultant field arises from the combined magnetising effects of the field winding and stator currents. Generally, the angle between the resultant field and current axis is $(\pi/2+\theta)$ (where θ is the displacement angle) when the machine is operating under leading power-factor and $(\pi/2-\theta)$ and the power-factor is lagging. A direct comparison with the dc machine shows that the neutral axis can be

placed at an angle equal to θ (load angle) from the A phase axis, whereas the equivalent brush axis coincides with the armature current axis at particular time. This is illustrated in space diagram, at $\omega t=0$, in Figure 2. A corresponding time diagram is also shown. Clearly, to obtain a maximum torque per ampere of armature current for a given resultant field strength adjustment of excitation level is necessary, so that B_r (resultant field) becomes perpendicular to B_a (armature field) and hence the machine operates at unity power-factor($\phi=0$). This is similarly illustrated, in the space and time diagram shown in Figure 3. However, as discussed in the previous Section, this is not possible as the machine has to operate at leading power-factor to allow commutation to occur. As a result, the machine always operates under conditions which are not quite ideal but, of course, has the advantage of variable speed running.



Steady-state operation strategies:

In addition, a further investigation in performance of system using approximate analysis based on phasor diagram approach has showed that there are three parameters which have an impact on the performance of the machine. These are mainly: The sub-transient reactance, the inverter angle and the field current. The analysis has shown that a suitable control strategy would be to maintain the flux constant and maximising the power-factor by simultaneous adjustment of excitation and inverter angle. An increase of excitation and inverter angle is necessary as the load increases. Using this form of

control the machine is capable of handling a variable load in an optimised mode of operation and torques higher than 1 p.u value can, in principle, be obtained.

In practice implementation of such a scheme is difficult and simpler schemes are considered. They may be sufficiently effective if the application and the operating conditions of the machine are known. One such scheme is to keep the excitation constant and vary the inverter angle with current. Obviously this control enables the machine to operate under maximum power-factor over a wide range of load; however at low load, careful consideration has to be given in regard to the losses and voltage constraints upon the machine as well as on the thyristors. It follows from this analysis that it would be desirable to have a inverter angle controller where the angle varies in sympathy with the current. This controller should take the commutation effects into consideration, as these become very pronounced during low speed and when sudden load is applied. Therefore, quite a complex controller is required.

The simplest strategy would be to keep the excitation constant at its permissible level, together with a constant value of inverter angle corresponding to maximum torque. Such a system might be sufficient if the load does not vary considerably. In this respect, inverter angle equal to 60 degrees has been found a best value when the extracted torque is equal to 1 p.u. Figure 4 illustrates the effect of the load on the machine characteristics when the inverter angle is equal to 60 degrees.

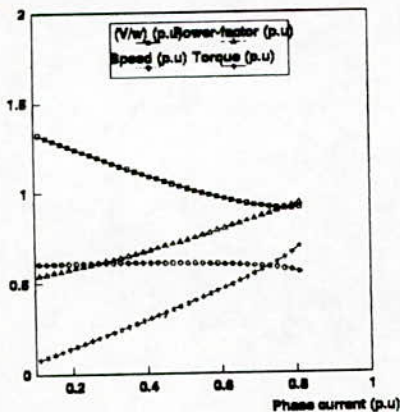


Figure 4. Theoretical characteristics at $\gamma = 60$ degrees
(Effect of the load)

Starting operation strategies

As far as the starting is concerned, when relying on discontinuity of the current, there will be a limit to the average current possible to produce the starting torque, which depends on the machine parameters and operating conditions. At low speed, discontinuity increases when the machine speeds up, due to the effect of the back-emf. Inevitably, this would result in a current drop and consequently in torque reduction. To overcome such a drop, the firing angle should be adjusted accordingly. If this angle is varied such that the dc link is about to become continuous, (that is close to 60 degrees conduction), the current fed into the machine would be at its maximum, therefore enabling maximum torque to be produced while starting. A suitable initial setting at standstill depends on the parameters of the system and its loading, nevertheless because the load is largely inductive, 90 degrees is generally appropriate. It has been found that a gradual, though small, decrease of this angle as the speed increases before the transition to normal higher speed running, enables the average current and hence the torque to be maintained. Clearly, to enhance the starting performance of the machine, and make better use of the machine generally, excitation has to be varied accordingly. At standstill, a high value of excitation is favourable. However as the machine approaches the rated speed, a decrease in excitation is necessary to keep the magnetic circuit within its saturation limit. Ideally, for an increasing starting torque, a desirable method would be to increase the excitation gradually in sympathy with the current, so that the air gap flux is maintained relatively constant and by simultaneously decreasing the firing angle to the limit where current becomes continuous.

Control system

To meet the requirement of the self-synchronous drive system and to provide as much flexibility as possible as well as to carry out a through investigation, a combination

of hardware and software is necessary. In designing the controller, attention was paid to hardware which could be built in a way that would satisfy most of the tasks which were likely to require no alteration. The other 'variable' tasks were committed to the microprocessor through its software. This removes some problems from the microprocessor in terms of time and storage. This also offers the possibility of allowing more complex duties to be served when necessary.

The hardware comprises two main sections, one for the rectifier control, and the other for the inverter. Both sets of hardware are of course, interfaced with the microprocessor.

Control of the Rectifier Firing Circuit

The principle of operation is as follows: The zero-crossing instants of the three phase ac mains voltages are detected and the positive narrow pulses are produced at these instants. These, together with a controllable delay, provide the timing for triggering the thyristors and thereby controlling the dc voltage. Three detectors with incorporated timers were used. They are employed to interface the microprocessor directly to the electronic circuit controlling the operation of the bridge rectifier. This allows the microprocessor to control the magnitude of the dc voltage by altering the time delay.

Control of Inverter firing circuit

Voltage distortion and the need to cater for standstill conditions were the major factors influencing the choice of a rotor position transducer to control thyristor triggering. This method constrains the inverter to operate always at the same frequency as that of the machine, and is relatively immune from interference. The transducer produces signals related to the position of the rotor and can thus be used to set the inverter angle.

The inverter angle control requirements

To direct the shaft encoder signals to the appropriate thyristor a decoder is required. It was found that a range of the inverter angle of 60 degrees is sufficient; low values are required for starting purposes whereas large values give best running performance. Furthermore, a fine variation of this angle under varying load conditions is desirable. A shift of ± 120 degrees to allow the drive to be used for motoring or generating is also desirable. In order to satisfy all these requirements, a digital circuit, was constructed comprising a programmable decoder followed by a storage element, frequency multiplier and a timer for phase-shifting. The circuit was interfaced to the control of microprocessor to accommodate as many possible present or future variations on the control of the inverter angle. These variations are carried out entirely by software. The overall bloc diagram is represented in Figure 5.

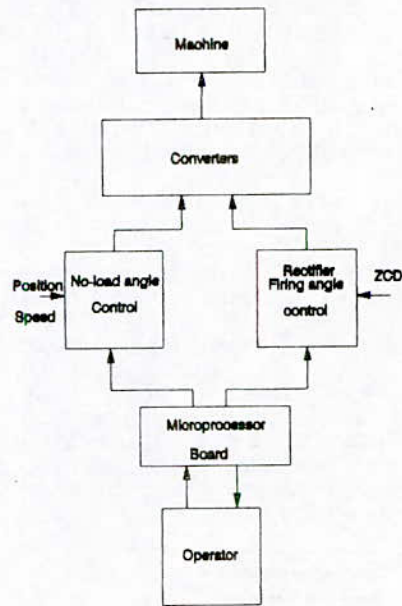


Figure 5. Overall block diagram of the system

Software Implementation

In the design of an electronic power control system that incorporates a microprocessor, certain points were born in mind so that the design can be optimised. The circuitry described and the microprocessor board are

combined to perform the overall control of the system. The software was designed in such a way as to provide the operator with considerable flexibility allowing various preliminary tests to be carried out.

The program starts in open loop controlling the rectifier and inverter angles; the interrupt routine is responsible for speed feedback being disabled. After initialisation of all the counters, the counters are loaded with the data suitable for starting conditions. When the start operation is requested, the rectifier angle is set to 90 degrees and the inverter angle to 1 degree; at the same time the freewheeling thyristor is triggered. The situation remains until the machine reaches 75 r.p.m. In practice this delay is set to about one second which was found to be convenient for experimental purposes and for the smooth running of the machine. Above 75 r.p.m; an interrupt routine takes over and carries out most of the starting requirement until the speed of 150 r.p.m is reached, after which the interrupt is disabled. After this stage the control is again performed in open loop by altering at will the speed of the machine. The inverter angle is also adjustable according to various loads. During this latter mode of operation, the machine relies entirely on natural commutation. To stop the machine, a routine acting in a manner similar to the start, but in reverse is put into effect. When the machine is low speed; below 150 r.p.m, again the interrupt routine intervenes and the machine is then able to commute under starting conditions until the system is brought to a complete rest. During the low speed operation, a linear variation of the rectifier firing angle and inverter angle with respect to the speed is undertaken. The regenerative braking has also been incorporated, and can be activated either by software or hardware. A flowchart showing the software control is given in Figure 6.

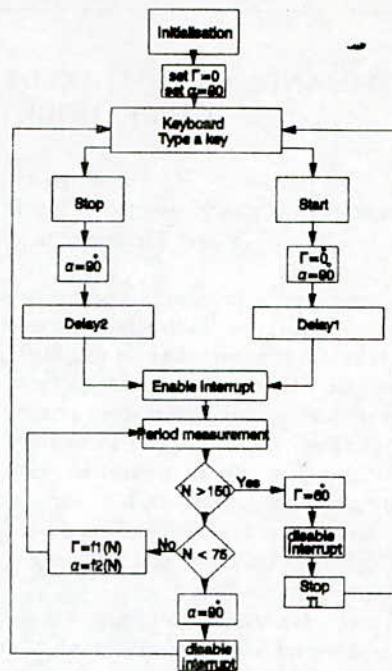


Figure 6 Software flowchart for the system control

Conclusion

A wholly digital system of control composed of hardware and software has been developed and implemented. Integration of logic circuits and software results in an extremely compact system overall, and one which has a high degree of versatility and flexibility. The system proved successful in operation when applied to an experimental machine; various tests both on the starting and steady-state running mode under different loading conditions were carried out successfully.

References

- [1] LEONHARD, W.: 'Adjustable-speed AC drives', IEEE, Proc., 1988, Invited paper, 1988, 76, No 4, pp. 455- 471.
- [2] HOBBS, P.J., and DALBY D.H.: 'Variable-speed-drive range utilising brushless synchronous motors', Power Engineering Journal July 1988, pp. 189-194.
- [3] H. Zeroug, "Digitally controlled self-commutating variable speed drive" PhD thesis, University of Bristol, England 1991.

COMMANDE EN POSITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DU FLUX ORIENTE

A. Maali, H. Rezine, A. Zaoui

Chaire électronique industrielle E.N.I.T.A B.P. 17 Bordj El Bahri 35320 Boumerdes - ALGERIE -
- Power Electronics and Control of Electrical Drives -

Résumé - Dans cet article, un schéma de commande par orientation indirecte du flux rotorique de la machine asynchrone est établi en mode variateur de vitesse/position. La structure matérielle est réalisée autour d'un moteur à cage associé à un onduleur de tension MLI contrôlé en courant. Le logiciel de la commande est développé sur un microprocesseur MC 68000. Le variateur asynchrone expérimental est d'une très grande flexibilité et permet la commande en couple, en vitesse et en position.

Les performances dynamiques obtenues sur le processus expérimental sont présentées.

I - INTRODUCTION

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, la présence du collecteur mécanique limite ses domaines d'utilisations (puissance, vitesse, milieux).

Face à ces limitations, la simplicité de construction, la robustesse et le faible coût de la machine asynchrone sont devenus très attractifs pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés existent, à cause des principes de fonctionnement de la machine. Comme pour les moteurs à courant continu, on cherche à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre, les seules grandeurs accessibles étant les courants statoriques. Pour y parvenir, la méthode dite du flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de couple.

II. SCHEMA DE COMMANDE DU MAS

Pour prendre en compte le fonctionnement en régime transitoire de la machine asynchrone, le modèle de PARK est utilisé. Toutes les grandeurs électromagnétiques sont ramenées sur un seul repère. Le choix convenable du repère d'observation (d, q) avec l'axe d lié sur le flux rotorique permet alors d'obtenir un modèle du moteur asynchrone où la

composante i_{ds} du courant statorique règle le flux et la composante en quadrature i_{qs} contrôle le couple si le flux rotorique est maintenu constant (figure 1).

Les équations suivantes sont alors établies :

$$\begin{aligned} Tr (d\phi_r/dt) + \phi_r &= L_m \cdot i_{ds} \\ \omega_s l &= (L_m / Tr) \cdot (i_{qs} / \phi_r) \\ Te &= (P \cdot L_m / L_r) \cdot \phi_r \cdot i_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

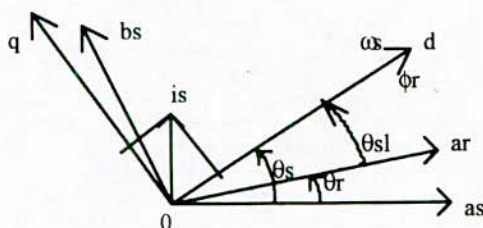


Figure (1): Orientation du flux rotorique

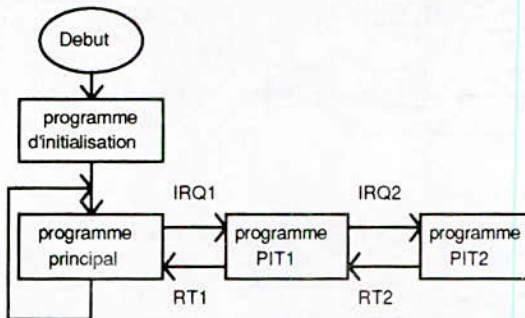
A partir des équations (1) et en considérant ϕ_r et Te comme variables de commande, nous obtenons le schéma bloc du contrôle par flux orienté (figure 2). Pour obtenir un variateur de vitesse ou de position on peut procéder comme suit :

La vitesse (ou la position) est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation par contre réaction, la sortie de cette boucle détermine la valeur du couple demandé. Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle le plus simple est de type réaction. Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté.

Le bloc non linéaire du flux assure le fonctionnement à flux ou à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il permet de diminuer le flux, dans ce cas il assure un fonctionnement à puissance constante.

La structure de commande ayant une intégration dans la boucle de position, nous choisissons donc un régulateur proportionnel pour cette boucle et un régulateur proportionnel-intégral pour la vitesse.

- Acquisition de la position rotorique θ_r par un codeur numérique de 10 bits.
- Génération des courants de référence i_a^* et i_b^* par le microprocesseur via une carte de conversion N/A à 8 bits. La structure du logiciel de la commande par flux orienté est représenté par l'organigramme suivant :



Organigramme global

Le programme général de la commande par flux orienté est constitué de trois parties :

a) Programme d'initialisation :

Il initialise les deux convertisseurs N/A, les deux timers du M.F.P pour la génération des deux périodes d'interruption T1 et T2, prépare le MC 6821 pour l'acquisition de la position rotorique et positionne l'index de la table de la fonction sinus.

b) Programme principal :

C'est le bloc de gestion de l'interface Homme-machine. Il permet à l'utilisateur la sélection du type de contrôle (en couple, en vitesse ou en position) et l'introduction de la valeur de référence. Il démarre ensuite le système en activant les interruptions et reste bouclé sur lui même en attente d'une nouvelle consigne ou d'un changement de fonctionnement ou l'arrêt du système.

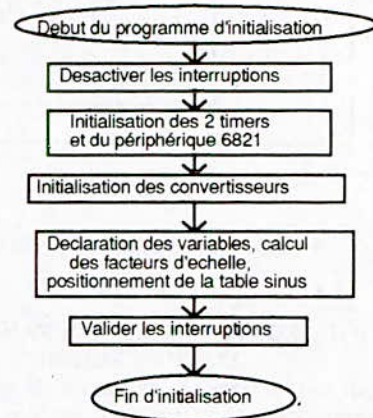
c) Programmes d'interruptions :

- Programme PIT1

Il réalise le traitement des références de courant tous les 0,25 ms (T1) pour les envoyer sur l'interface de conversion N/A.

Durant cette période, le microcalculateur calcule la phase θ_s du champ rotorique.

Il fait ensuite le changement de coordonnées



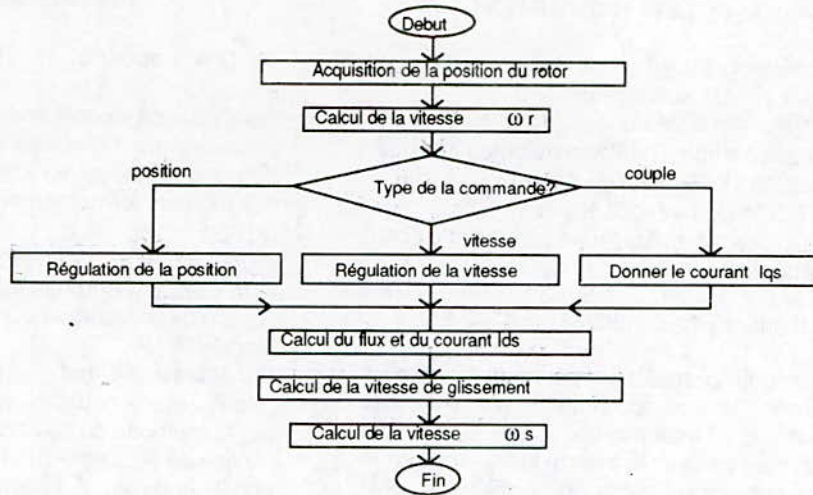
Organigramme du programme d'initialisation

du référentiel tournant (d, q) au référentiel statorique fixe (a, b, c), avant d'envoyer les courants de consigne i_a^* et i_b^* vers les régulateurs de courant.

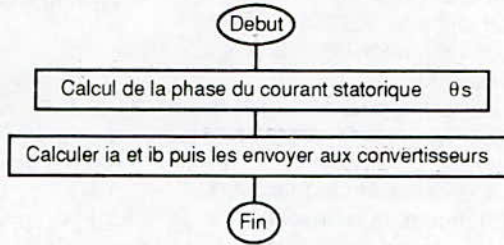
Les fonctions $\sin\theta_s$ et $\cos\theta_s$ sont stockées dans une table de 64 valeurs qui correspondent au premier quart de la période électrique. Le reste de la table est déduit en considérant toutes les symétries de l'onde sinusoïdale. L'adresse de la mémoire est l'angle θ_s et son contenu est la valeur de $\sin\theta_s$.

- Programme PIT2

Avec une période de 2,5 ms (T2), il effectue tout d'abord l'acquisition de la position rotorique, le calcul de la vitesse de rotation et détermine la valeur du flux rotorique. Le traitement comprend ensuite les régulateurs de position et de vitesse et le calcul des grandeurs de commande i_{ds} , i_{qs} et ω_{sl} qui seront utilisées par le programme PIT1 pour l'élaboration des références de courant.



Programme d'interruption PIT2



Programme d'interruption PIT1

V. ALGORITHMES

Tous les calculs sont faits avec un format de 8 et 16 bits signés.

- Courants de référence:
Pour calculer les courants (ia*, ib*), il suffit d'appliquer la transformation de PARK.

$$ia^*(k) = \sqrt{2/3} \cdot [ids(k) \cdot \cos\theta_s(k) + iqs(k) \cdot \sin\theta_s(k)] \quad (2)$$

Pour calculer ib*, on remplace dans (2) θs par (θs-2π/3). La phase du repère tournant est donnée par :

$$\theta_s(k) = \theta_s(k-1) + T1 \cdot \omega_s(k) \quad (3)$$

avec $\omega_s(k) = \omega_{sl}(k) + P \cdot \Omega_r(k)$.

- Régulateur de vitesse :
La vitesse est déduite de la mesure de la position par les formules suivantes:

$$\Omega_r(k) = \begin{cases} \Delta\theta_r(k) \cdot 2\pi / (T2 \cdot 1024) & \text{si } \Delta\theta_r(k) \leq -1023 \\ (\Delta\theta_r(k) - 1023) \cdot 2\pi / (T2 \cdot 1024) & \text{si } -1023 < \Delta\theta_r(k) < 1023 \\ (\Delta\theta_r(k) + 1023) \cdot 2\pi / (T2 \cdot 1024) & \text{si } \Delta\theta_r(k) \geq 1023 \end{cases} \quad (4)$$

Nous obtenons l'équation récurrente suivante du couple électromagnétique:

$$Te(k) = Te(k-1) + Kp \cdot \epsilon_\omega(k) - (Kp - Ki \cdot T2) \cdot \epsilon_\omega(k-1) \quad (5)$$

$\epsilon_\omega(k)$ est l'erreur entre les vitesses de référence et réelle. Les valeurs des coefficient sont données par les relations [2]:

$$Kp = 2J/Tr \quad Ki = [J/Tr] [1 + (iqs_{max}/ids)^2] \quad (6)$$

- Régulateur de position:
Le gain Kpp du régulateur est calculé comme suit:

$$Kpp = 3/(4 \cdot Tv) \quad (7)$$

où Tv est le temps d'établissement choisi pour la réponse en vitesse.

$$\text{si } \begin{cases} |\Delta\theta_r(k)| \leq 256 \\ 767 \leq \Delta\theta_r(k) \leq 1023 \\ -1023 \leq \Delta\theta_r(k) \leq -767 \end{cases} \quad (4)$$

VI. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le moteur utilisé pour les essais a les caractéristiques suivantes:

$P_n = 1 \text{ Kw}$, $V_n = 220/380 \text{ v}$, $I_n = 4.7/2.7 \text{ A}$,
 $\Omega_{rn} = 2830 \text{ tr/mn}$, $P = \text{Paire de pôles} = 1$,
 $R_s = 5.06 \Omega$, $R_r = 3.1 \Omega$, $L_s = L_r = 0.386 \text{ H}$,
 $L_m = 0.374 \text{ H}$, $J = 0.006 \text{ Kg.m}^2$.

Nous avons adopté les valeurs suivantes pour les paramètres:

$T_o = 0.2 \text{ s}$, $T_3 = 4.5 \text{ ms}$, $T_4 = 27 \text{ ms}$
 $K_p = 0.096$, $K_i.T_2 = 0.00265$, $K_{pp} = 2.5$

Dans une première expérimentation, nous vérifions le comportement correct des régulateurs analogiques des courants statoriques comme le montre la figure (7).

Nous présentons sur la figure (8) les relevés de la vitesse de rotation et du courant pour une commande en couple. La MAS entraîne une forte inertie égale à 5 fois l'inertie du rotor seul. La machine atteint une vitesse de 2000 tr/mn en 5s alors que l'inversion de vitesse de $\pm 2000 \text{ tr/mn}$ dure environ 7.5s.

Dans le but de montrer l'aspect universel du fonctionnement du variateur asynchrone expérimental, nous vérifions son comportement dans le cas d'une régulation de vitesse. La figure (9) montre que l'inversion de $\pm 1500 \text{ tr/mn}$ est proche de 1.25s. Le fonctionnement du régulateur de vitesse de type PI trouve sa limitation pour des échelons importants du couple de-charge. L'implantation d'un observateur de perturbation [4] permet de remédier à cet inconvénient comme l'indique la figure (10).

Finalement nous vérifions la qualité du contrôle réalisé pour le positionnement du MAS. La figure (11) montre les allures de vitesse et de position pour des consignes positive et négative de 2 tours et 32 tours mécaniques avec des temps de réponse respectivement de 0.9s et 1.75s.

VII. CONCLUSION

La grande flexibilité de la commande numérique nous a permis de réaliser un excellent variateur asynchrone capable de fonctionner selon plusieurs modes (en couple en boucle ouverte, en vitesse ou en position).

Les essais expérimentaux nous ont permis de juger la qualité du contrôle réalisé. Les performances dynamiques obtenues pour le positionnement de la machine asynchrone sont très satisfaisantes.

Toutefois, il est possible d'améliorer les performances de ce type de variateur en utilisant une commande adaptative pour tenir compte des variations des paramètres de la machine et de la charge.

BIBLIOGRAPHIE

[1] **G.A Capolino, H. Henao, VT. Nguen Phuoc**

"Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction"-Journée d'études SEE sur la commande vectorielle des moteurs asynchrones - 2 Dec 1992 -

[2] **Y. Fu**

"Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées".

Thèse de doctorat de l'université de Montpellier II - 29 Mars 1991 -

[3] **Jelassi Khaled.**

"Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté".

Thèse de doctorat INP.Toulouse.11Juil 1991

[4] **B. Robyns, F. Labrique, D. Galardini.**

"A disturbance observer based speed control system for a VSI fed induction motor".

Symposium SPEEDAM -Positano- 19 May 92

NOTATIONS

- p : variable de LAPLACE.
 L_s, L_r : inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
 L_m : inductance mutuelle propre.
 R_s, R_r : résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
 T_s, T_r : constantes de temps statorique et rotorique ($T_s = L_s / R_s$, $T_r = L_r / R_r$).
 P : nombre de paires de pôles.
 T_e : couple électromagnétique.
 J : moment d'inertie de la partie tournante.
 θ_s, θ_r : angles électriques statorique et rotorique.
 θ_{sl} : angle de glissement.
 ω_s, ω_r : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
 ω_{sl} : glissement de vitesse angulaire électrique.
 Ω_r : Vitesse du rotor.
 ϕ : Flux.
 V : Tension.
 i : courant.

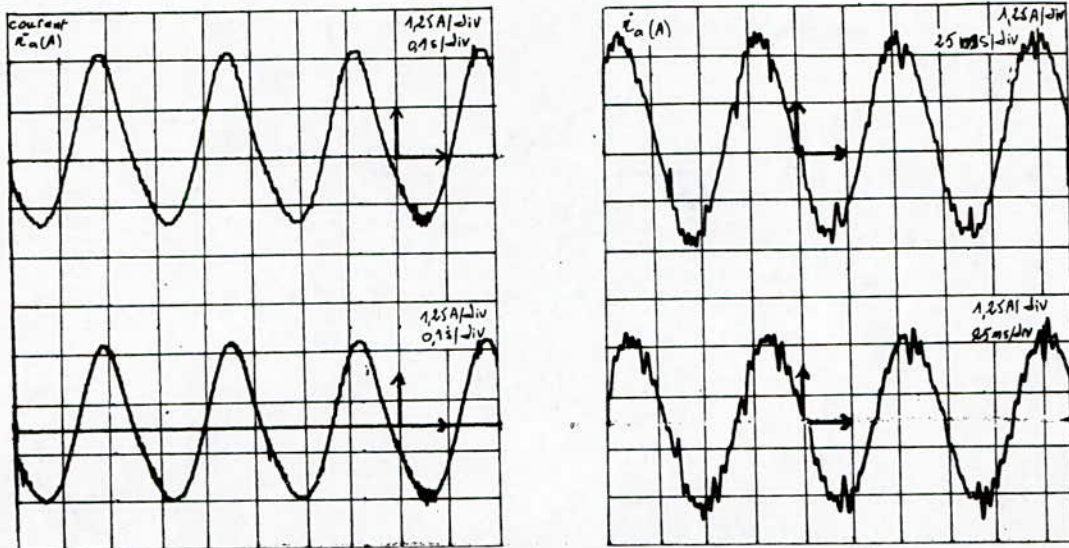


Figure (7) Allures des ondes de courant de commande et mesuré pour différentes valeurs de la vitesse de rotation a) - à 8,5 tr/mn b) - à 850 tr/mn.

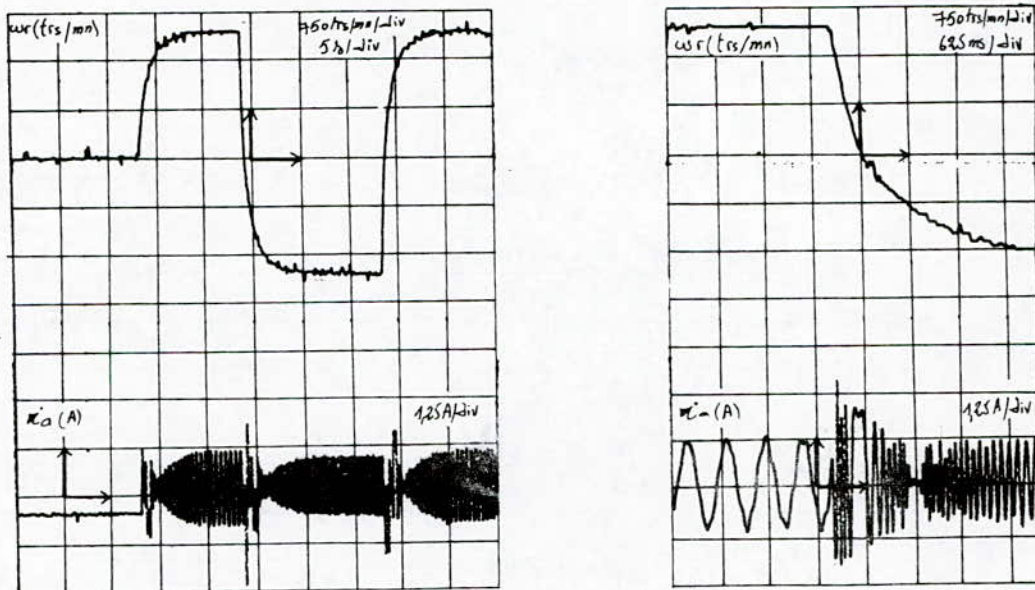


Figure (8) a) Commande en couple pour une valeur de consigne de vitesse de 2000 tr/mn suivi d'une inversion à - 2000 tr/mn, puis à 2000 tr/mn. b) Zoom de l'inversion.

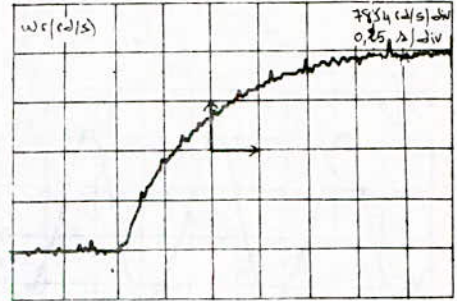
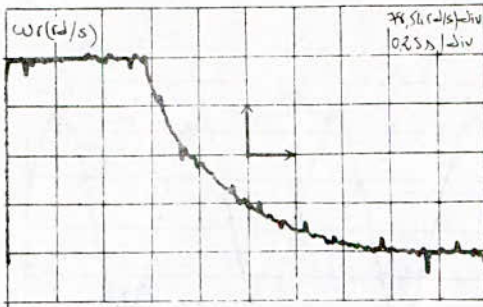


Figure (9) Commande en vitesse avec inversion du sens de rotation
 a) 1500 tr/mn à -1500 tr/mn , b) -1500 tr/mn à 1500 tr/mn.

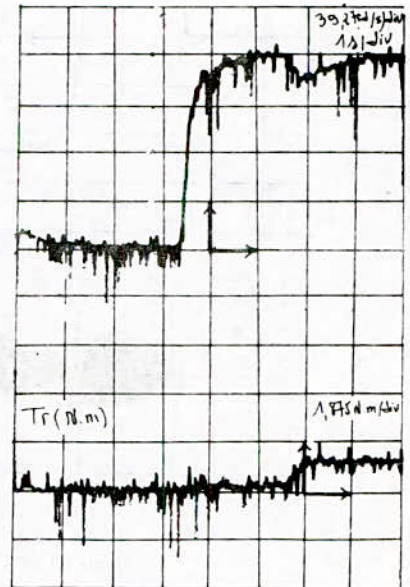
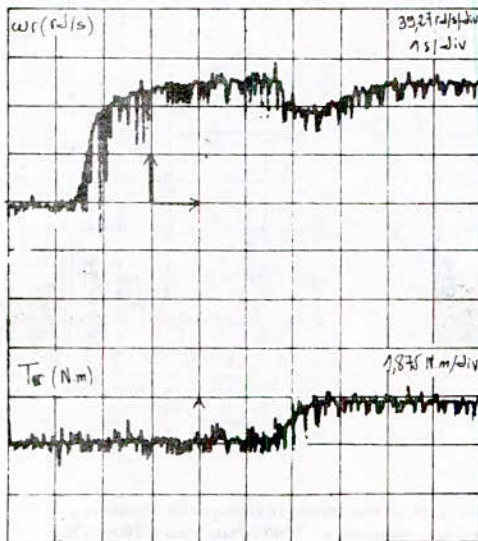
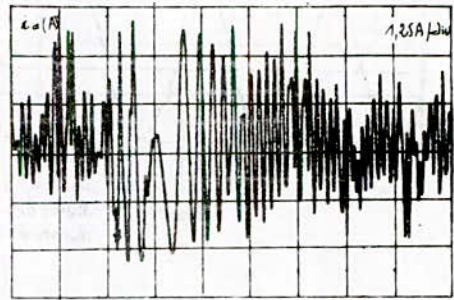
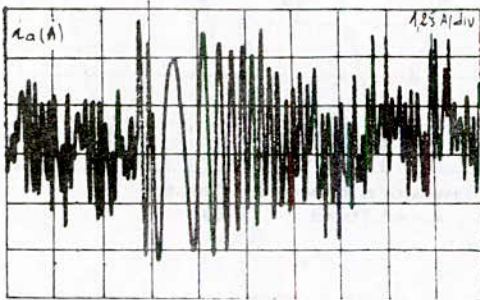


Figure (10) Commande en vitesse avec observation du couple résistant. a) et b)-
 Démarrage de 0 à 1 000 tr/mn (0 à 1500 tr/mn) suivi d'un échelon de
 couple résistant de 1,6 N.m (1 N.m).

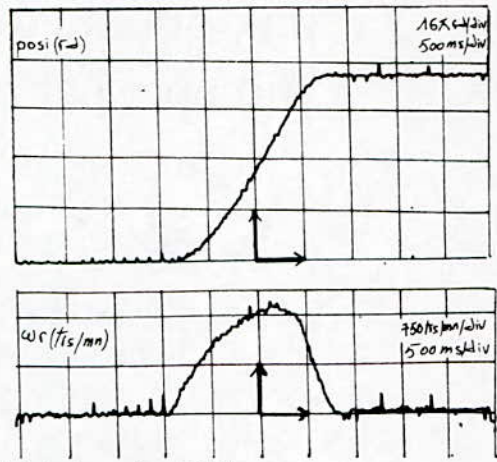
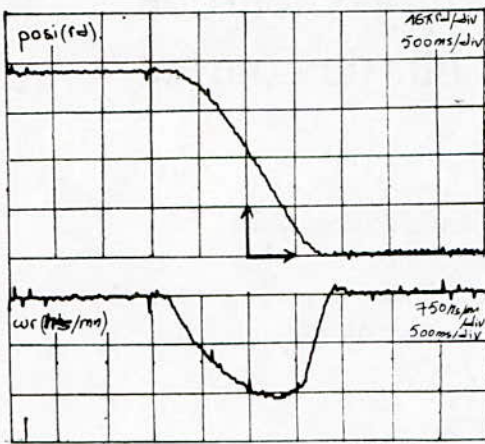


Figure (11) Réponse en position pour un échelon de consigne de 32 tours mécaniques dans les deux sens de rotation de la machine.

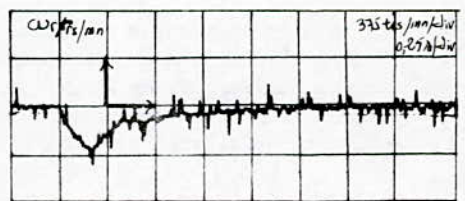
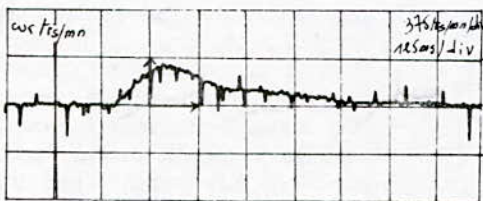
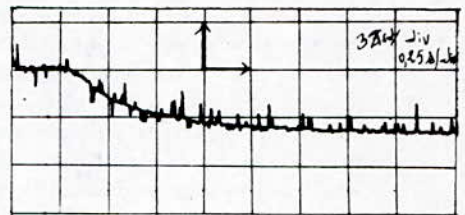
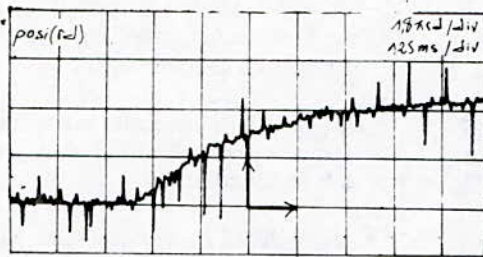


Figure (11) Réponse en position pour un échelon de consigne de deux tours mécaniques dans les deux sens de rotation de la machine.

Commande de position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant

B. HEMICI

Laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande
Département de Génie-Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Pasteur, BP182 El-Harrach ALGER
ALGERIE

Résumé : Le but de cet article est de présenter un montage pouvant assurer la commande par flux orienté d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur commutateur de courant. La commande de vitesse et de position est effectuée par des régulateurs du type classique. Une simulation du montage globale ou le convertisseur et le moteur sont tous les deux modélisés est effectuée. Le régime dynamique de cette association est étudié et les résultats correspondants sont commentés et interprétés.

1. Introduction

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande (surtout micro-électronique), il est de nos jours possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performante que des machines à courant continu.

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principale avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. En effet le courant inducteur est producteur du flux alors que le courant d'induit est producteur de couple.

Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été un grand inconvénient de la machine à courant continu. Son commutateur mécanique prohibe leur utilisation dans des conditions difficiles comme le désert, les régions glaciales et surtout les

mines et l'industrie du pétrole où les étincelles jaillissant des balais pourraient causer des explosions entraînant à des catastrophes.

De plus, économiquement, leur coût de revient (achat et maintenance) les rend de moins en moins désirable dans l'industrie.

Les machines à induction sont plus attractives car elle répondent à toutes ces exigences. Cependant le couplage existant entre le flux et le couple les rend difficilement commandable. En outre le régime transitoire de ces machines dépend de plusieurs paramètres et son modèle est en générale non-linéaire.

Le modèle de Park permet d'apporter certaines simplifications. Un choix judicieux du repère de Park permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone proche de la machine à courant continu. Le courant direct règle le flux et le courant en quadrature règle le couple électromagnétique. Ce repère de Park particulier peut être orienté sur l'axe du flux rotorique, flux statorique ou flux d'entrefer. Ce type de contrôle est appelé commande par orientation du champs. Il a été proposé pour la première fois par Blaschke [1] au début des années 70 et n'a pu être concrétisé que durant les années 80 [2,3,4,5,6] grâce au développement de la micro-électronique et de l'électronique de puissance.

2. Modèle de la machine asynchrone

Les équations de la machine asynchrone définies dans le repère de Park tournant à une vitesse de synchronisme ω sont :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sd} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_m - \omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 &= R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_m - \omega) \cdot \Phi_{rd} \end{aligned}$$

Les relations des flux couplés sont :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (2)$$

L'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (3)$$

3. Modèle du flux rotorique

Les équations (1) et les relations (2) permettent d'établir le modèle s'exprimant en fonction des variables d'état Φ_{rd} et Φ_{rq} ou les courant statoriques I_{sd} et I_{sq} sont les grandeurs de commande.

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rd} + \omega_{sl} \cdot \Phi_{rq} + \frac{M}{T_r} \cdot I_{sd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rq} - \omega_{sl} \cdot \Phi_{rd} + \frac{M}{T_r} \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (4)$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - f \cdot \Omega$$

avec ω_{sl} représente la pulsation de glissement et f le coefficient de frottement.

Le schéma bloc de ce modèle est représenté sur la figure 1. Les grandeurs d'entrée sont I_{sd} , I_{sq} et ω_{sl} .

La grandeur de sortie est la vitesse angulaire Ω . Les flux sont des variables d'état et le couple résistant Γ_r représente la perturbation.

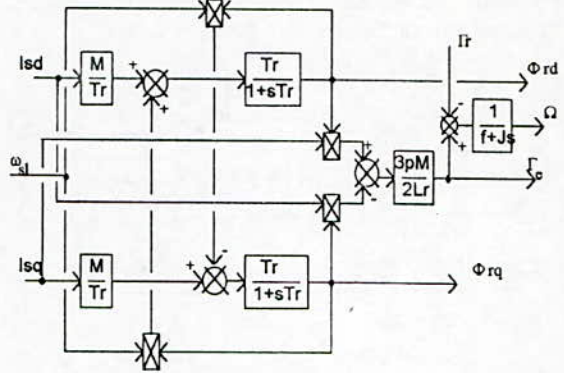


Fig 1 : schéma bloc du moteur asynchrone

4. Orientation du flux

Si on choisit un repère lié au flux rotorique de façon à aligner le vecteur Φ_r avec l'axe d, On obtient : $\Phi_r = \Phi_{rd}$ et $\Phi_{rq} = 0$

Le couple s'écrit alors :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq}) \quad (5)$$

A partir de ces équations on obtient les équations suivantes :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\Phi_{rd}} \quad (6)$$

$$\Phi_{rd} \cdot (1 + T_r \cdot s) = M \cdot I_{sd}$$

Ce modèle est représenté par le schéma bloc suivant :

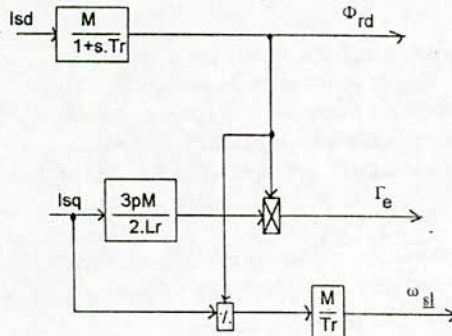


Fig 2 : modèle du moteur après orientation

5. Commande de vitesse

Le contrôle de vitesse est obtenu par le schéma de commande suivant :

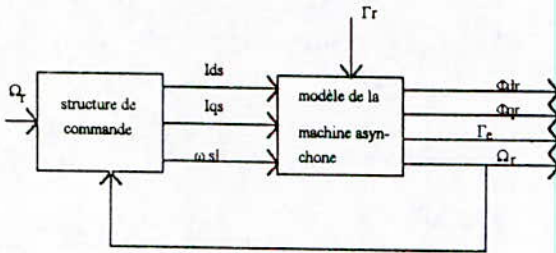


Fig 3 : schéma de commande du moteur asynchrone

La structure de commande va assurer le découplage entre le flux et le couple en utilisant les équations définies précédemment. Le schéma bloc de cette structure est représenté par le montage décrit ci-dessous :

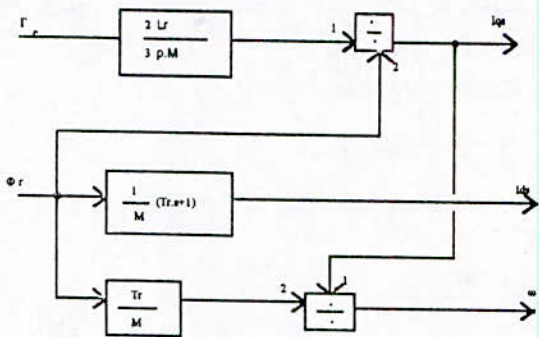


Fig 4 : Structure de la commande Vectorielle

Le couple de commande est délivré par le régulateur de vitesse. Le flux de commande obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient Φ_r constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, permettant ainsi un fonctionnement à couple constant, et qui affaiblit le flux inversement proportionnel à la vitesse pour permettre un fonctionnement à puissance constante, lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Le schéma de commande globale est donné par la figure suivante :

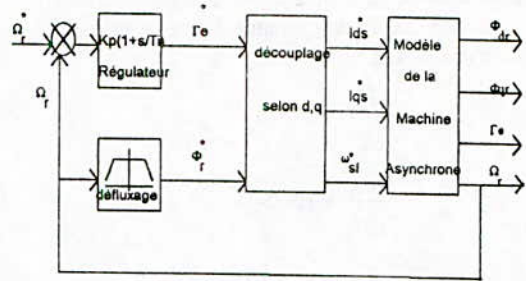


Fig 5 : schéma de principe de la commande vectorielle du moteur asynchrone

La synthèse du régulateur est effectuée par la méthode de Ziegler et Nichols. Les Résultats de la simulation numérique réalisée en utilisant la méthode de Runge Kutta du quatrième ordre, sont représentés sur les figures [6 à 17].

6. Commande de position

Pour la commande de position on ajoute un régulateur proportionnel, en cascade avec le régulateur de vitesse. Ce type de régulateur est suffisant car la chaîne d'action comporte une action intégrale.

Les figures [6 et 7] représentent les réponses de vitesse et de position lors de démarrage et pour une inversion du sens de rotation de 100 rd/s à -100 rd/s et d'inversion de la position de +100 radians à -100 radians.

Les figures [8 et 9] représentent les flux rotoriques dans la machine qui montrent qu'après le démarrage, les flux restent constant lors des changements de consignes si le découplage est assuré. La figure 10 représente le couple électromagnétique dans la machine lors d'un changement de vitesse.

7. Simulation globale

Le montage proposé par cette étude comporte un convertisseur de fréquence indirect composé d'un redresseur à thyristors hexaphasé et d'un onduleur de courant à diodes de blocage. Le circuit de commande reçoit une tension continu comprise entre 0 et 10V à l'entrée qui est converti par un V.C.O. en une fréquence de commutation de l'onduleur. Le schéma de contrôle du flux [FOC] est effectué par un calculateur. Le courant à la sortie du redresseur est

contrôlé par un régulateur du type PI. La mesure est effectuée à l'aide des transformateurs d'intensité pour assurer une isolation galvanique.

courant et de la tension alimentée par un onduleur de courant à thyristors.

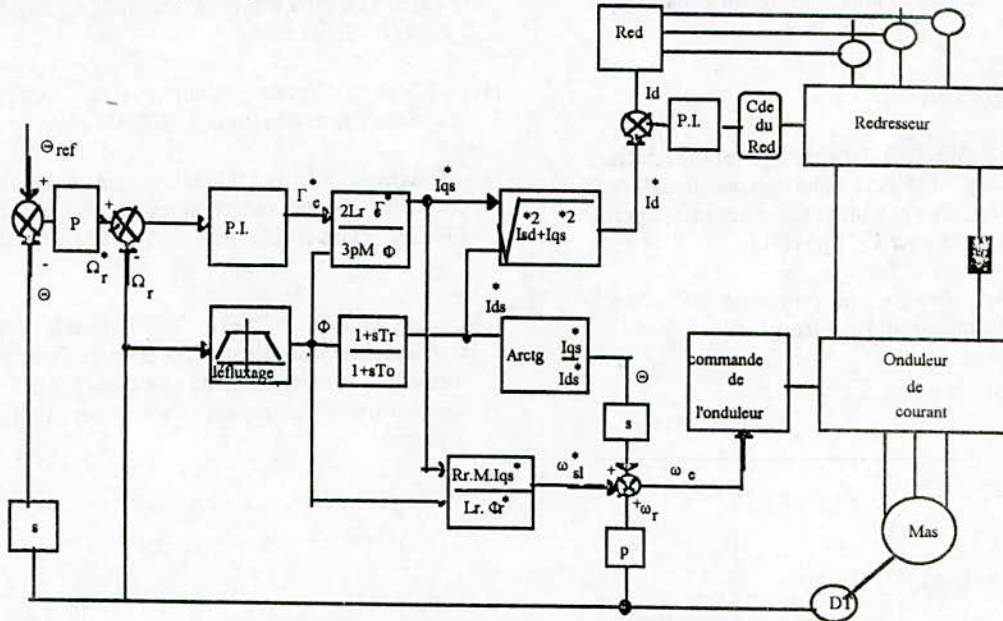


Fig 5 bis : schéma de commande du moteur asynchrone

Le montage étudié est donné par la figure 5 bis.

Pour la simulation de l'onduleur nous avons utilisé le tableau n°1 qui comporte 6 modes de fonctionnement.

En approximant la commutation des thyristors par une rampe de courant qui évolue durant un laps de temps bien défini (1ms), le nombre de modes passe de six à douze intervalles.

Les résultats de la simulation sont représentés par les figures [11 à 17]. Les figures 11 et 12 représentent le démarrage lors d'une consigne de vitesse et de position et lors de l'inversion du sens de rotation et de position. les figures 16 et 17 montrent l'allure du

8. Conclusion

Le travail effectué dans cet article est une simulation numérique de la commande par la méthode du flux orienté d'un moteur à induction par un contrôle indirect.

Le montage proposé présente une grande souplesse et une bonne stabilité. Toutes les perturbations sont rejetées par les régulateurs et le système possède un temps de réponse satisfaisant (0.5 s). Le flux en régime permanent reste constant quelque soit soit la charge et n'est pas affecté lors des changements de consigne de vitesse ou de position. Ce travail suppose les paramètres de la machine constants. Cependant il est à signaler que dans ce type de contrôle la connaissance exacte de Tr est pratiquement nécessaire car elle intervient dans le modèle

modes	Ids	Iqs	Thyristor en conduction	Vi
1: $0 < \delta < \pi/3$	Id	$Id(2u(t)-1)/3$	T1,T2	Vas-Vcs
2: $\pi/3 < \delta < 2\pi/3$	$Id(1-u(t))$	$Id(u(t)+1)/3$	T2,T3	Vbs-Vcs
3: $2\pi/3 < \delta < \pi$	-Id u(t)	$Id(2-u(t))/3$	T3,T4	Vbs-Vas
4: $\pi < \delta < 4\pi/3$	-Id	$Id(1-2u(t))/3$	T4,T5	Vcs-Vas
5: $4\pi/3 < \delta < 5\pi/3$	$Id(u(t)-1)$	$-Id(u(t)+1)/3$	T5,T6	Vcs-Vbs
6: $5\pi/3 < \delta < 2\pi$	Id.u(t)	$Id(u(t)-2)/3$	T6,T1	Vas-Vbs

dynamique du flux rotorique. En cas d'imprecision sur la constante de temps rotorique, le découplage entre le flux et le couple ne sera plus assuré dans la commande de la machine : la réponse dynamique sera affectée.

9. Bibliographie

[1] F. Blaschke " A new method for the structure decoupling of an A.C. induction machines". Proc 2nd IFAC Symp multivariable technic control system; part 3 , oct 1971 pp11-13.
 [2] B.K.Bose, "Powers electronics and A.C. drives " tome I Printice-Hall New Jersey 1990

[3] C.H.LIU, C.C.HWU et Y.F.FENG, "Modeling and implementation of a microprocessor based C.S.I. fed induction motor drive using field oriented control" I.E.E.E. Trans Ind. Applic. vol I.A.25 N°4 July 1989.
 [4] P.Vas. "Vector Control of A.C. machines" Clarendon Press OXFORD 1990.
 [5] E.Cornell, T.Lipo "Modeling and design of controlled current induction motor drive system" I.E.E.E. Trans on Ind. App. Vol I.A. 13 N°4 July / aug 77.
 [6] G.A.Capolino, Y.Y.FU, " Commande des machines asynchrones par flux orienté : Principe, méthode et simulation. journées S.E.E. Actionneurs Electriques, Novembre 1989, Valance.

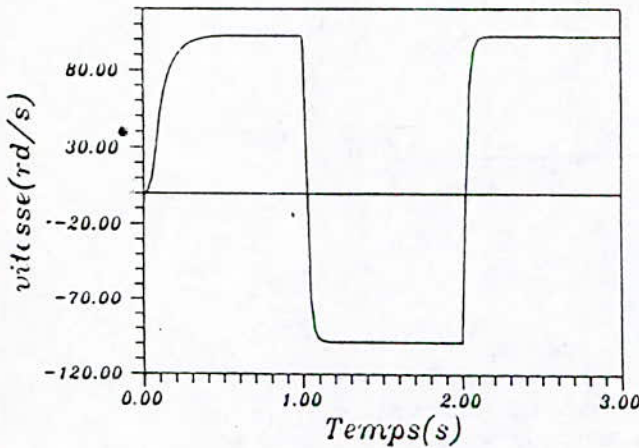


Fig 6 : Démarrage et réponse de vitesse pour une inversion du sens de rotation

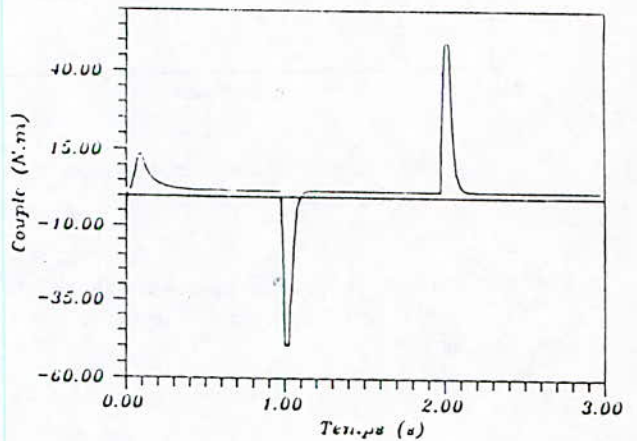


fig 10 : Couple electromagnétique à la suite d'une inversion du sens de rotation

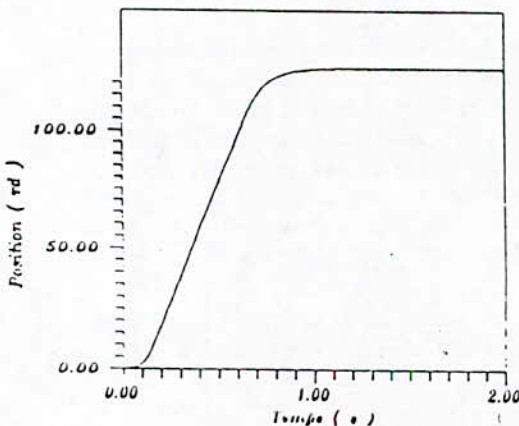


fig 7 : Réponse à une consigne de position

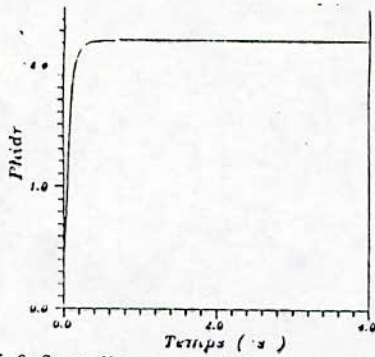


fig 8 : flux au démarrage et après changement de consigne de vitesse

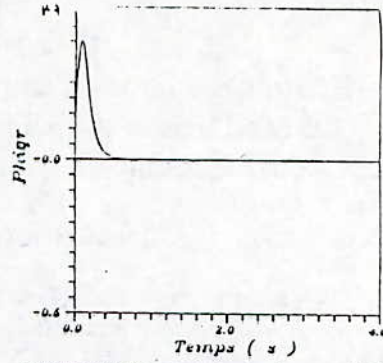


fig 9 : flux au démarrage et après changement de consigne de vitesse

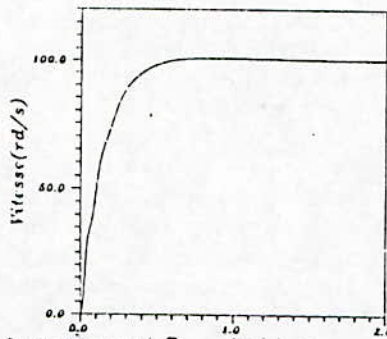


fig 11 : Réponse de la vitesse suite à consigne de démarrage simulation globale du montage

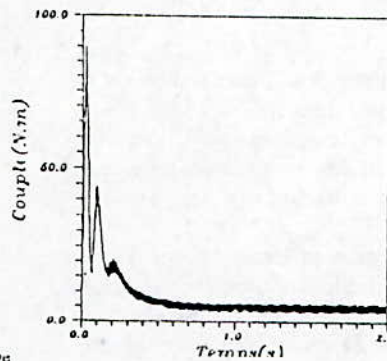


fig 15 : couple électromagnétique après un démarrage

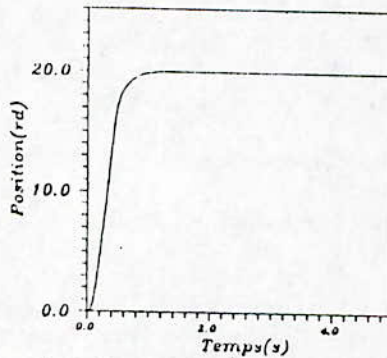


fig 12 : Réponse après une consigne de position

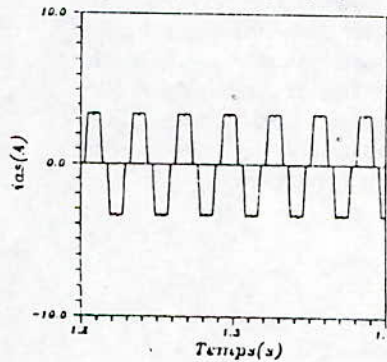


fig 16 : Courant dans le moteur

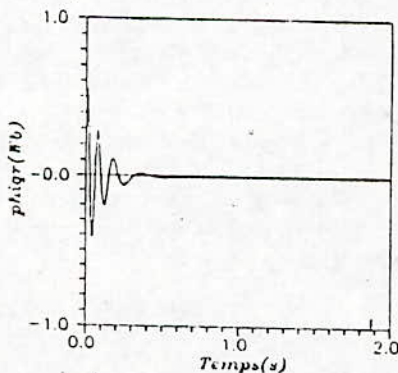


fig 13 : Flux au démarrage et après changement de sens de rotation

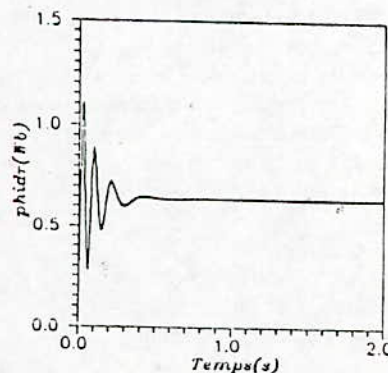


fig 14 : Flux au démarrage et après changement de sens de rotation

Etude Comparative entre Diverses Stratégies de Modulation pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone

M.O.MAHMOUDI Y.AIT-GOUGAM

Laboratoire d'Electronique de puissance et de commande
ENP, 10,av.Pasteur, Hassen Badi, EL-Harrach (Alger)

Resumé:

Afin d'améliorer les performances d'un onduleur de tension, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été développées. Ces stratégies sont classées en deux groupes: monophasées et triphasées.

Pour les techniques monophasées, la modulation s'effectue sur une phase de la machine, les deux autres phases sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de symétrie de phase de cette dernière. Parmi ces techniques, nous citons: la technique triangulo-sinusoidale en commande analogique, les techniques d'échantillonnage régulier symétrique ou asymétrique ou encore modifiée ainsi que la technique par élimination d'harmoniques. Pour les techniques triphasées, nous trouvons, tout particulièrement la modulation par tronçon et les techniques de modulation vectorielle.

Mots-clés:

Modulation de largeur d'impulsions, Onduleur de tension, Moteur asynchrone

Introduction:

Les entraînements à vitesse variable utilisant la machine asynchrone intéressent à plusieurs points de vue les chercheurs dans les laboratoires d'Electrotechnique. Grâce aux progrès effectués sur les semi-conducteurs, la solution classique onduleur de tension à commande en pleine onde est abondante, surtout aux basses vitesses où on fait recours à la modulation.

La technique de modulation présente deux principaux avantages, d'une part, elle repousse les harmoniques à des fréquences élevées, ce qui permet de réduire le

volume du filtre et par conséquent le coût et l'encombrement du système, et permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur d'autre part.

Dans ce papier, nous présentons une étude comparative entre quatre stratégies de modulation classées en deux groupes. Nous examinons les techniques triangulo-sinusoidale et par élimination d'harmoniques pour le cas de la modulation monophasée et les techniques de modulation par tronçon et vectorielle dans le cas de la modulation triphasée.

Cette étude comparative sera basée sur un coefficient de performance, noté THDi, qui exprime la distorsion due aux harmoniques de courant dans l'onde de sortie.

I. Modulation Monophasée

I-1. Technique Triangulo-sinusoidale:

Les trois tensions de phase sont générées par comparaison de trois tensions de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées, de fréquence f , à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure à f (fig.1).

Le fondamental de la tension de sortie v_{ao} , prise entre la phase (a) et le point milieu fictif de la source continue (fig.2), a la même phase et fréquence que la tension de référence. Sa valeur efficace V_{ao} est une fonction linéaire du rapport r de l'amplitude de la porteuse et de l'onde de référence.

Les formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension simple sont données par la figure 3.

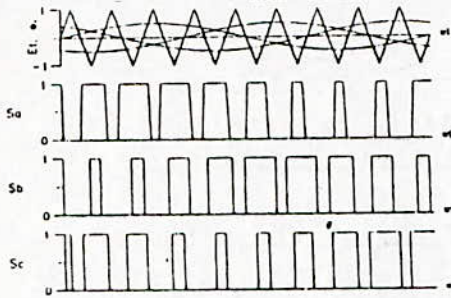


Fig.1: la technique triangulo-sinusoidale

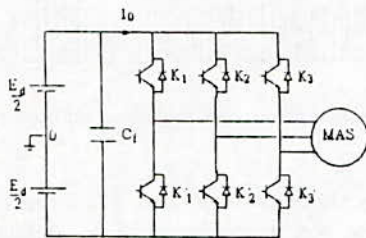


Fig.2: Schéma d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone

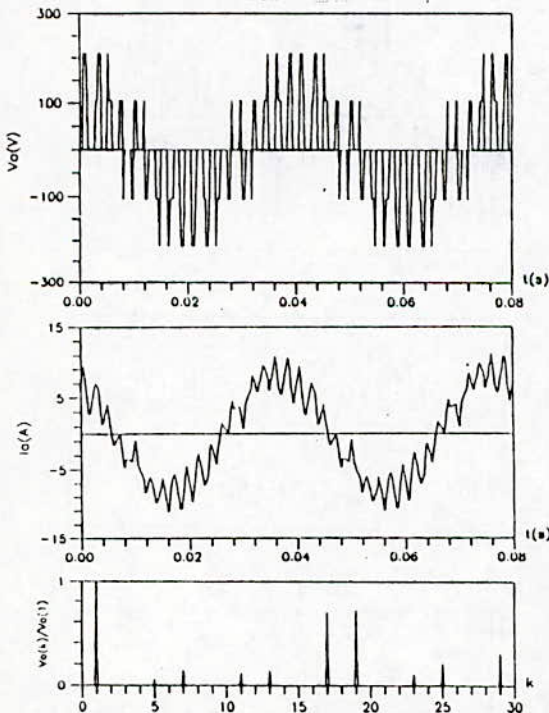


Fig.3: Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension simple pour $f = 25\text{Hz}$ et $m = 9$

2) Technique de modulation de: élimination d'harmoniques:

Cette technique consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables (fig.4). Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants, généralement les harmoniques de bas ordre (5,7 et 11) qui sont les plus indésirables et nuisibles pour le fonctionnement du moteur.

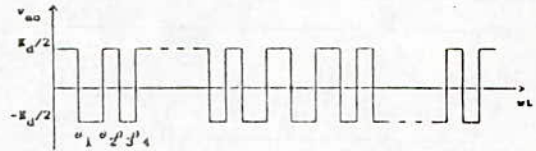


Fig.4: Onde de sortie de l'onduleur

Pour une onde de sortie qui présente une double symétrie, le développement en série de Fourier est donné par:

$$A_k = \frac{4}{k\pi} \frac{E_d}{2} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(k\theta_i) \right] \quad (1)$$

où N est le nombre de commutations par quart de période.

La méthode consiste à égaliser à zéro les (n-1) harmoniques et à attribuer au fondamental une valeur désirée.

Le système d'équations (1) est non linéaire et admet plusieurs solutions, la solution recherchée doit vérifier la condition :

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_n < \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

Ce qui conduit à réécrire le système comme suit:

$$A_k = \frac{4}{k\pi} \frac{E_d}{2} (-1)^i \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(k\theta_i) \right] \quad (3)$$

La figure (5) donne la forme de la tension simple, son spectre d'harmoniques ainsi que la forme du courant de phase lorsque les harmoniques 5,7 et 11 sont éliminés.

Du spectre de la tension, nous constatons que les premiers harmoniques non éliminés (13^{ème}, 17^{ème}, ...) présentent des amplitudes assez importantes, c'est à dire que les harmoniques de bas ordre ne sont au fait que repoussés vers des fréquences élevées [3].

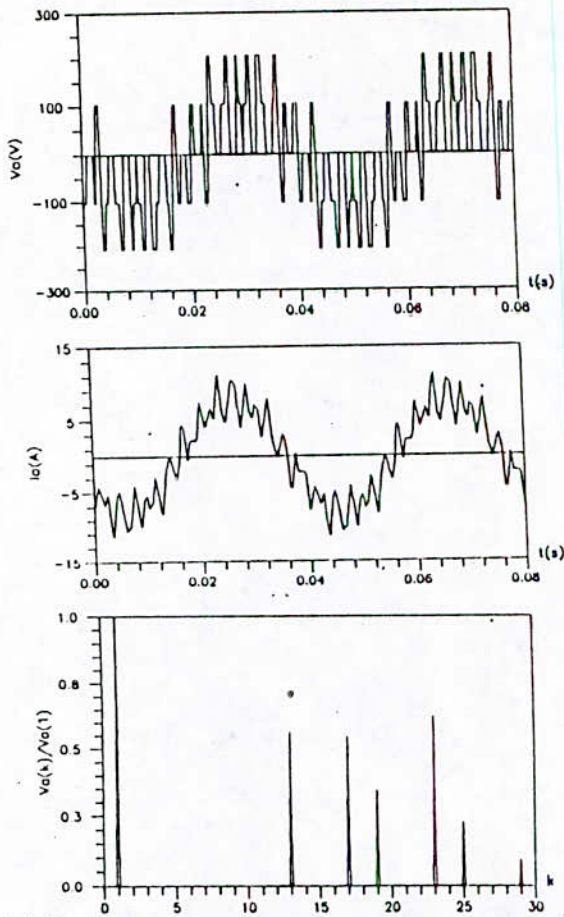


Fig.5: Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension lorsque les harmoniques 5,7,11 sont supprimés.

II. Modulation triphasée:

3) Technique de modulation par tronçon:

Le principe de cette technique découle de la relation de base liant les trois tensions de ligne du moteur, qui s'écrit:

$$U_{ab} + U_{bc} + U_{ca} = 0 \quad (4)$$

D'où une tension de ligne peut être déduite des deux autres si toutefois ces dernières sont connues.

$$U_{ab} = -(U_{bc} + U_{ca}) \quad (5)$$

Il suffit alors de moduler deux tensions de ligne en les comparant à deux porteuses unipolaires décalées entre elles d'une demi-période et de déduire la troisième par combinaison des deux premières (fig.6).

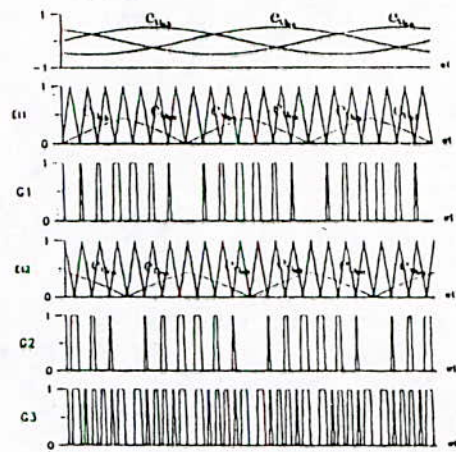


Fig.6: Principe de la technique de modulation par tronçon.

Nous présentons à la figure 7 la forme de la tension simple, son spectre ainsi que le courant de phase pour cette technique. Nous constatons la nette amélioration du spectre par rapport aux deux techniques précédentes.

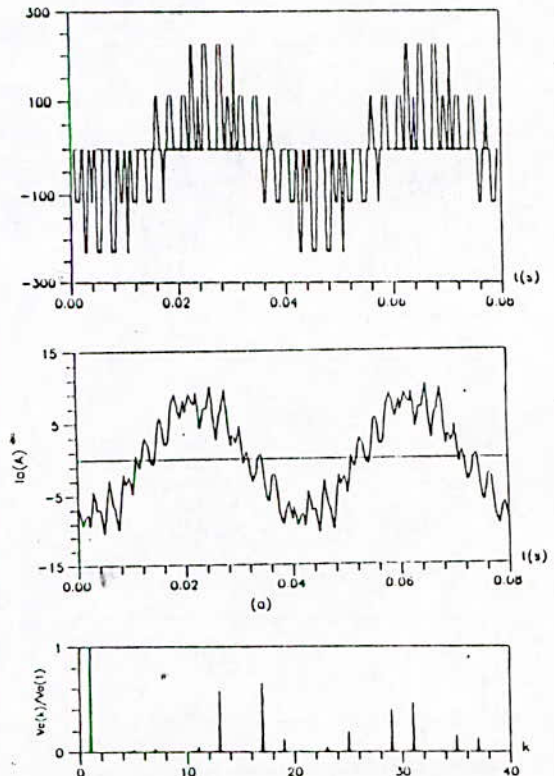


Fig.7: Formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension correspondant à la technique de modulation par tronçon.

4) Technique de modulation par contrôle de flux

Une toute autre approche de la modulation consiste à représenter dans le plan complexe (α, β) les tensions délivrées par l'onduleur.

En se référant au schéma classique de la machine asynchrone et en négligeant la résistance statorique, le flux magnétique s'exprime par:

$$\bar{\Psi}_m = -j \frac{3}{2} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (6)$$

Cette équation montre que le flux est un vecteur tournant. Le lieu de $\bar{\Psi}_m$ devient un cercle parfait, si le moteur est alimenté par un système de tensions sinusoïdales.

L'onduleur triphasé présente huit configurations différentes, définies par le mode de connexion des inverseurs.

En effet, A chaque état correspond un vecteur tension instantanée $V_i (S_a, S_b, S_c)$ ($i=0,1,\dots,7$) dont la représentation dans le plan complexe (α, β) est donnée par la figure 8. Six vecteurs (V_1 à V_6) ont le même module, alors que les deux autres V_0 et V_7 sont nuls et correspondent respectivement au raccordement de tous les inverseurs à la borne (+) ou (-) de la source.

Le principe de cette technique repose alors, sur la sélection des séquences d'ouverture et de fermeture des inverseurs de façon à ce que le flux magnétique représente une meilleur approximation possible du cercle parfait [1],[6],[7].

Une attention particulière doit-être donnée au choix de la séquence ainsi qu'à sa durée. Généralement le passage d'une séquence à une autre s'effectue par le changement de l'état d'un seul inverseur à la fois [6]. Dans ce cas, les formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension simple sont présentés à la figure 9.

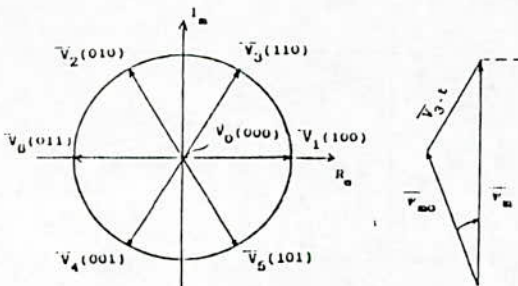


Fig.8: Vecteurs de tension et flux magnétique dans le plan complexe.

Nous constatons la similitude entre la forme de la tension simple donnée à la figure et celle obtenue par la technique triangulo-sinusoidale. La technique de modulation par contrôle de flux ne diffère de la première que par l'approche employée. Cette dernière approche conduit à un gain plus élevé, $2/\sqrt{3}$ plus important [1].

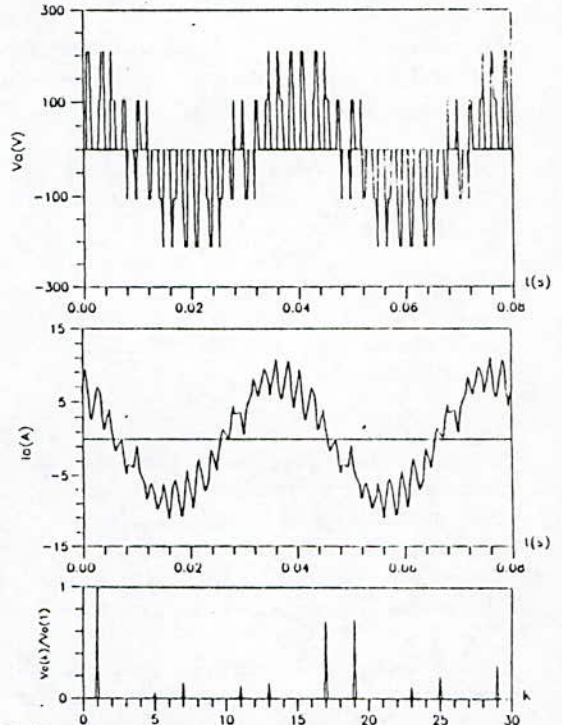


Fig.9: Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension correspondant à la technique par contrôle de flux.

III. Etude comparative:

L'étude comparative entre les quatre stratégies de modulation est effectuée pour:

- la même fréquence du fondamental de la tension de sortie ($f=25\text{Hz}$),
- le même coefficient de réglage en tension ($r=0.5$)
- le même nombre d'impulsions par demi-période.

Cette étude est basée sur le facteur de performance THDi, défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de courant de phase à la valeur du fondamental de ce courant [3]:

$$THD_i = \frac{1}{i_{a(1)}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} i_{a(k)}^2} \quad (7)$$

où $i_{a(k)}$ est le courant induit par le $k^{ème}$ harmonique.

Ces courants sont produits par l'inductance de fuite de la machine [1],[3]:

$$i_{a(k)} = \frac{V_{a(k)}}{k L_1 \omega} \quad (8)$$

où $v_{a(k)}$ est la tension induite par le $k^{ème}$ harmonique.

Le récepteur étant triphasé symétrique, les harmoniques multiples de 3 ne sont pas inclus dans l'expression de THDi.

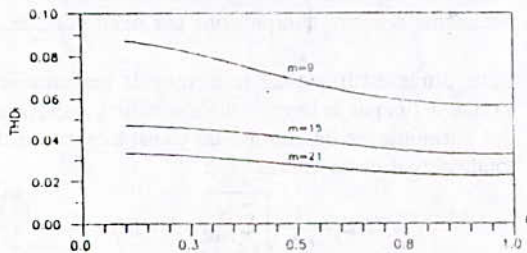
L'examen des figures (fig.10a à fig.10d), représentant pour chacune des techniques la variation de THDi en fonction de r, montre que:

- THDi diminue lorsque r croît,
- il diminue lorsque l'indice de modulation augmente, la diminution est de moins en moins importante lorsque m est grand,

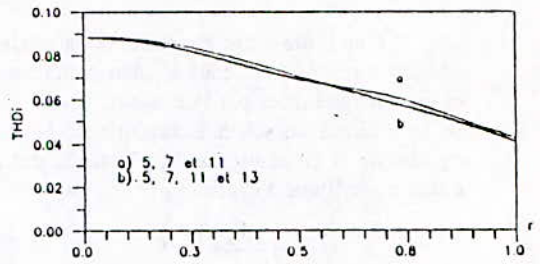
Ces résultats justifient l'emploi de la technique assurant une meilleure neutralisation des harmoniques de bas ordre pour les faibles vitesses et celle produisant le plus fort gain lorsque la vitesse augmente. Notons, qu'en modulation de largeur d'impulsions, un compromis existe entre une bonne élimination d'harmoniques et un meilleur rendement.

La figure 11, présente la variation de THDi en fonction de r pour les quatre techniques étudiées, avec 4 et 8 impulsions par demi-période pour la technique de modulation par tronçon et 9 impulsions pour les autres techniques.

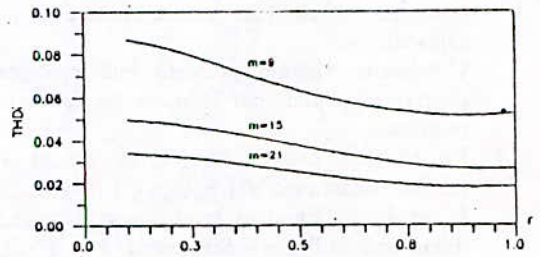
Nous constatons que même avec un nombre d'impulsions réduit, la technique de modulation par tronçon fournit la plus faible valeur de THDi. Pour r avoisinant l'unité, la technique par élimination d'harmoniques présente un THDi élevé que pour les autres.



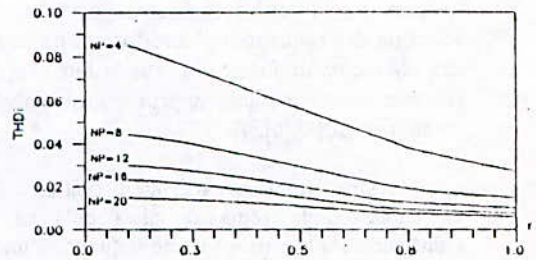
a-modulation triangulo-sinusoidale



b-modulation par élimination d'harmoniques



c-modulation par contrôle de flux



d-modulation par tronçon

Fig.10: Variation de THDi en fonction de r

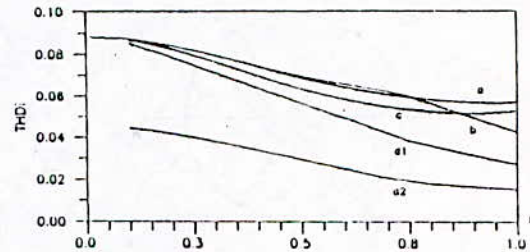


Fig.11: Variation de THDi en fonction de r pour les quatre techniques de modulation. (a: é.d'harmoniques, b: t.sinusoidale, c: c.de flux, d: m.par tronçon)

IV. Conclusion:

Nous avons présenté quatre stratégies de modulation de largeur d'impulsions que nous avons classé en deux groupes: monophasée (triangulo-sinusoidale, élimination d'harmoniques) et triphasée (modulation par tronçon et par contrôle de flux).

L'étude comparative basée sur THDi a révélée la supériorité des techniques triphasées sur celles monophasées.

La technique de modulation par tronçon présente un THDi plus faible et un spectre de fréquence élevée même avec un nombre d'impulsions réduit.

La modulation par contrôle de flux garde un faible THDi que les techniques monophasées lorsque $r \geq 0.36$. Cette technique présentant un gain $2/\sqrt{3}$ fois plus important que celui obtenu avec la technique triangulo-sinusoidale, ce qui accroît la plage de variation de vitesse de la machine.

L'étude a été effectuée sur un-moteur asynchrone de plaque signalétique:

3.7 kW, 220/380 V, 14/8.5 A 50Hz

Les paramètres de ce moteur sont:

$R_s = 1.12 \Omega$, $R_r = 0.11 \Omega$

$L_s = 0.17 \text{ H}$, $L_r = 0.0015 \text{ H}$, $M = 0.0048 \text{ H}$

$j = 0.135 \text{ N.m/rd.s}^2$

$f_r = 0.00182 \text{ N.m/rd.s}^{-1}$, $P=2$

Références bibliographiques:

[1] Y.Ait-gougam, "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone" Thèse de Magister, ENP, Février 1992.

[2] A.Shonung, H.Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed drives", Brown Boveri Review, Aug/Sept 1964.

[3] A.Midoun, "PWM Strategies for microprocessor control of variable speed drives"; PhD thesis, University of Bristol, december 1985.

[4] H.S.Patel, R.G.Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-harmonic elimination"; IEEE Trans. on Industry applications, Vol.IA-9, 1973.

[5] T.Ohnishi, H.Okitsu, "A novel PWM techniques for three phase inverter/converter", IPEC Tokyo 83"

[6] S.Ogasawara, H.Akagi, A.Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory", EPE Aachen 1989.

[7] T.Koga, S.Sugowara, H.Hayashi, E.Kijima, "Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors" EPE Aachen 1989.

[8] Y.Ait-Gougam, MO.Mahmoudi, "Commande par la technique d'élimination d'harmoniques d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone " JTEA'93, Hammamat, Février 1993, Tunisie.

METHODE D'ANALYSE DES SURTENSIONS DE MANŒUVRE A L'ENCLENCHEMENT DES LIGNES DE TRANSMISSION H.T

BOUTHIBA Tahar

Institut d'électrotechnique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
U.S.T.O BP 1505 M'Naouer ORAN

Résumé: L'article présente une méthode de calcul des courants et des tensions transitoires lors d'un enclenchement symétrique et assymétrique d'une ligne haute tension à vide, en chargé ou en défaut en élaborant un programme informatique. La ligne est assimilée à un très grand nombre de cellules II en cascades avec un couplage mutuel inductif, résistif et capacitif et non transposée. L'utilisation des lois de Kirchhoff permet l'écriture d'un système d'équations différentielles du premier ordre qui est résolu par la méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre à pas adaptatif. La méthode est appliquée sur un modèle de réseau simple. On étudie dans l'article l'influence des différents paramètres du réseau (longueur de la ligne, moment d'enclenchement, nombre de cellules qui constituent la ligne, ...) sur les formes d'ondes des tensions et sur les valeurs des facteurs de surtension.

I INTRODUCTION

La connaissance de l'amplitude des surtensions de manœuvre est très importante et nécessaire lors de la conception des réseaux de transport d'énergie à Haute Tension, en particulier pour le teste et le dimensionnement des différents appareillages de protection des lignes de transmission d'énergie électrique et pour déterminer d'avantage la conception de l'isolement et de mieux définir les contraintes diélectriques que doivent tenir les matériels Haute et Très Haute Tension.

Les caractéristiques électriques à prendre en considération sont, non seulement celles du régime permanent, mais aussi celles des régimes transitoires pouvant se manifester sur les réseaux (surtensions apparaissant lors de la mise sous tension des lignes longues à vide).

La tenue du matériel est liée, non seulement à la valeur de crête de la tension, mais aussi surtout à la forme d'onde de la tension.

A l'heure actuelle les calculs de surtensions de manœuvre peuvent se faire à l'aide d'analyseurs de réseau transitoires (T.N.A) [1,2] ou au moyen d'ordinateurs.

Plusieurs méthodes numériques ont été utilisées. Parmi ces méthodes numériques on distingue:

- La méthode utilisant la transformée de Laplace [3,4]
- La méthode des ondes mobiles [5]
- La méthode aux différences finies [6]

Dans ce travail on propose une méthode pour le calcul des courants et des tensions en régime transitoire lors d'un enclenchement symétrique et assymétrique d'une ligne haute tension à vide ou en charge ou lorsque la ligne est en défaut, cette méthode consiste à diviser la ligne de transmission en un grand nombre de cellules II en cascades, et en utilisant les lois de Kirchhoff on obtient un système d'équations différentielles du premier ordre qui est résolu par la méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre à pas adaptatif.

II METHODE D'ANALYSE

II.1 CALCUL DES PARAMETRES DE LA LIGNE

La figure Fig.1 représente une ligne de transmission triphasée composée de trois conducteurs de phase et deux cables de garde parallèles à la surface du sol et leur image par rapport au sol.

Les éléments de la matrice impédance z de la ligne sont donnés par les équations suivantes [7]

$r_{ii} = r_i + r_e$: résistance propre ($\Omega.m^{-1}$) ;
 $r_{ij} = r_e$: résistance mutuelle ($\Omega.m^{-1}$) ; $l_{ii} = (\mu_o/2\pi) \times \ln(D_e/d_i)$: inductance propre ($H.m^{-1}$) ;
 $l_{ij} = (\mu_o/2\pi) \times \ln(D_e/D_{ij})$: inductance mutuelle ($H.m^{-1}$)

où i et j sont 1,2 et 3 les trois phases et g_1, g_2 les cables de garde.

avec
 $\mu_o = 4\pi 10^{-7}$ ($H.m^{-1}$) ; $r_e = 2\pi f \mu_o / 8$: résistance du tronçon de terre ($\Omega.m^{-1}$) ; $D_e = 658 \times (\sqrt{\rho}/\sqrt{f})$: profondeur équivalente du retour par la terre du courant (m) ; r_i : résistance du conducteur i ($\Omega.m^{-1}$) ; d_i : rayon géométrique moyen (GMR) du conducteur i ($\Omega.m^{-1}$) ; ρ : résistivité du sol ($\Omega.m^{-1}$) ; D_{ij} : distance entre deux conducteurs i et j ; f : fréquence (Hz).

Les éléments de la matrice capacité de la ligne sont donnés par le calcul des éléments de la matrice c' qui sont donnés par :

$$c'_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon_o} \ln \frac{2H_i}{d_i} \quad c'_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_o} \ln \frac{D_{ij}'}{D_{ij}}$$

où H_i : hauteur moyenne du conducteur i au dessus du sol (m) ; D_{ij}' : distance entre le conducteur i et l'image du conducteur j (m) ; D_{ij} : distance entre les deux conducteurs i et j (m) et $\epsilon_o = 8,85 \times 10^{-12}$ ($F.m^{-1}$).

En utilisant la méthode de Kron [8] on réduit la taille de ces matrices à 3×3 .

La matrice d'inductance et la matrice résistance de la ligne s'écrivent :

$$[l] = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} \end{bmatrix} \text{ (H/m)}$$

$$[r] = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \text{ (\Omega/m)}$$

$$[z] = [r] + j.2\pi f[l]$$

$$[c'] = \begin{bmatrix} c'_{11} & c'_{12} & c'_{13} \\ c'_{21} & c'_{22} & c'_{23} \\ c'_{31} & c'_{32} & c'_{33} \end{bmatrix}$$

La matrice capacité de la ligne s'obtient par l'inversion de la matrice c'

$$[c] = [c']^{-1} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \text{ (F/m)}$$

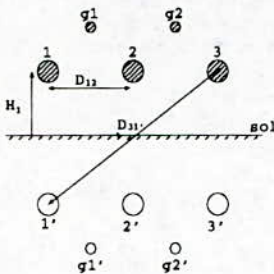


Fig.1 conducteurs de la ligne et leur image.

II 2 ANALYSE MONOPHASEE

II 2.1 Modèle de la ligne

Considérons une phase de la ligne de transmission de longueur λ et de paramètres r , l et c qui correspondent respectivement à la résistance, l'inductance et la capacité linéiques de la ligne (la conductance de la ligne est négligée), et considérons que la ligne est composée d'un très grand nombre de sections en Π de longueur dx chacune (Fig.2).

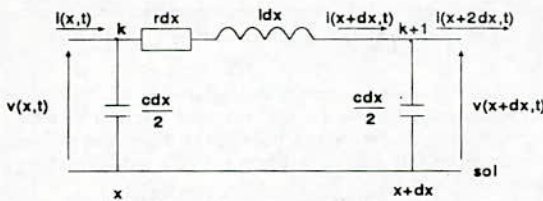


Fig.2 circuit équivalent d'une section d'une ligne en Π de longueur dx

L'application des lois de Kirchoff permet l'écriture des trois équations suivantes :

$$v(x, t) = rdx.i(x + dx, t) + ldx.\frac{d}{dt}i(x + dx, t) + v(x + dx, t) \quad (1)$$

$$i(x, t) = i(x + dx, t) + \frac{cdx}{2} \frac{d}{dt}v(x, t) \quad (2)$$

$$i(x + dx, t) = i(x + 2dx, t) + \frac{cdx}{2} \frac{d}{dt}v(x + dx, t) \quad (3)$$

En posant

$$v(x, t) = V_k, v(x + dx, t) = V_{k+1}$$

$$i(x, t) = I_k \text{ et } i(x + dx, t) = I_{k+1}$$

et

$$r_o = rdx, l_o = ldx \text{ et } c_o = cdx$$

les équations (1) et (2) s'écrivent donc:

$$V_k = r_o I_{k+1} + l_o \dot{I}_{k+1} + V_{k+1} \quad (4)$$

$$I_k = I_{k+1} + \frac{c_o}{2} \dot{V}_k \quad (5)$$

où

$$\dot{I}_{k+1} = \frac{d}{dt}i(x + dx, t) \text{ et } \dot{V}_k = \frac{d}{dt}v(x, t)$$

ou bien

$$\dot{I}_k = -l_o^{-1}r_o I_k + l_o^{-1}V_{k-1} - l_o^{-1}V_k \quad (6)$$

$$\dot{V}_k = 2c_o^{-1}I_k - 2c_o^{-1}I_{k+1} \quad (7)$$

Pour la ligne complète de longueur λ (Fig.3) on peut écrire les systèmes d'équations suivants:

-Système d'équations pour les courants :

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= -l_o^{-1}r_o I_1 + l_o^{-1}V_0 - l_o^{-1}V_1 \\ &\vdots \\ \dot{I}_k &= -l_o^{-1}r_o I_k + l_o^{-1}V_{k-1} - l_o^{-1}V_k \\ &\vdots \\ \dot{I}_n &= -l_o^{-1}r_o I_n + l_o^{-1}V_{n-1} - l_o^{-1}V_n \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

-Système d'équations pour les tensions :

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_0 &= 2c_o^{-1}I_0 - 2c_o^{-1}I_1 \\ &\vdots \\ \dot{V}_k &= c_o^{-1}I_k - c_o^{-1}I_{k+1} \\ &\vdots \\ \dot{V}_n &= 2c_o^{-1}I_n - 2c_o^{-1}I_{n+1} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

où n est le nombre de cellules.

On aboutit donc à un système de $2n + 1$ équations différentielles qui représente la ligne.

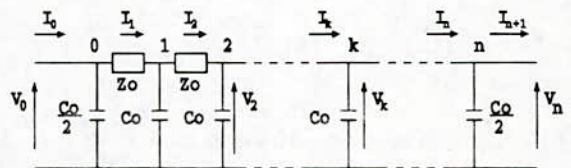


Fig.3 modèle de la ligne complète.

II 2.2 Enclenchement de la ligne

L'enclenchement de la ligne consiste à introduire la tension de la source à l'entrée de la ligne par l'intermédiaire d'un disjoncteur (Fig.4).

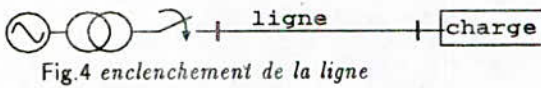


Fig.4 enclenchement de la ligne

$$e_s = r_s I_0 + l_s \dot{I}_0 + V_0$$

où r_s et l_s sont respectivement la résistance et l'inductance de la source et e_s la force électromotrice de la source.
donc

$$\dot{I}_0 = -l_s^{-1} r_s I_0 - l_s^{-1} V_0 + l_s^{-1} e_s \quad (10)$$

Si on considère que la ligne est en charge, le courant de charge est donné par l'expression suivante (11):

$$\dot{I}_{n+1} = -l_r^{-1} r_r I_{n+1} + l_r^{-1} V_n \quad (11)$$

où r_r et l_r sont respectivement la résistance et l'inductance de la charge.

le réseau complet sera donc représenté par un système de $2n + 3$ équations différentielles du premier ordre que l'on résoud par n'importe quelle méthode itérative.

II 2.3 Résolution

Pour la résolution du système précédent, on a choisi la méthode itérative de Runge-kutta du quatrième ordre à pas adaptatif [9]. Cette méthode exige les conditions initiales qui représentent l'état du réseau avant l'enclenchement. En supposant que la ligne est initialement au repos, les conditions initiales sont donc nulles.

II 3 ANALYSE TRIPHASEE

Dans le cas où la ligne est soumise à des conditions de dissymétrie comme par exemple un enclenchement dissymétrique ou une charge dissymétrique et que la ligne est non transposée, le cas de notre ligne, l'analyse monophasée n'est plus valable, et les effets du retour par la terre sont présents et rentrent dans le calcul des paramètres de la ligne, tandis que la représentation monophasée peut être généralisée à une représentation triphasée (Fig.5) et les équations au niveau de la $p^{ième}$ cellule deviennent:

$$[I_p]_j = -[l_o]_j^{-1} [r_o]_j [I_p]_j + [l_o]_j^{-1} [V_{p-1}]_j - [l_o]_j^{-1} [V_p]_j$$

$$[V_p]_j = [c_o]_j^{-1} [I_p]_j - [c_o]_j^{-1} [I_{p-1}]_j$$

où $j = 1, 2, 3$ et les matrices $[c_o]_j$, $[r_o]_j$, $[l_o]_j$, $[r_s]_j$, $[l_s]_j$, $[l_r]_j$, $[r_r]_j$ sont des matrices de taille 3×3

$$[e_s] = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} (V)$$

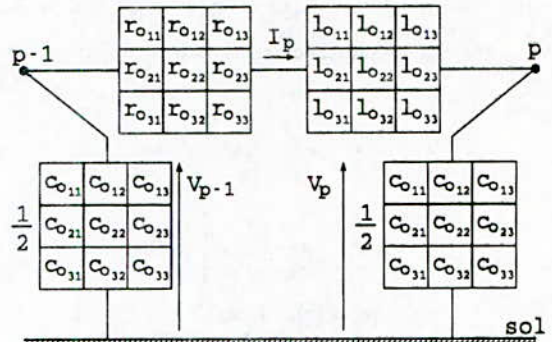


Fig.5 circuit équivalent d'une section d'une ligne en II de longueur dx

III APPLICATION ET RESULTATS

Soit le réseau de la figure Fig.4 [10] sur lequel on applique notre méthode d'analyse.

Les paramètres du réseau sont:

Ligne: (Fig.6)

$U = 220 \text{ kV}$

résistance $r_1 = 1,00559 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot m^{-1}$

GMR=0.0102 m

cables de garde:

résistance $r = 2,4810^{-3} \Omega m^{-1}$

GMR= $3.048 \cdot 10^{-4} m$

résistivité du sol: $\rho = 100 \Omega \cdot m^{-1}$

Générateur:

$U = 15 \text{ kV}$

$S = 160 \text{ MVA}$

$X_d'' = 0.185 \text{ pu}$

Transformateur:

$15/220 \text{ kV}$

$S = 200 \text{ MVA}$

$x_d = 0.1 \text{ pu}$

Charge:

$U = 200 \text{ kV}$

$P = 160 \text{ MW}$

$\cos \phi = 0,8$

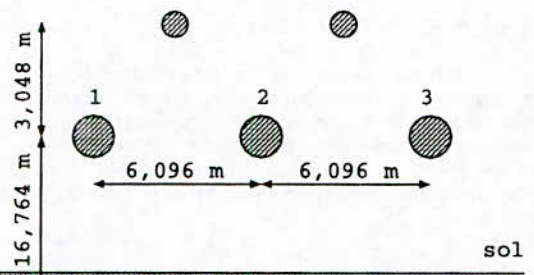


Fig.6 configuration des conducteurs de la ligne

Dans l'analyse suivante on traitera les conditions de fermeture des pôles du disjoncteur, soit une fermeture simultanée ou une fermeture pôle après pôle avec ou sans résistance de fermeture, la ligne étant à vide, en charge ou en défaut.

La méthode utilisée ne tient pas compte de la variation des paramètres de la ligne (résistance, inductance) en fonction de la fréquence des ondes qui la parcourent, sa considération est très difficile. Pour cela on calcule les caractéristiques de la ligne pour une certaine fréquence de l'ordre de 1000 Hz, qui est la fréquence moyenne prépondérante du régime transitoire de la ligne.

III.1 INFLUENCE DES DIFFERENTS PARAMETRES

Dans ce paragraphe on étudiera l'influence des différents paramètres sur les facteurs de surtension ¹ et les formes d'ondes des tensions en considérant un enclenchement monophasé et en déterminant seulement les tensions de la phase au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne.

III.1.1 Paramètres internes de la ligne

On considère la ligne à vide et l'enclenchement apparaît quand la phase 1 atteint sa valeur maximale ($\theta_e = \frac{\pi}{2}$), au temps $t = 0$ s. La figure Fig.7 montre les allures des tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 120 km constituée de 4 cellules II en cascades, tandis que les figures Fig.8 et Fig.9 représentent respectivement les tensions au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne constituée de 14 et 100 cellules II en cascades.

La représentation de la ligne par un faible nombre de cellules déforme les formes d'ondes des tensions (Fig.7), par contre sa représentation par un nombre plus élevé de cellules améliore les formes d'ondes des tensions (Fig.8). La représentation de la ligne par un grand nombre de cellules est bien meilleure (Fig.9). En effet, l'erreur sur les amplitudes et les fréquences des phénomènes transitoires est d'autant plus grande lorsque la ligne est représentée par un faible nombre de cellules. On peut considérer qu'un minimum de 14 cellules en II est nécessaire pour obtenir des résultats acceptables.

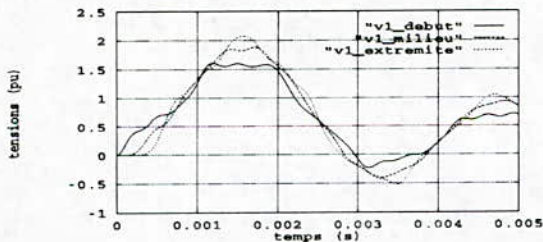


Fig.7 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 120 km constituée de 4 cellules II

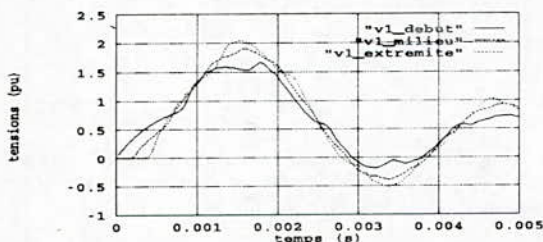


Fig.8 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 120 km constituée de 14 cellules II

¹la valeur maximale de la surtension sur la crête de la tension phase-terre (par unité)

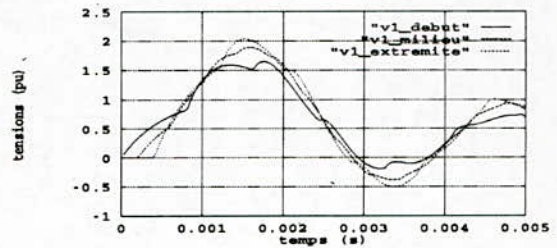


Fig.9 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 120 km constituée de 100 cellules II

La tension au début de la ligne atteint un facteur de surtension de 1.62 pu, l'onde de tension arrive au milieu de la ligne en 0.20 ms après l'enclenchement et atteint un facteur de surtension de 1.88 pu, et arrive à l'extrémité de la ligne en 0.40 ms après l'enclenchement et atteint un facteur de surtension de 2.02 pu.

L'augmentation de la longueur de la ligne change les formes d'ondes des tensions et les valeurs des facteurs de surtension, les figures Fig.10 et Fig.11 représentent les allures des tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 200 km constituée de 100 cellules II en cascades. Les facteurs de surtension diminuent et le temps de propagation de l'onde augmente. La tension au début de la ligne atteint un facteur de surtension de 1.52 pu, l'onde de tension arrive au milieu de la ligne en 0.333 ms après l'enclenchement et atteint un facteur de surtension de 1.78 pu, et arrive à l'extrémité de la ligne en 0.666 ms après l'enclenchement et atteint un facteur de surtension de 2.00 pu. Dans les deux cas de la longueur de la ligne, la vitesse de propagation de l'onde est égale à la vitesse de la lumière (300 m/s).

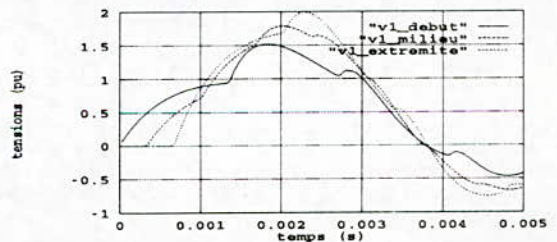


Fig.10 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 200 km constituée de 100 cellules II

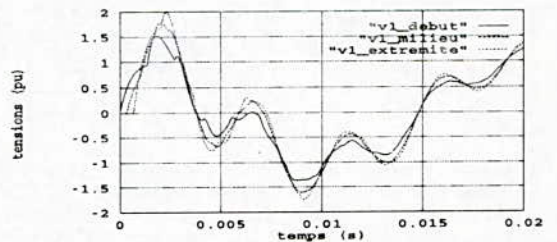


Fig.11 Fig.10 sur une période (20 ms)

La distribution des facteurs de surtension le long de

la ligne est représentée sur la figure Fig.12. En chaque point de la ligne il y a une distribution de surtension qui croit du début à l'extrémité de la ligne.

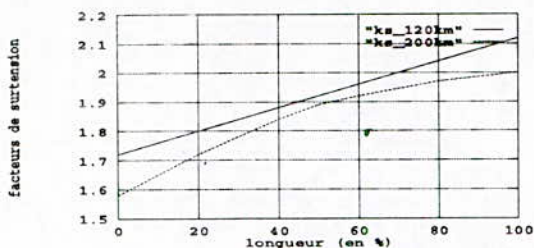


Fig.12 Distribution des facteurs de surtension le long de la ligne à vide

La figure Fig.13 représente la variation des facteurs de surtension de la phase 1 au début et à l'extrémité de la ligne en fonction de la longueur. On remarque que lorsque la longueur de la ligne augmente les facteurs de surtension au début de la ligne diminuent, par contre ceux de l'extrémité augmentent, puis diminuent à partir d'une longueur de 170 km.

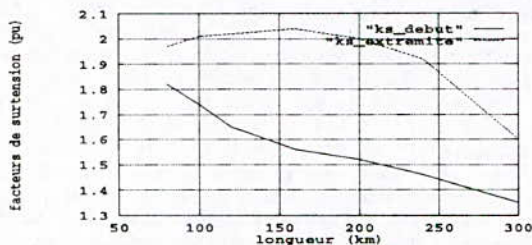


Fig.13 variation des facteurs de surtension de la phase 1 au début et à l'extrémité de la ligne à vide constituée de 100 cellules II en fonction de la longueur

La figure Fig.14 montre les allures des tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide lorsqu'on calcule les paramètres de la ligne à la fréquence industrielle 50 Hz. On remarque que les facteurs de surtension sont supérieurs à ceux calculés à la fréquence de 1000 Hz (Fig.11) et les formes d'ondes des tensions sont moins amorties.

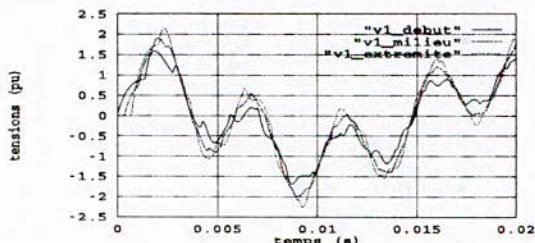


Fig.14 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide de longueur 200 km constituée de 100 cellules II où les paramètres de la ligne sont calculés à la fréquence industrielle 50 Hz

III.1.2 Paramètres externes à la ligne

Dans ce paragraphe on considère que les paramètres de la ligne sont constants, la ligne est de longueur de

200 km, constituée de 100 cellules II en cascades et ses paramètres sont calculés à la fréquence de 1000 Hz.

Le moment d'enclenchement (θ_e) a une très grande influence sur les facteurs de surtension et les formes d'ondes des tensions, la figure Fig.15 montre les formes d'ondes des tensions lorsque l'enclenchement se fait quand la phase 1 passe par zéro ($\theta_e = 0$).

La variation des facteurs de surtension de la phase 1 au début et à l'extrémité de la ligne en fonction du moment d'enclenchement (θ_e) est représentée sur la figure Fig.16, on voit que le plus grand facteur de surtension est obtenu au voisinage de ($\theta_e = \frac{\pi}{2}$).

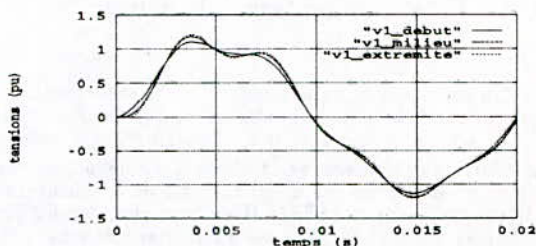


Fig.15 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide lorsque $\theta_e = 0$

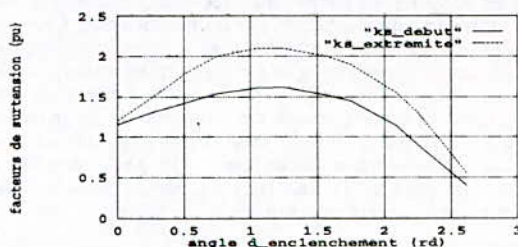


Fig.16 variation des facteurs de surtension de la phase 1 au début et à l'extrémité de la ligne à vide en fonction de l'angle d'enclenchement θ_e

La considération d'un disjoncteur muni de résistances de fermeture fait changer les formes d'ondes des tensions de la phase et fait diminuer les valeurs des facteurs de surtension et le régime permanent est très vite atteint. La figure Fig.17 montre les tensions lorsque le disjoncteur est muni d'une résistance de fermeture de 300 Ω .

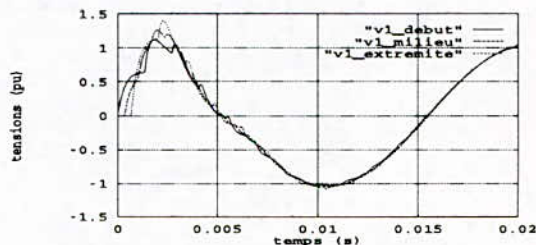


Fig.17 tensions au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne lorsque le disjoncteur est muni d'une résistance de fermeture de 300 Ω

La figure Fig.18 montre les tensions lors de l'enclenchement de la ligne à partir d'une source de grande puissance. Au début de la ligne, la source tend à imposer son potentiel et les ondes des tensions sont plus amorties et le régime permanent est vite atteint.

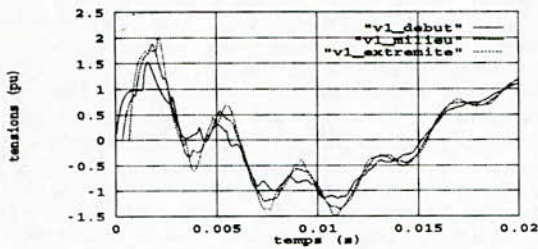


Fig.18 tensions de la phase 1 au début, au milieu et à l'extrémité de la ligne à vide lors de l'enclenchement de la ligne à partir d'une source de grande puissance

La présence de la charge à l'extrémité de la ligne lors de l'enclenchement fait diminuer les valeurs des facteurs de surtension, fait changer les formes d'ondes des tensions et le régime permanent est plus vite atteint. La figure Fig.19 montre les tensions lors de l'enclenchement de la ligne en charge.

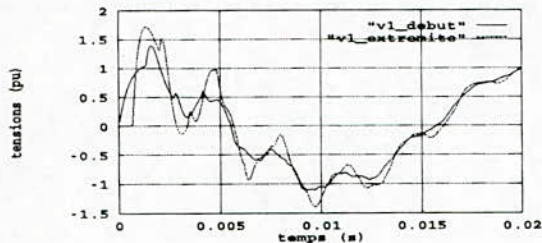


Fig.19 tensions de la phase 1 au début et à l'extrémité de la ligne en charge

III.2 ENCLICHEMENT SIMULTANE

Dans cette étude on suppose que la ligne est constituée de 100 cellules II, de longueur 200 km, l'enclenchement est triphasé et simultané et se fait lorsque la phase 1 au début de la ligne atteint sa valeur maximale ($\theta_e = \frac{\pi}{2}$), et les paramètres de la ligne sont calculés à la fréquence de 1000 Hz. On étudiera l'influence de la charge à l'extrémité de la ligne et l'influence des résistances de fermeture des pôles.

Les figures Fig.20 et Fig.21 montrent respectivement les allures des tensions des trois phases au début et à l'extrémité de la ligne à vide.

Au début de la ligne, la phase 1 atteint un facteur de surtension maximal de 1.58 pu, la phase 2 atteint un facteur de surtension maximal de 1.3 pu et la phase 3 atteint un facteur de surtension maximal de 1.4 pu. A l'extrémité de la ligne, la phase 1 atteint un facteur de surtension maximal de 2.12 pu, la phase 2 atteint un facteur de surtension maximal de 1.6 pu et la phase 3 atteint un facteur de surtension maximal de 1.6 pu.

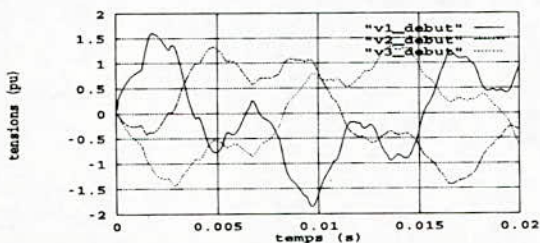


Fig.20 tensions des trois phases au début de la ligne à vide

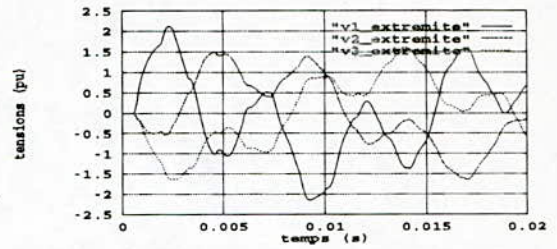


Fig.21 tensions des trois phases à l'extrémité de la ligne à vide

La présence de la charge à l'extrémité de la ligne lors de l'enclenchement fait diminuer les valeurs des facteurs de surtension et fait changer les formes d'ondes des tensions et les amplitudes sont plus amorties. Au début de la ligne (Fig.22), la phase 1 atteint un facteur de surtension maximal de 1.54 pu, la phase 2 atteint un facteur de surtension maximal de 1.24 pu et la phase 3 atteint un facteur de surtension maximal de 1.20 pu. A l'extrémité de la ligne (Fig.23), la phase 1 atteint un facteur de surtension maximal de 1.54 pu, la phase 2 atteint un facteur de surtension maximal de 1.33 pu et la phase 3 atteint un facteur de surtension maximal de 1.42 pu.

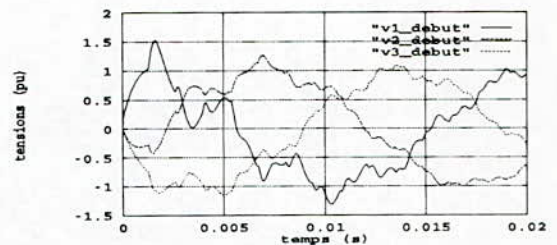


Fig.22 tensions des trois phases au début de la ligne en charge

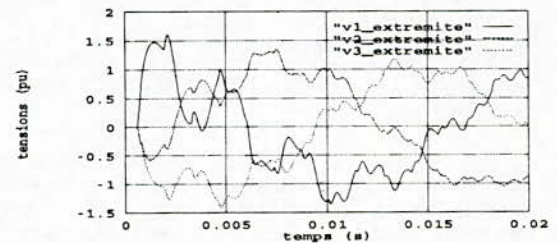


Fig.23 tensions des trois phases à l'extrémité de la ligne en charge

La figure Fig.24 montre les tensions au début de la ligne lors de l'enclenchement de celle-ci en défaut triphasé à son extrémité (ligne déjà fermée à son extrémité). Les amplitudes des tensions au début de la ligne sont plus faibles et les ondes des tensions sont plus oscillatoires.

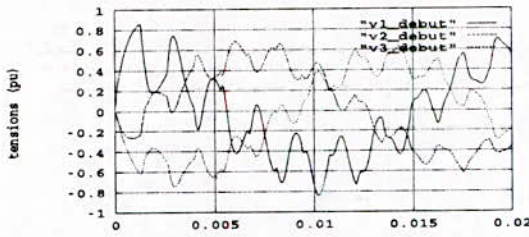


Fig.24 tensions des trois phases au début de la ligne lors de l'enclenchement de celle-ci en défaut triphasé à son extrémité

Les figures Fig.25 et Fig.26 représentent respectivement les allures des tensions au début et à l'extrémité de la ligne à vide lorsque le disjoncteur est équipé d'une résistance de fermeture de 300 Ω. Les facteurs de surtension sont diminués au début et à l'extrémité de la ligne et le régime permanent est vite atteint, pour cela, l'incorporation des résistances est nécessaire surtout en très haute tension.

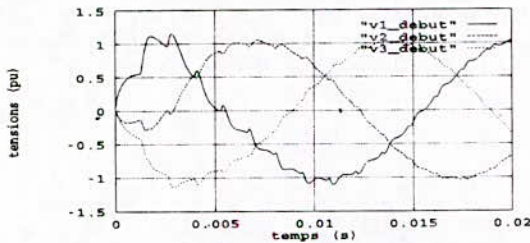


Fig.25 tensions des trois phases au début de la ligne à vide avec disjoncteur muni de résistances de fermeture de 300 Ω

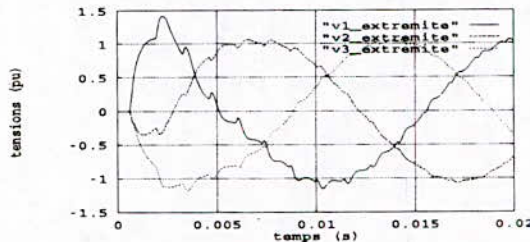


Fig.26 tensions des trois phases à l'extrémité de la ligne à vide avec disjoncteur muni de résistances de fermeture de 300 Ω

Les facteurs de surtension au début de la ligne lors de l'enclenchement triphasé sont supérieurs à ceux obtenus lors de l'enclenchement monophasé, et même les formes d'ondes des tensions sont plus amorties lors de l'enclenchement monophasé que celles lors de l'enclenchement triphasé et ceci est dû à la présence des autres phases et au couplage entre phase.

III.3 ENCLICHEMENT NON SIMULTANE

Dans la pratique la fermeture des pôles du disjoncteur n'est jamais simultanée, et les trois pôles du disjoncteur se ferment en général successivement avec des décalages aléatoires. Entre l'instant 0 et l'instant où se ferme le deuxième pôle, on utilise un sous-programme

écrit dans le cas d'un seul pôle fermé. Entre l'instant de fermeture du deuxième pôle et celui du troisième, on change de sous-programme en utilisant celui correspondant à la fermeture de deux pôles. Et ainsi de suite.

Dans cette étude on suppose que la fermeture du premier pôle du disjoncteur se fait lorsque la phase 1 au début de la ligne atteint sa valeur maximale ($\theta_e = \frac{\pi}{2}$), la fermeture du deuxième pôle se fait 3 ms après la fermeture du premier pôle et la fermeture du troisième pôle se fait 2 ms après la fermeture du deuxième pôle. La ligne est de longueur de 200 km, constituée de 100 cellules II en cascades et ses paramètres sont calculés à la fréquence de 1000 Hz.

Les figures Fig.27 et Fig.28 montrent respectivement les allures des tensions de phase au début et à l'extrémité de la ligne à vide.

Les figures Fig.29 et Fig.30 montrent respectivement les allures des tensions de phase au début et à l'extrémité de la ligne en charge.

Les temps de fermeture des pôles ont une influence sur les tensions d'enclenchement, car ils déterminent les conditions initiales des régimes transitoires. Les facteurs de surtension sont plus élevés qu'en cas de l'enclenchement simultané au début et à l'extrémité de la ligne à vide ou en charge et les formes d'ondes des tensions sont modifiées.

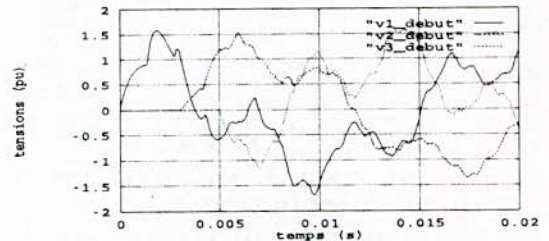


Fig.27 tensions des trois phases au début de la ligne à vide lors d'un enclenchement non simultané

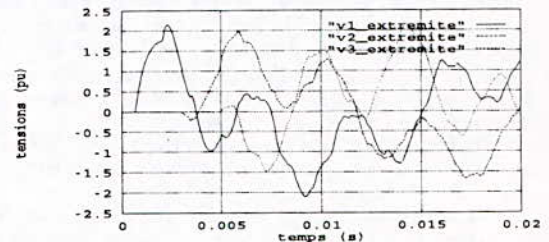


Fig.28 tensions des trois phases à l'extrémité de la ligne à vide lors d'un enclenchement non simultané

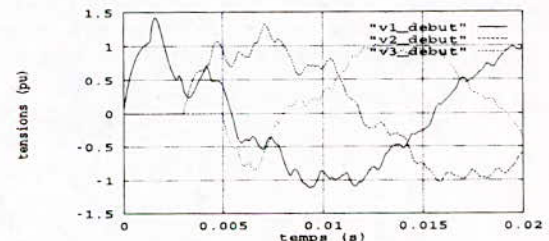


Fig.29 tensions des trois phases au début de la ligne en charge lors d'un enclenchement non simultané

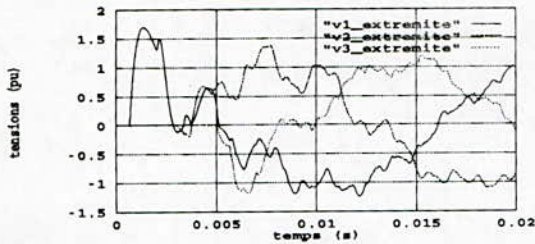


Fig.30 tensions des trois phases à l'extrémité de la ligne en charge lors d'un enclenchement non simultané

VI CONCLUSION

Nous venons d'exposer une méthode d'étude des surtensions et des surintensités transitoires apparaissant dans une ligne de transmission Haute Tension lors d'un enclenchement symétrique ou assymétrique en élaborant un programme de calcul qui permet de calculer les tensions et les courants en même temps à n'importe quel point de la ligne, la ligne étant à vide, en charge ou en défaut. La méthode peut être appliquée facilement à des éléments non linéaires du réseau (saturation des transformateurs, parafoudres), par contre son application en considérant la variation des paramètres de la ligne en fonction de la fréquence est très difficile, mais on peut estimer les valeurs de ces paramètres à une fréquence moyenne prépondérante.

L'étude faite, montre que les facteurs de surtension et les formes d'ondes des tensions sont influencés par plusieurs paramètres. La représentation de la ligne par un faible nombre de cellules provoque une erreur sur les amplitudes et les fréquences des phénomènes transitoires, la présence de la charge provoque une diminution des facteurs de surtension, la considération du disjoncteur muni d'une résistance de fermeture fait diminuer les facteurs de surtension et le facteur de surtension maximal est obtenu lorsque l'enclenchement se fait quand la phase atteint sa valeur maximale.

VII BIBLIOGRAPHIE

- [1] CIGRE, Groupe de travail 13.05 "Le calcul des surtensions de manœuvres - Une comparaison entre résultats obtenus avec des Analyseurs de Réseau Transitoires", ELECTRA N° 19 1971 pp 67-78
- [2] CIGRE, Groupe de travail 13.05 "Le calcul des chocs de manœuvres - Représentation du réseau pour les études de mise sous tension et de remise sous tension de lignes alimentées par une source inductive", ELECTRA N° 32 1974 pp 17-42
- [3] Robert Uram et R.W. Miller "Mathematical analysis and solution of transmission line transients", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems Vol 83 November 1964 pp 1167-1176
- [4] M Hamed "Wave modal technique for switching transients in untransposed transmission lines", Electric Power Systems Research, N° 13 1987 pp 49-57
- [5] H. W. Dommel "Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems Vol 88 N° 4 April 1969 pp 388-399
- [6] C. Dubanton, H. Raffier et J. Roux "Etude numérique des surtensions d'enclenchement", Bulletin de la direction des études et recherches Serie B N° 4 1970 pp 25-36
- [7] Elham B. Makram and ADLY A. Girgis "A generalized computer technique for the development of the three-phase impedance matrix for unbalanced power systems", Electric Power Systems Research, N° 15 1988 pp 41-50
- [8] Turan Gonen "Modern power system analysis", A. Wiley Interscience, 1988
- [9] William H. Press et autres "Numerical recipes in C", U.S.A, Cambridge, 1988
- [10] Elham B. Makram et autres "An accurate computer method for obtaining boundary conditions in faulted power systems", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems Vol 101 N° 9 September 1982 pp 3252-3260

METHODE DE DECOMPOSITION DE TYPE BENDERS POUR UNE LOCALISATION OPTIMALE DE LA COMPENSATION DANS UN RESEAU ELECTRIQUE

S. Arif A. Hellal A. Bensenouci

Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger

RESUME

Dans le cadre de la planification des sources d'énergie réactive dans un réseau électrique fonctionnant en régime normal, une approche basée sur la technique de décomposition de type Benders est présentée. Deux niveaux du problème global, respectivement sous-problèmes de fonctionnement et d'investissement définissant cette décomposition sont mis en évidence. Deux types de modélisation de compensation sont considérés: modélisation discrète et continue. Afin de vérifier l'efficacité de l'algorithme, une application sur le réseau standard IEEE-30 noeuds est rapportée.

MOTS CLES : Planification d'énergie réactive, Décomposition de Benders, Répartition réactive optimale.

1. INTRODUCTION

Dans les grands réseaux d'énergie électrique, une répartition optimale des sources de puissance réactive est recherchée pour maintenir la tension dans les limites acceptables de fonctionnement et contrôler les pertes. La décision d'expansion de la génération de la puissance réactive peut avoir une grande influence sur le fonctionnement du système puisqu'elle peut affecter directement la viabilité du réseau sous différentes situations anormales (élimination de ligne, d'un noeud...etc). Aussi, le but principal de la planification de l'énergie réactive est la détermination du volume et la localisation optimale des compensateurs à installer pour assurer un fonctionnement sûr et économique.

A cause de toutes ces considérations, le problème d'expansion est complexe et se présente

sous diverses fonctions objectives. En particulier, deux aspects sont identifiés [1]:

- (i) l'aspect d'investissement avec ses variables de décision associées.
- (ii) l'aspect de fonctionnement concernant la performance du réseau sous les différentes conditions de fonctionnement.

Différents types d'approches pour résoudre le problème de planification en tenant compte des contraintes de sécurité existent. Plusieurs de leurs formulations sont basées sur des méthodes de programmation linéaire [6,7,9]. D'autres travaux ont utilisé des méthodes de programmation nonlinéaire avec des fonctions de pénalités associées [8]. D'autres travaux encore ont essayé de combiner les deux méthodes. La caractéristique commune à ces méthodes est qu'elles tiennent compte correctement ou du problème d'investissement seul ou du problème de fonctionnement seul, mais pas des deux simultanément. Une autre approche de plus en plus utilisée procède par décomposition-coordination. Il s'agit de la méthode de décomposition de type Benders [10].

Dans cet article, une description analytique de base de cette approche et la dérivation d'un algorithme à deux niveaux sont présentées, en appliquant la méthode de décomposition de type Benders généralisée au problème de la localisation optimale des moyens de compensation d'énergie réactive.

2. FORMULATION DU PROBLEME EN REGIME NORMAL

Considérons un réseau électrique sujet à un ensemble de contraintes de fonctionnement et considérons la décision d'ajouter de nouveaux

dispositifs générateurs d'énergie réactive de la meilleure façon possible. Pour cela, il faut connaître :

- la forme de la fonction coût d'investissement
- la forme de la fonction coût de fonctionnement
- l'ensemble des noeuds candidats
- le type d'équipement des dispositifs d'énergie réactive.

Soit $C(w)$ le coût d'investissement où w est un vecteur de variables d'expansion et $F(z)$ le coût de fonctionnement du système où z est un vecteur des variables d'état.

La fonction objective complète $J(z,w)$, qui dépend des variables d'expansion et des variables d'état du système, peut être définie comme étant la somme pondérée de $C(w)$ et de $F(z)$ comme suit [3]:

$$J(z,w) = C(w) + \rho F(z) \quad \rho > 0$$

Le vecteur d'état z du système est défini comme étant:

$$z = (P_{gi}, Q_{gi}, V_i, \theta_i, T_k) \quad \begin{array}{l} i = 1, \dots, n \\ k = 1, \dots, n_t \end{array}$$

où n : nombre total des noeuds dans le réseau,
 n_t : nombre des régleurs en charge dans le réseau,

- P_{gi} : puissance active générée au noeud i ,
- Q_{gi} : puissance réactive générée au noeud i ,
- V_i : module de la tension au noeud i ,
- θ_i : déphasage de la tension au noeud i ,
- T_k : rapport de transformation du k -ième régleur en charge.

les puissances demandées P_i et Q_i à chaque noeud de charge sont considérées comme des constantes connues.

Le coût de fonctionnement $F(z)$ et le coût d'expansion $C(w)$ et leurs contraintes associées en fonction de z et de w sont discutés dans les sections suivantes.

2.1 Coût d'opération

Le coût d'opération $F(z)$ est généralement le coût des pertes actives dans le réseau, ou encore la somme des irréalisabilités des contraintes (fonctions de pénalité sur les violations), ce qui est en quelque sorte, une mesure de viabilité pour le bon fonctionnement du système.

Dans ce travail, la fonction objective choisie dans une première phase représente les pertes actives approximées par l'expression suivante [3] :

$$P_L(V_G, V) = \sum R_{ij} \frac{P_{ij}^2 + Q_{ij}^2}{[\frac{1}{2}(V_i + V_j)]^2} \\ \approx \sum R_{ij} (P_{ij}^2 + Q_{ij}^2) (3 - V_i - V_j)$$

$$\text{avec } Q_{ij} = \frac{(V_i - V_j - R_{ij} P_{ij})}{X_{ij}}$$

où P_{ij} et Q_{ij} sont les puissances active et réactive de transit et R_{ij} et X_{ij} les résistance et réactance de la ligne ij .

Cette formule est une bonne approximation découplée des pertes, exprimée uniquement en fonction des modules des tensions nodales. Dans une étape suivante, la somme des irréalisabilités des contraintes est minimisée.

La formulation du sous-problème de fonctionnement s'écrit :

$$\min F(z)$$

lié à

$$S(z) \leq 0$$

$$Q_{G_{imin}} \leq Q_{G_i} \leq Q_{G_{imax}} \quad i = 1, \dots, n_g$$

avec n_g le nombre de noeuds générateurs d'énergie réactive (condensateurs synchrones, compensateurs statiques...) et $S(z)$ l'ensemble des équations d'écoulement de puissance et les contraintes de fonctionnement du réseau électrique.

2.2 Coût d'expansion

Augmenter la capacité de l'énergie réactive au noeud i est équivalent à augmenter la limite supérieure $Q_{G_{imax}}$ et/ou diminuer la limite inférieure $Q_{G_{imin}}$ de telle façon que la puissance réactive se trouve entre les limites:

$$Q_{G_{imin}} \leq Q_{gi} \leq Q_{G_{imax}} \quad q_{ci}$$

où q_{ri} , q_{ci} puissances réactive absorbée ou fournie par les compensateurs installés au noeud i .

Nous avons supposé, dans cette étude, que le coût d'expansion varie linéairement en fonction du volume du compensateur à installer. Le i -ème coût s'écrit donc :

$$S_{ci} q_{ci} + S_{ri} q_{ri}$$

avec S_{ci} , S_{ri} coûts unitaires respectifs aux sources capacitatives et inductives.

Le coût d'expansion total est donc :

$$C(w) = \sum_i (S_{ci} q_{ci} + S_{ri} q_{ri}) r_i$$

$$\text{avec } r_i = \begin{cases} 1 & \text{si } i \in C \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}$$

Le vecteur de décision w est:

$$W = (r_i : q_{ci} : q_{ri}) \quad i \in C$$

où C est l'ensemble des noeuds candidats pour l'expansion de l'énergie réactive.

Les contraintes relatives à ce sous-problème sont respectivement :

$$\begin{aligned} r_i &= 0 \text{ ou } 1 \\ 0 &\leq q_{ci} \leq q_{cimax} \\ 0 &\leq q_{ri} \leq q_{rimax} \end{aligned}$$

où q_{cimax} , q_{rimax} limites des volumes de compensation à être installés au noeud i .

Pour simplifier, cet ensemble de contraintes est exprimé par:

$$R(w) \leq 0.$$

2.3 Problème complet

La combinaison des deux fonctions coûts et de leurs contraintes donne le problème d'optimisation complet suivant:

$$\min_{z, w} C(w) + p F(z)$$

lié à

$$S(z) \leq 0$$

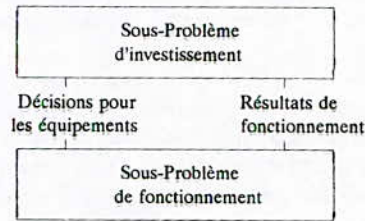
$$R(w) \leq 0$$

$$Q_{gmin_i} - Q_{ri} \leq Q_{gi} \leq Q_{gmax_i} + Q_{ci}$$

En examinant la formulation du problème complet, il est facile de constater que c'est un problème non linéaire. Même pour un réseau électrique de taille modérée, le problème à résoudre est assez grand et donc difficile à résoudre.

3. DECOMPOSITION DE TYPE BENDERS

L'examen de la fonction objective et des contraintes du problème global, nous permet de conclure que le problème d'optimisation est séparable en z et en w . Cette séparation est une application naturelle de la décomposition généralisée de Benders. La solution est obtenue par une méthode itérative des sous-problèmes d'investissement et de fonctionnement comme illustré par le schéma suivant [4]:



L'organigramme de la résolution du problème global est donné par la figure 1.

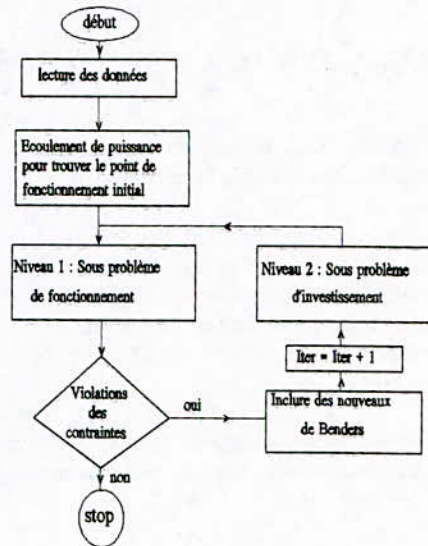


Fig 1. Organigramme à deux niveaux du problème de planification d'énergie réactive

3.1 Formulation mathématique du premier niveau

Le premier niveau du programme qui n'est qu'un écoulement de puissance réactive, correspond au sous-problème de fonctionnement et

consiste à minimiser la fonction objective $F(z)$ tout en supposant que w est fixé [1]. A l'itération k nous pouvons écrire:

$$\min F(z^k)$$

lié à

$$S(z^k) \leq 0$$

$$Q_{gmin_i} - q_{ri}^k \leq Q_{g_i} \leq Q_{gmax_i} + q_{ci}^k$$

$$i = 1, \dots, n$$

$$q_{ci}^0 = q_{ri}^0 = 0 \quad \forall i \in C$$

$$q_{ci}^k = q_{ri}^k = 0 \quad \forall i \notin C \text{ et } \forall k$$

z^k est la solution du k -ième premier niveau et $\lambda_i^{(k)}$ le coefficient de Lagrange associé aux contraintes inégalités des puissances réactives au noeud i . La méthode de résolution choisie pour ce premier sous-problème est une méthode de programmation non linéaire, celle du gradient réduit.

3.2 Formulation mathématique du deuxième niveau

C'est une expansion optimale des sources d'énergie réactive [1]:

$$\min C(w^{k+1}) + \rho V_0^{k+1}$$

lié à

$$R(w^{k+1}) \leq 0$$

$$V_0^{k+1} \geq F(z^j) + \sum_{i \in C} \lambda_i^j (w^{k+1} - w^j) \\ j = 0, 1, \dots, k$$

Ces contraintes représentent les coupes de Benders. la solution optimale de ce second niveau à la k -ième itération est donnée par :

$$w^{k+1} = (q_i^{k+1}, q_i^{k+1}) \quad i \in C$$

La méthode de résolution de ce deuxième sous-problème dépend de la modélisation des moyens de compensation. Si cette dernière est continue, la méthode de résolution utilise la technique du simplexe puisque le problème est un problème de programmation linéaire. Si le modèle est discret, une méthode de programmation mixte entière-linéaire (Integer-linear) est nécessaire.

4. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

Un programme écrit en FORTRAN 77 a été développé et exécuté sur micro-VAX (11/750). Plusieurs tests ont été réalisés pour des réseaux modèles (IEEE-14, IEEE-30 et IEEE-57 noeuds). Cependant, nous ne rapportons que les résultats obtenus pour le réseau IEEE-30 noeuds pour deux cas de variation des limites des contraintes de tension. Nous constatons qu'après 4 itérations l'optimum du sous-problème de fonctionnement est atteint (figs. 2,3). Nous vérifions aisément que les pertes approximées ont la même allure, à quelque erreur près, que celle des pertes exactes. Dans les deux cas de variation des limites des contraintes de tension, une seule itération est suffisante pour une convergence globale de l'algorithme.

Le tableau 1 résume les résultats obtenus. Nous remarquons que le noeud 7 a été sélectionné parmi les 4 noeuds candidats choisis pour la compensation. Nous vérifions aussi que lorsque la contrainte sur V_G devient sévère, la capacité du compensateur à installer devient très grande.

	Modèle continu	Modèle Discret
0.95 $\leq V_L \leq 1.10$ 1.00 $\leq V_G \leq 1.10$	13.2 MVars	20 MVars
0.95 $\leq V_L \leq 1.06$ 1.00 $\leq V_G \leq 1.06$	21.4 MVars	30 MVars

Tableau 1. Volume d'énergie réactive à installer

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous avons présenté la formulation mathématique d'une approche pour résoudre le problème de planification d'énergie réactive dans un réseau électrique. La technique utilisée se base sur la décomposition de type Benders et permet d'optimiser la combinaison du coût d'investissement des nouveaux moyens de compensation et le coût d'opération en régime normal représentant le coût des pertes dans une première phase et le coût des irréalisabilités dans une deuxième phase (figure 4).

La vérification et la validation de l'algorithme de cette méthode, a été effectué grâce à plusieurs tests de simulation réalisés sur des réseaux modèles IEEE et a donné des résultats assez encourageants.

6. BIBLIOGRAPHIE

- [1] EPRI, Optimization of reactive Volt-Ampere sources in system Planning, Vol 1, prepared by scientific systems, Inc. (SSI), report EL-3729 November 1984.
- [2] G.Blanchon, and J.C.Dodu, "Une méthode de décomposition de type Benders pour la planification des moyens de compensation de l'énergie réactive." EDF, Mai 1992.
- [3] T.Gomez, I.J.Pérez-Arriaga, J.Lumbreras, and V.M.Parra, "A Security-Constrained Decomposition Approach to Optimal Reactive Planning." IEEE Trans. P S, Vol.6, N°3, August 1991.
- [4] S.Granville, M.V.F.Pereira, and A.Monticelli, "An Integrated Methodology for Var Sources Planning." IEEE Trans. P S, Vol.3, N°2, May 1988.
- [5] S.Granville, L.C.Lima, M.C.A.Lima, and S.Prado, "Improving the Quality of Voltage Profile through Optimally Allocated Shunt Var Systems." IERE Meeting Rio de Janeiro, May 25-27, 1991.
- [6] H.Happ, and K.Wirgau, "Static and Dynamic Var Compensation in System Planning." IEEE Trans-PAS, Vol.97, N°5, Sept/Oct 1978.
- [7] R.Fernandes, F.Lange, R.Burchett, R.Happ, and K.Wirgau, "Large Scale Reactive Power Planning." IEEE Trans-PAS, Vol.102, N°5, May 1983.
- [8] S.S.Saachdeva, and R.Billington, "Optimum Network Var Planning by Nonlinear Programming." IEEE Trans-PAS, Vol.92, N°2, 1973.
- [9] K.R.C.Mamandur, and R.D.Chenowth, "Optimal Control of Reactive Power Fflow for Improvements in Voltage Profiles and for Real Powers Loss Minimisation." IEEE Trans-PAS, Vol.PAS-100, N°7, July 1981.
- [10] A.M.Geoffrion, "Generalised Benders Decomposition." JOTA, Vol.10, N°4, 1972.

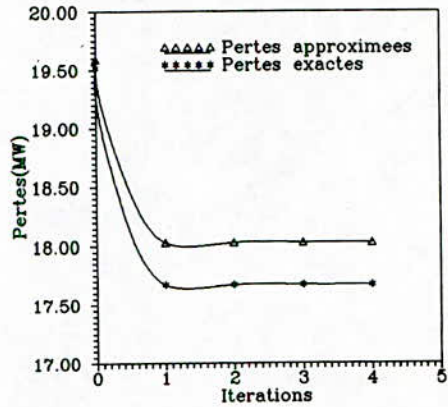


Fig 2. Variation des Pertes pour $0.95 \leq V_L \leq 1.06$
 $1.00 \leq V_G \leq 1.10$

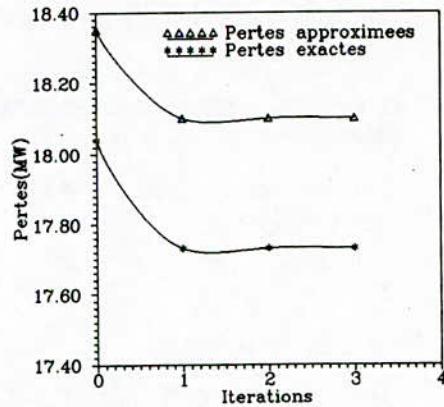


Fig 3. Variation des Pertes pour $0.95 \leq V_L \leq 1.06$
 $1.00 \leq V_G \leq 1.06$

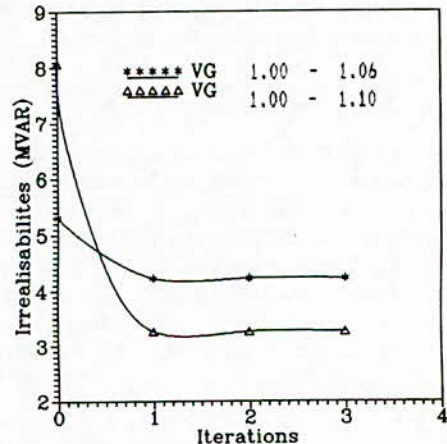


Fig 4. Irréalisabilites pour $0.95 \leq V_L \leq 1.06$

ETUDE DYNAMIQUE DES DEFAUTS NON SYMETRIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

A.H. Bezzi Y. Mecheri A. Bensenouci A. Hellal

Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger

RESUME

Les défauts non symétriques sont des perturbations très fréquentes dans les réseaux électriques. Leur importance s'accroît avec la complexité et l'expansion des réseaux électriques ce qui est le cas pour les réseaux modernes. Leur étude s'avère vitale pour un bon fonctionnement de ceux-ci (gestion des neutres, dimensionnement de la protection, ... etc.).

La plupart des logiciels de stabilité transitoire existants ne modélisent pas les défauts non symétriques, alors que ceux qui le font sont bien limités en nombre et aux types de défauts ou encore à la méthode d'étude utilisée.

Dans cet article, l'étude des défauts non symétriques et leur influence sur la stabilité transitoire d'un réseau multimachines est présentée. Une méthode matricielle basée sur la modification de la matrice admittance directe du réseau est adoptée.

MOTS CLES : Défaut non symétrique, réseau électrique, composantes symétriques, stabilité transitoire.

1. INTRODUCTION

A cause de la croissance continue des réseaux électriques et leur complexité et à cause de la fréquence élevée d'apparition des défauts non symétriques, les compagnies telle que la SONELGAZ [1] s'intéresse en particulier à l'amélioration de ses logiciels de stabilité transitoire pour inclure les défauts non symétriques. Il est à noter que la plupart des logiciels ne représentent que le défaut triphasé symétrique et ne permettent, en général, que la représentation des défauts du type shunt.

Les défauts dissymétriques sont du type shunt, série ou simultané. Les défauts shunts sont des courts-circuits entre une ou plusieurs phases,

d'une ligne et la terre (défaut monophasé, biphasé, biphasé-terre et triphasé). Les défauts séries résultent de l'ouverture d'une ou de plusieurs phases d'une ligne par l'effet du déclenchement d'un disjoncteur ou la coupure de la même ligne, à savoir, ouverture d'une phase, de deux phases ou de trois phases. Le dernier type de défaut (simultané) est la combinaison des deux précédents (série et shunt) [2-5].

La connaissance détaillée et donc une meilleure gestion des réseaux nécessitent la prise en considération de tous les défauts symétriques et non symétriques.

L'étude de la stabilité transitoire [6] des réseaux en présence des défauts non symétriques permet de déterminer les temporisations à afficher au niveau des disjoncteurs et permet aussi une meilleure gestion des neutres.

En régime équilibré (fonctionnement normal, défauts symétriques), le réseau est analysé par le modèle triphasé à l'encontre du régime déséquilibré (défauts non symétriques) où le modèle est très complexe. Le recours à la transformation des composantes symétriques s'avère nécessaire. Cette transformation permet de remplacer un réseau déséquilibré par trois réseaux équilibrés appelés réseaux positif, négatif et homopolaire, qui sont découplés entre eux sauf au point de défaut et où seul le réseau positif ou direct contient des sources de tensions (réseau actif). L'inclusion des défauts non symétriques dans les logiciels de stabilité transitoire en modifiant la matrice admittance directe du réseau s'avère la plus pratique : elle est simple à mettre en oeuvre et le temps de calcul est réduit [3].

Dans ce papier, l'analyse de la stabilité transitoire des réseaux électriques multimachines sous l'influence des défauts dissymétriques est étudiée avec application à un réseau IEEE 14 bus. L'étude du degré de sévérité de tels défauts est présentée à travers l'allure des angles rotoriques des machines du réseau.

2. MODELISATION DES COMPOSANTS DU RESEAU

MACHINE SYNCHRONE

En régime déséquilibré, la machine synchrone est représentée par trois séquences équilibrées suivantes :

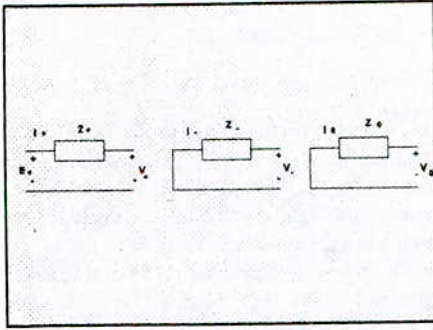


Fig 1 Représentation des trois séquences de la machine synchrone

Dans la Figure 1, Z_+ , Z_- et Z_0 sont fonctions des inductances de la machine.

LIGNE DE TRANSPORT

En régime déséquilibré, la ligne de transport est représentée par trois séquences équilibrées suivantes :

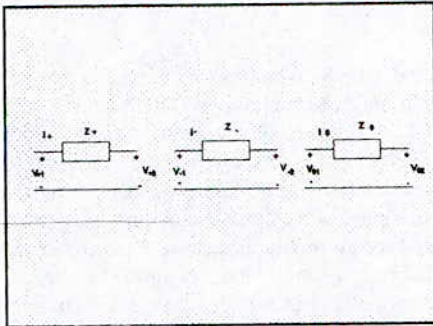


Fig 2 Représentation des trois séquences de la ligne

Dans Fig 2 : $Z_+ = Z_1$, $Z_- = Z_1$, $Z_0 = Z_1 + 3 Z_n$

où Z_1 impédance série de ligne et Z_n celle du neutre.

TRANSFORMATEUR

Les composantes positive et négative de l'impédance Z_1 du transformateur sont représentées par le circuit électrique suivant :

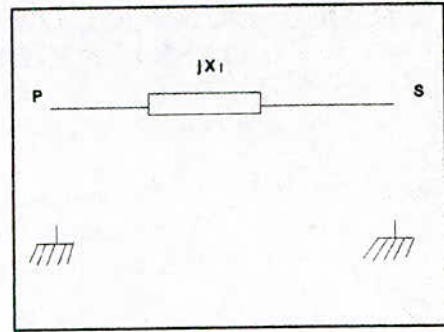


Fig 3 Schéma d'un transformateur

Dans Fig 3 : $Z_+ = Z_- = j X_1$

où X_1 étant la réactance de fuite totale du transformateur.

La composante homopolaire dépend des connexions du primaire et du secondaire du transformateur.

3. MODELISATION DES DEFAUTS NON SYMETRIQUES

La représentation des défauts non symétriques dans un logiciel de stabilité transitoire est effectuée par le remplacement des réseaux négatif et homopolaire par une admittance équivalente connectée aux noeuds directement concernés par le ou les défauts.

DEFAUT SHUNT

Les défauts shunts peuvent être représentés par le schéma général suivant :

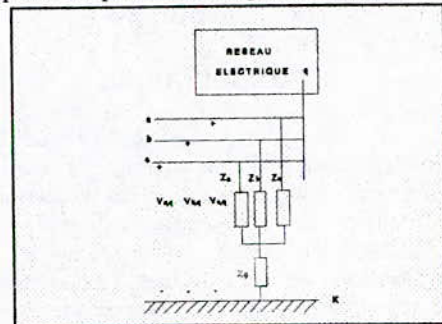


Fig 4 Défauts shunts généralisés

DEFAUT MONOPHASE

Le court-circuit phase a terre est obtenu de la Figure 4 en posant $Z_b = Z_c = \infty$ et $Z_f = Z_a + Z_g$.

Le court-circuit monophasé généralisé est représenté par :

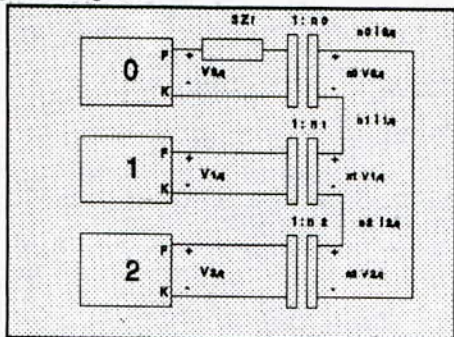


Fig 5 Court-circuit monophasé généralisé

Les rapports de transformations n_0 , n_1 et n_2 sont les angles de décalage de phases, dont les valeurs se trouvent en [1,4].

DEFAUT BIPHASE

Le défaut biphasé : phase b - phase c, est obtenu en posant dans la Figure 4, $Z_g = Z_a = \infty$ et $Z_b = Z_c = Z/2$. Le cas de défaut biphasé généralisé est donné par le schéma suivant :

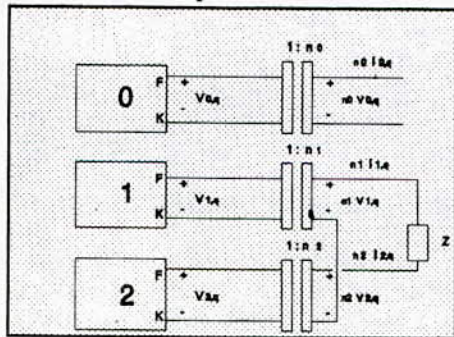


Fig 6 Court-circuit biphasé généralisé

DEFAUT BIPHASE - TERRE

Le court-circuit biphasé-terre : phase b - phase c - terre, est obtenu en posant dans la Figure 4 : $Z_a = \infty$ $Z_t = Z_g$ et $Z_b = Z_c = Z/2$.

Le défaut biphasé-terre généralisé est donné par le schéma ci-dessous :

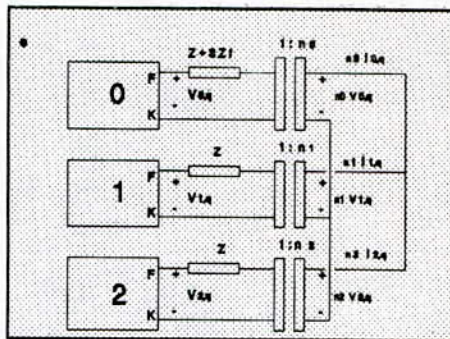


Fig 7 Court-circuit biphasé-terre généralisé

DEFAUTS SERIES

Les défauts séries peuvent être représentés par le schéma général suivant :

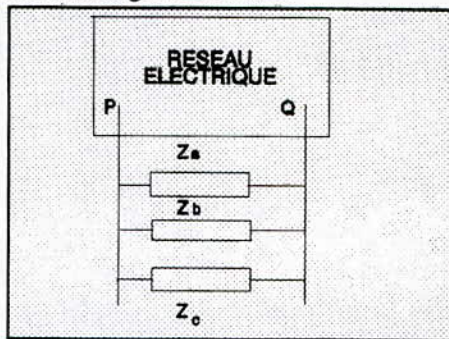


Fig 8 Défauts séries généralisés

OUVERTURE D'UNE PHASE

L'ouverture de la phase "a" de la ligne entre les noeuds p et q, ligne pq, est obtenue en posant dans la Figure 10,

$$Z_a = \infty \text{ et } Z_b = Z_c = 0.$$

Le défaut généralisé aux autres phases de la même ligne est illustré par Figure 9 :

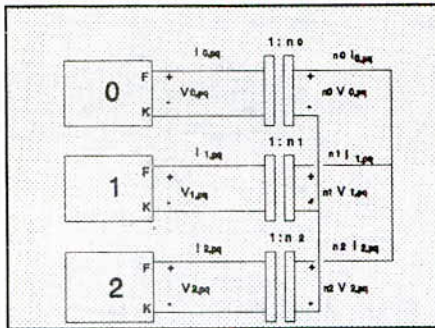


Fig 9 Ouverture d'une phase généralisée

OUVERTURE DE DEUX PHASES

L'ouverture des phases "b" et "c" de la ligne entre les noeuds p et q, est obtenue en posant dans la Figure 10,

$$Z_a = 0 \text{ et } Z_b = Z_c = \infty.$$

Le défaut généralisé aux autres phases de la même ligne est illustré par Figure 10 :

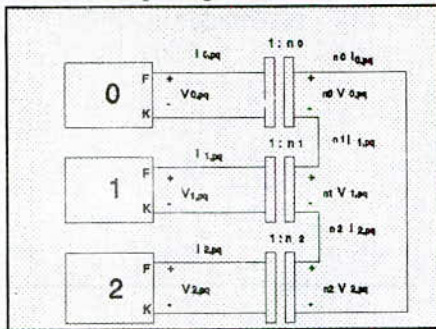


Fig 10 Ouverture de deux phases généralisée

DEFAUTS SIMULTANES

La combinaison des défauts shunt et série peut donner naissance à trois types de connexions : série-série, parallèle-parallèle et série-parallèle [4].

CONNEXION SERIE-SERIE

Ce type de connexion peut résulter, par exemple, de l'apparition simultanée des défauts : monophasé et ouverture de deux phases. Dans ce type de connexion, série-série, on utilise les paramètres impédances Z [4].

CONNEXION PARALLELE - PARALLELE

Ce type de connexion résulte, par

exemple, de l'apparition simultanée des défauts biphasé-terre et ouverture d'une phase. Dans le cas d'une connexion parallèle-parallèle, on utilise les paramètres admittances Y [4].

CONNEXION SERIE - PARALLELE

Ce type de connexion résulte, par exemple, de l'apparition simultanée des défauts monophasé et ouverture d'une phase (Figure 16).

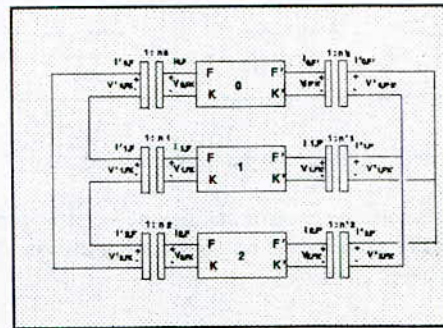


Fig 13 Défaut simultané : connexion série - parallèle

Dans le cas d'une connexion série-parallèle, on utilise les paramètres hybrides H [4].

Il est évident, que l'on peut remarquer que les connexions série-série et parallèle-parallèle ne sont que des cas particuliers de la connexion série-parallèle.

4. ETUDE DE LA STABILITE TRANSITOIRE

La machine synchrone est représentée par le modèle simplifié du second ordre [6]. Les phénomènes transitoires des stators des machines ainsi que les dynamiques du réseau varient instantanément d'où la supposition d'un régime permanent. On résoud ainsi les équations électriques par la méthode de GAUSS-SEIDEL. Par contre, au rotor les équations dynamiques de la machine synchrone sont résolues par la méthode de RUNGE-KUTTA du 4^{ème} ordre.

5 APPLICATIONS ET RESULTATS DE SIMULATION

La Figure 15 montre le réseau IEEE 14 bus étudié.

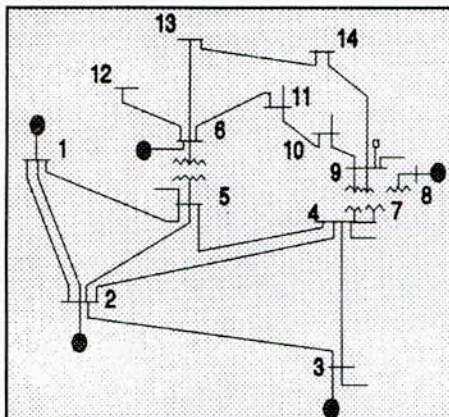


Fig 15 Schéma du réseau IEEE-14 bus étudié

Les défauts série et simultanés sont éliminés en un stade par contre, le défaut shunt est éliminé en un ou deux stades si le défaut se produit, respectivement, en un noeud ou en un point quelconque d'une ligne de transport. Les résultats de simulation se trouvent dans les Figures 16 à 21.

Dans les figures suivantes, l'interprétation de la nomenclature utilisée est la suivante :

défauts shunts :

SLGF : monophasé
LLF : biphasé
LLGF : biphasé-terre
3LGF : triphasé

défauts séries :

1LO : ouverture d'1 phase
2LO : ouverture de 2 phases
3LO : ouverture de 3 phases

défauts simultanés :

DSS2/DSS3/DSS4 : connexion série-série, 2/3/4 noeuds en défaut
DPP2/DPP3/DPP4 : connexion parallèle-parallèle, 2/3/4 noeuds en défaut
DSP2/DSP3/DSP4 : connexion série-parallèle, 2/3/4 noeuds en défaut

6. CONCLUSION

L'apparition des défauts dans le réseau électrique engendre un nouvel état de fonctionnement qui est caractérisé par des oscillations des groupes tournants.

Du point de vue sévérité, les défauts shunts sont les plus dangereux caractérisés par des courants de court-circuits qui peuvent atteindre des valeurs néfastes pour le réseau. On peut classer les défauts par ordre de sévérité comme suit : 1 ligne, 2 lignes puis 3 lignes ouvertes, puis encore le défaut monophasé, biphasé, biphasé-terre, puis enfin le triphasé. La classification des défauts simultanés n'est pas aisée à cause de la diversité des cas.

7. BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.H. Bezzi, Y.Mecheri, Etude et analyse de la stabilité transitoire en présence des défauts non symétriques, Projet de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Sept. 94.
- [2] A. Bensenouci, Etude et modélisation des défauts non symétriques, Rapport N°1RD / Juillet 93, Direction de Recherche et Développement, SONELGAZ, ALGERIE.
- [3] P.M. Anderson, Analysis of faulted power systems, the IOWA State University Press, Ames, USA, 1973.
- [4] Z.X. Han, "Generalized method of analysis of simultaneous faults en electric power system", IEEE Trans. on Power Apparatus, Vol. PAS-101, No. 10, Oct. 1982, pp. 3933-3942.
- [5] E.B. Makram, G.G. Koerber, K.C. Kruempel, "An accurate computer method for obtaining boundary conditions in faulted power systems", IEEE Trans. on Power Apparatus, Vol. PAS-101, No. 9, Sept. 1982, pp. 3252-3260.
- [6] G.W. Stagg, A.H. El-Abiad, Computer methods in power system analysis, McGraw-Hill Co., NY 1968.

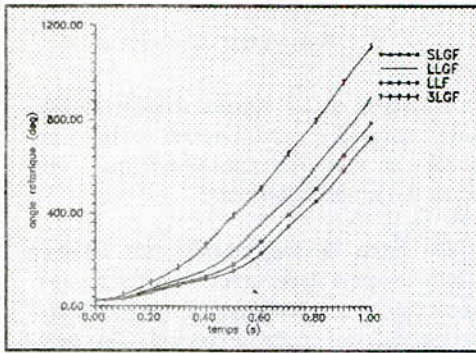


Fig 16 Défauts shunts sur la ligne 1-2 éliminés en 1 stade (0.1 sec)

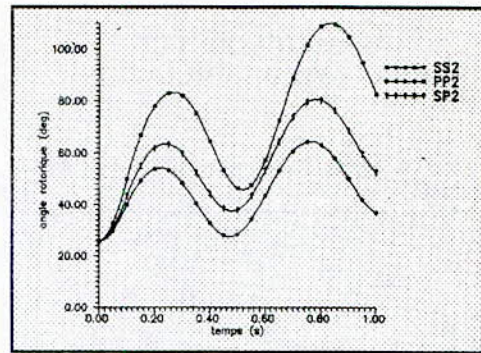


Fig 19 Défauts simultanés où les noeuds 1 et 2 sont affectés.

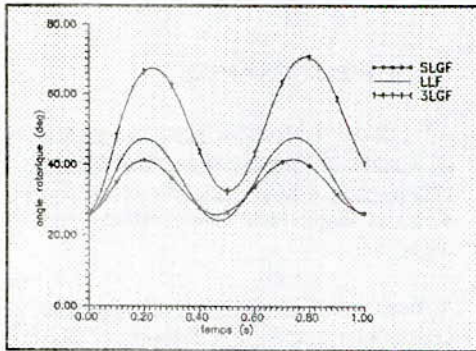


Fig 17 Défauts shunts au noeud 2 éliminés en 1 stade (0.1 sec)

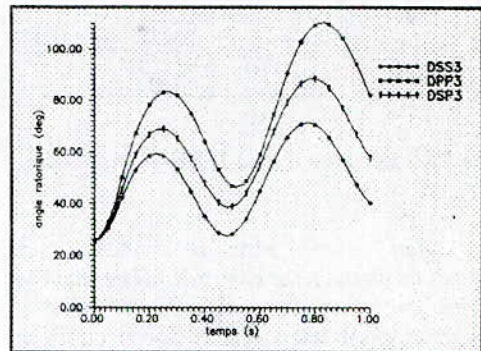


Fig 20 Défauts simultanés où les noeuds 1, 2 et 4 sont affectés

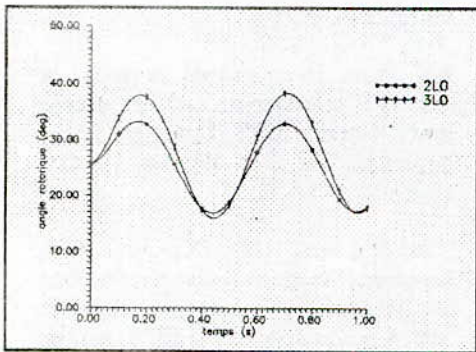


Fig 18 Défauts séries sur la ligne 1-2 éliminés 1 stade (0.1 sec)

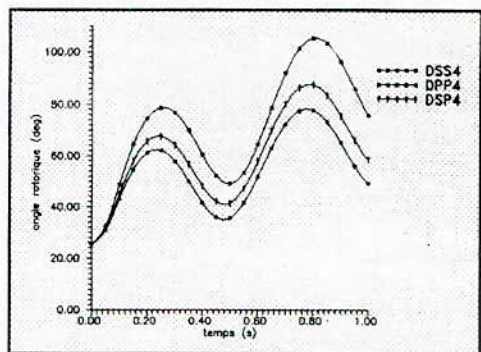


Fig 21 Défauts simultanés où les noeuds 1, 2, 4 et 5 sont affectés.

MODELE DE PROTECTION CONTRE LA Foudre DANS LE CAS D'UNE TERRE MAUVAISE CONDUCTRICE.

BOUBAKEUR A. & BELAICHA R.

Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Haute Tension, Dpt. G-Elec.,
BP-182 El-Harrach, Alger, ALGERIE.

Résumé

Dans le cas d'une terre mauvaise conductrice, la zone d'attraction d'un paratonnerre vertical serait plus large que celle définie, par le modèle électro-géométrique, dans le cas d'une terre parfaitement conductrice. Cette zone dépendrait de plusieurs paramètres à la fois. Les paramètres étudiés sont l'épaisseur et la conductivité de la couche de terre mauvaise conductrice, pour différentes hauteurs de paratonnerre, dans un système tige négative-plan. Nous présentons aussi les variations de la tension $U_{100\%}$ des intervalles d'air tige-plan en fonction de la conductivité du sol.

Dans ce rapport, nous présentons les résultats obtenus lorsque l'épaisseur et la conductivité de la terre mauvaise conductrice varient. Avant d'aborder la présentation des résultats relatifs aux zones d'attraction du paratonnerre vertical, nous présentons en premier lieu, l'influence de la conductivité du sol sur la tension $U_{100\%}$ de décharges disruptives. Cette communication complète celle déjà présentée au Congrès "Foudre et Montagne" au mois de Juin 1994.

1. INTRODUCTION

Le modèle électro-géométrique de protection contre la foudre considère que la terre est homogène et parfaitement conductrice [1], hypothèse très rarement rencontrée en pratique. Dans des travaux précédents [2] à [6], notre laboratoire s'est intéressé au cas de la terre hétérogène, en utilisant un modèle expérimental réduit. Ceci nous a permis de constater que les zones d'attraction d'un paratonnerre ne correspondent pas, en général, à celles définies par le modèle électro-géométrique [4], [5].

A la base de ces premiers travaux, nous avons jugé utile de définir un modèle de protection qui tiendrait compte des propriétés électro-géologiques du sol. A cet effet, nous avons commencé par l'étude de la terre homogène mauvaise conductrice. Dans un travail préliminaire, nous avons déterminé les zones d'attraction d'un paratonnerre vertical (tige de Franklin) dans le cas d'une terre, ayant une conductivité constante [7],[8]. Dans ce dernier cas, nous avons émis l'hypothèse que le système avec terre mauvaise conductrice est équivalent à un système avec terre bonne conductrice où toutes les distances verticales sont majorées d'une certaine valeur correspondant à ce que nous appelons "niveau de terre fictive" [7]. Cela nous a permis d'élargir la définition donnée par le modèle électro-géométrique classique à la zone d'attraction d'un paratonnerre.

2. MODELE EXPERIMENTAL REDUIT

Afin de vérifier un modèle de protection contre la foudre, on a fréquemment recours à des arrangements de laboratoire permettant une simulation pratique des systèmes à protéger. Dans notre cas, la terre est constituée d'une couche d'eau distillée reposant sur un plan conducteur mis à la terre (figure 1). Cette couche d'eau a une épaisseur variant de 5cm à 15cm, une surface de $1,2 \times 1,2 \text{ m}^2$, et une conductivité variant de $5 \mu\text{S/cm}$ à $160 \mu\text{S/cm}$. Le paratonnerre est simulé par une tige conductrice en laiton, de 3,5mm de diamètre, connectée au plan conducteur mis à la terre. La hauteur h_c du paratonnerre, comptée à partir de la surface du sol mauvais conducteur est variable ($h_c = 1+9 \text{ cm}$). La décharge préliminaire d'un coup de foudre descendant négatif (traceur par bonds), juste avant le saut final, est simulée par une tige conductrice en acier, de 4,8mm de diamètre, mise sous une haute tension du type choc de foudre négatif $-1,2/50 \mu\text{s}$. Pour chaque essai, le niveau de tension appliquée devait engendrer une décharge disruptive certaine dans le système sans paratonnerre ($U_{100\%}$). Ce niveau, dépendant de la hauteur h , comprise entre 4cm et 14cm, de l'électrode de haute tension, est appliqué 50 fois pour chaque configuration " h, h_c, d ", pour une épaisseur " e " et une conductivité de l'eau données; " d " étant la distance entre l'axe de la tige sous haute tension et celui du paratonnerre (figure 1). Les zones d'attraction sont définies par les configurations pour lesquelles la probabilité d'impact sur le paratonnerre est égale à 90%.

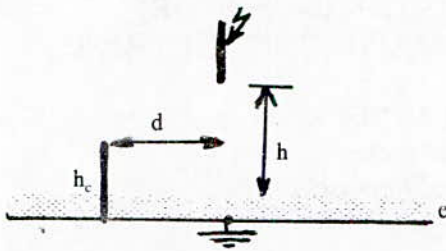


Figure 1 Configuration du système avec terre mauvaise conductrice.

Avant de présenter les résultats obtenus dans le cas de la terre mauvaise conductrice, nous présentons d'abord ceux concernant la configuration avec terre bonne conductrice (figure 2). Ceci nous permet de vérifier le modèle électro-géométrique classique et de comparer tous les résultats à une même référence.

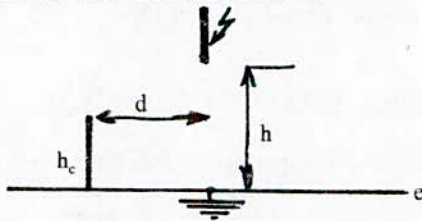


Figure 2 Configuration du système avec terre bonne conductrice.

3. CAS DE LA TERRE BONNE CONDUCTRICE

Dans le cas de la terre bonne conductrice, d'après nos résultats d'essais, la zone d'attraction, pour différentes valeurs de "h" et de "h_c", coïncide avec celle définie par le modèle électro-géométrique, pour les positions "d" à partir desquelles la probabilité d'impact sur le paratonnerre est égale à 100%. Pour les positions correspondant à une probabilité d'impact de 90%, la zone d'attraction est un peu plus large (figure 3).

Conformément au modèle électro-géométrique, la zone d'attraction d'un paratonnerre est limitée, dans un plan perpendiculaire à la terre, par la parabole définie par l'ensemble des points équidistants de la terre et du mât du paratonnerre:

$$X^2 - 2Y + 1 = 0 \quad (1)$$

avec:

$$X = d/h_c \text{ et } Y = h/h_c$$

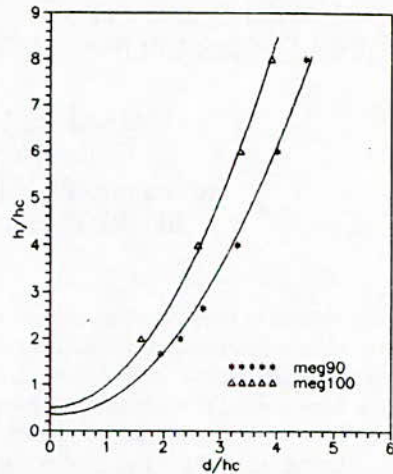


Figure 3 Zones d'attraction dans le cas d'une terre bonne conductrice.

meg100: 100% d'impact sur le paratonnerre.
meg90 : 90% d'impact sur le paratonnerre.

4. CAS DE LA TERRE MAUVAISE CONDUCTRICE

4.1 Influence de la conductivité de la terre sur la rigidité des intervalles d'air tige négative-plan

Nous nous sommes intéressés à la tension U_{100%} de décharge disruptive afin d'utiliser les niveaux de tension déterminés, pour l'étude qui suit, concernant les zones d'attraction du paratonnerre vertical.

Lorsque la conductivité du sol diminue, nous constatons que la tension U_{100%} augmente. Pour les faibles conductivités, nous constatons aussi que la tension U_{100%} augmente lorsque l'épaisseur de la couche de terre augmente (figures 4 et 5).

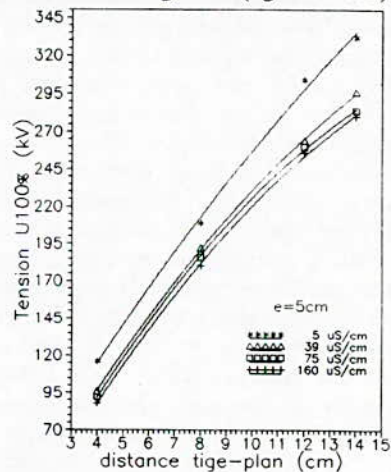


Figure 4 Influence de la conductivité sur U_{100%} (e=5cm).

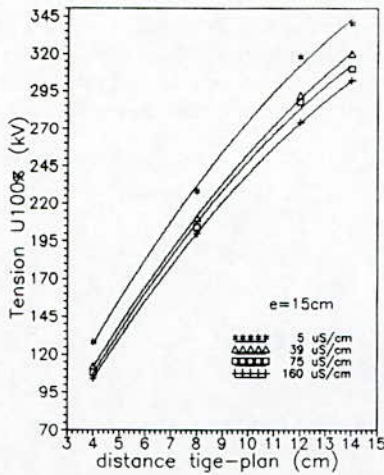


Figure 5 Influence de la conductivité sur $U_{100\%}$ ($e=15\text{cm}$)

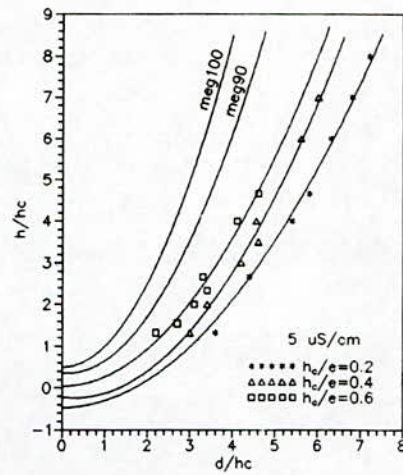


Figure 7 Zones d'attraction pour différents rapports h_c/e

4.2 Zones d'attraction d'un paratonnerre vertical

Dans le cas de la terre mauvaise conductrice, il a été constaté, que la zone d'attraction dépendait surtout du rapport h_c/e , indépendamment de l'épaisseur de la couche de terre mauvaise conductrice, (figure 6). Cette constatation a été déjà faite dans le cas du sable [8].

De même, plus le rapport h_c/e est petit, plus la zone d'attraction devient large devant celle définie par le modèle électro-géométrique (figure 7).

Cette constatation a été vérifiée pour des rapports h_c/e égaux à 0,2, 0,4 et 0,6, des conductivités de la couche de terre mauvaise conductrice égales à $5\mu\text{S/cm}$, $39\mu\text{S/cm}$, $75\mu\text{S/cm}$ et $160\mu\text{S/cm}$, et des épaisseurs de la même couche de terre égales à 5cm, 10cm et 15cm [9].

Dans le cas des terres mauvaises conductrices, nous définissons un niveau de terre fictive "e'" compris entre 0 et -e [7],[8]. Ce niveau dépend de la configuration du système et de la nature de la terre. Du point de vue pratique, le système avec terre mauvaise conductrice de conductivité donnée, pourrait être assimilé équivalent à celui avec terre bonne conductrice, où la hauteur h_c du paratonnerre est remplacée par h_c+e' et la distance h remplacée par $h+e'$ (figure 8).

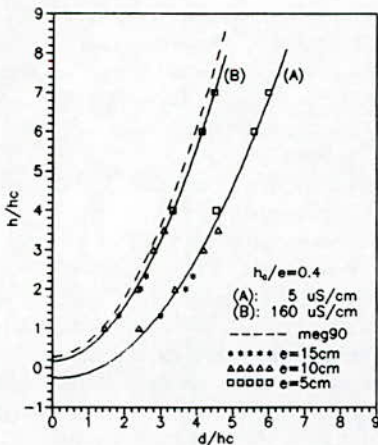


Figure 6 Zones d'attraction pour différentes épaisseurs de la terre .

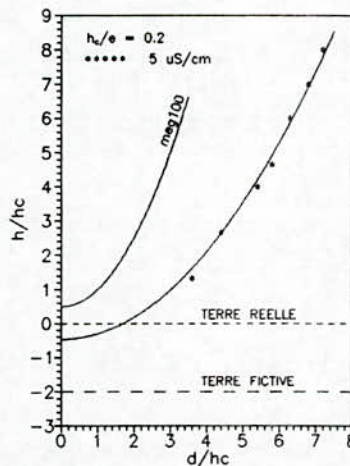


Figure 8 Equivalence électro-géométrique entre le système avec terre bonne conductrice et le système avec terre mauvaise conductrice.

Pour une disposition "h,h_c,e" donnée, la zone d'attraction serait limitée par la parabole d'expression:

$$X^2 - 2Y(1 + e'/h_c) + (1 - (e'/h_c)^2) = 0 \quad (2)$$

où $X = d/h_c$ et $Y = h/h_c$

En résolvant l'équation (2), le niveau de terre fictive serait:

$$e'/h_c = [X^2 - 2Y + 1 + Y^2]^{1/2} - Y \quad (3)$$

D'après ce résultat, quand le rapport e'/h_c tend vers zéro, nous retrouvons la zone d'attraction définie par le modèle électro-géométrique classique, et quand ce rapport devient grand, nous obtenons des zones plus larges (figure 6),[7]=[9]. Pour les différentes valeurs du rapport h_c/e et de la conductivité de l'eau choisies dans cette étude, le niveau relatif de terre fictive e'/h_c tend vers celui de la terre bonne conductrice lorsque la conductivité du sol et/ou le rapport h_c/e augmentent (figure 7).

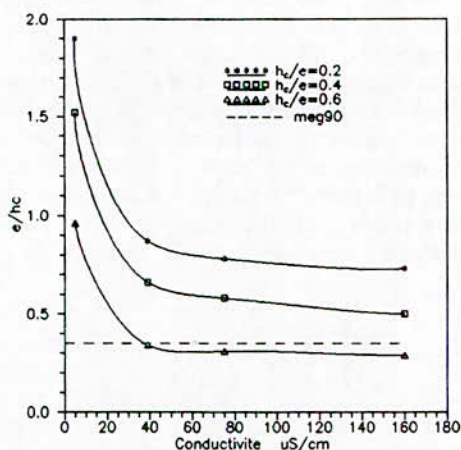


Figure 9 Influence de la conductivité sur le niveau de terre fictive.

5. CONCLUSION

Dans le cas des terres mauvaises conductrices, les zones d'attraction des paratonnerres pourraient être plus larges que celles définies par le modèle électro-géométrique. Cet élargissement dépendrait surtout de la profondeur et de la nature de la terre mauvaise conductrice, ainsi que de la hauteur du paratonnerre.

Plus la profondeur (l'épaisseur) de cette terre est grande par rapport à la hauteur du paratonnerre, plus la zone d'attraction de ce dernier serait large. Il en est de même lorsque la conductivité du sol diminue.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.Golde, Lightning, Vol.2, Academic Press, London 1977.
- [2] J.Ferras, Influence des propriétés électrogéologiques du sol sur l'impact des décharges de foudre, thèse de Magister, ENP, Alger, 1987.
- [3] A.Boubakeur, J.Ferras, "Décharge de foudre dans les intervalles d'air tige-plan avec terre hétérogène", Journées Tunisiennes de l'Electrotechnique et de l'Automatique JTEA-87, rap.N°7, Tunis 1987.
- [4] A.Boubakeur, J.Ferras, "Négative lightning breakdown of rod-conductor air gaps with heterogeneous earth", Middle East Power Systems Conference, MEPCON-89, paper N°EE05-025, Assiut-Cairo, 1989.
- [5] A.Boubakeur & al., "Zones d'attraction d'un paratonnerre horizontal dans le cas d'une terre hétérogène", 1er Colloque sur l'Electrotech. et l'Automatique, rapport I-6, Alger 1990.
- [6] A.Boubakeur, "Protection contre la foudre dans le cas d'une terre hétérogène" Séminaire sur la Sécurité et la Protection des Instal. et des Equipements Electriques, ENSEM-LPEE, Casablanca, 1991.
- [7] A.Boubakeur, A.Mekhaldi, "Capture zones of a lightning conductor in the case of bad conducting earth", Middle East Power Systems Conference MEPCON-92, Assiut, 1992, pp.122-123.
- [8] A.Boubakeur, R.Belaïcha, "Contribution à l'étude d'un modèle électrogéométrique élargi", Journées Tunisiennes de l'Electrotech. et de l'Auto., JTEA-93, Hammamet, 1993, pp.136-142.
- [9] R.Belaïcha, Zones d'attraction d'un paratonnerre vertical dans le cas d'une terre mauvaise conductrice, thèse de Magister, U.T.O., Tizi-Ouzou, à paraître 1994.
- [10] A.Boubakeur, R.Belaïcha, "Modèle de protection en cas de terre mauvaise conductrice", Congrès International "Foudre et Montagne", S.E.E., Chamonix, Juin 1994.

synthèse par plasma radiofréquence de matériaux composites aluminium-polymère à propriétés électriques et diélectriques variables

A. Hallil et B. Despax

Laboratoire de Génie Electrique de Toulouse, (URA 304)
118, route de Narbonne 31062 Toulouse Cedex, France
Tél.: 61 55 67 97 Fax: 61 55 64 52

Thème: Matériaux de l'Electrotechnique

Résumé- Des matériaux composites aluminium-polymère ont été synthétisés dans un plasma RF de mélange argon-propane. Leurs propriétés physico-chimiques et électriques sont modulables en fonction de la pression partielle de propane utilisée lors de leur synthèse. Ainsi les valeurs de résistivité mesurées s'étalent entre $10^{11} \Omega \cdot \text{cm}$ et $10^{15} \Omega \cdot \text{cm}$ alors que leur rigidité diélectrique peut atteindre 500 MV/m. La valeur de la permittivité relative ϵ' à 1 MHz varie entre 4 et 8 selon les conditions de synthèse. Le facteur de pertes $\tan(\delta)$ peut être abaissé à une valeur de 10^{-3} .

Une corrélation entre la structure des couches et leurs propriétés de conduction en champ continu et en champ alternatif a été réalisée. La présence d'amas graphitiques et métalliques ainsi que de fragments hydrocarbonés à proportions variables selon les conditions de synthèse peut jouer un rôle dans la dispersion des propriétés électriques.

I. Introduction

L'intérêt porté aux matériaux composites est dû à la possibilité de modifier à volonté leur composition afin de leur attribuer des propriétés que ne possèdent pas les matériaux homogènes pris séparément.

Différentes techniques permettent l'élaboration de ces matériaux. E.Kay et M.Hecq [1] ont montré qu'il était possible d'obtenir l'inclusion de métal dans des couches minces polymères par des techniques plasma.

Dans une enceinte sous vide, on introduit un mélange de gaz composé d'argon et de propane à basse pression (40 mTorr). En appliquant une tension alternative radiofréquence (13,56 MHz), on crée une décharge lumineuse engendrant deux processus fondamentaux distincts: la pulvérisation d'une cible métallique par des ions d'argon et la décomposition du propane en fragments hydrocarbonés [2], [3]. Ces fragments ainsi que les amas métalliques issus de la pulvérisation s'associent et constituent un dépôt composite métal-polymère.

Diverses études ont été réalisées sur les composites or-polymère et cuivre-polymère [4], [5], [6]. Elles ont montré qu'il était possible de moduler les propriétés physico-chimiques et électriques de ces matériaux en faisant varier la fraction volumique de métal contenue dans la matrice hydrocarbonée. Ils deviennent ainsi conducteurs lorsque la proportion de métal contenue dans la matrice hydrocarbonée est importante et basculent à l'état isolant dès que cette quantité devient insignifiante. L'état composite ou semi-isolant résulte de l'association simultanée des propriétés de

conduction du métal et de celles d'isolation de la matrice hydrocarbonée.

Ici, on s'intéressera au cas du composite aluminium-polymère. Une étude de ses propriétés physiques en fonction des paramètres de synthèse, inhérents à la décharge, tels que la pression partielle de propane sera abordée. La variation du taux d'ionisation dans le plasma, due à des fluctuations externes telles que les variations de pressions de gaz débités ainsi que celles de puissance injectée, se répercute sur la composition des couches synthétisées. Un contrôle de la décharge garantissant la stabilité de la phase gazeuse est nécessaire. Des techniques de contrôle comme la sonde de Langmuir ou la spectrométrie d'émission optique sont souvent utilisées.

II. Contrôle du Procédé de Synthèse

La reproductibilité des couches déposées est assurée dès lors qu'on effectue un contrôle de la phase gazeuse par spectrométrie d'émission optique [3], [7].

Les raies d'émission optique observées sont celles du carbone (247,8 nm), de l'aluminium (396,1 nm), de l'argon (404,4 nm), et du radical CH (431 nm). Elles sont caractéristiques des principales espèces actives de la décharge. On les maintient constantes pendant toute la durée du dépôt en effectuant des ajustements sur la puissance injectée à la décharge et sur les débits d'argon et de propane. Le contrôle de la puissance réellement injectée dans la décharge est remplacé par une observation de la tension d'autopolarisation Vdc apparaissant aux bornes des électrodes. Cette tension est en général fixée à -700 V.

La raie d'émission de l'aluminium nous permet d'avoir un aperçu qualitatif sur la nature du matériau synthétisé. Cette raie, d'intensité importante pour des pressions partielles de propane inférieures à 1 mTorr, serait caractéristique d'un matériau composite riche en aluminium à tendance conductrice. Pour des valeurs de pression partielle plus élevées, l'émission très faible de l'aluminium aurait pour conséquence la synthèse de matériaux pauvres en métal ayant des propriétés de polymères isolants.

III. Caractérisation Physico-Chimique du Matériau

La structure des films carbonés synthétisés par plasma est très complexe en raison des différents types de liaisons que peut avoir le carbone (simple, double ou triple). Des analyses non destructrices telles que les spectroscopies Raman et Infrarouge sont nécessaires pour l'étude de cette structure.

3.1. Spectroscopie Raman

Cette technique d'analyse permet de déterminer le type de liaison carbone-carbone présent dans un matériau. Il a été montré [8], [9], que le spectre Raman du carbone diamant (Sp^3) exhibe un pic à 1520 cm^{-1} tandis que le spectre du carbone à structure graphitique (Sp^2) présente deux pics caractéristiques à 1360 cm^{-1} et 1590 cm^{-1} . Les spectres Raman normalisés à l'épaisseur et correspondant à des matériaux synthétisés à diverses pressions partielles de propane sont illustrés par Fig. 1. La signature du graphite est partout présente. Son origine serait la phase hydrocarbonée qui se forme sur la cible d'aluminium lorsqu'on introduit le propane dans la décharge. Ainsi, lors de la pulvérisation de la cathode, des liaisons CH se cassent et de l'hydrogène est extrait. Deux radicaux CH, déjà liés, qui perdent chacun un atome d'hydrogène peuvent créer une double liaison de type C=C. Les fragments graphitiques ainsi formés sont pulvérisés et se déposent avec d'autres fragments hydrocarbonés sur l'anode.

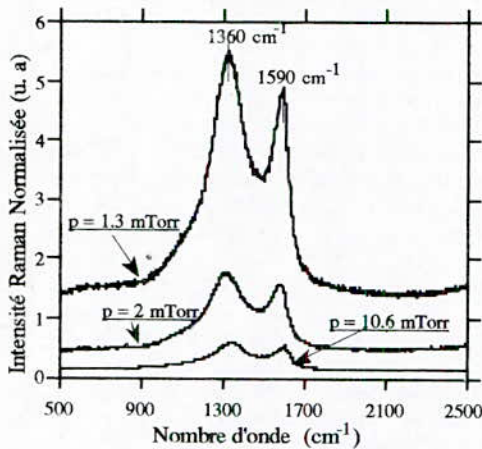


Fig. 1. Spectres Raman de matériaux synthétisés à diverses pressions partielles "p" de propane ($V_{dc} = -700\text{ V}$)

La diminution des pics de graphite à mesure que la pression partielle de propane augmente (Fig. 1) suggère que le matériau doit avoir des propriétés proches de celles du graphite à faible pression de propane et de celles du polymère à forte pression.

3.2. Spectroscopie Infrarouge

L'analyse infrarouge permet une détermination des divers groupements fonctionnels présents dans le matériau. Les couches minces à analyser sont déposées sur des substrats de verre métallisés à l'aluminium afin de procéder à une étude en transmission par réflexion spéculaire. Cette analyse n'a pu être réalisée pour de faibles pressions de propane (inférieures à 1 mTorr). En effet, les échantillons déposés sur substrats métallisés se dégradent dès qu'ils sont exposés à l'air.

L'examen des spectres infrarouges (Fig. 2) pour deux pressions différentes de propane (5.3 mTorr et 7.4 mTorr) montre la présence de divers groupements qu'on peut assigner à [10]:

- 3500 cm^{-1}	OH
- 2956 cm^{-1}	$\text{CH}_3\text{ Sp}^3$ (asymétrique)
- 2930 cm^{-1}	CH Sp^3 et $\text{CH}_2\text{ Sp}^3$ (asym)

- 2360 cm^{-1}	CO_2 atmosphérique
- 1700 cm^{-1}	C=O
- 1640 cm^{-1}	C=C

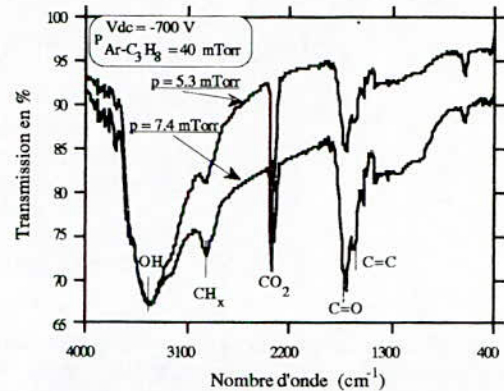


Fig. 2. Spectres Infrarouges du matériau à diverses pressions partielles "p" de propane.

L'apparition des divers groupements CH confirme la nature polymère des échantillons pour les fortes pressions de propane. Le pic caractéristique du groupement CO montre que le matériau s'oxyde à l'air libre. Son hydrolyse est très importante et le groupement OH en est caractéristique. Des liaisons pendantes, présentes à la surface du matériau lors du processus de synthèse favoriseraient sa réactivité avec l'oxygène et l'humidité de l'air. Ces attaques extérieures évoluent lentement dans le temps.

IV. Caractérisation Electrique des Couches

Afin d'analyser le mécanisme de conduction et la nature de la relaxation diélectrique régissant ces matériaux hydrocarbonés, des mesures ont été effectuées en tension continue et en tension alternative.

L'étude s'est limitée aux matériaux synthétisés à des pressions partielles de propane supérieures à 1 mTorr et ce pour les mêmes raisons que celles invoquées en [Sect. 3.2]. Les échantillons étudiés seront donc pauvres en aluminium et auront une nature isolante.

4.1. Propriétés de Transport Sous Champ Continu

Après dépolarisation de l'échantillon, on le soumet à un échelon de tension et on relève le courant permanent résultant. Afin d'étudier le processus de conduction dominant, nous avons suivi la méthode proposée par Niklasson et al. [11]. Elle consiste à calculer la quantité Δ et à la tracer en fonction du champ afin d'en déduire la constante n .

$$J = E^m \exp(A/E^n)$$

$$\Delta = d(Ln \sigma) / d(1/E) \approx n A E^{(1-n)}$$

Les quantités j , σ et E désignent respectivement la densité de courant, la conductivité électrique et le champ électrique appliqué. Les exposants n et m sont des valeurs typiques pour différents mécanismes de conduction électrique.

Dans le cas d'un échantillon synthétisé à faible pression de propane (1.2 mTorr), le tracé de $\Delta = f(E)$ a l'allure d'une droite pour les champs forts (Fig. 3). La valeur de pente $1-n$

obtenue conduit à $n = -0,6$. Divers mécanismes de conduction peuvent être considérés. Il a été rapporté que des films composites contenant des agrégats métalliques sont régis par l'effet tunnel [12]. La valeur de n associée à ce mécanisme de conduction [11] est $n = 0,25$ et elle est loin de la valeur expérimentale $n = -0,6$ obtenue. Ce modèle de conduction ne peut donc être retenu.

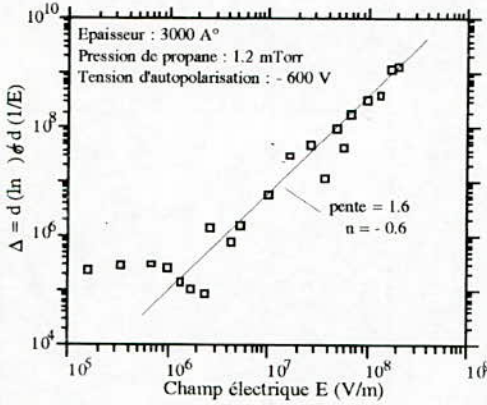


Fig. 3. Caractéristique $\Delta = f(E)$ et calcul de "n"

Un mécanisme de conduction limité par charge d'espace a été attribué à des matériaux composites or-matrice hydrocarbonée synthétisés par plasma radiofréquence [5]. Un essai d'adaptation de ce mécanisme à nos couches a été envisagé en représentant la caractéristique $I(V)$ en échelles logarithmiques (fig. 4). On distingue deux zones linéaires de pentes 0,88 et 1,8 proches des valeurs théoriques 1 et 2 caractéristiques d'un régime de conduction limité par charge d'espace. La pente 1 indiquant un régime ohmique alors que la pente 2 indique un régime de forte injection de charges avec pièges dont l'expression du courant est $j \approx v^2/d^3$. Cependant l'étude selon l'épaisseur d n'a pas révélé une dépendance du courant en $1/d^3$ pour une valeur de tension v donnée. De plus, la constante n correspondant à ce modèle a pour valeur $n = 0$ [11] et est loin de la constante expérimentale $n = -0,6$. Ce mécanisme de transport de charges ne peut donc être retenu.

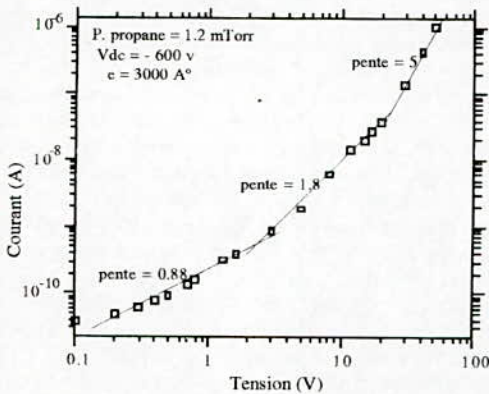


Fig. 4. Identification avec un mécanisme de transport limité par la charge d'espace

Deux mécanismes de conduction ont une constante $n = -0,5$ très proche de la valeur expérimentale. Il s'agit des mécanismes de Shottky et de Poole-Frenkel.

L'expression du courant dans un processus de conduction de type Shottky régi par l'interface métal-isolant est:

$$j \approx \exp \left[- (\Phi_0 - \beta_s E^{1/2}) / kT \right]$$

Φ_0 : hauteur de barrière de potentiel métal-isolant

$$\beta_s = (q^3 / 4\pi\epsilon'\epsilon_0)^{1/2} \text{ constante de Shottky.}$$

k et ϵ' désignent la constante de Boltzman et la permittivité diélectrique relative.

Dans le cas d'un mécanisme de type Poole-Frenkel, le rôle des pièges est prépondérant. Le courant est de la forme:

$$j \approx \exp \left[- (\Phi'_0 - \beta_{pf} E^{1/2}) / kT \right]$$

$$\beta_{pf} = (q^3 / \pi\epsilon'\epsilon_0)^{1/2} = 2 \beta_s$$

Φ'_0 : profondeur initiale des pièges.

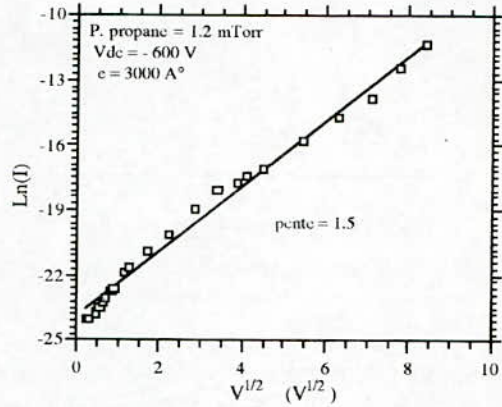


Fig. 5. Identification avec un mécanisme de Shottky ou de Poole-Frenkel

Le tracé de $\ln(I) = f(V^{1/2})$ et le calcul de la pente correspondante (Fig. 5) permettent une détermination des constantes β (β_s ou β_{pf}). La valeur expérimentale de β déduite est de $3,33 \cdot 10^{-24} \text{ j m}^{1/2} \text{ v}^{-1/2}$. Elle est proche des valeurs théoriques, $\beta_s = 2,33 \cdot 10^{-24} \text{ j m}^{1/2} \text{ v}^{-1/2}$ et $\beta_{pf} = 4,66 \cdot 10^{-24} \text{ j m}^{1/2} \text{ v}^{-1/2}$, calculées en utilisant la formulation ci-dessus pour une valeur de permittivité ϵ' de 6,8 mesurée par ailleurs à une fréquence de 1 MHz [sect. 4.2]. Les deux mécanismes de conduction peuvent donc être considérés. Cependant une importante densité de pièges a été mise en évidence dans des matériaux synthétisés par plasma radiofréquence tels que le composite or-polymère [5] ou le nitrure d'aluminium [14]. Un mécanisme de conduction de type Poole-Frenkel serait donc assez concordant. On ne peut pour autant exclure un mécanisme de type Shottky. Des mesures de courant, utilisant deux métaux d'interface ayant des travaux de sortie différents tels que l'or (5,1 eV) et l'aluminium (4,28 eV), permettraient de déterminer le rôle de l'interface métal-isolant dans la conduction et donc de savoir si le mécanisme de conduction est de type Shottky.

Le comportement observé en régime continu, pour un matériau synthétisé à une valeur de pression partielle de propane de 1,2 mTorr, se reproduit dans le cas d'un matériau synthétisé à une valeur élevée (5,3 mTorr) de pression partielle. Le matériau synthétisé semble donc être gouverné par un même processus de transport de charges, dépendant moins de la pression partielle de synthèse que de la technique de synthèse utilisée (plasma radiofréquence) [14].

Les valeurs de résistivité calculées à champ faible (régime ohmique) varient entre 10^{11} Ω .cm et 10^{15} Ω .cm selon la pression partielle de synthèse utilisée (Fig. 6). Les échantillons élaborés à basse pression de propane ont les plus faibles résistivités. Elles sont concordantes avec une structure riche en graphite avec des inclusions métalliques [sect. 3.1] favorisant une baisse de résistivité. La structure à dominante polymère explique l'augmentation de la résistivité à forte pression partielle de propane.

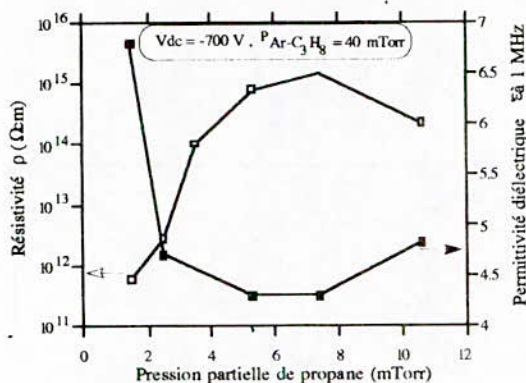


Fig. 6. Résistivité et permittivité diélectrique en fonction de la pression partielle de propane

Le champ de claquage est très élevé et varie entre 200 MV/m et 500 MV/m. Plusieurs décades de courant peuvent ainsi être décrites. Les qualités de rigidité diélectrique de ces couches sont comparables à celles de très bons isolants à usage courant dans l'industrie tels que le polypropylène (400 MV/m)

4.2. Propriétés Diélectriques

Des mesures de permittivité relative ϵ' et du facteur de pertes $\tan(\delta)$ ont été effectuées sur des échantillons d'aluminium-matrice hydrocarbonée synthétisés à diverses pressions partielles de propane. La gamme de fréquences balayée s'étend de 10 Hz à 10^6 Hz et l'amplitude crête à crête de la tension alternative appliquée est de 1 volt. Le dispositif de mesure est bien décrit par ailleurs [5], [6].

La valeur obtenue de permittivité relative ϵ' est très stable sur toute la gamme de fréquences étudiée pour une pression partielle de propane donnée (Fig. 7). A fréquence fixe de 1 MHz, elle varie en fonction de la pression partielle de synthèse utilisée (Fig. 6). Sa faible valeur à forte pression de propane (5,3 mTorr) concorde avec la nature polymère des couches étudiées. A faible pression partielle de synthèse (1,5 mTorr), la constitution hétérogène des couches (aluminium, graphite et polymère) leur confère une valeur élevée de permittivité relative ϵ' .

A basses fréquences, les échantillons synthétisés à faible pression de propane (1,5 mTorr) ont un facteur de pertes $\tan(\delta)$ plus élevé que celui des échantillons synthétisés à forte pression partielle (5,3 mTorr) (Fig. 7). La différence de

conductivité σ peut en être l'origine. L'expression du facteur de pertes en fonction de la conductivité σ et de la fréquence ω ($\omega = 2\pi f$) est:

$$\tan(\delta) = (\epsilon''/\epsilon') + (\sigma/\omega\epsilon'\epsilon_0)$$

Les grandeurs ϵ' et ϵ'' sont les parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe ϵ^* [15]. Le terme $\sigma/\omega\epsilon'\epsilon_0$ constitue la composante continue des pertes.

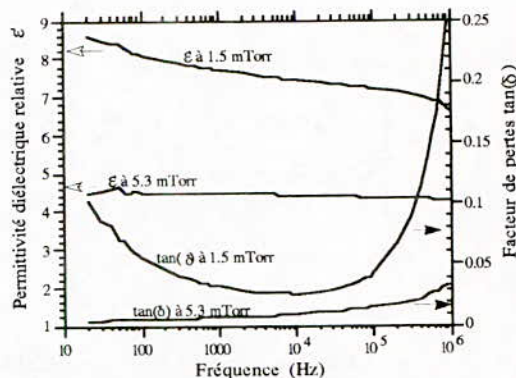


Fig. 7. Pertes diélectriques et permittivité relative à fréquence et pression de synthèse variables ($V_{dc} = -700$ V).

Pour estimer la contribution de cette composante continue dans les pertes (en général importante en basse fréquence), des calculs ont été effectués à une fréquence de 10 Hz. Pour un échantillon synthétisé à une pression partielle de propane de 1,5 mTorr et ayant une valeur de résistivité ρ ($\rho = 1/\sigma$) de $1,2 \cdot 10^{12}$ Ω .cm et une valeur de permittivité relative ϵ' de 8,8, la contribution globale des pertes constitue 10 % des pertes diélectriques globales et ne peut donc être négligée. Dans le cas d'une pression de synthèse de 5,3 mTorr, d'une résistivité de l'échantillon $\rho = 8,5 \cdot 10^{14}$ Ω .cm et d'une permittivité $\epsilon' = 3,9$ à 10 Hz, la contribution calculée de la composante continue est quasiment nulle. L'hétérogénéité est très prononcée pour des échantillons synthétisés à faible pression partielle de propane [sect. 3.1]. Cela serait à l'origine de la valeur élevée des pertes [13] par une contribution importante de la composante continue de $\tan(\delta)$ en basse fréquence. Pour des fréquences élevées ($f > 100$ Hz) la composante alternative des pertes ϵ''/ϵ' est prédominante.

L'évolution du facteur de pertes $\tan(\delta)$ en fonction de la fréquence peut nous renseigner sur la nature de la polarisation existante par l'observation des pics de relaxation diélectrique. L'examen des pertes en fonction de la fréquence (fig. 7) ne révèle aucun pic de relaxation diélectrique. Un essai de déplacement en fréquence d'éventuels pics de relaxation situés à très basse ou très haute fréquence ($f < 10$ Hz ou $f > 1$ MHz) a été réalisé par des mesures de pertes à température variable. Les mesures effectuées, sur une gamme de fréquences allant de 10 Hz à 1 MHz pour une température variant de -150 $^{\circ}$ C à $+100$ $^{\circ}$ C, n'ont fait apparaître aucun pic de relaxation (fig. 8). La nature de la polarisation ne peut être ainsi déterminée. Elle pourrait être interfaciale (due à une charge d'espace) ou dipolaire (orientation de dipôles). La polarisation d'interface a été citée comme étant à l'origine des pertes dans le cas de matériaux hétérogènes tels que le composite or-polymère [5] et le polyéthylène contenant du noir de carbone [13]. Une telle polarisation pourrait être à l'origine des pertes dans le cas

d'échantillons d'aluminium-matrice hydrocarbonée. En effet, ces échantillons hétérogènes ont divers constituants (métal, polymère et graphite) et pourraient être le siège d'une densité de pièges aux interfaces des différents éléments constitutifs, favorisant ainsi la formation d'une charge d'espace. En s'accumulant aux interfaces, cette charge engendrerait une polarisation interfaciale du matériau de type Maxwell-Wagner [15]. Une recherche d'un éventuel pic de relaxation devrait être poursuivie pour confirmer ces hypothèses. Il serait ainsi intéressant d'élargir la gamme de températures considérée (-270 °C à +400 °C) et d'améliorer les contacts électriques.

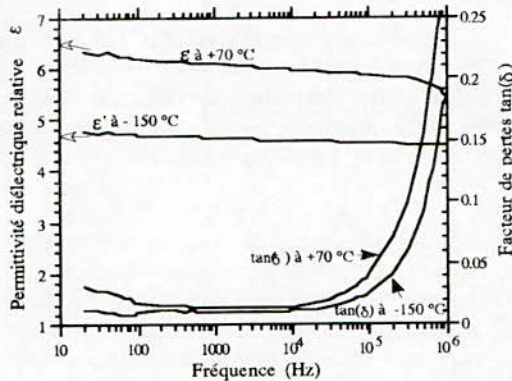


Fig. 8. Evolution de la permittivité ϵ' et de $\tan(\delta)$ en fonction de la température pour un échantillon synthétisé à 2.5 mTorr de pression partielle de propane et à $V_{dc} = -700V$.

Ces contacts, réalisés avec une colle conductrice la laque d'argent, sont à l'origine des remontées du facteur de pertes au delà de 10^4 Hz et ont pour effet de limiter la gamme de mesure en fréquence.

IV. Conclusion

L'utilisation d'une décharge luminescente radiofréquence dans un gaz de mélange argon-propane a permis la synthèse d'un matériau hydrocarboné à propriétés variables selon la pression partielle de propane utilisée. L'analyse physico-chimique des couches déposées a montré une coexistence d'amas métalliques, d'agrégats graphitiques et de fragments hydrocarbonés. La proportion importante du graphite et des amas métalliques à faible pression partielle de propane abaisse la résistivité globale du matériau. L'hétérogénéité des couches, due à une diversification des constituants, a pour effet d'augmenter la valeur de la constante diélectrique ϵ' ainsi que celle des pertes diélectriques. Les différents interfaces présents dans la structure seraient le siège d'une densité de pièges favorisant un mécanisme de transport de charges de type Poole-Frenkel. Une charge d'espace pourrait s'accumuler aux divers interfaces et favoriser ainsi une polarisation de type interfaciale.

A forte pression partielle de propane, l'hétérogénéité est moins marquée et la structure polymère est prédominante d'où une augmentation de la résistivité et de la rigidité diélectrique. La permittivité relative ϵ' et le facteur de pertes sont faibles. Les couches résultantes constituent de très bons isolants et pourraient être utilisées pour la passivation de composants en micro-électronique.

Une autre application technologique potentielle, déjà développée dans le cas de composites or-polymère, est

l'écriture laser [7]. En effet, l'irradiation du composite métal-polymère par un faisceau laser permet d'avoir des tracés conducteurs, suite à l'évaporation de la matrice hydrocarbonée et à la coagulation des particules métalliques restantes. La difficulté de synthèse des couches de composite aluminium-polymère à fortes inclusions métalliques rend délicate la mise au point de cette technique. D'autres études relatives au choix des conditions de dépôt favorables sont nécessaires.

V- Bibliographie

- [1] E. Kay & M. Hecq
J. Vac. Sci. Techn. A-2, (1983), 401.
- [2] B. Despax & J.L. Floutard
Thin solid films 168, (1989), 81.
- [3] B. Despax, E. Cambril, J.L. Floutard & J. Akinnifesi
J. Phys. D: Appl. Phys. 23, 861(1990).
- [4] J.L. Floutard, J. Akinnifesi, E. Cambril & B. Despax
J. Appl. Phys. 70 (2), 798 (1991).
- [5] P. Canet, C. Laurent, J. Akinnifesi & B. Despax
J. Appl. Phys. 72 (6), 2423 (1992).
- [6] J. Akinnifesi
Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse 1992.
- [7] E. Cambril
Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse 1992.
- [8] N. Wada, P.J. Gaczi & S.A. Solin
Journal of non Crystalline Solids 35 & 36, (1980) 543.
- [9] M. Ramsteiner, J. Wagner, C. Wild & P. Koild
J. Appl. Phys. 62 (2), 729 (1987).
- [10] P. Couderc & Y. Catherine
Thin solid films 146, (1987), 93.
- [11] G.A. Niklasson & k. Brantervik
J. Appl. Phys. 59 (3), 980 (1986).
- [12] B. Abeles
Appl. Solid State Sci. 6, 1 (1976).
- [13] J.C. Dubois "Les propriétés diélectriques des polymères" Laboratoire Central de Recherches THOMSON-CSF.
- [14] J.C. Loretz
Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse 1994.
- [15] L.K.H. Van Beek "Progress in Dielectrics"
ed-J.B. Birks 7, 69 Hiffe and Heywood, London (1967).

Dégradation sous décharges d'une isolation mixte solide/liquide

M. Nemamcha [*]; J.P. Gosse et B. Gosse [**]

[*]Département de Génie Electrique Centre Universitaire de Guelma BP 401 (24000) Algérie.

[**] LEMD/CNRS 25, av. des Martyrs 38042 Grenoble cedex France.

Thème: Matériaux de l'Electrotechnique.

Résumé:

Dans cette communication, nous présentons une étude sur l'action des décharges partielles sur des films de polypropylène imprégnés d'un liquide diélectrique dans une géométrie sphère/plan. Nous caractérisons les décharges mesurées dans cette géométrie et nous étudions leur effet sur la modification des propriétés diélectriques des films de polypropylène. Nous montrons que des décharges de faible charge apparente (\sim pC) entraînent un important abaissement de la rigidité diélectrique des films et l'apparition d'une zone dégradée pouvant atteindre 2,5 mm de diamètre.

1. Introduction:

La dégradation des films isolants sous l'action des décharges a surtout été étudiée dans un environnement gazeux comme l'air, O₂, He, Ar [1 à 7] en suivant l'évolution d'une grandeur pouvant être corrélée à un niveau de dégradation du matériau soumis à des décharges. La dégradation d'une isolation sous décharges peut être modélisée par le schéma général de la figure 1 [8]. Ce schéma montre les différentes sources de décharges dans une isolation et leurs effets sur l'évolution des propriétés de cette isolation. Nous remarquons que l'action des décharges peut conduire soit à la formation de produits inhibiteurs de décharges (auto-extinction des décharges), soit à la défaillance totale ou partielle de l'isolation par échauffement excessif ou par formation d'un défaut (craquelure, arborescence) dépassant une taille critique.

Différentes techniques d'analyse ont été employées, comme la chromatographie en phase gazeuse pour déterminer la nature et la quantité de gaz produits par les décharges associée à la mesure d'une grandeur électrique caractéristique des décharges (charge apparente, énergie) [1, 2, 4, 9] et l'analyse par spectroscopie de la modification de la structure de surface des films de polymère pour identifier les produits formés au cours de la dégradation [3, 6]. La microscopie ou la visualisation à l'aide d'un photomultiplicateur ont souvent été associées à d'autres techniques pour suivre l'évolution des propriétés du matériau au cours de la dégradation [3, 10, 11, 12]. Peu de travaux ont été effectués sur la dégradation sous décharges de polymères imprégnés où les grandeurs caractéristiques des décharges

dépendent beaucoup de la nature du couple solide / liquide et possèdent un aspect stochastique très marqué. Il a été observé qu'en géométrie divergente pointe / plan, il existe une corrélation entre l'énergie apparente totale des décharges et l'étendue dégradée de film de polyéthylène imprégné d'huile minérale [10, 11]. Dans des condensateurs de puissance au papier imprégné d'huile, il a été montré que l'analyse des gaz dissous dans l'huile peut constituer un indice de diagnostic de ces condensateurs [9]. S'il est certain que les décharges constituent une cause majeure de dégradation des isolations, l'évaluation de leur action reste très qualitative.

Dans un précédent travail [13], nous avons montré que dans des modèles de condensateur au polypropylène imprégné, l'action des décharges en bord d'armature (zone de champ renforcé) n'est pas uniforme (plusieurs foyers de décharges pouvant agir simultanément) et son évaluation est très difficile. Pour mieux cerner cette action et comprendre les mécanismes de dégradation des films de polypropylène (PP) sous décharges, nous avons choisi une géométrie dans laquelle le film est placé entre une sphère et un plan et la zone où apparaissent les décharges est plus localisée. Dans cette géométrie, nous mesurons les caractéristiques des décharges et la modification de la rigidité diélectrique des films de PP imprégnés au benzyltoluène (BT). Nous analysons aussi par spectroscopie IRTF les produits de dégradation de ces films.

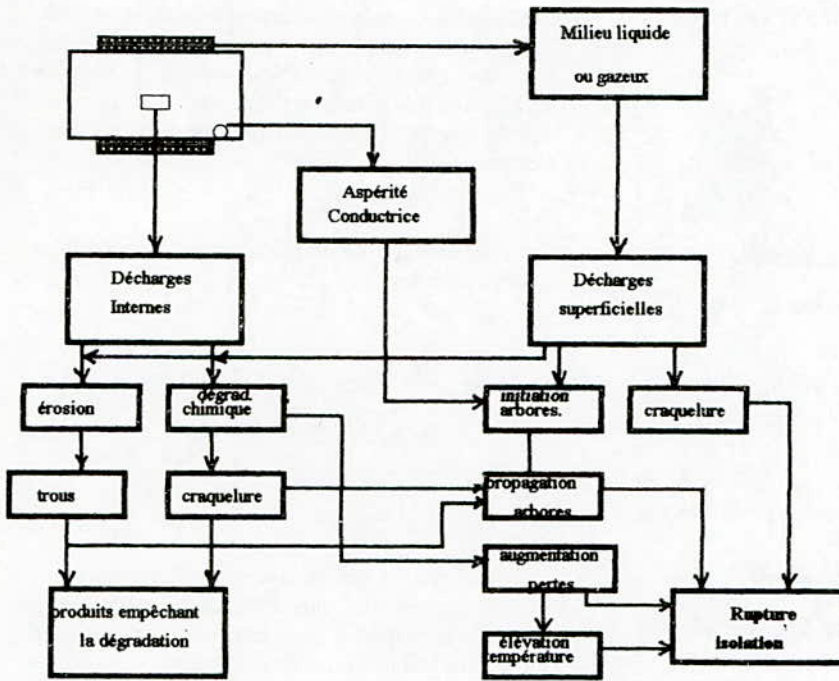


Figure1: Schéma général de dégradation sous décharges d'une isolation [8].

2. Technique expérimentale:

L'échantillon d'étude est constitué d'un film rugueux de polypropylène isotactique (95%) de $13,6 \mu\text{m}$ d'épaisseur placé entre une sphère en acier inox de 2,5 mm de diamètre et un plan. L'ensemble sphère / film est plongé dans le benzyltoluène (BT), liquide aromatique entrant dans la composition du liquide imprégnant pour condensateurs de puissance (Jarylec) [14]. Nous appliquons une tension alternative de $2 \text{ kV}_{\text{eff}}$ (50 Hz), valeur légèrement supérieure à la tension d'apparition des décharges pendant 30 mn et nous procédons à l'acquisition des décharges à l'aide du dispositif de sensibilité $0,2 \text{ pC}$ et d'une résolution $300 \mu\text{s}$ [15, 16]. Les produits de dégradation ont été analysés à l'aide d'un spectromètre FTIR 510 Nicolet [17].

3. Résultats expérimentaux:

3.1 Description du régime de décharges:

a) Décharges en fonction de la tension:

La tension d'apparition des décharges (V_a) dans cette géométrie est égale à $1,6 \text{ kV} \pm 10\%$. Pour $V > V_a$, le nombre de décharges et leur amplitude augmentent avec l'augmentation de la tension. Sur la figure 2, nous montrons l'évolution de la distribution dans le cycle du nombre de décharges pour des tensions comprises entre 1,6 kV et 2,4 kV. Pour chaque valeur de tension, l'acquisition des décharges a eu lieu pendant 10 mn. La fréquence moyenne des décharges passe de $0,1 \text{ s}^{-1}$ pour $V=V_a$ à 2 s^{-1} pour $V = 1,5 V_a$, de même que la charge apparente maximale (Q_M) passe de $0,6 \text{ pC}$ à 2 pC pour les mêmes tensions et la charge moyenne (Q_m) reste pratiquement constante $0,5 \text{ pC}$. Pour $V > 2,4 \text{ kV}$, la fréquence des décharges dépasse la fréquence limite de détection de l'appareillage, d'où le choix de la tension de 2 kV comme valeur à laquelle nous faisons dégrader les échantillons. Nous observons parfois un régime de fortes décharges ($> 30 \text{ pC}$) qui engendre une dégradation plus marquée du film de PP et conduit parfois à son claquage en quelques minutes. Ce

régime est probablement en rapport avec la formation et l'expansion d'une phase gazeuse. Dans la présente étude, nous nous intéressons uniquement au régime de dégradation sous décharges de faible amplitude.

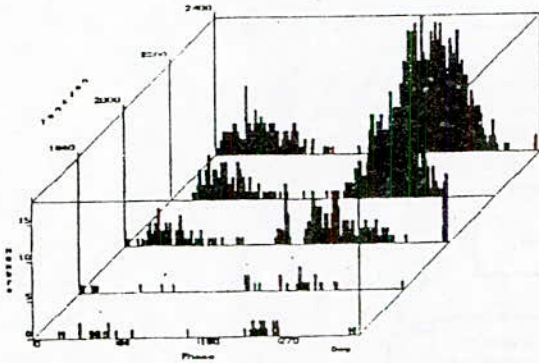


Figure 2: Variation du nombre de décharges en fonction de la phase (ϕ) et de la tension appliquée.

b) Caractéristiques des décharges à 2 kVeff:

Les décharges produites dans la géométrie sphère / plan choisie sont caractérisées par leurs distributions dans le cycle. Ces distributions représentent le nombre de décharges ou la charge apparente moyenne en fonction de la phase. Sur la figure 3, nous donnons un exemple de la distribution du nombre de décharges dans le cycle. Nous remarquons que cette distribution se caractérise par des décharges qui apparaissent au voisinage du passage par zéro de la tension. Dans cet exemple, en 10 mn d'application de la tension, il y a eu au maximum 25 décharges dans une phase. Dans le tableau 1, nous donnons les valeurs les plus probables de la charge apparente positive et négative [$P_0(q^+)$, $P_0(q^-)$] et des phases d'initiation des premières décharges [$P_0(\phi^+)$, $P_0(\phi^-)$].

Tableau 1

$P_0(q^+)$ [pC]	$P_0(q^-)$ [pC]	$P_0(\phi^+)$ [°]	$P_0(\phi^-)$ [°]
1,5	1,5	10 - 25	180 - 200

Pour caractériser ces distributions, nous calculons les paramètres statistiques des distributions du nombre de décharges (Sk_n et Ku_n) et de la charge apparente (Sk_q et Ku_q) dans le cycle. Sk est le coefficient d'asymétrie (skewness) et Ku le coefficient d'aplatissement (kurtosis) [18]. Ces coefficients permettent de comparer une distribution donnée à une distribution normale et sont calculés d'après les formules 1 et 2:

$$Sk = \frac{\sum(x_i - \mu)^3 P(x_i)}{\sigma^3} \quad (1)$$

$$Ku = \frac{\sum(x_i - \mu)^4 P(x_i)}{\sigma^4} - 3 \quad (2)$$

x_i est l'événement ayant eu lieu à la phase i qui est soit le nombre de décharges soit la charge moyenne par phase. μ est la valeur moyenne de la distribution, $P(x_i)$ est la probabilité de l'événement i et σ est l'écart-type de la distribution. Nous calculons aussi le coefficient de corrélation linéaire Cc entre les distributions des décharges positives et négatives (formule 3).

$$Cc = \frac{cov(n_+, n_-)}{\sigma_{n_+} \sigma_{n_-}} \quad (3)$$

Sur le tableau 2, nous donnons les paramètres relatifs à cette géométrie.

Tableau 2

	$n(\phi)$		$q(\phi)$	
	$n_+(\phi)$	$n_-(\phi)$	$q_+(\phi)$	$q_-(\phi)$
Sk	0,9 à 1,5	0,9 à 1,5	< 1	< 1
Ku	> 0	> 0	< 0	< 0
Cc	0,7 à 0,9		0,3 à 0,8	

Nous constatons que la distribution du nombre de décharges possède une importante asymétrie à gauche par rapport à une distribution normale c'est à dire que le plus grand nombre de décharges apparaissent à faible tension. La distribution de la charge apparente possède aussi une asymétrie à gauche mais moins prononcée. Le coefficient de planitude (Ku) possède une grande fluctuation due à sa sensibilité puisqu'il représente un moment d'ordre 4. Dans cette géométrie, la distribution du nombre de décharges est plus aplatie qu'une distribution normale ($Ku > 0$), par contre la distribution de la charge apparente est plus pointue qu'une distribution normale. Il existe une bonne corrélation linéaire (0,7 à 0,9) entre la distribution du nombre de décharges positives et négatives et une corrélation très fluctuante et souvent très faible entre les distributions des charges apparentes positives et négatives. Ces paramètres statistiques sont similaires à ceux obtenus dans le cas des décharges superficielles dans l'air mais très différents de ceux obtenus dans l'huile dans la même géométrie par Kreuger et al [19]. La différence peut provenir du fait que nous calculons ces coefficients uniquement sur des intervalles de phase $\delta\phi_+$ et $\delta\phi_-$ (fig. 3) où existent effectivement des décharges et non sur toute la demie-période. Le coefficient de corrélation est calculé sur le plus grand des intervalles $\delta\phi_+$ ou $\delta\phi_-$.

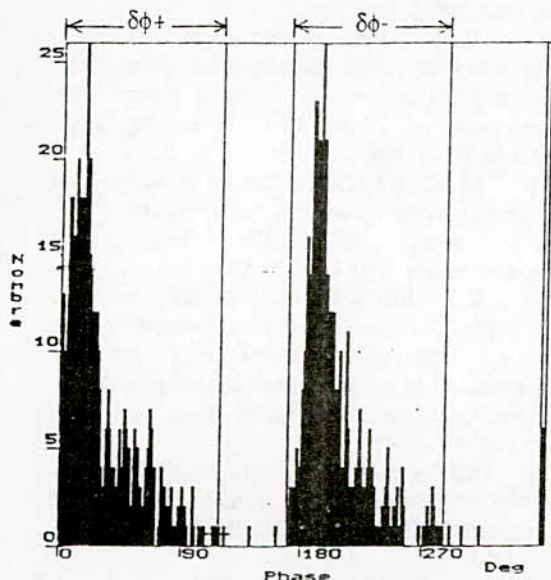


Figure3: Variation du nombre de décharges en fonction de la phase(ϕ).

3.2. Abaissement de la rigidité diélectrique du film de PP:

Après que le film de 13,6 μm ait été soumis à une tension de 2 kV pendant 30 mn, nous mesurons sa tension de claquage sous rampe de tension continue de 500 V/s. On répète la même opération en d'autres points du film qui doivent être suffisamment éloignés. Sur le tableau 3, nous donnons les résultats de test sur plusieurs échantillons.

Tableau 3

Σq [nC]	V_c [kV]	δV_c [%]
1	5,5	39
10	7	22

Sur ce tableau nous avons porté la charge apparente totale (Σq) transférée à l'échantillon au cours de la dégradation, sa tension de claquage (V_c) et son abaissement relatif (δV_c) par rapport à la tension moyenne de claquage d'un film neuf (9 kV). Dans le cas où apparaissent les décharges de grandes amplitudes ($\Sigma q > 30$ nC), δV_c dépasse 60%. Il semble donc que la charge apparente totale représente une image de la contrainte à laquelle a été soumis le matériau et donne un état général de sa dégradation.

3.4. Analyse des films de PP par IRTF:

L'analyse par IRTF des films de 13,6 μm est fortement gênée par la formation de franges d'interférence dues à l'épaisseur du film. C'est pourquoi nous étudions l'action des décharges sur des films plus épais (65 μm), soumis à une tension de 8 kVeff pendant 3 heures dans la même géométrie que précédemment. L'analyse par microscopie IRTF de ces films montre que:

Pour des films soumis à un régime de décharges de faible amplitude (charge totale < 10 nC), nous observons une dégradation non homogène, localisée autour de la bille à une distance < 1mm du centre de la sphère (figure.4). Cette dégradation se manifeste par un pic d'absorption à 1020 cm^{-1} , auquel est souvent associé un autre pic à 670 cm^{-1} , caractéristique d'une liaison C=C ou C-O-C. Cette bande est caractéristique d'une oxydation radicalaire du polypropylène [20]. Dans le cas des films où apparaissent les décharges de grandes amplitudes ($\Sigma q > 30$ nC), δV_c dépasse 60% et la zone dégradée par les décharges s'étend à 2,5 mm du centre de la sphère.

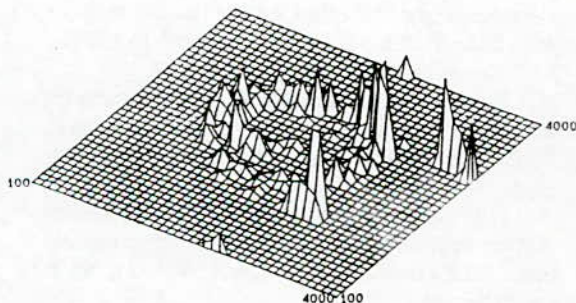


Figure4: Représentation en 3D de l'intensité du pic à 1020 cm^{-1} par rapport au pic à 1050 cm^{-1}

4. Conclusion:

Dans cette étude nous avons montré que les décharges électriques dans des films de PP, imprégnés de BT, en géométrie sphère / plan possèdent une distribution assez typique où elles apparaissent essentiellement au changement de signe de la tension et que leur amplitude et leur fréquence varient dans le temps et en fonction de la tension appliquée. Ces décharges, malgré leur faible

amplitude, entraînent une importante dégradation du film et conduisent à un abaissement considérable de sa rigidité diélectrique qui dépasse 30% en 30 mn. Cette dégradation est très hétérogène et localisée au voisinage du point de contact de la sphère avec le film. La visualisation à l'aide d'intensificateur d'images a montré que les décharges se manifestent essentiellement par des points lumineux en bordure d'électrode ce qui confirme une dégradation non homogène. Les points dégradés sont toujours situés à l'extérieur du point de contact de la sphère, ce qui exclut une dégradation par conduction électrique dans le film et confirme une dégradation par les décharges.

Bibliographie:

- [1] **R. J. MEATS and A. W. STANNETT.** "Degradation of insulation materials by electrical discharges". IEEE Trans. on Power Appar. and Syst. Vol. Pas 83 p. 49-54 January 1964.
- [2] **M. THIBAUT et J. GALAND.** "Etudes effectuées en 1971 par le LCIE. Moyens physico-chimiques d'étude des dégradations d'isolations en service". R. G. E. Tome 81 N° 1; janvier 1972.
- [3] **C. J. MAYOUX.** "Partial-discharge phenomena and the effect of their constituents on polyethylene". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. EI-11; N° 4, December 1976.
- [4] **G. GARCIA and B. FALLOU.** "Equipment for the energy measurement of partial discharges". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. EI-19; N° 3, June 1984.
- [5] **V. KIRSHNAN and R. S. NEMA.** "A study of short-term partial discharge aging of polypropylene film". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. 24; N° 6, December 1989.
- [6] **C. RODEHED, A. GUSTAFSSON and U. W. GEDDE.** "Electrical strength and chemical surface analysis of polypropylene after exposure to external partial discharges". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. 25; N° 6, December 1990.
- [7] **G. COLETTI and F. GUASTAVINO.** "An experimental testing procedure to study the resistance to partial discharges of thin polymeric films". Nord IS 92 Symp. Vasteras (Sweden), 15, 16 June 1992.
- [8] **J. H. MASON.** "Discharges". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. EI-13, N° 4, August 1978.
- [9] **Y. YOROZUYA, N. TAKASU, K. SUGANUMA, K. TAKAHASHI, K. KAMBA and T. ICHIWARA.** "Study on diagnostic method of deterioration for power capacitors". Proc. of the 3rd Inter. Conf. on proper. and Appl. of Dielec. Mater. July 8-12; 1991 Tokyo, Japan.
- [10] **M. G. DANIKAS and A. J. PERMAIN.** "The effect of partial discharges on a uniaxially orientated polyethylene/oil insulation system". 4th Inter. Conf. on Dielec. Mat., Meas. and Appl. Lancaster (UK) 1984.
- [11] **M. G. DANIKAS.** "Study of samples of composite insulating system under electrical and thermal stress". IEEE Elec. Insul. Mag. January/february 1990; vol. 6 N° 1.
- [12] **B.J. BEGGS, I.J. KEMP and A. WILSON.** "On the correlation between partial discharge parameters and the degradation characteristics of polyester resin insulating systems". 6th Int. Conf. on Dielec. Mater. Meas. and Appl. Manchester 7-10 sept. 1992.
- [13] **M. NEMAMCHA, J.P. GOSSE and B. GOSSE.** "Discharges in All-PP film model capacitors". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. 28, N° 34, June 1993.
- [14] **E. SEBILLOTTE, S. THEOLEIRE, S. SAID, B. GOSSE and J.P. GOSSE.** "AC degradation of impregnated polypropylene films". IEEE Trans. on Elec. Insul. Vol. 27, N° 3, June 1992.
- [15] **M. NEMAMCHA.** "Décharges électriques dans différentes structures d'isolation imprégnée". Thèse de Doctorat d'Etat; Ecole Nationale Polytechnique d'Alger; décembre 1993.
- [16] **M. NEMAMCHA, J.P. GOSSE, B. GOSSE and C. MARTEAU.** "Monitoring of partial discharges in capacitor models with polypropylene films". 4th Int. Conf. on Cond. and Break. in Sol. Dielec.; Sestri-Levanti (Italy) 22-25 June 1992.
- [17] **B. GOSSE.** "La cartographie IRTF appliquée à l'étude de la dégradation électrique des isolants synthétiques". 3èmes Journées Maghrébines des Sciences des Matériaux, Alger, mai 1992.
- [18] **E. GULSKI, P.H. MORSHUIS and F.H. KREUGER.** "Automatized recognition of partial discharges in cavities". Jap. J. of Appl. Phys. vol. 29; nb7; July 1990.
- [19] **E. GULSKI and F.H. KREUGER.** "Recognition of discharge sources using statistical tools". Proc. of the 3rd Inter. Conf. on proper. and Appl. of Dielec. Mater. July 8-12; 1991 Tokyo, Japan.
- [20] **W. SCNABEL and J. KIWI.** "Aspects of degradation and stabilization of polymers". Ed. Jellinek, Elsevier, Amsterdam, 1978.

Influence d'un fil conducteur sur le contournement d'une surface faiblement conductrice par une décharge électrique alimentée en courant continu .

Abderrahmane SETTAOUTI

Institut d'électrotechnique (U . S . T . O). B . P 1505 Oran ELM'NAOUAR Oran

Mohamed BOUHAMAMA

Institut d'électrotechnique Université de SIDI BEL-ABBES

(Matériaux d'électrotechnique)

Résumé : Les isolateurs utilisés en haute tension pour l'isolation ,après leurs placement dans un environnement naturel , une couche de pollution se dépose sur leurs surfaces . Et des décharges superficielles peuvent apparaitre , entraînant un court circuit entre la haute tension et la masse , ainsi qu'un danger d'attaque de la surface des isolateurs .

Les études faites jusqu'a maintenant n'ont pu expliquer le mécanisme de l'allongement de la décharge initiale jusqu'au contournement .Dans cette étude nous allons faire des expériences en changeant la répartition des équipotentielles , dans le modèle de laboratoire que nous avons utilisé en mettant des conducteurs au potentiel flottant avec des formes géométriques différentes .

1 . Introduction : Un isolateur neuf et propre joue parfaitement son rôle de support mécanique pour des conducteurs haute tension en ne laissant circuler qu'un courant de fuite très faible .

Lorsqu'il est placé dans un environnement naturel , sa surface se pollue et la répartition du potentiel y est modifiée entraînant des décharges superficielles .

Dans certaines conditions, une de ces décharges peut s'allonger le long de l'isolateur jusqu'à relier la haute tension à la masse : ce phénomène est appelé « contournement ».

Au dessous d'une valeur critique de la tension appelée tension de contournement, ces décharges présentent une relative stabilité dans leur localisation et, par là même, un danger d'attaque de la surface qui, selon la nature du matériau isolant se présentera sous forme de « chenille », d'érosion ou de destruction par fracture ou éclatement.

La condition électrique adéquate étant remplie afin que le contournement se produise il s'agit de voir l'élément moteur de la décharge qui provoque son déplacement. De nombreuses explications du mécanisme de l'allongement ont été données sans qu'aucune ne fasse l'unanimité :

- Ionisations successives au pied de la décharge WILKINS et BAGHDADI [2]

- Claquages diélectriques en avant du pied de la décharge D. C JOLLY [3]

- Force résultant de la composition des champs dans la pollution et dans la colonne de la décharge, sur la racine de la décharge E. NASSER [4]

Dans cette étude, nous avons focalisé notre attention sur la dernière phase du contournement, en nous limitant au problème suivant : la décharge étant amorcée, comment et dans quelles conditions s'allonge-t-elle tout au long d'une ligne de fuite lorsqu'elle est alimentée en courant continu ?

En plaçant des conducteurs de formes différentes dans l'espace entre la décharge amorcée et l'électrode reliée à la terre pour changer la répartition des équipotentielles.

2 . Dispositif expérimental : Le système expérimental que nous avons utilisé est montré sur les Fig (1a et 1b).

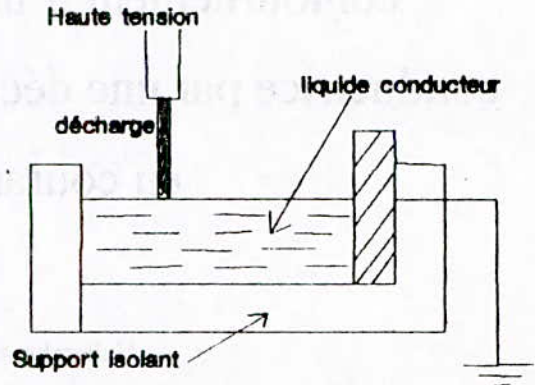


Fig 1a. Système expérimental d'étude

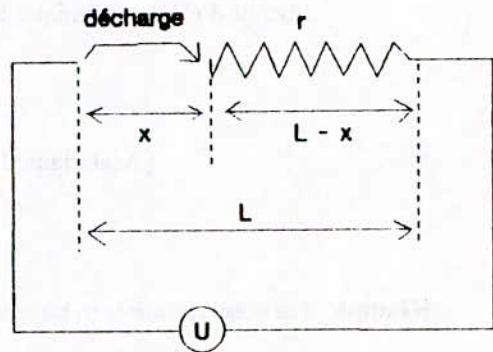


Fig 1b. Circuit électrique équivalent

La cellule d'expérience est formé par :

- un support isolant dans lequel une rainure a été ménagée, remplie de liquide conducteur.
- une électrode haute tension surplombant le liquide
- une électrode de masse à l'une des extrémités de la rainure.

Dans le système expérimental que nous avons utilisé la couche conductrice est de nature liquide, cette caractéristique n'est pas fondamentale pour

les mécanismes mêmes de la propagation de la décharge les processus physiques sont les mêmes dans les cas de couches conductrices solides .

La distribution de potentiel dans le circuit Fig 1a s'écrit $U = U_d + V_p$

U étant la tension appliquée , U_d la chute de tension totale dans la décharge et V_p la chute de tension dans la couche conductrice .

Si l'on pose $V = U - U_E$

U_E : chute de tension aux électrodes , anode et cathode cumulée .

Nous aurons $V = x.A.i^n + (L - x).r.i$

r : résistance linéique de la couche liquide

i : courant de décharge .

A et n étant des constantes dépendant essentiellement du milieu gazeux dans lequel brûle la décharge .

Dans cette cellule nous avons ajouté un conducteur près de la décharge de forme droite , concave et convexe par rapport à la décharge .

Cette cellule est alimenté par un banc de 10 condensateurs de $1.7\mu F$ chacun , de tension nominale 30KV , chargé à la tension désirée par un redresseur à diodes alimenté par un transformateur haute tension de 100KVA lui même commandé par un autotransformateur .

La couche conductrice utilisée dans la cellule du modèle qui est de nature liquide a une résistivité variable de $2k\Omega.cm$ à $10k\Omega.cm$, et la position du conducteur de géométrie variable (droit , concave , convexe) se trouve à $0.2cm$; $0.4cm$; $0.6cm$ de l'électrode haute tension , ces conducteurs ont un potentiel flottant .

La distance est de $10cm$ entre l'électrode haute tension et l'électrode masse.

3 . Résultats expérimentaux et discussions :

Les résultats de nos expériences qui ont été faites en polarité positive nous montre en ce qui concerne la tension de contournement en fonction de la résistance linéique de la couche conductrice qu'elle est toujours croissante quelque soit la géométrie du conducteur au potentiel flottant et quelque soit sa position par rapport à l'électrode haute tension (Fig 2 ; 3 et 4).

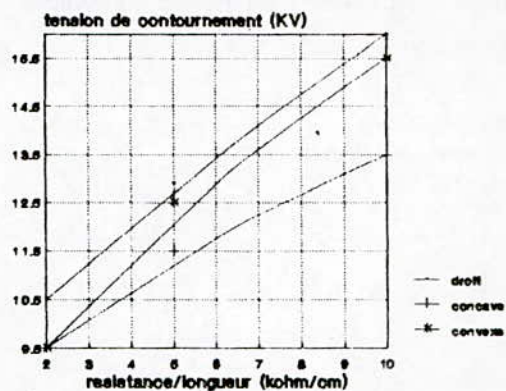


Fig 2 . tension de contournement en fonction de la résistance linéique du liquide pour une distance de $0.2cm$ du conducteur par rapport à l'électrode haute tension

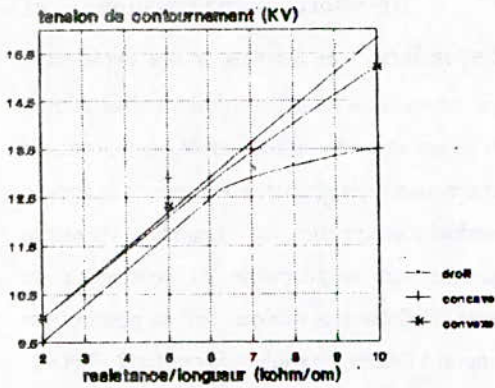


Fig 3 . tension de contournement en fonction de la résistance linéique du liquide pour une distance de 0.4cm du conducteur par rapport à l'électrode haute tension

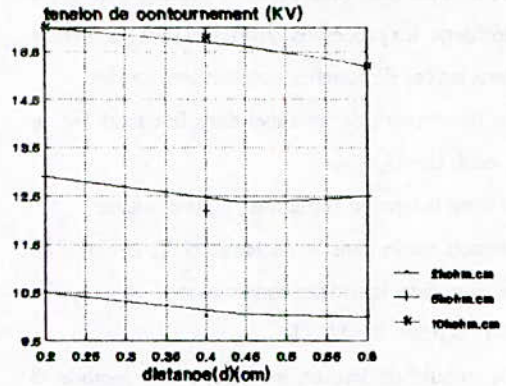


Fig . 5 .tension de contournement en fonction de la position du conducteur flottant par rapport a l'électrode haute tension (conducteur droit) pour differentes résistances linéiques

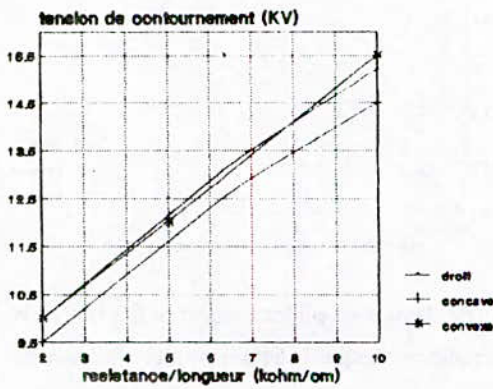


Fig 4 . tension de contournement en fonction de la résistance linéique du liquide pour une distance de 0.6cm du conducteur par rapport à l'électrode haute tension

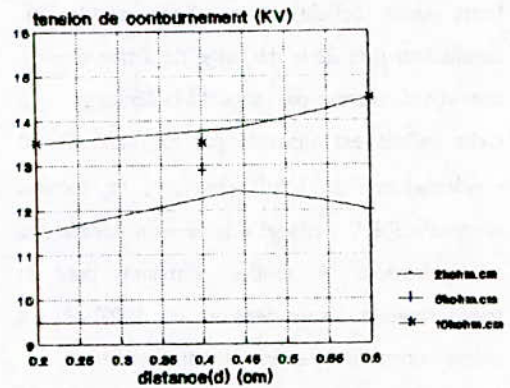


Fig 6. .tension de contournement en fonction de la position du conducteur flottant par rapport a l'électrode haute tension (conducteur concave) pour differentes résistances linéiques

Alors que cette tension de contournement pour une forme géométrique du conducteur flottant donnée et pour une résistivité de la couche conductrice donnée elle peut croître ou décroître selon la résistivité et la géométrie du conducteur (Fig 5 ; 6; 7)

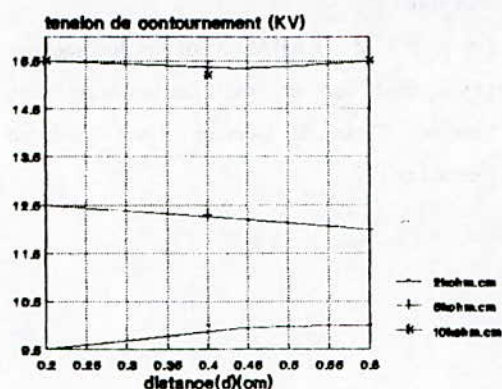


Fig 7. tension de contournement en fonction de la position du conducteur flottant par rapport a l'électrode haute tension (conducteur convexe) pour différentes résistances linéiques

Les Fig 2 , 3 et 4 nous montrent que pour les distances 0.2 cm et 0.4 cm du conducteur par rapport à l'électrode haute tension , la différence entre les tensions de contournement pour les trois géométries du conducteur commence à s'agrandir avec la résistance linéique de la couche conductrice et cela s'explique par la forme des équipotentielles dans l'air avoisinant la couche conductrice qui change avec cette résistance du liquide , et lorsque on augmente la distance du conducteur flottant par rapport à l'électrode masse , on remarque que cette différence entre les tensions de contournement reste presque constante .

Ces résultats nous montrent que la tension de contournement elle est fonction de la résistance linéique de la couche conductrice , mais aussi elle est fonction de la forme du champ électrique dans l'air avoisinant cette couche conductrice .

Si on prend le champ électrique E_{pr} au pied de la décharge donnée par WILKINS [1]

$$E_{pr} = [i / (2 \cdot \sigma \cdot a \cdot e)] [\{ (Sh(2 \cdot \Pi \cdot r_d / a)) / (Ch(2 \cdot \Pi \cdot r_d / a) - 1) \} + 1]$$

i , représente le courant total de la décharge , σ la conductivité du liquide , a et e respectivement la largeur et la profondeur de la rainure contenant l'électrolyte et r_d le rayon de la décharge .

On remarque que dans cette expression WILKINS a tenu compte de la résistance linéique de la couche conductrice , comme nous l'avons remarquer nous même dans nos expériences et il a tenu compte aussi du rayon de la décharge , donc de l'influence de la géométrie de la décharge sur le champ électrique de l'air au pied de la décharge .

Hors les résultats de notre étude 'montrent l'influence de tous les éléments qui forme l'intervalle électrode haute tension - électrode masse.

D'autres études ont été faites par SWIFT [5] en utilisant des rubans conducteurs pour étudier la propagation de la décharge sur une surface d'électrolyte . De là il a pu établir l'équation du champ en avant du pied de la décharge , l'équation du champ électrique en fonction de l'élongation x du pied de la décharge s'écrit comme suit :

$$E(x) = \Phi(x) \cdot 2L / [x \cdot (2L-x) \cdot \ln(2L-r_d)/r_d]$$

ou $\Phi(x)$ est la différence de potentiel entre le point x et l'électrode de basse tension et là on remarque que SWIFT s'approche un peu de nos résultats puisque il tient compte de la distance par rapport à l'électrode basse tension .

Nous venons de montrer par nos expériences que la tension de contournement elle est fonction de la résistance linéique de la couche conductrice et du champ électrique dans l'espace d'air avoisinant la décharge électrique et la couche conductrice .

4 . Conclusion : Lorsque les conditions électriques sont remplies pour que le contournement du modèle utilisé se produise , après l'amorçage de la décharge initiale .

Alors le mécanisme de l'allongement de la décharge le long de la ligne de fuite dépend de l'ionisation successive au pied de la décharge , qui provoque le claquage diélectrique en avant du pied de la décharge , ainsi que l'influence du champ électrique résultant de celui de la pollution et dans la colonne de la décharge sur la racine de cette dernière . Mais en plus de tous ces mécanismes il y'a l'influence du champ électrique dans l'air avoisinant la décharge et la couche conductrice du modèle et de la géométrie de l'électrode masse .

5 . References :

[1] . R. WILKINS « Flashover voltage of high voltage insulators with uniform surface pollution films. » Proc. IEE, vol. 114 , n°3 ,march 1969 pp.457-465 .

[2] R. WILKINS , A.A.J. BAGHDADI « Arc propagation along an electrolyte surface ». Proc. IEE, vol.118 , n°12 , december 1971 ,pp.1886-1892.

[3] D.C. JOLLY « Contamination flashover part I : theoretical aspects » IEEE Power Engineering Society , Feb. 1972 .

[4] E . NASSER « Contamination flashover of out door insulation » ETZ -A Bd 93 (1972) H6 , pp.321-325 .

[5] D . A SWIFT « Flashover across the surface of an electrolyte : arresting arc propagation with

narrow metal strips » IEE - Proc. vol.127 ,Pt.A,n°8 Nov .1980.

[6] A . M . RAHAL « Sur les mécanismes physiques du contournement des isolateurs haute tension » These de Doctorat d'état Toulouse Decembre 1979 .

DECHARGES SUPERFICIELLES A L'INTERFACE HUILE/POLYMERES SOUS TENSION ALTERNATIVE

A. BOUBAKEUR, A. MERAD, Z. DJEMAI

Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Haute Tension
Hacen-Badi, BP-182, El-Harrach

R. KHAILI

Câblerie - ENICAB
Dépt Assurance-Qualité
Gué de Constantine - Kouba

ALGER - ALGERIE

Résumé:

Nous présentons dans cette communication certains résultats d'essais sur la propagation des décharges superficielles du type streamers, à la surface d'éprouvettes en PVC et en EPDM, immergées dans de l'huile de transformateur. Nous avons étudié l'influence du niveau de tension d'essais sur le temps nécessaire au contournement des éprouvettes, ainsi que l'influence du niveau et du temps d'application de la tension sur la longueur finale des streamers. L'influence du temps de repos de l'huile entre deux applications successives de tension est aussi reportée.

1. INTRODUCTION

Dans la pratique de la Technique de la Haute Tension, une interface solide/fluide constitue un point faible de l'isolation [1] [2]. En effet, le claquage est facilité à partir de cette interface, plus particulièrement au niveau de points triples où trois matériaux (métal des électrodes, isolant solide, fluide) sont en présence.

Dans le cas de l'isolation polymère/fluide, deux types de décharges peuvent apparaître: les arborescences se développant dans le volume, et les streamers à l'interface. C'est ce deuxième type de décharges qui nous intéresse dans cette étude. Nos travaux concernent les décharges superficielles sur des éprouvettes de Polychlorure de Vinyle (PVC) et d'Ethylène-Propylène-Diène-Monomère (EPDM) immergées dans de l'huile de transformateur, dans le cas d'une tension appliquée alternative à fréquence industrielle 50Hz.

Dans un premier travail, déjà communiqué [3] [4], il a été fait l'objet de l'étude de l'influence de

différents paramètres sur la longueur finale des streamers superficiels, à l'interface liquide-solide, sous tension alternative, dans le cas de systèmes d'électrodes pointe-plan, sphère-plan et plan-plan. La longueur finale des streamers est définie comme étant la plus grande longueur atteinte par les décharges pour un niveau de tension appliquée donné. Les paramètres étudiés ont été l'épaisseur des éprouvettes, le niveau de tension et le rayon de courbure de l'électrode pointe. La durée d'application de tension a été maintenue constante.

Il a été conclu que la longueur des streamers augmente lorsque la tension appliquée augmente et/ou le rayon de courbure de la pointe diminue et/ou l'épaisseur du polymère diminue.

Il a été aussi observé que la longueur finale des streamers dépendait du temps d'application de la tension.

A cet effet, nous nous intéressons dans le présent travail aussi bien au temps nécessaire au contournement qu'à la longueur finale des décharges superficielles, en fonction du niveau de tension appliqué.

2. PRESENTATION DES ESSAIS

Dans une première partie, les essais ont été effectués avec une tension progressivement croissante jusqu'à un niveau fixé auquel elle a été maintenue constante jusqu'à ce que le contournement ait eu lieu.

Dans la deuxième partie, des niveaux de tension, inférieurs à ceux engendrant un contournement, ont été appliqués et maintenus constants jusqu'à ce que la longueur finale des streamers soit atteinte.

Nous présentons aussi l'influence du temps de repos de l'huile sur la longueur finale des streamers.

Les systèmes d'électrodes utilisés sont:

- 1)- pointe-plan: pointe de rayon de courbure $5\mu\text{m}$ - plan circulaire $\phi = 75\text{mm}$
- 2)- plan-plan : plan circulaire $\phi = 25\text{mm}$ - plan circulaire $\phi = 75\text{mm}$.

Les essais ont été effectués avec des éprouvettes de forme circulaire de 75mm de diamètre et ayant une épaisseur de 2mm pour le PVC et 5,5mm pour l'EPDM.

Le PVC utilisé a une constante diélectrique est de 4.2, a une rigidité diélectrique de 17kV/mm, et l'EPDM, une constante diélectrique de 3.5 et une rigidité diélectrique de 20kV/mm.

L'huile de transformateur utilisée a une constante diélectrique de 2.2 et une rigidité diélectrique de 30kV/cm.

La longueur finale des streamers a été mesurée à partir des figures de Lichtenberg observées sur la surface du polymère, grâce à un microscope gradué à 0.2mm près.

3. INFLUENCE DU NIVEAU DE TENSION SUR LE TEMPS DE CONTOURNEMENT.

Le temps de contournement est le temps mis entre l'instant d'application d'un palier de tension donné et celui correspondant à la disruption caractérisée par le contournement des éprouvettes en polymère.

Nous avons constaté que le temps de contournement diminue considérablement lorsque le niveau de tension augmente (figure 1). Ceci est valable aussi bien en géométrie pointe-plan que plan-plan. Pour un niveau de tension donné, ce temps diminue avec la non-uniformité du champ. Nous attribuons ces résultats, d'une part, au fait que la charge totale injectée dans le liquide et le niveau de tension appliqué varient dans le même sens et de manière quasi-exponentielle [5]. Ce fait entraîne la création de chemins conducteurs de plus en plus longs dans le liquide, lors de l'augmentation de la tension, rendant ainsi la disruption de plus en plus probable. D'autre part, la vitesse de propagation des streamers à l'interface augmente avec la tension [6].

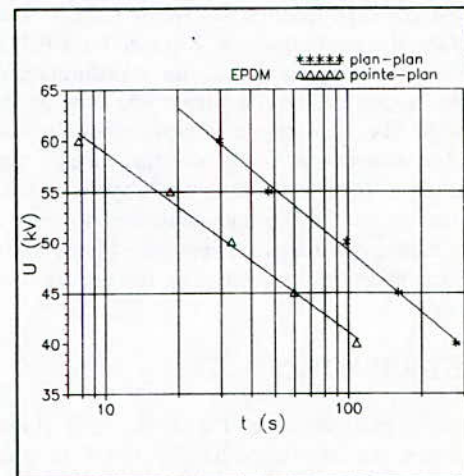
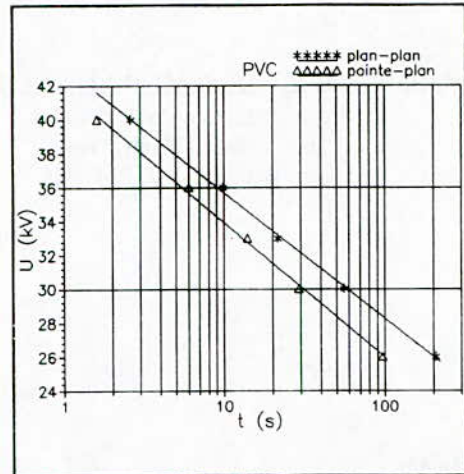


Figure 1 Variation du temps de contournement en fonction de la tension appliquée.

4. INFLUENCE DU NIVEAU DE TENSION SUR LA LONGUEUR FINALE DES STREAMERS.

Dans ce cas, nous appliquons un palier de tension donné durant 5 secondes, et nous relevons par la suite la longueur finale des streamers.

Dans le cas du PVC, la longueur finale des streamers augmente avec la tension et présente une branche asymptotique pour des niveaux de tension proches de celui engendrant la disruption (figure 2).

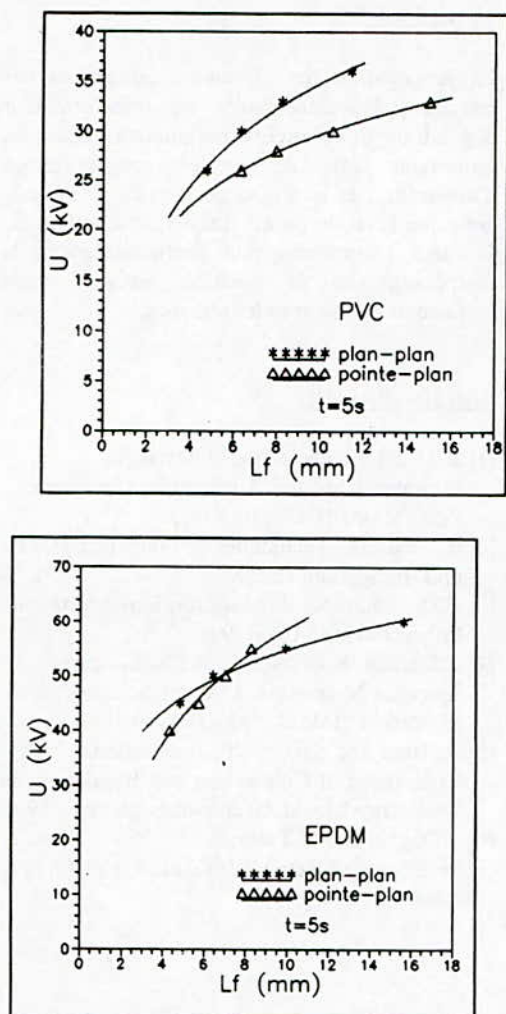


Figure 2 Variation de la longueur des streamers en fonction de la tension appliquée.

Pour l'EPDM il en est de même, sauf que pour des tensions supérieures à 51kV, la longueur finale des streamers est plus importante en géométrie plan-plan qu'en géométrie pointe-plan.

5. INFLUENCE DE LA DURÉE D'APPLICATION DE LA TENSION SUR LA LONGUEUR FINALE DES STREAMERS.

Pour un niveau de tension maintenu constant, égal à 26kV dans le cas du PVC et 50kV dans celui de l'EPDM, la longueur des streamers augmente avec le temps d'application de la tension. En ce qui concerne le PVC, cette longueur tend à se maintenir pratiquement constante après environ 90 minutes pour les deux géométries (figure 3). Par contre pour l'EPDM, et dans le cas de la

configuration pointe-plan, la longueur finale des streamers ne semble pas tendre vers une valeur limite, mais au contraire augmente rapidement pour un temps d'application de l'ordre de 40 secondes.

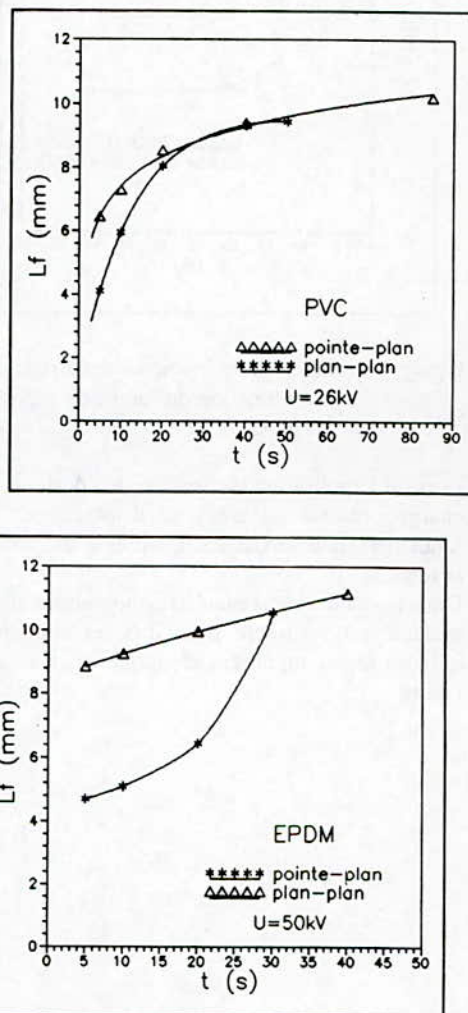


Figure 3 Variation de la longueur des streamers en fonction du temps d'application de la tension appliquée.

6. INFLUENCE DU TEMPS DE REPOS DE L'HUILE

Le temps de repos de l'huile est le temps compris entre deux essais successifs. Nous avons pu constater que la longueur finale des streamers diminue lorsque ce temps augmente (figure 4).

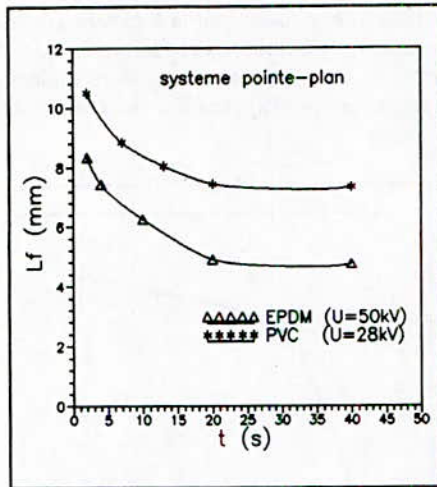


Figure 4 Variation de la longueur des streamers en fonction du temps de repos de l'huile.

Lors de l'application de tension, les porteurs de charge présents ou créés ne disparaissent pas totalement, ni immédiatement après la coupure de la tension.

Dans le cas des deux matériaux, une durée de 20 minutes est suffisante pour que les conditions initiales soient supposées identiques d'un essai à l'autre.

7. Conclusion.

La propagation des streamers au niveau des interfaces polymères/huile de transformateur dépendrait de plusieurs paramètres. Les plus importants parmi ces derniers sont le temps d'application et le niveau de la tension d'essai, ainsi que l'état de pureté du diélectrique liquide. D'autres paramètres, plus particulièrement, la température et la pression auraient aussi certainement une grande influence.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.J.Taylor : Dielectric Materials, Measurements and Application, Conference Publications N°129, July 1975.
- [2] R.Tobazéon, Techniques de l'Ingénieur, D226, pp.1-16 Septembre 1987.
- [3] Z.Djemai, thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 1991.
- [4] Z.Djemai, R.Béroual et R.Khaili, 3èmes Journées Maghrébines sur les Sciences des Matériaux (JMSM), Alger, Avril 1992.
- [5] A.Atten and Saker, 10th International Conference of Conduction and Breakdown in Dielectrics Liquid, Grenoble, Septembre 1990.
- [6] S.Ohgaki and Y.Tsunoda, IEEE trans.Electrical Insulation, Vol 19, N°6, 1984.

**FINITE ELEMENT EDDY CURRENTS ANALYSIS
IN RF PLASMA DEVICES WITH METAL COOLING SYSTEM**

M.R.Mekideche, M.Feliachi and G.Develey
L.R.T.I/C.R.T.T Boulevard de l'université B.P. 406
44602 Saint-Nazaire Cedex FRANCE

Abstract- An axially symmetric model for the calculation of eddy currents in 3D inductively coupled radiofrequency plasma devices with metal cooling system is presented. Effect of temperature and motion on the plasma electrical conductivity is taken into account. Results show a rather poor effect of the copper cooling system on the electromagnetic field and induced power for usual dimensions of the cooling system.

Modelling of the electromagnetic phenomena that occur in RF plasmas requires to take into account the flow and temperature dependency of electrical conductivity of the plasma. The descriptive equations of the system (electromagnetic(1), heat(2) and flow(3)) are strongly coupled and non-linear:

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathbf{A}) + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \mathbf{J} \tag{1}$$

$$\rho C_p \mathbf{V} \cdot \nabla T = \nabla \cdot (k \nabla T) + p - q_r \tag{2}$$

$$\rho \mathbf{V} \cdot \nabla \mathbf{U} = \mathbf{F} - \nabla P - \frac{2}{3} \nabla (\eta \nabla \cdot \mathbf{V}) + \nabla \cdot (\eta \nabla \mathbf{U}) + \nabla \cdot (\eta \mathbf{V}) \tag{3}$$

$$\nabla \cdot (\rho \mathbf{V}) = 0$$

A: Magnetic vector potential,
ν: reluctivity, **J:** current density
σ: electrical conductivity, **T:** temperature,
ρ: mass density, **C_p:** specific heat,
k: thermal conductivity, **p:** electrical power density, **q_r:** radiation power density
V: velocity, **F:** body force, **P:** pression, **η:** dynamic viscosity.

We previously proposed a finite element axially symmetric model for plasma devices with quartz confinement tube [1]. When the confinement is insured by a segmented water-cooled metal tube [Fig.1], two mains difficulties appear:
-the system is not still axially symmetric
-there is a strong skin effect for the eddy currents in the confinement tube.

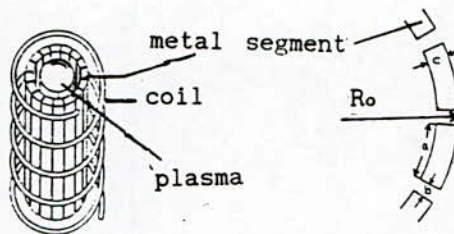


Fig1. Induction plasma torch scheme

In this work we present a quasi-tridimensional model of such a plasma device, combining an analytical method developed by A.Mühlbauer and Al. for the furnaces with cold crucible [2], and finite element modelling [1]. To take into account the skin effect, currents in the metal segments, as in the inductor coil, are supposed to be superficial. The following geometrical assumptions are made :

$c/R_0 \ll 1$, $b/c \ll 1$ (see fig.1) (4)
These assumptions allow to elaborate an axially symmetric model for this type of induction plasma system. It can be shown that the effect of the metal segments can be expressed by adding a new source of current, with an orthoradial component, depending on vector potential and a geometrical parameter of the cooling system [2]. The integral form of the electromagnetic equation, in axisymmetrical coordinates, to be minimised is:

$$\iint_{\Omega} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{A}{r^2} - \sigma \mu_0 \frac{\partial A}{\partial t} \right) d\Omega = \int_{\Gamma} \mu_0 \left(k \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} - J \right) d\Gamma$$

A : Complex orthoradial component of **A**,
k: geometrical parameter of the cooling system, **J :** inductor current density.

$$k = \frac{2\pi c R_0}{\mu_0 b m}$$

μ₀ : vacuum permeability
m : total number of segments.

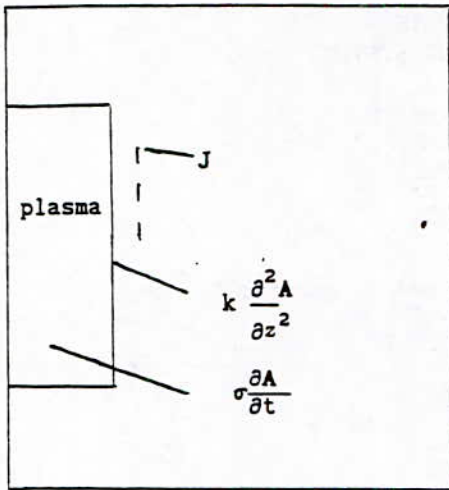


Fig2. Geometrical model showing current densities

Results

As an application for this model, we present some results obtained with a 4 kW induction plasma torch working at 3 MHz (Fig.3 and 4).

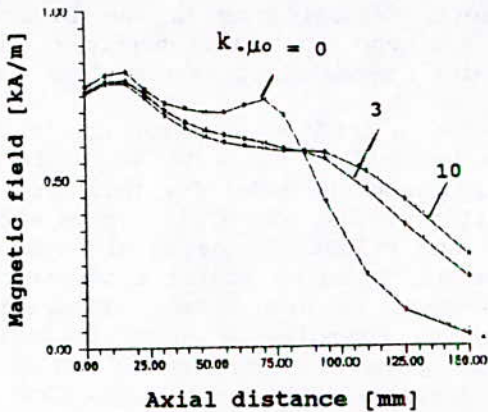
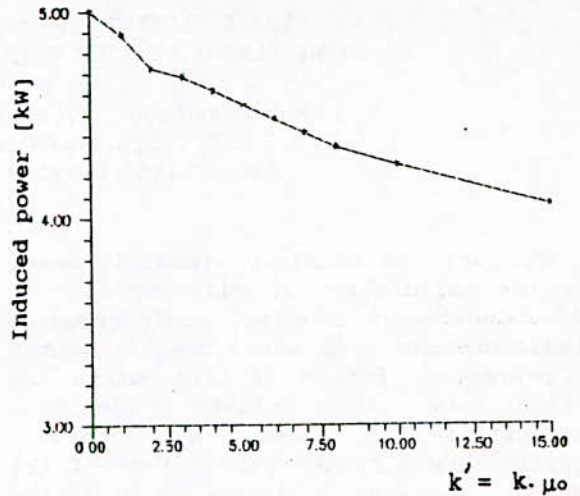


Fig.3. Magnetic field along the axis of the torch for different values of k.



Reduced Cooling system parameter[m]

Fig.4. Influence of k on induced power

Conclusion

This model has the advantage of avoiding 3D modelling which requires important memory and cpu time. It allows to study, not only the electromagnetic aspects of the plasma, but also the flow and temperature fields, efficiency of the torch, influence of coil geometry... It is, however, limited by the geometrical assumptions (4).

References

[1] M.R.Mekideche and M.Feliachi, "Finite element induction plasma modelling", 19th IEEE-ICOPS, Tampa, USA, 1992.
 [2] A.Mühlbauer, A.Muiznieks and A.Jakowitsch, "Modelling of the electromagnetic field in induction furnaces with cold crucible", Elektrowärme international n°49, 1992.

DECHARGES GLISSANTES SUR MODELES D'ISOLATEUR DE TRAVERSEE EN POLYMERES

A. BOUBAKEUR et A. MEKHALDI

Ecole Nationale Polytechnique - Laboratoire de Haute Tension
Avenue Pasteur, Hacén Badi - El-Harrach, Alger

R. KHAILI

ENICAB - Câblerie de Gué de Constantine
Kouba - Alger
ALGERIE

RESUME:

Dans ce rapport, nous présentons certains résultats d'essais concernant l'apparition de décharges glissantes sous tension alternatives, à fréquence industrielle, sur des modèles plans d'isolateurs de traversées à base de polymères, ainsi que leur contournement à l'état propre et pollué.

1. INTRODUCTION:

Dans le cas des isolateurs de traversée (bornes HT de transformateur, extrémités de câble...), les décharges glissantes représentent le phénomène de décharge le plus important. En effet, les composantes tangentielles du champ électrique à la surface de séparation des milieux air/solide (ou liquide/solide dans certains cas), peuvent souvent atteindre des valeurs suffisamment élevées pour que des décharges soient initiées au niveau des électrodes où l'intensité du champ est maximum.

Dans ce travail, entrant dans le cadre d'un projet ENP/ENICAB, sur l'utilisation des polymères dans l'isolation des câbles de Moyenne Tension [1], nous nous intéressons au cas des extrémités de câbles isolées aux polymères. Les essais ont été effectués sur des modèles plan de Toepler [2], au Laboratoire de Haute Tension de l'E.N.P. pour le cas des surfaces propres, et au Laboratoire de Haute Tension de la Câblerie ENICAB de Gué de Constantine, pour le cas des surfaces polluées.

Les isolants utilisés, sont le Polychlorure de

Vinyle (PVC) et d'Ethylène-Propylène-Diène Monomère (EPDM), fournis pour la câblerie (ENICAB) du Gué de Constantine. Les échantillons soumis aux essais sont de forme carrée, de côtés variables de 8 à 24 cm. Leurs épaisseurs sont de 1,6mm et 5,5mm pour le PVC, 2,4mm et 5,5 mm pour l'EPDM.

La tension d'essai est appliquée d'une manière progressivement croissante, jusqu'à la constatation de bruits caractérisant la décharge et/ou de décharges en forme d'un arbre lumineux qui s'amorce et s'éteint. Le niveau de tension ainsi atteint correspond à l'apparition des décharges glissantes. Par la suite, la tension est augmentée jusqu'au contournement. Cinq mesures ont été effectuées par essai. Les valeurs mesurées de tension ont été ramenées aux conditions normales de température et de pression, selon les recommandations de la CEI-60 [3].

2. CAS DES SURFACES PROPRES:

Dans le cas des surfaces propres, les décharges glissantes apparaissent conformément aux lois empiriques établies par Toepler [2] et Jakoby [4], quand l'épaisseur des plaques isolantes est relativement faible: 1,6mm pour le PVC et 2,4mm pour l'EPDM (Tableau 1). Les expressions utilisées sont:

-d'après Toepler:

$$U_{dgl} = 25,8 \cdot C^{-0,44} \quad [kV_{eff}], [pF/cm^2] \quad (1)$$
 et

-d'après Jakoby:

$$U_{dgl} = 3,43 \cdot 10^{-5} \cdot C^{-0,5} \quad [kV_{max}], [\mu F/cm^2] \quad (2)$$

Isolant	PVC	PVC	EPDM	EPDM
e(m)	0.16	0.55	0.24	0.55
C(pF/cm ²)	3.05	0.95	1.24	0.56
Udgl(kVeff)(1)	15.80	26.40	23.50	33.30
Udgl(kVeff)(2)	13.90	24.90	21.80	32.40
Udgl.moy.cal.(kVeff)	14.80	25.60	22.60	32.80
Udgl.moy.exp.(kVeff)	12.40	15.80	18.80	23.70

Tableau 1: Tensions d'apparition des décharges glissantes.

La grandeur C représente la capacité superficielle spécifique du système étudié, donnée par $C = \epsilon/e$, avec e et ϵ respectivement l'épaisseur en cm et la permittivité du diélectrique solide.

Quand l'épaisseur est grande, les formules empiriques donnent des tensions d'apparition de décharges glissantes plus élevées que celles obtenues expérimentalement (Tableau 1). Cela serait dû surtout au fait que les surfaces isolantes à base de polymère vieillissent rapidement en présence des décharges superficielles. En effet, des traces de décharge (chemins plus ou moins conducteurs) sont nettement visibles après les essais.

Que ce soit pour les faibles ou les grandes épaisseurs, la tension d'apparition des décharges glissantes reste pratiquement constante. Pour les faibles distances inter-électrodes, le contournement a lieu sans présence de décharges glissantes (Figure 1).

3. CAS DES SURFACES POLLUEES:

Dans le cas des surfaces polluées, nous nous sommes intéressés directement à la tension de contournement. L'objectif principal est d'observer l'influence de dépôts polluants composés de sable saharien (à défaut de peinture semi-conductrice), sur la rigidité des extrémités de câbles en polymères.

Les couches polluantes utilisées ont une largeur variable (de zéro jusqu'à la largeur totale des plaques) et ont été humidifiées à la vapeur jusqu'à saturation. La conductivité superficielle de ces couches est en moyenne égale à 22,5 μ S.

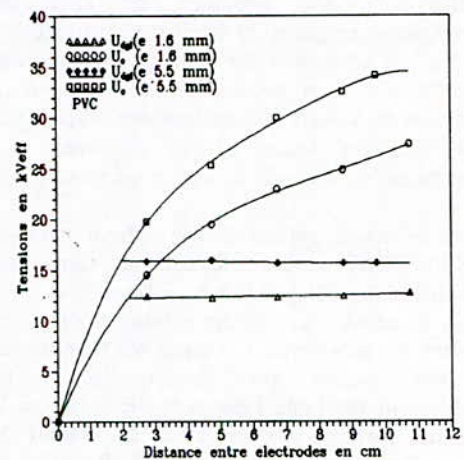
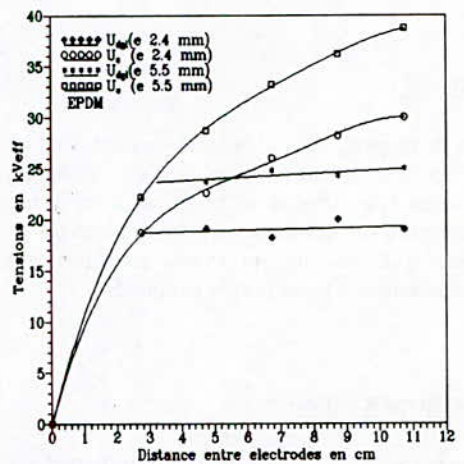


Figure 1: Tensions d'apparition des décharges glissantes et de contournement en fonction de la distance inter-électrodes.

Nous avons constaté que plus la largeur des couches augmente plus la tension de contournement diminue, quel que soit le matériau.

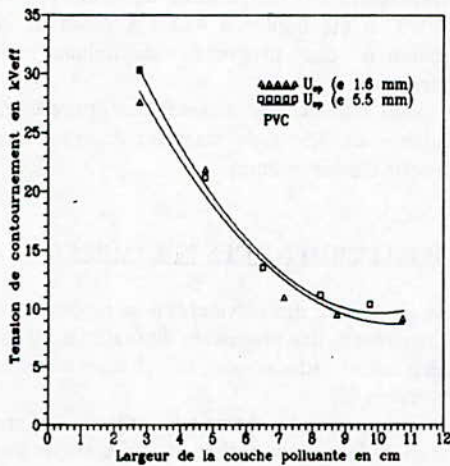
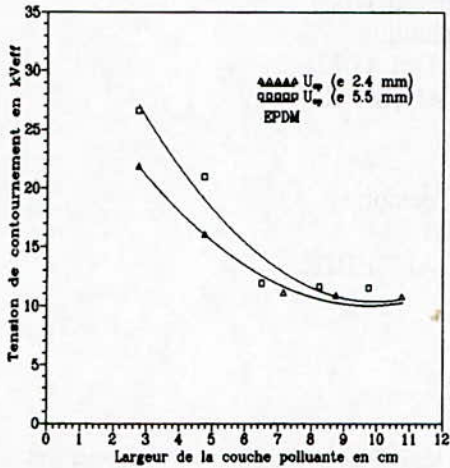


Figure 2: Tension de contournement des modèles d'isolateurs pollués en fonction de la largeur des couches polluantes.

Quand les plaques sont totalement recouvertes par l'agent polluant, la tension de contournement est la même pour les deux matériaux, indépendamment de l'épaisseur; et elle est pratiquement 2 à 3 fois plus faible que celles obtenues dans le cas des surfaces propres (Figure 2).

CONCLUSION:

Dans le cas du PVC et de l'EPDM, La tension d'apparition des décharges glissantes est indépendante de la distance entre-électrodes. Elle dépend de la capacité superficielle spécifique du diélectrique.

Les formules empiriques donnant les décharges glissantes ont été vérifiées dans le cas de diélectriques de faibles épaisseurs.

La tension de contournement des surfaces propres augmente avec la distance entre-électrodes.

La rigidité diélectrique superficielle de l'EPDM est supérieure à celle du PVC.

La pollution jouerait un rôle très important sur l'utilisation des polymères pour l'isolation des extrémités de câbles. Les essais effectués, en utilisant le sable saharien, montrent que la tension de contournement risque d'être considérablement réduite.

BIBLIOGRAPHIE:

- [1]-A.Boubakeur: "utilisation des Polymères...", JEM-91, ENP.Alger, 1991.
- [2]-M.Toepler: "über die physikalischen...", Arch.für Elektrotechnik, 1921.
- [3]-CEI - 60-1: Techniques d'essais de Haute Tension, 1972.
- [4]-M.Dobardzic: "forme des décharges glissantes...", Thèse de Dr-Ing., ENP.Alger, 1975.

ETUDE DES PROPRIETES ELECTRIQUES DU POLYCHLORURE DE VINYLE AVANT ET APRES UN VIEILLISSEMENT THERMIQUE

M.NEDJAR & A.BOUBAKEUR
Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Haute Tension, Dpt. G-Elec.,
BP-182 El-Harrach, Alger, ALGERIE

R.KHAILI
Laboratoire de Haute Tension
Câblerie - ENICAB
Gué de Constantine, Alger, ALGERIE

Résumé

Des essais de vieillissement thermique ont été effectués sur des éprouvettes de PVC en vue de son utilisation dans les câbles de Moyenne Tension 6/10kV. Dans certaines conditions expérimentales, le vieillissement a amélioré certaines propriétés électriques de l'isolant. Pour les hautes températures, le changement de couleur, le rétrécissement et la perte de masse observés, conséquents à la dégradation du matériau, sont attribués à une perte d'anti-oxydant et de plastifiant, ainsi qu'à un dégagement en cascade d'acide chlorhydrique.

après le vieillissement thermique. Ce dernier a été étudié pour les températures de 80°C et 100°C, avec des durées d'au moins 5000h. La durée correspondant à la température de vieillissement de 100°C a été limitée à 4500h à cause de la dégradation des propriétés mécaniques du matériau.

Les essais ont été effectués sur des éprouvettes circulaires de 7,5cm de diamètre et ayant une épaisseur d'environ 2mm.

1.INTRODUCTION

Pendant leur emploi, les matériaux isolants sont soumis à plusieurs contraintes: électriques, mécaniques, thermiques, chimiques, rayonnements, etc. Ces matériaux se dégradent progressivement en fonction du temps d'application de ces contraintes. Par conséquent, il est important d'évaluer l'influence du vieillissement sur les propriétés de ces matériaux. Ces derniers doivent supporter les contraintes qui leur seront appliquées ainsi que les surcharges accidentelles avec un coefficient de sécurité appréciable.

Malgré les avantages que présente le Polyéthylène par rapport au Polychlorure de Vinyle, ce dernier est utilisé dans les centrales nucléaires comme matériau réfrigérant atmosphérique de type humide et dans les câbles de haute tension [1]. Dans la présente étude, nous nous intéressons aux variations des propriétés électriques, telles que la permittivité relative, le facteur de pertes diélectriques et la résistivité transversale du polymère, en fonction de la température avant et

2.VIEILLISSEMENT DES POLYMERES

Le vieillissement des polymères a un rapport avec le changement des propriétés du matériau. Il est généralement admis que ce changement est irréversible [2].

Le vieillissement thermique résulte d'une oxydation de chaînes carbonées qui entraîne une augmentation des pertes diélectriques et une chute des caractéristiques mécaniques [3],[4],[5]. L'oxydation des matériaux dépend de la solubilité et de la vitesse de diffusion de l'oxygène dans le matériau, mais surtout de la qualité, de la quantité et de la répartition de l'anti-oxydant incorporé. Le rôle de cet anti-oxydant est de limiter la dégradation qui accompagne la réaction d'oxydation [5].

Les propriétés physiques des isolants solides telles que la charge à la rupture, le module d'élasticité, la conductivité, la permittivité, le facteur de dissipation, la rigidité diélectrique, dépendent fortement de la température, dans l'étendue des températures de fonctionnement ou d'essai [6]. Dans un domaine expérimental restreint, nous pouvons considérer que la vitesse de dégradation "V" des polymères varie en fonction de la

température de vieillissement "T" selon la loi d'Arrhenius. Cette vitesse est donnée par l'expression (1) [7].

$$V = V_0 \cdot \exp\left(-\frac{E}{RT}\right) \quad (1)$$

avec:

- E: énergie d'activation du phénomène (J/mole),
- R: constante des gaz parfaits,
- V_0 : constante,
- T: température absolue.

Cette relation peut se mettre sous la forme:

$$\log V = -\frac{A}{T} + B$$

- A et B: constantes caractéristiques du matériau,
- T: température absolue.

Nous remarquons que la dégradation est d'autant plus rapide que la température de vieillissement est élevée.

Pour aborder de façon aussi complète que possible une étude des phénomènes de vieillissement, il faut d'abord déterminer les causes de dégradation et de tenter d'en apprécier les effets.

3. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

Les essais ont été effectués en utilisant des échantillons de 5 éprouvettes par point de mesure et par température. Les éprouvettes ont été exposées à la chaleur dans des étuves à air ventilé. Pour mesurer le facteur de pertes diélectriques, et déterminer la permittivité relative de l'isolant, nous avons utilisé un pont de Schering du type TETTEX AG. Les essais ont été effectués sous une tension alternative de 2kV, 50Hz.

Pour déterminer la résistivité transversale du polymère, nous avons utilisé un mégohmmètre du type MOM 11, relié au condensateur à anneau de garde du pont de Schering. Les essais ont été réalisés sous une tension continue de 500V.

Pour les essais de pertes de masse, nous avons employé une balance électrique METTLER, du type H15, ayant une précision de 10^{-5} g. Les éprouvettes sont en forme d'haltères et ont été réalisées conformément aux recommandations de la CEI 540 [8].

Avant chaque essai, les éprouvettes ont été soumises à un conditionnement dans un dessiccateur [8].

4. RESULTATS ET DISCUSSIONS

4.1 Facteur de pertes diélectriques

Avant vieillissement, le facteur de pertes diélectriques décroît sensiblement jusqu'à une certaine valeur minimale, à partir de laquelle il tend à croître très rapidement (figure 1). Ce minimum est situé au voisinage de 90°C. Ce minimum serait dû probablement à la résonance de chaînes ou segments de chaînes de macromolécules du polymère. Nous pouvons aussi l'interpréter par la variation de la mobilité des porteurs de charge du PVC en fonction de la température [9].

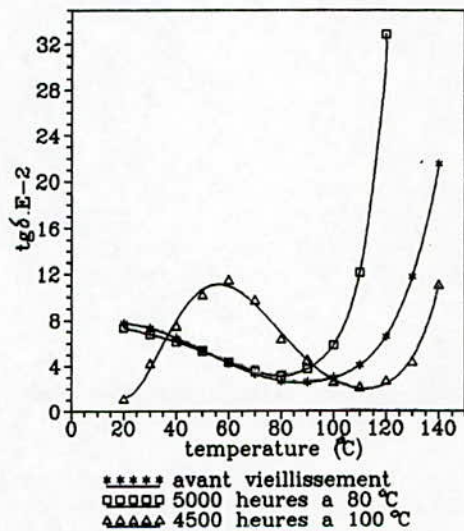


Figure 1: Variation du facteur de pertes diélectriques en fonction de la température.

Après 4500h de vieillissement à 100°C, nous constatons que la caractéristique possède un pic de relaxation qui correspond à une température de 60°C. Après ce pic, nous constatons une diminution du facteur de pertes, avec un minimum au voisinage de 110°C. Après ce minimum, nous observons un accroissement rapide de ce facteur.

Nous constatons aussi une amélioration du facteur de pertes pour les températures comprises entre 100°C et 140°C.

Après 5000h d'échauffement à 80°C, nous observons des variations similaires à celles constatées avant vieillissement, avec un minimum au voisinage de la même température de 90°C. Au delà de ce minimum de température, l'augmentation du facteur de pertes est plus accentuée qu'avant vieillissement.

4.2 Permittivité relative

Avant vieillissement, la permittivité relative croît en fonction de la température et atteint un maximum au voisinage de 90°C, correspondant au facteur de pertes minimum. Pour les températures plus élevées, la permittivité décroît lentement (Figure 2). Ce résultat est en accord avec celui donné par D.Hedvig [10].

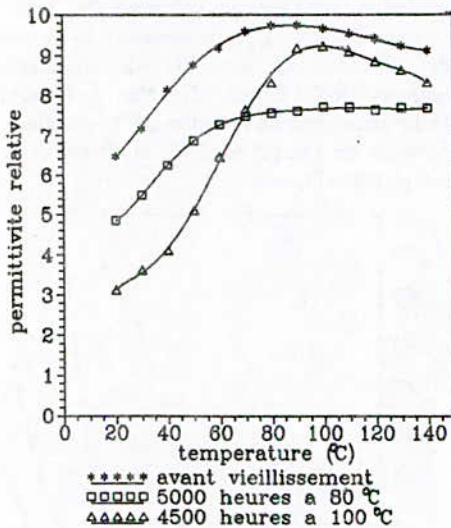


Figure 2: Variations de la permittivité relative en fonction de la température.

Après vieillissement, nous observons pratiquement les mêmes variations. Par contre, la permittivité relative du matériau a diminué, ce qui correspond à une dégradation de cette propriété.

4.3 Résistivité transversale

La résistivité a été mesurée selon les recommandations CEI 502 [11]. Avant vieillissement, la résistivité diminue en fonction de la température (figure 4). Ceci est en accord avec la loi d'Arrhénius [12] donnant l'expression de la résistivité en fonction de la température (2).

$$\rho = \rho_L \cdot \exp\left(\frac{-E_a}{RT}\right) \quad (2)$$

avec:

- ρ_L : résistivité limite à la température infinie,
- E_a , T et R comme défini à l'équation (1)

Après vieillissement, nous observons le même phénomène qu'avant vieillissement.

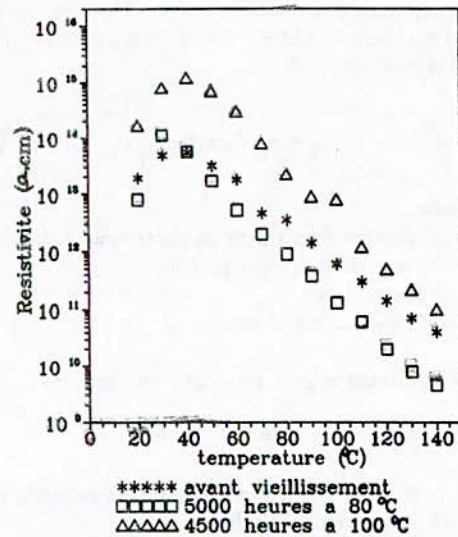


Figure 3: Variation de la résistivité transversale en fonction de la température.

Après un vieillissement de 4500h à 100°C, la résistivité est supérieure à celle avant vieillissement (amélioration). Par contre, nous observons un phénomène inverse après 5000h de vieillissement à la température de 80°C.

Entre 20°C et 40°C, les caractéristiques sont croissantes, ce qui correspondrait à une diminution éventuelle de l'humidité dans le polymère.

4.4 Conséquences de la dégradation du matériau

4.4.1 Changement de couleur

Nous avons constaté un changement de couleur du PVC pour la température de 100°C. En effet, à partir de 750h de vieillissement, la couleur du polymère est passée du blanc au jaune. Pour la température de 80°C, aucun changement de couleur n'a été observé.

4.4.2 Rétrécissement

Après 4500h d'exposition à la température de 100°C, les dimensions des éprouvettes de PVC ont diminué, soit 29% pour l'épaisseur et 18% pour le diamètre.

Aucun rétrécissement n'a été observé à 80°C.

4.4.3 Pertes de masse

Afin de déterminer la perte de masse du PVC,

nous avons exposé plusieurs éprouvettes en forme d'haltère dans une étuve à circulation d'air à la température de 100°C.

Avant le vieillissement, la masse moyenne des éprouvettes a été de 1,681g. Après sept jours de vieillissement, cette masse est passée à 1,660g soit une diminution de 0,68%. La perte de masse surfacique moyenne est de 0,696g/cm².

Nous avons aussi étudié la variation de la perte de masse du PVC en fonction du temps de vieillissement à 100°C (figure 4).

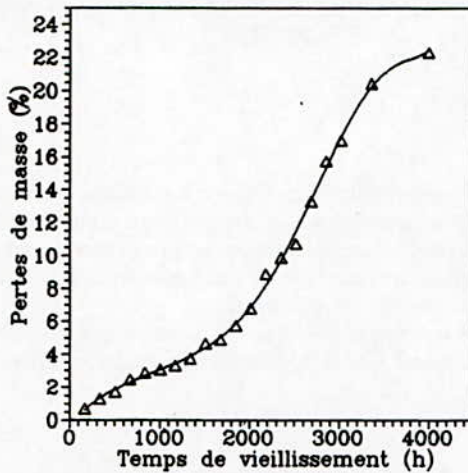


Figure 4: Variation de la perte de masse du PVC en fonction du temps de vieillissement à la température de 100°C.

Après un vieillissement de 4000h, la perte de masse a atteint 22,3%, ce qui est très considérable.

5 CONCLUSION

Le vieillissement thermique à 100°C a amélioré certaines propriétés électriques du PVC, dont la résistivité transversale et le facteur de pertes diélectriques.

Le rétrécissement, le changement de couleur et la perte de masse, sont les conséquences de la dégradation du matériau. Cette dégradation est attribuée à un dégagement en cascade d'acide chlorhydrique, ainsi qu'à des pertes de plastifiant et d'anti-oxydant.

Pour déterminer la durée de vie, à partir de la caractéristique de la perte de masse, il serait nécessaire de continuer les essais jusqu'à obtenir une perte de 50%.

6 BIBLIOGRAPHIE

- [1] C.CAILLOT
Bulletin de la DER/EDF, Série B, N°3, 1982, pp 25-32.
- [2] A.KELEN
IEEE, Vol EI-12, N°1, Feb.1977.
- [3] A.BOUBAKEUR, M.NEDJAR, R.KHAILI
Journées Maghrébines sur les Sciences des Matériaux, Alger 1992.
- [4] A.BOUBAKEUR, M.NEDJAR, R.KHAILI
MEPCON-92, Assiut University, January 1992.
- [5] L.DESCHAMPS, C.CAILLOT, M.PARIS, J.PERRET
RGE, Mai 1983.
- [6] S.HIRABAYASHI, C.W.REED, J.SLETBAK,
CIGRE, Gr 15, 1984.
- [7] J.VERDU
Tech. de l'Ingénieur, A 3150, 1980
- [8] CEI 540
édition 1976.
- [9] K.MIYAIRI, Y.OHTA, M.IEDA,
J.Phys.D, App.Phys.21, 1988.
- [10] D.HEDVIG
"Dielectric spectroscopy of polymers", LTD
Bristol, 1963.
- [11] CEI 502
édition 1983.
- [12] J.C.DUBOIS
Tech.de l'Ingénieur, A 3140, A9I 1984.

LES VARISTANCES A BASE D'OXYDE DE ZINC DANS LES SYSTEMES D'ENERGIE ELECTRIQUE

BAYADI ABDELHAFID
 INSTITUT D'Electrotechnique
 UNIVERSITE DE SETIF

HARID NOUREDDINE
 Département de Physique
 E.N.S. JIJEL

Mots clés : Parafoudres, oxyde de zinc, modèles, performances

ABSTRACT :

Les varistances à base d'oxyde de zinc sont des céramiques polycristallines, qui présentent une forte non-linéarité dans la relation courant - tension (I-V) ainsi qu'un grand pouvoir d'absorption d'énergie. Ces propriétés leur confèrent une utilisation de plus en plus étendue dans le domaine de protection contre les perturbations de toute nature pour des niveaux de tension se rangeant de la basse tension (circuits électroniques) à la très haute tension dans les systèmes électriques (Parafoudres).

Dans cet article, on se propose de donner une revue sur les travaux publiés dans le domaine des propriétés diélectriques, la réponse fréquentielle de ces éléments ainsi que les différents circuits équivalents disponibles dans la littérature.

1 INTRODUCTION

Depuis 1968, des recherches extensives ayant pour but de connaître les propriétés physiques et techniques des varistances à base d'oxyde de zinc et de mieux les caractériser ont été menées. L'ensemble des techniciens et des physiciens se trouvèrent inculpés dans cette recherche. Cette attention particulière envers ces matériaux est la conséquence immédiate de la forte non-linéarité de leur caractéristique volt-ampère (fig. 1), leur faible courant de fuite en régime établi ainsi que leur forte aptitude d'absorption d'énergie. Ces performances enregistrées ont permis d'élargir le domaine d'utilisation comme équipement de protection contre toute forme de surtension pouvant surgir dans les systèmes électrique et électroniques [1,6].

Ces recherches ont englobé toutes les propriétés physiques (microstructure par exemple) et techniques (performances de protection).

Dans le présent article, nous présenterons une revue générale sur la réponse fréquentielle et les propriétés diélectriques de ces matériaux. Nous présenterons aussi les nombreux circuits équivalents pour décrire leurs caractéristiques et existants dans la littérature et enfin nous terminons par une conclusion.

2 Réponse fréquentielle des éléments ZnO

Les varistances à base d'oxyde de zinc sont des céramiques polycristallines composées en général de grains de ZnO et de couches intergranulaires formées d'additifs d'oxydes métalliques tel que le Bi_2O_3 , Co_2O_3 , Fe_2O_3 , ... Ce sont ces couches qui sont responsables de l'effet varistance observé [1,2,5,6,13].

Les premières recherches avaient pour but d'étudier, sous fréquence variable, le comportement des matériaux ZnO [2]. Dans cette étude, la tension appliquée était de 1 volt vu la taille réduite des échantillons utilisés obtenu par le procédé traditionnelle de fabrication. Ces essais ont été réalisés à différentes températures afin de voir l'effet de cette dernière sur les caractéristiques de ces matériaux. Les premiers résultats montrés [2] était la variation de la permittivité ϵ en fonction de la fréquence dont la marge allait de 10 à 0.1 MHz pour des températures allant de -30° à 106°C . Les valeurs obtenues de la permittivité ϵ étaient élevées (1000 - 1600) à cause de la nature du matériau et il a été conclu que l'épaisseur diélectrique est très petite devant l'épaisseur de l'échantillon, ce qui a pour conséquence l'augmentation de la capacitance observée et donc ϵ n'est pas aussi élevée que celle

calculée des données expérimentales.

En 1976 les mêmes auteurs publient trois articles qui sont une extension de l'étude précédente. Le premier article (ref. [3], il a été question de mesures effectuées sur la varistance en utilisant des ponts, Qmetres et des lignes de transmission). Les fréquences envisagées étaient dans la marge de (30-100MHz), la tension appliquée toujours faible donc ils se sont limités à la zone au dessous du coude de forte conduction. Les résultats obtenus montrent une diminution de ϵ_r quand la fréquence augmente, le facteur de perte $\text{tg}\delta$ montre une forme particulière (fig. 2). La conséquence immédiate de ceci est la forte dépendance fréquentielle de la résistance parallèle du circuit RC parallèle.

Dans la référence [4], les auteurs limitent leur mesures aux fréquences très élevées ($10^6 - 10^{12}$) l'échantillon utilisé est de dimension $0.162 \text{ cm} \times 0.305 \text{ cm}$, il trouve $\epsilon_r = 900$ pour une fréquence comprise entre 1 et 100 MHz. De plus un phénomène de résonance a été observé pour une fréquence mesurée de 1.24 GHz. Cette résonance a été attribuée à l'inductance du corps. Des tracés de $\text{tg}\delta$, ϵ_r , R_s et R_p ont été obtenus de plus L est approximativement de 0.35 nH.

Dans la référence [5] on a étudié le courant de polarisation et il a été montré que si $f < 100 \text{ Hz}$, ϵ_r augmente avec l'augmentation de la température et diminue avec l'augmentation de la fréquence.

En 1985 M. Prudenziatti et al [14] ont mesuré les courbes C-V et les courbes V-I dans la région de préclaquage. Ils montrent que la capacitance augmente avec l'augmentation de la tension et diminue avec l'élévation de la fréquence, aussi il est montré que la température affecte beaucoup les caractéristiques dans cette région.

Dans la référence [13] A. Lagrange a montré les graphes de la capacitance en fonction de la fréquence et celui du facteur de perte $\text{tg}\delta$ en fonction de la fréquence. Une fois encore la capacitance montre une diminution lorsque la fréquence augmente, $\text{tg}\delta$ montre la même forme décrite précédemment.

Dans la référence [6], les auteurs ont effectué des mesures en haute tension pour des fréquences allant de 20 à 200 Hz, il est montré dans cet article que la capacitance augmente faiblement avec la tension avant l'augmentation brusque autour de la tension de claquage, cette capacitance montre aussi la même tendance (diminution) en fonction de la fréquence.

Ai Bui et al [22] montrent à leur tour, les mêmes constatations concernant la capacitance et le facteur de perte $\text{tg}\delta$ que ceux présentées ci-dessus. La comparaison quantitative des résultats présentés

par les différents chercheurs est très difficile voire impossible. Ceci est dû aux manques d'informations suffisantes. Les résultats sont donnés en majorité si non en totalité sous forme de courbes de capacitance et de permittivité, ce qui nous oblige à utiliser les dimensions des échantillons pour convertir les premiers aux derniers. Par ailleurs la méconnaissance du champ appliqué en

lequel les mesures sont menées rend à juste titre la comparaison moins significative surtout que l'on sache que les propriétés

du ZnO en dépendent. Aussi faut-il le signaler un facteur très important qui affecte beaucoup les caractéristiques électriques des céramiques ZnO est la composition du matériau [1,8,9].

En dépit de toutes ces difficultés, on peut procéder à une comparaison qualitative. En général d'après les études discutées dans l'article, il est clair que les courbes de la capacitance et de la permittivité en fonction de la fréquence présentent un aspect semblable. Ceci dit, la même constatation peut être faite sur $\text{tg}\delta$ (fig. 2).

3 Croisement des caractéristiques CA / CC

L'un des phénomènes caractéristiques des matériaux ZnO est celui du croisement où les caractéristiques en courant continu et ceux en courant alternatif se croisent et le courant résistif en alternatif est supérieur à celui en continu près de la zone de forte conductivité. Ce phénomène a été observé par plusieurs chercheurs.

Tominaga et al [18] ont observé le phénomène et ont mesuré le courant résistif en AC et celui en DC. Ils conclurent que celui en ac était supérieur à celui en continu. Ils ont attribué ceci aux pertes diélectriques dans la zone de préclaquage et au temps de relaxation dans la zone de claquage.

Mukae et al [19] montrèrent aussi ce croisement des caractéristiques CC/CA et ce sont référés à l'explication de la référence [18].

Dans la référence [20] Kirkby et al ont fait des mesures de puissance en fonction du temps et de l'effet de température. Dans la discussion relative à l'article, le phénomène a été clairement montré cependant aucune explication physique n'a été donnée.

Un autre groupe de recherche Haddad et al [6] ont mis en évidence ce phénomène et est montré dans les caractéristiques Puissance-tension, Résistance-tension et tension-courant. Ils confirment que ce phénomène est pris en considération pour la première fois, dans un circuit équivalent comme nous allons le voir dans la section suivante.

Pour résumer les différentes recherches récentes on dira ce qui suit:

1- Les caractéristiques (V-I) sont fortement

dépendante de

la température dans la zone de préclaquage (fig. 1).

2- Dans la zone de claquage, cette dépendance disparaît (fig. 1).

3- Ces caractéristiques (V-I) dépendent du type de la tension appliquée.

4- Un Croisement est observé sur les caractéristiques CC / CA à la limite de la zone de forte conduction.

5- Pour les faibles courants et tensions, la fréquence affecte beaucoup les caractéristiques.

D'après ceci, un bon modèle doit être capable de tenir compte de tous les phénomènes observés sur le comportement de ces matériaux.

4 Circuits équivalents

L'étude et la caractérisation des varistances à base d'oxyde de zinc pour parafoudres est d'une importance capitale pour la conception de la protection contre les surtensions de toute nature dans les systèmes électriques. En conséquence un circuit équivalent s'avère nécessaire et très utile. Dans cette brève revue nous allons voir que nombreux circuits équivalents pour modéliser ces éléments ont été proposés. Le plus simple est un circuit R-C parallèle dont les paramètres R et C sont non-linéaire et dépendent fortement de la tension [10,11]. Mais ce circuit ne peut pas représenter complètement le comportement de ces varistances vu la complexité des phénomènes mis en jeu dans le ZnO comme il a été reporté dans la littérature [1,6].

Les premiers travaux ont montré une structure simplifiée (fig. 3)

et est adopté par plusieurs chercheurs [2,13], où les grains de ZnO sont des cubes de côté d séparés par des couches d'épaisseur t représentant les oxydes métalliques rajoutés aux ZnO. Ce sont ces couches qui sont responsables de l'effet varistance.

En 1975 Levinson et Philipp [2], confirme la structure précédente et ont montré un circuit équivalent (fig. 4) composé d'une résistance série R_g représentant les grains ZnO et qu'elle peut être négligée (valeur faible) sauf pour la région des courants élevés où elle joue un rôle important, cette résistance est en série avec un circuit R-C parallèle dont les éléments R_p et C_p sont non-linéaires et dépendent de la tension et de la fréquence. Ils affirment aussi que pour les faibles tensions la résistance parallèle est indépendante de V, la varistance se comporte alors d'une façon linéaire.

D'autres recherches, par les mêmes auteurs [4] les mènent à rajouter une inductance (du corps) à leur circuit équivalent (fig. 5) pour prendre en compte le phénomène de résonance observé en haute fréquence

En 1980 Knecht [7] a proposé un circuit

équivalent (fig. 6). Ce circuit est basé sur ses données expérimentales à différentes fréquences. Il se compose de trois branches.

i- La résistance R fortement dépendante de la tension et est déterminée par la caractéristique V-I

ii- Une capacitance qui dépend faiblement de la tension appliquée la température et la fréquence

iii- Une résistance Z presque indépendante de la tension mais fortement dépendante de la fréquence

Il affirme que pour les fréquences supérieures à 10 KHz Z suit la loi $Z = Z_0 f^{-0.8}$.

Dans ce modèle les pertes sont déterminées par Z pour les tensions faibles et au fur et à mesure que la tension s'élève il y a une certaine transition graduelle jusqu'à ce que les pertes soient exclusivement gouvernées par R.

Dans la référence [16] M. V. Lat montre un circuit équivalent pour un élément ZnO (fig. 7). Il se compose de deux branches:

i- La capacitance équivalente C_p

ii- Trois éléments en série à savoir la résistance de l'élément, l'inductance L_e et une résistance non-linéaire donnée par la relation $V = C_1/C_2 \cdot \ln(I)$, où C_1, C_2 sont des constantes empiriques.

L'auteur confirme que C_p et L_e peuvent être omis dans le calcul de l'absorption de l'énergie et dans les perturbations à faible fréquence.

Récemment en 1989 Schmidt et al [21] ont suggéré un nouveau circuit équivalent. Comme montré sur la figure (fig. 8) il se compose de :

- une branche série formée de r_g et L représentant la résistance et l'inductance des grains ZnO

- trois branches parallèles :

a) Une résistance non linéaire qui est fonction de la température

b) Une capacitance qui dépend de la tension et de la température et est affectée par la variation de la tension.

c) Un élément "TURN ON" A qui reflète la distribution de la charge dynamique aux joints de grains. son comportement dynamique dépend de la forme d'onde de la tension ($dU/dt, U$) et d'une constante de temps " τ " pour atteindre l'équilibre électron-trou dans les joints de grains. Pour le calcul A est déterminé expérimentalement.

En supposant une inductance de $1 \mu H/m$ de hauteur, la simulation du modèle résulte en un parfait accord avec les résultats expérimentaux en dépit de l'utilisation des données d'autres chercheurs dans la détermination des paramètres du circuit.

Plus récemment en 1991 Haddad .A et al [6,17] montrent un circuit équivalent très différent des autres circuits. Un aspect très important dans ce circuit est qu'il est apte de reproduire un phénomène important, à savoir le "Croisement" discuté dans la section {&3}, mais aucun des circuits équivalents déjà présentés ne l'a pris en

considération. Ce circuit (fig. 9) se base sur les constatations suivante :

i - Dans la zone de préclaquage, le courant et la puissance consommée augmentent avec l'augmentation de la fréquence .

ii - Dans la zone de claquage le courant et la puissance consommée diminuent avec l'augmentation de la fréquence .

iii - La zone " upturn " où la tension est limitée par la résistance des grains laquelle produira des courant plus faibles pour des contraintes plus rapides .

Les grains ZnO sont représentée par Rg .

La couche intergranulaire est représenté par un circuit RC parallèle .

Les auteurs présentent chaque effet individuellement

i - Zone de préclaquage Rdc mesurée est supérieur à Rac cet effet peut être reproduit par une résistance Rp en parallèle avec R on prendra $R=R_{dc}$ en pratique, Rp dépend de la fréquence $R_p=R_{ac}$ de telle manière que pour une tension donnée Rp diminue quand la fréquence augmente .

ii - Zone de claquage : Dans cette zone il est observé que Rdc tombe à des valeurs faibles, la valeur de Rp est élevée comparée à R ne va pas influencer la valeur de Rac est donc représentée par Rs en série avec avec R . Sous DC $R_s=0$. Rs est supposée fortement non linéaire ,en plus elle doit augmenter avec l'augmentation de f (Exigence dictée par l'effet du " CROISEMENT ").

iii - Zone " UPTURN " : L'importance de cette zone réside dans la réponse du ZnO aux surtensions transitoires où des courants très élevés circulent dans l'élément donc Rg n'est mesurée que dans cette région . Il est bien connu que la tension résiduelle mesurée quand un courant de crête donné est appliqué augmente avec la raideur du front du courant impulsional , l'effet du taux de changement du transitoire peut être représenté par une résistance série Rgs avec une caractéristiques de sa réponse temporelle souhaitable .

Les travaux du groupe de recherche K. AL Abdullah et al [15] sur le comportement du ZnO sous faible fréquence et faible température utilisant le technique de mesure d'impédance en alternatif les mènent a un circuit équivalent (fig. 10) composé en plus des résistances de l'électrode et des grains de deux circuits RC parallèle . Le premier (Rp, Cp) est la combinaison de la résistance totale et la capacitance totale associé à la couche intergranulaire , le second (Rd, Cd) représente un second phénomène de relaxation .

En 1993 M., R., Meshkatod et al [12] montre un circuit équivalent (fig. 11) et confirme que c'est le circuit généralement adopté pour les varistance

ZnO .

Il se compose d'une branche formée d'une résistance Rg et d'une inductance Leq, le tout en série avec un circuit parallèle Ri-Ci Dans ce circuit Rg, Ri, Ci représente le régime permanent de la varistance par contre Leq simule le régime transitoire L'ensemble de Ri et Ci sont dépendant de la tension et de la fréquence. L'inductance Leq interprète l'effet inductif observé comme un retard de phase de l'onde de courant ,en appliquant une contrainte à la varistance ,elle dépend de dV/dT et de la densité de courant .

Il est utile de comparer les différents modèles revus dans cet article .En premier lieu on peut dire qu'ils se ressemblent tous dans la structure générale (circuit RC parallèle),ils diffèrent seulement dans la nature et la disposition des paramètres les constituant et les phénomènes physiques pris en considération par ces circuits (Croisement, résonance, réponse aux transitoires etc ...).

5 Conclusion

Dans cette étude une revue assez complète sur les travaux publiés concernant la dépendance des caractéristiques électriques des varistances à base d'oxyde de zinc sur la fréquence a été faite. Certains des nombreux circuits équivalents qui ont été proposés par les différents chercheurs pour décrire ces caractéristiques ont été revus tout en restant informé de la limitation de n'importe quel modèle .

6 Références

- 1 M.MATSUOKA 'Progress in research and developement of Zinc oxide varistors ' Advances in ceramics vol(1) 1981 pp 290-306
- 2 LEVINSON,L.M,et PHILIPP H.R,'The physics of metal oxide varistors' ,J,Appl, Phys, 1975, 46, (3), pp.1332- 41
- 3 LEVINSON ,L.M.,et PHILIPP H.R,'AC properties of metal oxide varistors',J,Appl, Phys,1976,47,(3) pp 1117- 21
- 4 LEVINSON ,L.M.,et PHILIPP H.R,'High frequency and high current studies of metal oxide varistors',J,Appl,Phys,1976,47,pp 3117- 21
- 5 PHILIPP,H.R,et LEVINSON L.M,'Long term polarisation currents in metal oxide varistors',J,Appl,Phys,1976,47,(7),pp 3177- 81
- 6 HADDAD,A. et col 'Characterisation of ZnO surge arrester elements with direct and power frequency voltages', IEE Proc,A.,1990,137,(5),pp. 269-279
- 7 KNECHT,B.'Solid state arrester' in REGALLER, K.(Ed.):'Surges in high voltage networks'(Plenium Press,New york press,1980) pp.299-321
- 8 T.K,GUPTA Hower P.L, 'Abarrier model for ZnO varistors' J,Appl,Phys 1979,50,(7),pp 4847- 55

- 9 T.K,GUPTA Hower P.L,'Role and effect of Co_2O_3 on the upturn characteristics of ZnO varistors',J,Appl,Phys,1985,58,(8),pp 3231
- 10 A. Haddad,J. fuentes,D.M. German and R.T. Waters 'Equivalent circuit for ZnO surge arrester elements at power frequency voltages' 25th UPEC 1990 Aberdeen pp 361-364
- 11 K. Feser,W. KÖhler ,D. Qiu and K. Chrzan 'Behaviour of zinc oxide surge arresters under pollution' IEEE trans. PWRD 6 N°2 1991 pp 688-695
- 12 M.R,Meshkatod dini,Bui Ai,A.Laubiere,'Study of the influence of the position of ZnO surge protective devices on their performances in a distribution network',8th Int,power system conference 1993,pp 357-368
- 13 LAGRANGE A.'Les varistances à base d'oxyde de zinc :des éléments de protection à l'état solide en plein developpement' RGE 1986,(2),pp.81-88
- 14 M.Prudenziati,A.,Masoero et A.M.Rietto 'Conduction mechanism and flicker noise in ZnO varistors',J,Appl, Phys, 1985,58,(1),pp 345-50
- 15 K.Al Abdullah,A.bui,et A.Loubiere 'Low frequency and low temperature behaviour of ZnO-based varistor by ac impedance measurments' ,J,Appl ,Phys,1991,69,(7),pp.4046-52
- 16 M.V,Lat,'Analytical method for performance prediction of metal 'oxide surge arresters' IEEE trans on PAS,1985 vol PAS-104 (10),pp 2665-2674
- 17 HADDAD,A. et col 'ZnO surge arrester elements with mixed direct and 50 HZ voltages',IEE Proc,A.,1990,138,(5),pp.265-272
- 18 TOMINAGA S. ,Shibuya ,Fujiwara Y.,Imataki M.,and Nitta T., 'Stability and long term degradation of metal oxide surge arrester',IEEE trans., 1980,PAS-99,(4),pp 1548-1556
- 19 K. Mukae,Koichitsuda,S. Shiga,'Zinc oxide praseodim oxide elements for surge arresters',IEEE trans.,88,PWRD-3,(2),pp 591-597
- 20 P. Kirkby,C.C. Erven,O. Nigol 'Long term stability and energy discharge capacity of metal oxide valve elements' IEEE trans., 1988,PWRD-3, (4), pp 1656-1665
- 21 SCHMIDT,W. et col 'Behaviour of MO-surge arrester blocks to fast transients',IEEE trans. 1989,PWRD-4 (1),pp.293-300

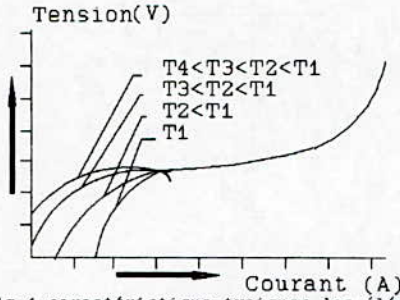


Fig 1 caractéristique typiques des éléments ZnO [1]

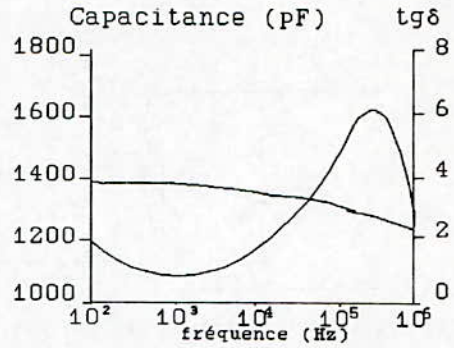


Fig 2 Courbes C(f) et tg delta(f) [1]

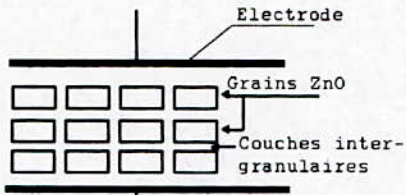


Fig 3 Structure simplifiée des éléments ZnO [2.13]

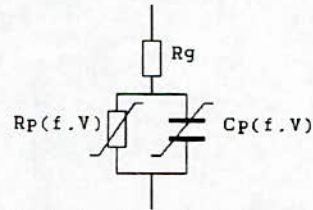


Fig 4 circuit équivalent par Levinson et Philipp [2]

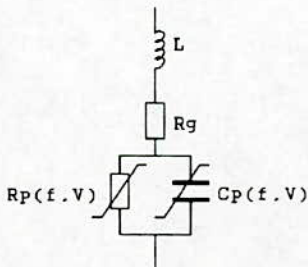


Fig 5 Circuit équivalent par Levinson et Philipp [6]

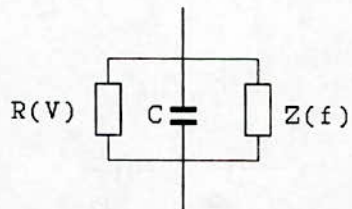


Fig 6 Circuit équivalent par Knecht [7]

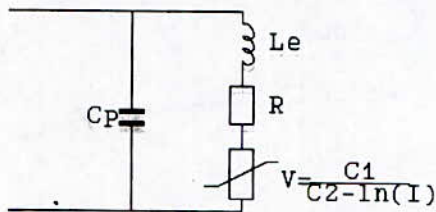


Fig 7 Circuit équivalent par M. V. Lat [16]

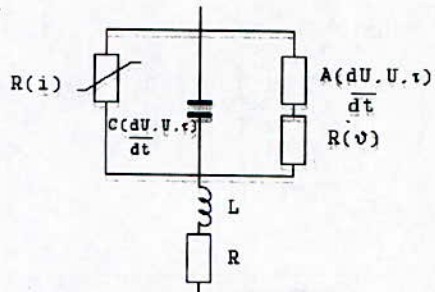


Fig 8 Circuit équivalent par Shmidt et col [21]

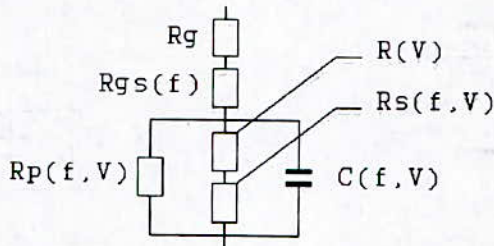


Fig 9 Circuit équivalent par A. Haddad et col [6.17]

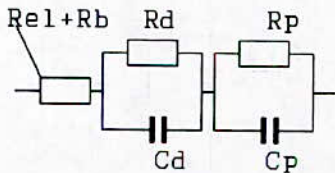


Fig 10 Circuit équivalent par K. AL Abdullah et col [15]

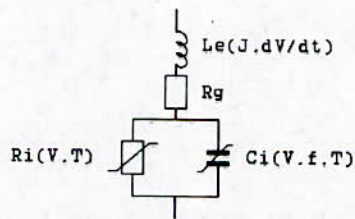


Fig 11 Circuit équivalent par M. R Meshkatod dini et col [12]

APPLICATION DE LA LOI DE WEIBULL AUX PHENOMENES DE VIEILLISSEMENT ET A L'EVALUATION DE LA DUREE DE VIE DU POLYCHLORURE DE VINYLE

N.KHALECHE, A.BOUBAKEUR, A.OUABDESSELAM
Ecole Nationale Polytechnique - Laboratoire de Haute Tension
Hacen-Badi, B.P.182 El-Harrach
Alger (Algérie)

C.LAURENT
Université Paul Sabatier - Laboratoire de Génie-Electrique
118 route de Narbonne
31062 Toulouse (France)

Résumé:

La loi de Weibull représente une méthode statistique d'évaluation de la durée de vie des isolants solides. Dans ce rapport nous présentons l'application de cette méthode à l'étude du vieillissement thermique du Polychlorure de Vinyle (PVC), aux températures de 80°C et 100°C, pour des durées de vieillissement variant de 200h à 4000h.

Mots clés:

Loi de Weibull, vieillissement thermique, durée de vie.

1.INTRODUCTION:

Une exploitation rationnelle des résultats de vieillissement d'un matériau électriquement isolant, répartis de façon aléatoire, nécessite une approche statistique du phénomène. Cependant, cette dernière qui constitue un simple outil mathématique pour l'analyse des résultats ne peut se substituer à l'analyse physique du dit phénomène.

Une des méthodes statistiques utilisées pour l'estimation de la durée de vie d'un isolant solide est basée sur la loi de Weibull [1]. En effet, ce modèle exprime la probabilité de rupture d'une chaîne en fonction de la probabilité de rupture d'un maillon quand le nombre de maillons est grand [2]. La concordance est bonne pour un diélectrique solide, où un claquage, phénomène local à l'origine, entraîne la rupture complète de l'isolant.

2.PRESENTATION DE LA LOI DE WEIBULL:

Une variable aléatoire X est distribuée selon la loi de Weibull de paramètres $\beta > 0, \eta > 0$ et $\gamma \geq 0$, si et seulement si:

- elle est continue,
- elle prend les valeurs $x \in [\gamma, +\infty[$
- sa fonction de densité est:

$$f(x) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{x-\gamma}{\eta}\right)^{\beta-1} \exp\left(-\left(\frac{x-\gamma}{\eta}\right)^\beta\right), \quad \text{pour: } x \geq \gamma$$

$$f(x) = 0, \quad \text{ailleurs} \quad (1)$$

où: γ est le paramètre de localisation,
 β est le paramètre de forme, et
 η est le paramètre d'échelle.

Pour un volume donné, à contrainte de tension constante, le modèle de Weibull à trois paramètres est défini par:

$$F(t) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{t-\gamma}{t_0}\right)^\beta\right) \quad (2)$$

F(t) est la fonction de probabilité cumulée de claquage ou défaillance. Elle représente la proportion d'échantillons qui claquent au bout d'un temps inférieur ou égal à t.

La fonction de répartition F(t) est nulle pour $0 < t \leq \gamma$. Elle augmente lorsque t croît. Quand le temps t tend vers l'infini, la probabilité de claquage approche la certitude.

Le paramètre de localisation (γ) représente une valeur en dessous de laquelle la probabilité de claquage est nulle. En général le paramètre de localisation est pris égal à zéro (on dit que le phénomène à l'étude a un seuil égal à zéro), l'expression (2) s'écrit alors:

$$F(t) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{t}{t_0}\right)^\beta\right) \quad (3)$$

Le paramètre d'échelle (t_0) représente le temps requis pour que 63,2% des échantillons claquent. Il est analogue à la moyenne de distribution normale à argument logarithmique. Les unités de t_0 sont celles du temps t .

Le paramètre de forme (β) est une mesure de la dispersion du logarithme des temps de claquage. Le paramètre de forme, sans dimension, est analogue à $1/\sigma_{\log t}$ où $\sigma_{\log t}$ est l'écart-type de la distribution normale à argument logarithmique.

-Si le paramètre de forme β est inférieur à 1, la probabilité de claquage diminue avec le temps, ceci correspond à une "mortalité infantile" des échantillons qu'on dénomme "défaut de jeunesse" des échantillons.

-Si $\beta=1$, la loi de Weibull équivaut à une loi exponentielle, et la probabilité de claquage est indépendante du temps (d'application de la tension).

-Si $\beta > 1$, la probabilité de claquage augmente avec le temps, ce qui correspond à un vieillissement normal, c'est-à-dire à une fatigue initialement nulle et qui s'accroît avec le temps.

Théoriquement, il n'existe pas de méthode précise d'estimation des paramètres t_0 et β de la distribution de Weibull. Cependant, certaines méthodes empiriques d'estimation sont utilisées [3]. Dans notre étude, nous avons choisi la méthode graphique. Pour utiliser cette méthode, il faut d'abord ranger les temps de claquage par ordre croissant. En désignant par n , le nombre total d'échantillons testés, la probabilité $F(t_i)=P_i$, exprimée en %, associée à la $i^{\text{ème}}$ plus petite valeur du temps est donnée par [3]:

-Lorsque n est suffisamment grand:

$$P_i = 100 \cdot \frac{i}{(n+1)} \quad (\text{rangs moyens}) \quad (4)$$

-Lorsque n est faible, de l'ordre de la dizaine ou moins:

$$P_i = 100 \cdot \left[\frac{0,69}{n} + (i-1) \left(\frac{1}{(n-1)} - \frac{1,38}{n(n-1)} \right) \right]$$

$$(\text{rangs medians}) \quad (5)$$

La méthode graphique consiste à porter sur une échelle log-log, le logarithme népérien de $1/(1-F(t))$ en fonction du temps t .

A partir de l'ensemble des points $(t, 1/(1-F(t)))$, on ajuste une droite appelée droite de Weibull soit à "oeil" soit par la méthode des moindres carrés. Puisque la variable aléatoire est sur l'axe horizontal, les dérivations horizontales des données de la droite de Weibull doivent être minimisées.

L'estimation $t_0(m)$, où $t_0(m)$ est la meilleure estimation de t_0 , du paramètre d'échelle, est alors donnée par le temps correspondant à $F(t)=63,2\%$. L'estimation $\beta(m)$, où $\beta(m)$ est la meilleure

estimation de β , est donnée par:

$$\beta(m) = \frac{\log(\ln X_1) - \log(\ln X_2)}{\log \frac{t_1}{t_2}} \quad (6)$$

où $X_1 = 1/(1-F(t_1))$ et $X_2 = 1/(1-F(t_2))$ ($t_1, F(t_1)$) et ($t_2, F(t_2)$) correspondent à deux points de la droite de Weibull.

Dans notre étude, nous avons utilisé la représentation graphique, sur du papier à échelles fonctionnelles, dit d'Allan-Plait, qui revient à ajuster sur une droite l'ensemble des points $(t_i, F(t_i))$.

L'estimation $t_0(m)$ est donnée comme précédemment.

L'estimation $\beta(m)$ est obtenue en traçant à partir d'un point "origine A" une droite parallèle à la droite ajustée; l'intersection de cette parallèle avec la droite appelée "petit estimateur de bêta" donnera la meilleure estimation de $\beta(m)$.

3-APPLICATION DE LA LOI DE WEIBULL AU PHENOMENE DE VIEILLISSEMENT THERMIQUE DU PVC:

3-1-Polymère étudié:

Le polymère étudié est le Polychlorure de Vinyle (PVC), utilisé par l'Entreprise Nationale de l'Industrie des Câbles (ENICAB) dans l'isolation des câbles 10kV. Il est plastifié avec du Dioctylephthalate (DOP) afin de le rendre plus souple. On le vieillit à des températures de 80°C et 100°C, pendant un intervalle de temps variant de 200 à 4000 heures.

3-2-Mise en oeuvre des éprouvettes:

Les essais d'arborescence, sont basés sur des tests à aiguilles. Pour une tension d'alimentation déterminée, le champ électrique est principalement contrôlé par le rayon de courbure en pointe de l'électrode. Nous avons adopté la configuration pointe-plan, de distance inter-électrodes 2mm, dans laquelle l'électrode en pointe présente un rayon de courbure de 3 microns. Le mode d'insertion de l'électrode dans le matériau est le moulage par injection. Nos éprouvettes ont une forme parallélépipédique.

température(°C)	temps de vieilliss. (heures)	tension de claquage(kV)	t ₀ (secondes)
80	350(+)	10,75	4040
80	400(x)	12,54	4819
100	1015(△)	16,11	6514
100	3660(o)	12,54	4623

Tableau 1: Tableau récapitulatif

4-RESULTATS EXPERIMENTAUX ET DISCUSSION:

Des séries de 4 éprouvettes indépendantes sont essayées sous une tension alternative croissante par paliers de 2kV/15 minutes. On prend en considération les temps de claquage correspondant au même niveau de tension. Les résultats obtenus sont récapitulés dans le Tableau 1. Les valeurs de β obtenues graphiquement, sont supérieures à 1 dans tous les cas de figures. Ceci correspond à un vieillissement normal de nos éprouvettes.

5-CONCLUSION:

La méthode graphique nous a permis de vérifier rapidement si la distribution de Weibull est bien adéquate. Ce qui a été bien le cas.

Dans tous les cas de figures le paramètre de forme β est supérieur à 1, ce qui correspond à un vieillissement normal donc à une fatigue nulle à l'origine et qui s'accroît avec le temps.

BIBLIOGRAPHIE:

- [1] P.Cygan, J.R.Laghari : IEEE Trans. on Elect. Insul. Vol.25 N°5, pp923-934, Oct.1990.
- [2] C.Laurent : R.G.E., N°10, pp745/755, Oct.1985.
- [3] F.Benlizidia-Lalam : Thèse de Doctorat, Univ. Paul Sabatier, Toulouse, France, 1992.
- [4] W.W.Hines, D.C.Montgomery : "Probability and statistics in Engineering and Management Science", J.Wiley & Sons, Inc.Singapore,1980.

MODELISATION ANALYTIQUE DE LA DEGRADATION DES POLYMERES PAR LE PHENOMENE D'ARBORESCENCES

N.ROUHA & A.BÉROUAL
Ecole Nationale Polytechnique
10, avenue Hassen Badi El-Harrach
Alger _ Algérie

RESUME:

Dans cet article, nous avons établi un modèle mathématique de dégradation des polymères par le phénomène d'arborescence, qui met en évidence la relation liant la longueur de l'arborescence aux différents facteurs intervenant dans ce processus de dégradation.

1-INTRODUCTION:

Des travaux récents ont permis d'établir différents modèles qui renseignent sur l'évolution des arborescences en fonction des contraintes appliquées au matériau isolant où elles prennent naissance. Cependant, les modèles proposés [1], ne pouvant à la fois tenir compte de tous ces paramètres, ne donnent qu'une description partielle de ce phénomène de dégradation.

Dans cet article, nous nous proposons d'étudier l'évolution de cette arborescence (propagation, temps de retard au claquage...), qu'elle soit électrique ou électrochimique (d'eau), en les assimilant à une forme géométrique simple: sphère pour les arborescences touffues.

2-PRESSION ELECTROSTATIQUE

Dans le cas particulier d'une cavité (arborescence) non chargée ($\sigma=0$), la pression électrostatique P_e agissant sur la cavité, dans la direction du champ appliqué aux électrodes (figure 1), aura pour expression:

$$P_e(\sigma=0, \theta=0) = \frac{1}{2\epsilon_2} \epsilon_1 (\epsilon_1 - \epsilon_2) E_1^2 \quad (1)$$

avec E_1 , le champ électrique appliqué au matériau; E_2 , le champ électrique à l'intérieur de la cavité; σ , la densité de charge; θ , l'angle d'incidence de E_2 ; ϵ_1 et ϵ_2 , les permittivités relatives de la cavité et de l'isolant respectivement.

3-CHAMP ELECTRIQUE

Dans ce papier, nous nous intéressons particulièrement à l'arborescence en forme de

buisson. L'arborescence est assimilée à une sphère portée au potentiel électrique de l'électrode pointe. Sa longueur est égale au diamètre de la sphère qui reste tangente à la pointe P (aiguille). L'électrode opposée (plane) est assimilée à une sphère concentrique à la première (figure 2).

Le champ sur le front aura pour expression:

$$E(l) = \frac{U}{d} \cdot \frac{(2 - \frac{l}{d})}{(\frac{l}{d}) \cdot (1 - \frac{l}{d})} \quad (2)$$

Avec U, la tension appliquée aux électrodes en Volt - l, la longueur de l'arborescence en mètre - d, l'intervalle interélectrodes en mètre.

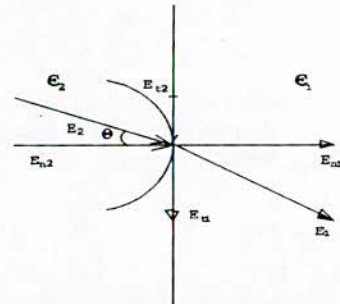


Fig.1: Champs électriques E_1 et E_2 des deux côtés de l'interface de la cavité.

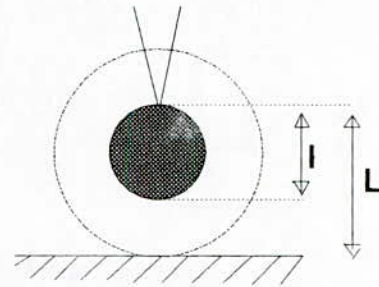


Fig.2: Modèle de la sphère tangente à la pointe

4-BILAN ENERGETIQUE ET PROPAGATION DE L'ARBORESCENCE

Si on assimile l'arborescence à une cavité conductrice qui se développe de la pointe vers l'électrode plane, tout en gardant une forme sphérique durant son expansion, le travail fourni par la force de pression électrostatique à l'interface arborescence/ polymère sera:

$$W = \int_{R_0}^R 4\pi R^2 \cdot P_e \cdot dR \quad (3)$$

où: P_e , pression électrostatique;
 R_0 , rayon initial de l'arborescence;
 R , rayon de l'arborescence à l'instant t .

Le travail doit être équilibré par l'énergie cinétique du polymère donnée par l'expression

$$E_c = \frac{1}{2} \rho \left(\frac{4}{3} \pi R^3 \right) \cdot \left(\frac{dR}{dt} \right)^2 \quad (4)$$

avec ρ , masse volumique du polymère.

Après combinaison des équations (1), (2), (3) et (4), et différentiation de l'expression résultante, on obtient l'équation de propagation de l'arborescence:

$$\frac{dl}{dt} = K_1 U \frac{(2d-l)}{(d-l)l} \quad (5)$$

Pour $l=2R$, et $K_1^2 = 4\epsilon_0 \cdot \epsilon_{r1} \frac{\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}}{\epsilon_{r2} \cdot \rho}$

L'intégration de l'équation (5), nous permet d'étudier la cinétique de propagation des arborescences, en fonction des différents paramètres physiques et de déterminer le temps de retard au claquage t_b .

5-DISCUSSIONS

Les résultats obtenus répondent bien au mode de propagation de l'arborescence. Cependant, pour être conformes avec l'échelle des résultats de la littérature [2]-[4], nous avons introduit un facteur de correction F_c qui varie selon le type d'arborescence considérée ainsi qu'avec la forme de la tension appliquée.

a-CAS D'UNE TENSION CONTINUE:

L'équation de propagation de l'arborescence devient:

$$\frac{dl}{dt} = K_1 U \frac{(2d-l)}{(d-l)l} \cdot F_c \quad (6)$$

avec, $F_c = 10^{-8}$ dans le cas des arborescences électriques ($\epsilon_{r2} = 1$) et $F_c = 10^{-18}$ dans le cas des arborescences d'eau ($\epsilon_{r2} = 80$).

Le temps d'évolution de l'arborescence est donné

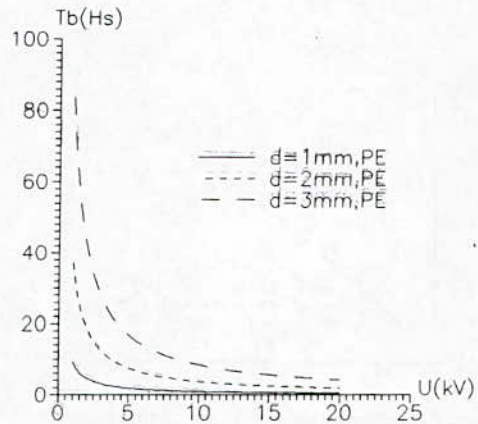
par l'équation (7) suivante:

$$t = \frac{k}{K_1 \cdot U \cdot F_c} \left[\frac{l^2}{2} + d \cdot l + 2d^2 \cdot \ln\left(1 - \frac{l}{2d}\right) \right] \quad (7)$$

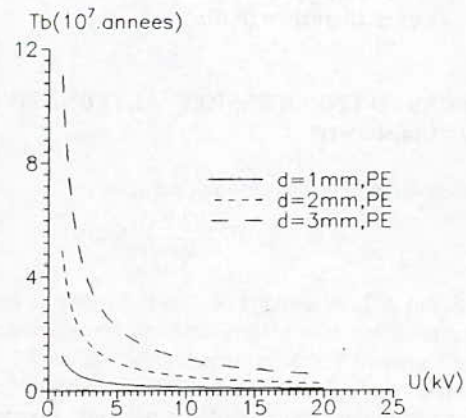
Le temps de retard au claquage est obtenu pour $l=d$ tel que:

$$t_b = \frac{0,1137 \cdot d^2}{K_1 \cdot U \cdot F_c} \quad (8)$$

L'étude de la fonction (8) montre (figure 3) que t_b décroît lorsque l'amplitude de la tension augmente et croît avec l'augmentation de la distance interélectrodes.



(a): Arborescence électrique.



(b): Arborescence d'eau

Fig.3: Temps de retard au claquage sous tension continue

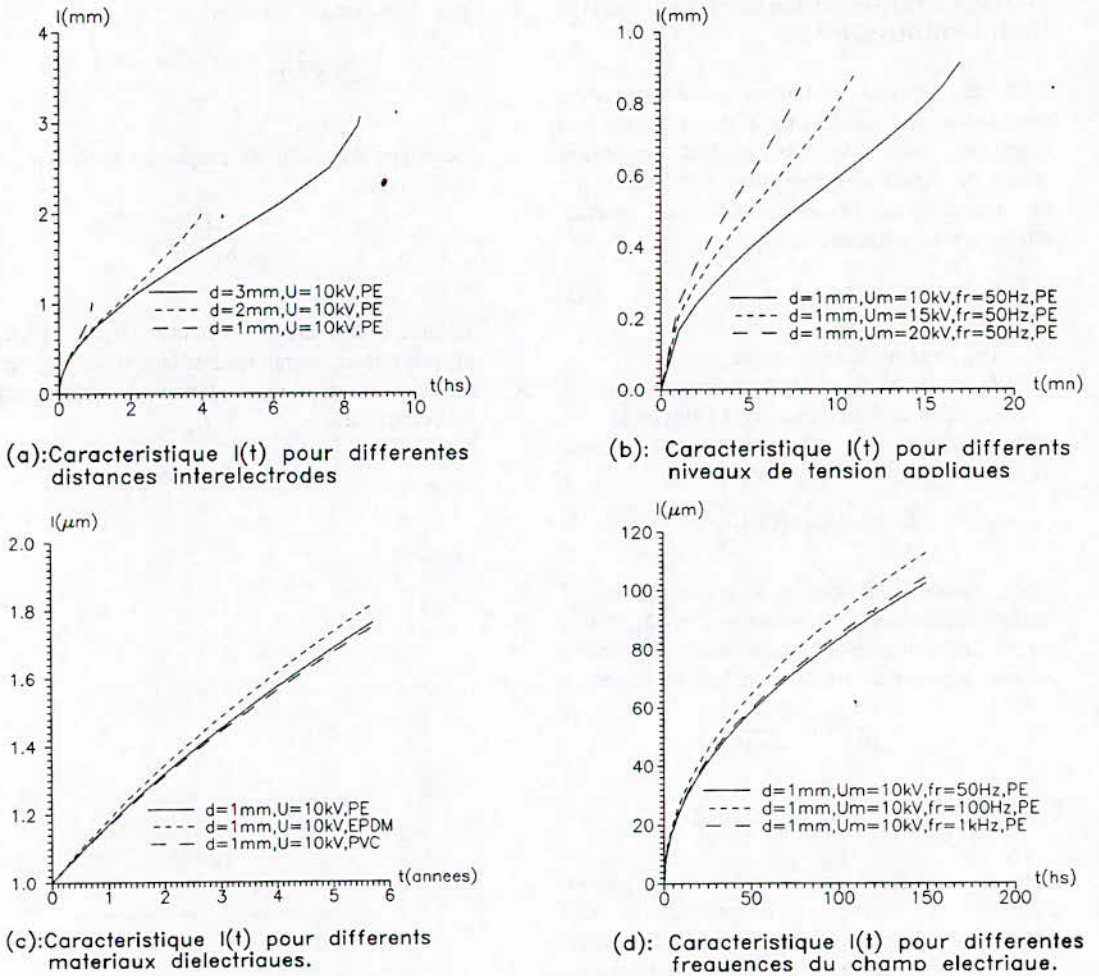


Fig.4: Cinétique de propagation des arborescences électriques (a,b) et d'eau (c,d), sous tension continue (a,c) et alternative (b,d).

b-CAS D'UNE TENSION ALTERNATIVE:
 $U = U_m \cdot \sin(\omega t)$.

L'équation de propagation s'écrit:

$$\frac{dl}{dt} = K_1 \cdot U_m \cdot F_c \cdot \frac{(2d-l)}{(d-l)} \cdot \sin(\omega t) \quad (9)$$

Du fait de la périodicité de l'onde de tension, cette équation doit être intégrée après chaque alternance, en prenant comme conditions initiales, les conditions finales de l'intégration précédente. Ceci est traduit par l'équation de propagation suivante:

$$\int_{(i-1)T}^i K_1 \cdot U_m \cdot F_c \cdot \sin(\omega t) \cdot dt = \int_{l_{i-1}}^i \frac{l(d-l)}{(2d-l)} dl \quad (10)$$

avec i variant de 1 à n , n étant le nombre de périodes T et l_{i-1} , la longueur de l'arborescence à la $(i-1)$ ème période.

Le facteur de correction, relatif aux arborescences d'eau et électrique, prend les valeurs respectives $5 \cdot 10^{-12}$ et 10^{-7} .

A la figure 4, nous présentons la cinétique de propagation des arborescences sous tension alternative et sous tension continue.

6-CONCLUSION

Cette étude nous a permis d'établir un modèle mathématique de dégradation des polymères par le phénomène d'arborescence, qui met en évidence la relation liant la longueur de l'arborescence aux différents facteurs intervenant dans ce processus de dégradation.

Les résultats du modèle proposé sont en parfait accord avec ceux trouvés dans la littérature [2]-[4], et ce après l'introduction d'un facteur de correction F_c , relatif à chaque type d'arborescence et dépendant de la forme de la tension appliquée. Ce modèle décrit la cinétique de propagation de l'arborescence et répond au rôle accélérateur joué par la fréquence, la tension, ainsi que par l'intervalle interélectrodes, quant à la propagation des arborescences. Cependant, les paramètres relatifs au polymère (masse volumique, permittivité relative) ne renseignent pas sur le classement des matériaux vis à vis de leur résistance aux arborescences.

Ce modèle traduit également le mode de propagation de l'arborescence. Sous tension continue, l'arborescence se propage de manière

continue, alors que sous tension alternative, elle évolue par période, et ce durant tout le temps de vieillissement.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]:S.Hirabayashi, C.W.Reed, J.Sletbak, "Comportement sous contraintes multiples de matériaux isolants et de structures d'isolation", CIGRE 1984, T.1, G.15.3.
- [2]:J.C.Philippini, C.T.Meyer et M. El Kahel, "Some mechanical aspects of the propagation of water tree in PE", CEIDP. 1982.
- [3]:I.Kitani et K.Arii, "DC tree associated with space charge in PMMA", IEEE. trans. on elec.ins. vol.EI-22, n°3, june 1987.
- [4]:A.Jantzen, "Etude des arborescences d'eau dans le PE sous tension continue", DEA Matériaux macromoléculaires, université Claude Bernard, Grenoble juin 1985.

ETUDE DU COURANT DE FUITTE SUR LES ISOLANTS POLLUES

S.BOUAZABIA

A.MEKHALDI

Laboratoire de Haute Tension
Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Pasteur-El-Harrach.

INTRODUCTION:

Différentes études sur le comportement des isolateurs pollués ont montré la difficulté à cerner tous les facteurs qui interviennent dans la génération et la propagation de l'arc électrique [1] à [6]. Toutefois, elles ont mis en évidence un facteur très significatif du comportement d'une isolation soumise à une pollution et un gradient de tension: le courant de fuite qui de part son amplitude, nous informe sur l'état de dégradation du système d'isolation.

Dans cette communication, nous présenterons des résultats d'essais, utilisant un modèle plan, concernant la variation du courant de fuite en fonction de la distance inter-électrodes, de la conductivité de l'agent polluant et du rayon de l'électrode de grande courbure.

Nous montrerons que le courant de fuite est beaucoup plus un courant de conduction, à la base des résultats obtenus, ainsi qu'à partir d'un modèle théorique établi à partir de l'équation de Laplace.

1/ TECHNIQUE EXPERIMENTALE:

Les essais sont réalisés à la station 300 kV (50kVA) du Laboratoire de Haute Tension de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (Fig.1).

1.1 Mesure du courant de fuite:

Le courant de fuite est mesuré à

l'aide d'une résistance de 100 Ω insérée en série avec l'objet d'essais, sur un oscillogramme à mémoire dont la protection est assurée par deux diodes Zener rapides montées en tête bêche et placées en parallèle à son entrée.

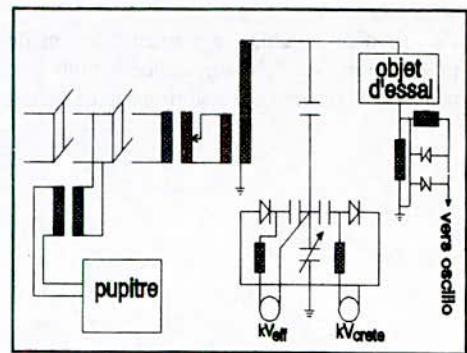


Fig.1: Dispositif d'essais

1.2 Modèle de Laboratoire:

Le modèle utilisé au Laboratoire est celui de Claverie et Porcheron [3]. Il est constitué d'une plaque en EPDM de 24 cm de côté, muni de deux électrodes en papier aluminium; l'une circulaire de rayon R_p et l'autre rectangulaire (mise à la terre) (Fig.2).

L'épaisseur des électrodes est 3 μm . La pollution déposée sur la surface inter-électrodes est un mélange eau distillée-sucrose, dont les proportions sont déterminées suivant la conductivité désirée.

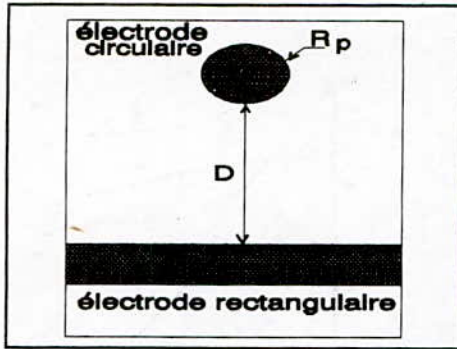


Fig.2: Modèle de laboratoire

2. RESULTATS EXPERIMENTAUX:

2.1 Caractéristiques courant de fuite (I)- distance inter-électrodes (D):

L'amplitude du courant de fuite décroît lorsque la distance inter-électrodes augmente (Fig.3 et 4) et ceci quelles que soient les valeurs de la tension appliquées, du rayon de l'électrode circulaire et de la conductivité de la couche polluante.

2.2 Caractéristiques courant de fuite (I)- rayon de l'électrode circulaire (R_p):

Quelles que soient la tension, la distance et la conductivité, nous observons (Fig.5 et 6) une augmentation du courant de fuite lorsque le rayon de l'électrode circulaire croît.

2.3 Caractéristiques courant de fuite (I)- conductivité de la couche de pollution (ϵ):

Nous remarquons que le courant de fuite augmente avec la conductivité (Fig.7 et 8).

Des caractéristiques présentées dans ce paragraphe, nous pouvons conclure que le courant de fuite est essentiellement un courant de conduction. En effet, ce dernier croît avec la tension (Fig.4 et 6), la conductivité (Fig.3, 7 et 8), ainsi que, le rayon de l'électrode circulaire (Fig.5, 6, 7 et 8). Il décroît lorsque la distance inter-électrodes (Fig.3, 4, 5) augmente.

3. MODELE THEORIQUE:

La connaissance de la valeur du potentiel sur les deux électrodes nous impose la résolution de l'équation de Poisson:

$$\nabla^2 V + \frac{\rho}{\epsilon} = 0 \quad (1)$$

avec V potentiel électrique, ρ répartition de charge d'espace et ϵ permittivité du milieu.

En négligeant la charge d'espace et assimilant notre modèle de laboratoire à un système cylindrique concentrique de rayon R_p et $R_p + D$, l'équation (1) devient:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dV(r)}{dr} \right) = 0 \quad (2)$$

La résolution de l'équation (2) nous donne une répartition de potentiel $V(r)$:

$$V(r) = \frac{U}{\ln\left(\frac{R_p + D}{R_p}\right)} \ln\left(\frac{r}{R_p}\right) \quad (3)$$

ce qui nous permet de déduire l'expression du courant induit par conduction:

$$I = 2\pi e \gamma \frac{U}{\ln\left(\frac{R_p + D}{R_p}\right)} \quad (4)$$

avec:

U : tension appliquée au système.

R_p : rayon de l'électrode circulaire.

τ : conductivité de la couche.

e : épaisseur des électrodes.

A la figure 9, on peut remarquer la variation similaire des deux courants (mesuré lors des essais et celui calculé par le modèle théorique). La comparaison de leurs valeurs montre que l'ordre de grandeur est le même, ce qui confirme les résultats d'essais qui ont mis en évidence la nature conductrice du courant de fuite précédant la génération de l'arc électrique.

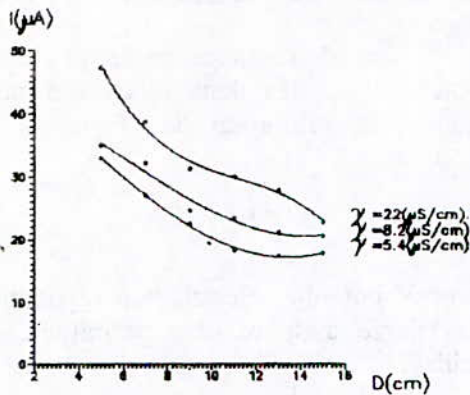


Fig.3 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DE LA DISTANCE INTER-ELECTRODES. $R_p=1(cm)$, $U=8(kV)$.

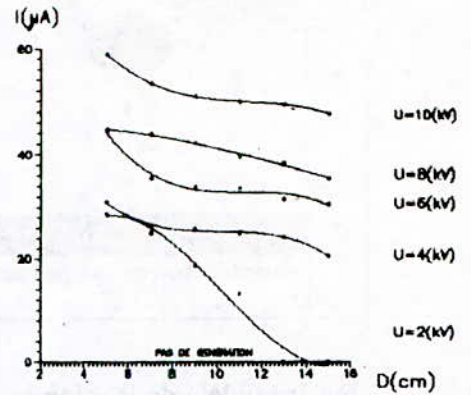


Fig.4 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DE LA DISTANCE (INTER-ELECTRODES). $\gamma = 13.5 (\mu S/cm)$, $R_p=3(cm)$.

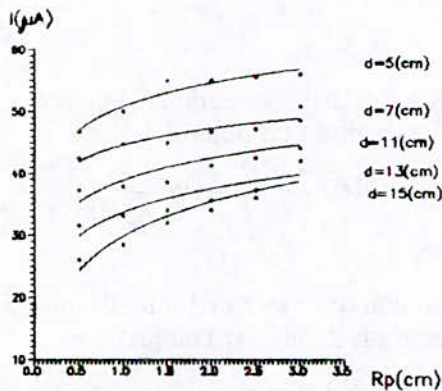


Fig.5 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DU RAYON DE LA POINTE. $\gamma = 22 (\mu S/cm)$, $U=8(kV)$.

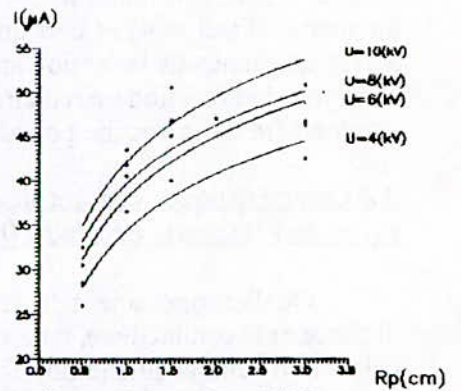


Fig.6 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DU RAYON DE LA POINTE. $\gamma = 34 (\mu S/cm)$, $d=11(cm)$.

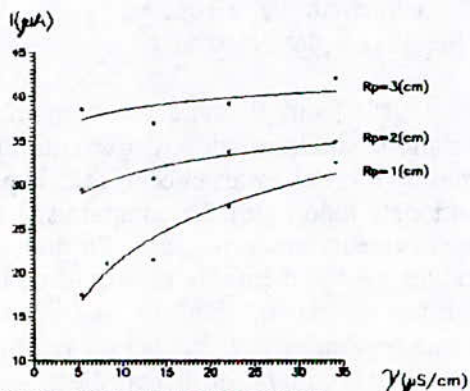


Fig.7 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DE LA CONDUCTIVITE. $U=8(kV)$, $D=15(cm)$.

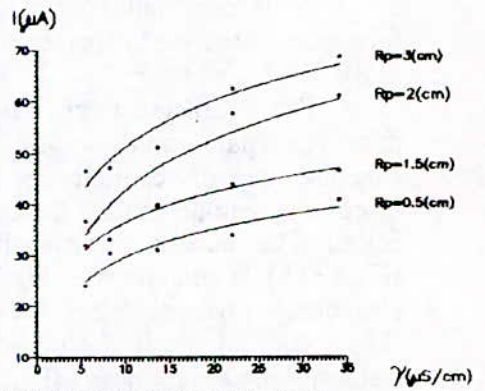
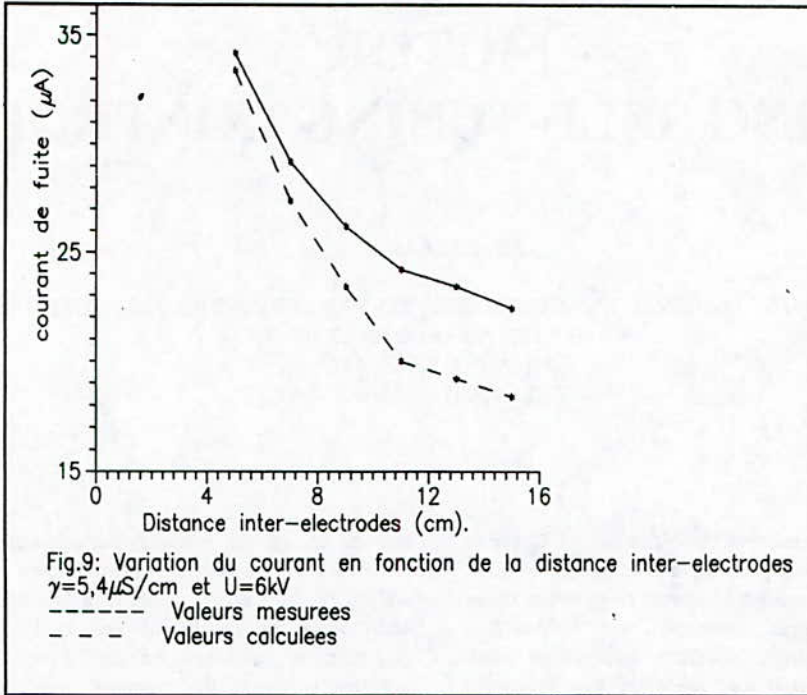


Fig.8 VARIATION DU COURANT DE FUITE EN FONCTION DE LA CONDUCTIVITE. $U=10(kV)$, $D=7(cm)$.



CONCLUSION:

La génération de l'arc électrique sur les isolateurs pollués est la conséquence de courants dus à la nature conductrice de la couche polluante.

Les courants induits par déplacement de la charge d'espace lors de la phase précédant la création de l'arc électrique sont très faibles.

BIBLIOGRAPHIE:

- [1] A.MEKHALDI, Thèse de Magister, E.N.P. Alger, Juin 1990.
- [2] M.TEGAR, Thèse de Magister, E.N.P. Alger, Juin 1993.
- [3] P.CLAVERIE et Y.PORCHERON, 166/R.G.E tome 82, mars 1973.
- [4] J.DANIS, 4th ISH, Rapport 46-12, Athènes 1983.
- [5] M.A.ELKHOSHAIRI et F.RIZK, CIGRE, Rapport 33-05, 1970.
- [6] A.CIMADOR et al., CIGRE, Rapport 33-04, 1978.

SPEED REGULATION OF A DC SERVO MOTOR USING SELF-TUNING CONTROL

K. DJEBARA

CENTRE DE DEVELOPPEMENT DES SYSTEMES ENERGETIQUES (C.D.S.E)

B.P 180 AIN-OUSSERA 17200

TEL. (03) 82. 11. 54

FAX (03) 82. 15. 04

Abstract — Speed control problem in a DC servo motors is addressed by using a self-tuning control algorithm. This algorithm is shown to provide those fundamental design features as offset-free disturbances rejection, stability robustness with respect to unmodelled and time-varying dynamics and control system integrity.

I. INTRODUCTION

DC servo motors have been widely used for applications such as industrial robot manipulators. These DC servo motors have changing dynamics caused by parameter variations such as inertia changes due to grasping objects. The changing dynamics and other nonlinear effects can be suppressed by the use of high gear ratios. However, the high gear ratios have the disadvantages of higher friction, deflection, and backlash. Therefore, the ability to design DC servo motor controllers with fast drive performance and reduced sensitivity to parameter variations that do not rely on high gear ratios is desired.

In this paper a self-tuning controller is proposed wherein the control algorithm is based on minimizing the sum of variances of signals occurring in the system. Although the basic methodology is similar to that in [1], an integrator driven by the tracking error is included in the control loop, ensuring robust tracking and excellent transient recovery under load changes, even under imperfect parameter estimation. Also, by including the motor current explicitly in the performance index, current peaking is avoided.

In section II the basic theory of the robust self tuner is developed when the parameters of the system are

known. Section III considers the self-tuning version of the controller for systems with unknown parameters. In section IV the discrete model of a DC drive is outlined and, using the results of section II, a self-tuning controller is developed for the drive. In section V implementation of the proposed self-tuner on 80286 microcomputer is discussed. Some conclusions end the paper.

II. DEVELOPEMENT OF CONTROLLER

Consider first a system with known parameter. Let the system be considered by

$$A(q^{-1})y_1(k) = q^{-d}B_1(q^{-1})u(k) + \xi(k)$$

where

(1)

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{nA}q^{-nA} \\ B_1(q^{-1}) &= b_{10} + b_{11}q^{-1} + \dots + b_{1nB}q^{-nB} \end{aligned}$$

and where

- q^{-1} backward shift operator,
- d_1 system time delay,
- $y_1(k)$ system output at k -th sampling instant,
- $u(k)$ control input at $t=kT$,
- T sampling interval,
- $\{\xi\}$ sequence of uncorrelated random variables arising from measurement noise.

The objective is to synthesize a control $u(k)$ such that $y_1(k)$ follows a reference signal $w(k)$ with zero steady-state error. We shall design the controller for the case when $w(k)$ is a constant. In this case the internal model of $w(k)$ is an integrator, and for robust control the control loop should necessary include this internal

model driven by the tracking error[2]. Accordingly define

$$e(k) = w(k-d_1) - y(k) \quad (2)$$

and

$$(1-q^{-1})v(k) = e(k) \quad (3)$$

In practice there are also certain auxiliary output $y_i(k)$, $i=2, \dots, m$ of the system which can be measured and used for control purposes, these satisfy

$$A(q^{-1})y_i(k) = q^{-d_i}B_i(q^{-1})u(k) + \xi_i(k) \quad (4)$$

The control $u(k)$ should be such that

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[e(k)] = 0$$

where $E[\cdot]$ stands for the expected value. Also the magnitude of $y_i(k+d_i)$ and $u(k)$ should be restricted. With this mind the target control is to minimize

$$J = \lambda_1 E [P_1(q^{-1})(y_1(k+d_1) - w(k))]^2 + \sum_{i=2}^m \lambda_i E [P_i(q^{-1})y_i(k+d_i)]^2 + \lambda_v E [S(q^{-1})v(k+d_1)]^2 + \lambda_u E [Q(q^{-1})u(k)]^2 \quad (5)$$

where

$$P_1(q^{-1}) = 1 + p_{11}q^{-1} + \dots + p_{1n}q^{-n} \\ S(q^{-1}) = 1 + s_1q^{-1} + \dots + s_{ns}q^{-ns} \\ Q(q^{-1}) = 1 + q_1q^{-1} + \dots + q_{nq}q^{-n}$$

and λ 's are non-negative weighting factors. In the sequel we shall drop q^{-1} whenever this will not cause confusion.

Consider $P_1 y_1(k+d_1)$ first. Evidently

$$P_1 y_1(k+d_1) = \frac{B_1 P_1}{A} u(k) + \frac{P_1}{A} \xi_1(k+d_1)$$

let

$$\frac{P_1}{A} = F_1 + q^{-d_1} \frac{G_1}{A} \quad (6)$$

where

$$F_1 = 1 + f_{11}q^{-1} + \dots + f_{1(d_1-1)}q^{-d_1+1}$$

Substituting from (6) and simplifying, one readily gets, say,

$$P_1 y_1(k+d_1) = B_1 F_1 u(k) + G_1 y(k) + F_1 \xi_1(k+d_1) = \phi(k+d_1/k) + F_1 \xi_1(k+d_1) \quad (7)$$

In (7) one can recognize $\phi(k+d_1/k)$ to be the d_1 step-ahead predictor of $y_1(k+d_1/k)$. Consider $Sv(k+d_1)$ next. We have

$$Sv(k+d_1) = \frac{S}{(1-q^{-1})} [w(k) - y(k+d_1)]$$

let

$$\frac{S}{P_1(1-q^{-1})} = F' + \frac{q^{-d_1} G'}{P_1(1-q^{-1})} \quad (8)$$

where

$$F' = 1 + f_{11}q^{-1} + \dots + f_{1(d_1-1)}q^{-d_1+1}$$

Then substituting from (8) we have

$$Sv(k+d_1) = G'v(k) + F'P_1w(k) - F'P_1y_1(k+d_1)$$

We now define

$$F^*F_1 = F_a + q^{-d_1}F_b \quad (9)$$

where

$$F_a = 1 + f_{a1}q^{-1} + \dots + f_{a(d_1-1)}q^{-d_1+1}$$

Substituting from (9) and (7) and simplifying one gets, say,

$$Sv(k+d_1) = G'v(k) + F^*P_1w(k) - (F^*G_1 + AF_a)y_1(k) - B_1F_a u(k) + F_a \xi_1(k+d_1) = \psi(k+d_1/k) + F_a \xi_1(k+d_1) \quad (10)$$

Again $\psi(k+d_1/k)$ is the d_1 step-ahead predictor of $Sv(k+d_1)$. The steps leading to (7) and (10) look involved. However, the central idea is to be able to write $P_1 y_1(k+d_1)$ and $Sv(k+d_1)$ in terms of quantities known at the k -th sampling instant. In particular, in (7) and (10) the noise terms are uncorrelated with the prediction values. This enables one to write J of (5) in the form

$$J = \lambda_1 [\phi_1(k+d_1/k) - w(k)]^2 + \sum_{i=2}^m \lambda_i \phi_i^2(k+d_i/k) + \lambda_v \psi^2(k+d_1/k) + \lambda_u [Qu(k)]^2 + \sum_{i=1}^m E(F_i \xi_i(k+d_i) + E(F_a \xi_1(k+d_1)))^2 \quad (11)$$

The noise terms are thus independent of $u(k)$ and J is a minimum with respect to $u(k)$ when $\delta J/\delta u(k)$ is set to zero. This yields after some simplification

$$u(k) = -(\sum_{i=1}^m H_i y_i(k) + Mv(k) + Lw(k)) / J \quad (12)$$

where

$$\begin{aligned} H_1 &= \lambda_1 b_{10} G_1 + \lambda_2 b_{10} [F' G_1 + A F_b] \\ H_i &= \lambda_i b_{10} G_i; \quad i > 1 \\ M &= -\lambda_1 b_{10} G' \\ L &= -\lambda_1 b_{10} - \lambda_2 b_{10} F' P_1 \end{aligned} \quad (13)$$

and

$$J = \sum_{i=1}^m \lambda_i b_{10} B_i F_i + \lambda_2 b_{10} B_i F_a + \lambda_u Q$$

The control $u(k)$ given by (12) may appear complicated. However, it simply involves feedback of measured quantities $y_f(k)$, $y_f(k-1)$ and is easily implemented. The parameters of H_p , M , ... are readily found once the system parameters are known or are estimated.

III. THE ADAPTIVE CONTROLLER

When the parameters of the system are not known or are varying slowly they are estimated in real time using the input-output data. It is quite adequate to estimate the so-called prediction or regression parameters associated with H_p , M , L and J in (12). However, in applications involving controlled electrical drives, it has been reported that knowledge of system parameters may be useful in fault detection and isolation [3].

It is also worth noting that a practical system subject to unknown load disturbances. It is therefore necessary to estimate the system parameters in the presence of such loads. Thus, although knowledge of disturbance is not required to generate the control $u(k)$ of (12), one has to estimate it just to be able to detect and estimated parameter changes. Hence we write (4) in the form

$$y_f(k) = -a_1 y_f(k-1) - a_2 y_f(k-2) \dots + b_{10} u(k-d) + \dots + q^d B_i R r(k) + \xi_f(k)$$

The disturbance $r(k)$ is assumed to be a constant, $q^d B_i R r(k)$ is also a constant and we shall denote it by δ_r . Then the estimation equation becomes

$$y_f(k) = -a_1 y_f(k-1) - a_2 y_f(k-2) \dots + b_{10} u(k-d) + \dots + \delta_r + \xi_f(k) \quad (14)$$

with

$$X^T(k) = [-y_f(k-1) - y_f(k-2) \dots u(k-d) \dots 1] \quad (15)$$

and

$$\Theta^T = [a_1 a_2 \dots b_{10} \dots b_{20} \dots b_{m0} \dots \delta_r \dots \delta_m] \quad (16)$$

From a robust parameter estimation point of view, the plant model may be given in the following form

$$y_{1f}(k) = \Theta^T X_f(k) + \xi_{1f}(k) \quad (17)$$

where " $\hat{\cdot}$ " and " $\bar{\cdot}$ " denote signal filtering by G/F and data normalization. More precisely, the filtering operation is performed by an appropriate band-pass filter. The later is used to reduce the effects of load disturbances, noise measurement and unmodelled dynamics. The normalization function is performed as follows

$$\sqrt{\eta(k)} \bar{X}(k) = X(k)$$

with

$$\eta(k) = \mu \eta(k-1) + (1-\mu) \max(X_f^T(k) X_f(k), \eta_0); \quad 0 \leq \mu \leq 1, \quad 0 < \eta(0), \quad \eta_0 < \infty$$

The data normalization ensures the boundedness of the input-output data as well as the normalized equation

error $\bar{\xi}_{1f}(k) / \sqrt{\eta(k)}$, before using the parameter adaptation algorithm. This provides the robustness of the parameter estimator with respect to those possibly unbounded disturbances due to unmodelled dynamics. Otherwise, let $m(k)$ be an input-output data norm given by

$$m(k) = \mu m(k-1) + (1-\mu) \max(X^T(k) X(k), m_0); \quad 0 \leq \mu \leq 1, \quad 0 < m(0), \quad m_0 < \infty$$

the control design under consideration is well posed if the following assumptions are satisfied:

A1. The plant model exhibits well damped poles,

A2. $\{\bar{\xi}_{1f}(k) / \sqrt{\eta(k)}\}$ is sufficiently small in the mean.

A1 is motivated by the control system stability, it define the plant model admissibility with respect to the controller to be considered. A2 is mainly motivated by the stability robustness with respect to reduced order modelling. This characterizes a relatively important class of plant-model mismatch, including those due to parameter variations and reduced order modelling. Such a class has been first defined in reference [4] and subsequently used in recent robust adaptive control investigations [5-9].

Over the last decade, there has been growing interest in the design of parameter estimators that would perform well in the presence of bounded disturbances, plant model parameter variations and unmodelled dynamics (see reference 8 for a comprehensive overview). The key issues to get a robust parameter estimator are "good data" model and a robust parameter adaptation algorithm. The "good data" model is obtained by filtering the input-output signals while normalizing the data as stated early in the section. The robust parameter adaptation algorithm is used to generate a parameter estimate sequence $\{\hat{\Theta}^T(k)\}$ of the unknown parameter vector Θ^T .

The word "robust" means that the parameter adaptation algorithm is able to accommodate the uniformly normalized equation error $\bar{\xi}_{if}(k)/\sqrt{\eta(k)}$. To this end, we will use the following least squares algorithm with an adequate adaptation freezing

$$\begin{aligned}\hat{\Theta}(k) &= \hat{\Theta}(k-1) + s(k)F(k-1)\bar{X}_f(k-1)e(k) \\ e(k) &= \frac{\bar{y}_f(k) - \hat{\Theta}^T(k-1)\bar{X}_f(k-1)}{\eta(k) + \bar{X}_f^T(k-1)F(k-1)\bar{X}_f(k-1)} \\ F(k) &= \frac{1}{f(k)}(F(k-1) \\ &\quad - s(k)\frac{F(k-1)\bar{X}_f(k-1)\bar{X}_f^T(k-1)F(k-1)}{\eta(k) + \bar{X}_f^T(k-1)F(k-1)\bar{X}_f(k-1)}) \\ &\quad + s(k)R(k) \\ s(k) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \bar{X}_f^T(k-1)F(k-1)\bar{X}_f(k-1) > \sigma \\ & \text{over a specified horizon} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

where $\hat{\Theta}(k)$, $e(k)$ and $F(k)$ denote the current parameter estimates, the adaptation error and the adaptation gain matrix respectively, $\{f(k)\}$ and $\{R(k)\}$ are forgetting scalar sequence and reinitializing matrix sequence which are chosen to provide a better adaptation alertness. The later is obtained by a regularized constant trace algorithm [8], [9].

The switching sequence $\{s(k)\}$ allows to freeze the parameter adaptation. Such a design feature is mainly motivated by the boundedness of the parameter estimates that may be lost because of the parameter adaptation algorithm integral nature when $\bar{X}_f(k)$ is not persistently exciting. That is why the parameter adaptation is frozen when the incoming information is not likely to improve the parameter estimation process.

So, the gain matrix norm $\bar{X}_f^T(k)F(k)\bar{X}_f(k)$ has been used as an adequate measure of the incoming and past information likelihood. More precisely when such a norm is smaller than a certain prespecified level σ over a given observation horizon, the incoming information will no longer improve the estimation process [10].

IV. APPLICATION TO DC SERVOMOTORS

The self-tuning method developed in section II and III will now be utilized to design a controller for a DC servomotor. The experimental setup consists of a DC motor as shown in fig. 1. When the load on the system is changed by the brake magnet, the entire dynamics of the system changes. Hence this setup is a natural choice for testing adaptive control algorithms. The parameter estimation algorithms should be capable of tracking the load-dependent systems parameters.

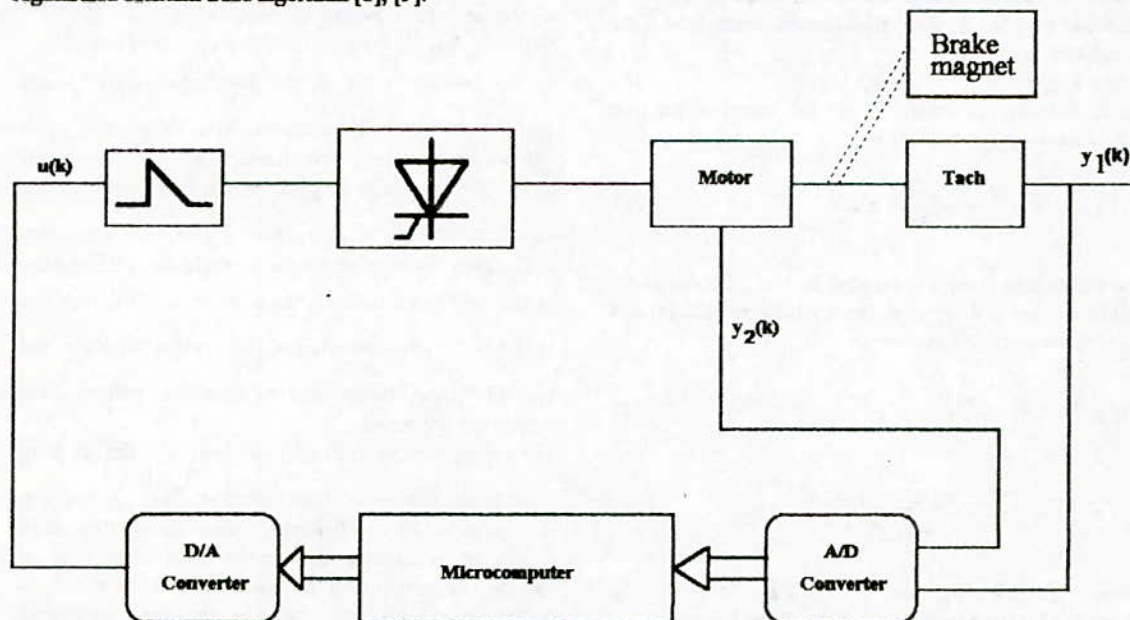


Fig. 1. Microcomputer-based self-tuning drive system.

Discrete model of the machine

if $ku(t)$ is the voltage applied across the terminals of the armature, the dynamics equations describing the system of Figure 1 are readily written as

$$\begin{aligned} k u(t) &= R_m i_m(t) + e_b(t) \\ T_m(t) &= k_m i_m(t) \\ J \dot{w}(t) + B w(t) &= T_m(t) \\ e_b(t) &= k_m(t) w(t) \\ y_1(t) &= k_T w(t) \end{aligned} \quad (20)$$

where

$i_m(t)$	motor current,
R_m	armature resistance,
$e_b(t)$	motor back EMF,
$T_m(t)$	motor torque,
J	total inertia,
B	total friction constant,
k_T	tachometer constant.

It is now straightforward to simplify the identities in (20) to get the transfer function $G_1(s)$ relating the output $y_1(s)$ to $u(s)$ as, say,

$$G_1(s) = \frac{y_1(s)}{u(s)} = \frac{k k_m k_T}{R_m J s + R_m B + k_m^2} = \frac{k k_m k_T}{D} \quad (21)$$

The auxiliary output variable in this particular drive application is the motor armature current. The control should be that current peaks are avoided. If k_i is the constant associated with the current transducer, the auxiliary output $y_2(t)$ is

$$y_2(t) = k_i i_m(t) \quad (22)$$

Again it is straightforward to get the transfer function $G_2(s)$ relating $y_2(s)$ and $u(s)$ as

$$G_2(s) = \frac{y_2(s)}{u(s)} = \frac{J s + B}{D} k_i k \quad (23)$$

The self-tuning control generated by the microcomputer will be applied to the motor. The equivalents of $G_1(s)$ and $G_2(s)$ in the discrete form are

$$G_1'(q^{-1}) = \frac{q^{-2} b_{10}}{1 + a_1 q^{-1}} \quad (24)$$

$$G_2'(q^{-1}) = \left(\frac{q^{-1} (1 + (a_1 - \gamma b_{10}) q^{-1})}{(1 + a_1 q^{-1})} \right) \beta \quad (25)$$

where $\beta = k k_i / R_m$ and $\gamma = k_m / k k_T$. Hence (14) in the specific case of the drives becomes

$$(1 + a_1 q^{-1}) y_1(k) = b_{10} u(k-2) + \delta_1 + \xi_1(k) \quad (26)$$

and

$$(1 + a_1 q^{-1}) y_2(k) = \beta u(k-1) + (a_1 + \gamma b_{10}) u(k-1) + \delta_2 + \xi_2(k) \quad (27)$$

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The objective of these experiments was the control of the speed by manipulating the applied voltage, which was constrained to lie in the range [0V, 50V]. The desired performance was to maintain the involved speed as close as possible to its desired profile.

The speed is measured with a tachometer and controlled by a computer. The load used is a brake magnet.

The sampling interval of 55 ms was chosen. For this sampling interval and for the values of k_i and k_T known for the experimental system, the discrete model under no-load is

$$(1 - 0.6676z^{-1}) y_1(k) = 0.1223 u(k-2) + \xi_1(k)$$

and

$$(1 - 0.6676z^{-1}) y_2(k) = 0.0038 u(k-1) - 0.005 u(k-2) + \xi_2(k)$$

The reference W is a constant with different plateaux and ramps. The latter is included to simulate varying set points. The design parameters were chosen according to the desired performance as follows

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 1.0 & \lambda_D &= 20.0 \\ \lambda_2 &= 10.0 & \lambda_u &= 0.02 \\ F(0) &= 100 I_0 & d_1 &= 2.0 \\ \sigma &= 0.0004 & d_2 &= 1.0 \end{aligned}$$

The initial values of the parameter in the estimation algorithm were chosen as follows

$$\hat{b}(0) = [-0.6676 \ 0.1223 \ 0.0038 \ -0.005 \ -0.6470 \ 0.0]$$

As is clear from fig. 2, the parameters $\hat{a}_{10}(0)$ and $\hat{b}_{10}(0)$ are correctly estimated and the output $y_1(k)$ follows the reference with zero steady-state error. Of course the overshoot in $y_1(k)$ in the first cycles is due

to the choice of $\hat{a}_{10}(0)$ and $\hat{b}_{10}(0)$. These were deliberately chosen as above to study the performance of the self-tuner under a large error in $\hat{a}_{10}(0)$ and $\hat{b}_{10}(0)$. It was ascertained that when $\hat{a}_{10}(0)$ and $\hat{b}_{10}(0)$ were chosen near to their true values, these overshoots decreased.

The system was started under no-load with the set point

W at a constant value. The values of $\hat{a}_{10}(0)$, $\hat{b}_{10}(0)$, etc., were as in the first test. After about 10s, when parameter estimation is completed, a step load is included by introducing the brake magnet. As shown in fig. 3, the self-tuner estimates the new parameter

reasonably fast and maintains a zero state error under load.

After about 7s, when the parameter estimation is completed, the load is eliminated. This has the effect of essentially increasing the rotor inertia. As shown in fig. 3, the self-tuner tracks the changed parameters and the output follows the reference with zero steady-state error.

VI. CONCLUSION

In this paper a robust self-tuning controller for the control of dc machines is developed. The controller consists of an estimator that estimates the parameters of the machine in real time and a controller that generates the control input to the machine. The controller is capable of tracking constant reference inputs and rejecting constant load disturbances with zero steady-state error even under imperfect parameter estimation.

The proposed controller is implemented in a microcomputer system to control a dc motor. The results of various experiments conducted on the system indicate that the proposed scheme is viable.

REFERENCES

- [1] D. W. Clarke and P. J. Gawthrop, " Self-tuning control," in *Proc. IEE*, vol. 126, 1979, pp. 633-640.
- [2] E. J. Davison, " The robust control of a servomechanism problem for linear time invariant multivariable system," *IEEE Trans. Auto. Control*, pp. 25-34, 1976, AC-21.
- [3] G. Geiger, " On-line fault detection and localisation in electrical d.c. drives based on process parameter estimation and statistical decision methods, " in *Proc. IFAC Conf. on Control in Power Electron. and Electric Drives*, Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 475-483.
- [4] L. Praly, " Robustness of indirect adaptive control based on pole placement design," in *Proc. of the 1st IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing*, San Francisco, CA-USA, 1983.
- [5] R. H. Middleton, G. C. Goodwin, D. J. Hill and D. Q. Mayne, " Design issues in adaptive control," in *IEEE-TAC*, 33(1), pp. 50-58, 1988.
- [6] L. Praly, " Almost exact modelling assumption in adaptive control," in *Int. J. Control*, 51(3), pp. 643-668, 1990.
- [7] F. Giri, M. M'Saad, J. M. Dion and L. Dugard, " General lemma for the stability analysis of discrete-time adaptive control," in *Int. J. Control*, 51(2), pp. 283-288, 1990.
- [8] R. Ortega and Y. Tang, " Robustness of adaptive controllers : A survey," in *Automatica*, 25(5), pp. 651-677, 1990.
- [9] M. M'Saad, M. Duque and I. D. Landau, " Practical implications of recent results in robustness of adaptive control schemes," in *Proc. of the 25th CDC*, Athens, Greece, 1986.
- [10] G. Favier, " Self-tuning long-range predictive controllers," in *10th World Congress of IFAC*, Munich, July, 1987.

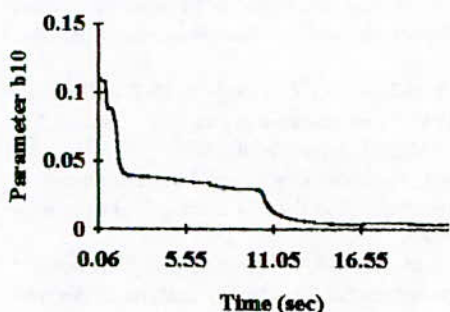
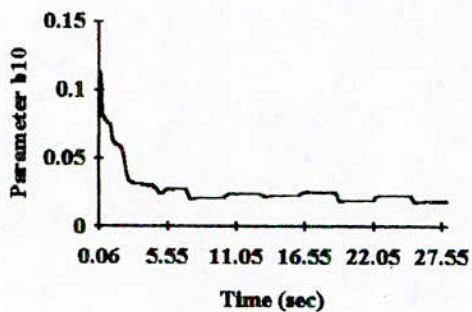
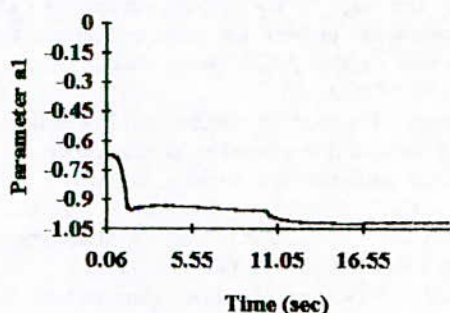
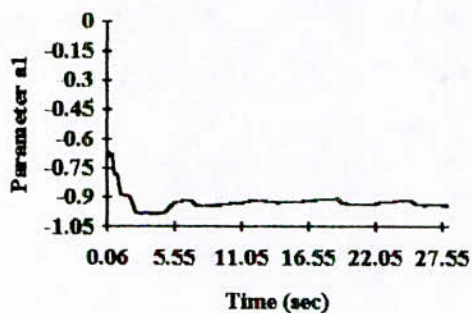
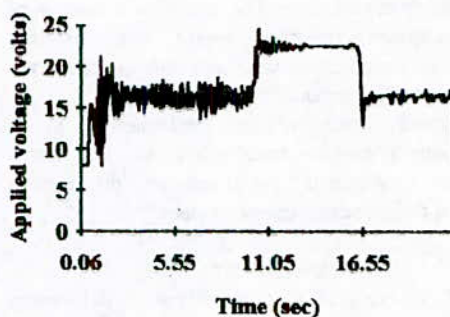
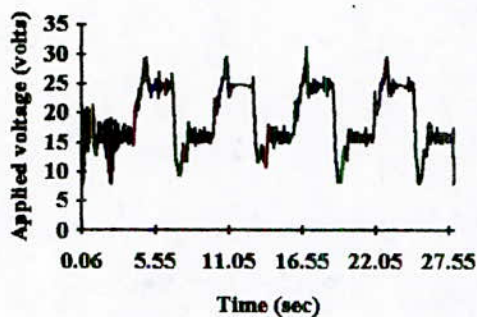
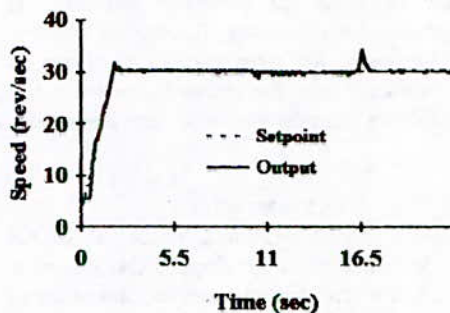
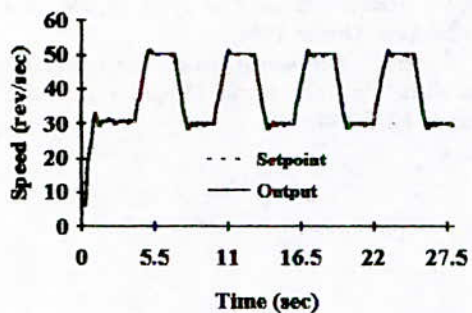


Fig.2. Performance of controlled system to step changes in setpoint.

Fig.3. Performance of controlled system under load load changes.

ADAPTIVE PARTIAL STATE REFERENCE MODEL CONTROLLER WITH LOOP TRANSFER RECOVERY.

M. Tadjine*, M.M'saad , and M. Bouslimani

Laboratoire d'Automatique de Grenoble, URA CNRS 228

B.P. 46 E.N.S.I.E.G.

38402 - SAINT-MARTIN-D'HERES, FRANCE.

E-mail:tadjine@lag.grenet.fr

* Author to whom all correspondance should be adressed.

Abstract. This paper presents an adaptive partial state reference model (PSRM) controller derived using the linear quadratic gaussian with loop transfer recovery (LQG/LTR) control design within the delta operator formulation. The effectiveness of the proposed controller is evaluated in a realistic simulation involving the physical model of an exothermic stirred tank chemical reactor.

1. INTRODUCTION.

A fundamental problem concerning Linear Quadratic Gaussian (LQG) controller design method for a nominal deterministic plant is that the attractive robustness properties of either the linear quadratic (LQ) regulator or the Kalman filter are lost. Loop Transfer Recovery (LTR) is a simple loop shaping procedure by which the robustness properties of either the LQ control or the Kalman filter are preserved in the LQG design. A fixed off-line designed LQG/LTR controller, however robust, is limited in the class of plant it can stabilize and control adequately. It is thus necessary to turn to adaptive LQG/LTR techniques, involving on-line learning of the plant, to cope with a wider class of plants.

In this paper, we present an adaptive partial state reference model (PSRM) controller derived using the linear quadratic gaussian with loop transfer recovery (LQG/LTR) control design within the delta operator formulation. The PSRM control is mainly motivated by its tracking performances when the plant model is unknown (M'saad et al., (7)). The LQG/LTR control is particularly considered for its intrinsic stability robustness against plant model mismatch (Tadjine et al., (8)). The delta operator formulation allows to treat

the discrete as well as the continuous time systems in unified framework, while ensuring numerical robustness (Middleton and Goodwin (4)). In addition to these advantages, this operator does not introduce nonminimum phase zeros unlike the usual shift operator. Hence control law involving cancellation of zeros are not excluded. The effectiveness of the proposed controller is evaluated in a realistic simulation involving the physical model continuous stirred tank chemical reactor (CSTR).

The paper is organized as follows. In section 2, the concept of LTR is short reviewed. The self tuning PSRM/LTR control design is presented in section 3. Section 4 is devoted to the simulation results. Some concluding remarks end the paper.

2. THE LTR CONCEPT.

In this section we review the main design features behind the concept Loop Transfer Recovery within the delta operator formulation.

2.1. Problem Formulation.

Consider the following finite dimension linear time invariant system described by the state space realization

$$\delta x(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad \text{and} \quad y(t) = Cx(t) \quad (2.1)$$

where $x(t) \in \mathcal{R}^n$ denotes the state vector, $u(t) \in \mathcal{R}^m$ and $y(t) \in \mathcal{R}^m$ are the plant input and output respectively, and δ is the delta operator defined by $\delta = (q-1)/\Delta$, where Δ

denotes the sampling period and q is the shift operator. The transfer function of such a system is given by

$$G(\gamma) = C\Phi(\gamma)B \quad \text{with} \quad \Phi(\gamma) = (\gamma I - A)^{-1} \quad (2.2)$$

This system is assumed to be stabilizable, detectable, and minimum phase. The LTR problem is concerned with designing an output feedback controller such that the resulting loop transfer function is either exactly or approximately equal to a target loop transfer function that meets the required specifications on sensitivity and complementary sensitivity functions at the input or at the output of the plant to be controlled. The underlying stability margins are those of the open loop transfer functions at the plant input ($R(\gamma)G(\gamma)$) or at the plant output ($G(\gamma)R(\gamma)$) (see figure 1). More specifically, the LTR design problem consists in performing the following two step procedure.

Step 1: specify the target loop through the open loop transfer function resulting from either an LQ controller for the case of plant input node or Kalman filter for the case of plant output node, namely

$$L(\gamma) = K_c \Phi(\gamma) B \quad \text{or} \quad F(\gamma) = C \Phi(\gamma) K_p \quad (2.3)$$

The feedback gain K_c and the Kalman filter gain K_p are respectively given by

$$K_c = [\Lambda + TB'PB]^{-1} B' P [I + TA] \quad (2.4)$$

with

$$0 = Q + A'P + PA + TA'PA - K_c' [\Lambda + TB'PB] K_c$$

and

$$K_p = [I + TA] P C' [\Gamma + TCPC']^{-1} \quad (2.5)$$

with

$$0 = \Omega + PA' + AP + TAPA' - K_p [\Gamma + TCPC'] K_p'$$

where Q and Λ are the specified state and input weighting matrices of the LQ control, while Ω and Γ denote the process and measurement noise spectral densities used in the Kalman filter.

Step 2: recover the target loop by an output controller

$R(\gamma)$ over the frequency range of interest.

The underlying recovery error is defined by the difference between the target and achieved loop transfer functions, namely

$$E(\gamma) = L(\gamma) - R(\gamma)G(\gamma) \quad \text{for the plant input case}$$

or (2.6)

$$E(\gamma) = F(\gamma) - G(\gamma)R(\gamma) \quad \text{for the plant output case}$$

2.2 The LQG/LTR controller.

A commonly used controller in most modern control system design is observer based state feedback controller. The filter observer based state feedback controller is given by

$$\begin{aligned} \delta \widehat{X}_p(t) &= A \widehat{X}_p(t) + Bu(t) + K_p (y(t) - C \widehat{X}_p(t)) \\ \widehat{X}_f(t) &= \widehat{X}_p(t) + \Delta K_f (y(t) - C \widehat{X}_p(t)) \quad \text{with} \quad K_p = (I + \Delta A) K_f \\ u(t) &= -K_c \widehat{X}_f(t) \end{aligned}$$

where the gains K_c and K_p are the only free design parameters, K_f denotes the filter observer gain. The corresponding controller transfer function is given by

$$R_f(\gamma) = (I + \Delta \gamma) K_c [\gamma I - (I - \Delta K_f C)(A - BK_c) + K_f C]^{-1} K_f \quad (2.7)$$

When an LQG controller is used, the guaranteed stability margins implied by either the LQ controller or the Kalman filter are generally lost. More precisely, the open loop transfer function at the plant input $R_f(\gamma)G(\gamma)$ (resp. the open loop transfer function at the plant output $G(\gamma)R_f(\gamma)$) will not have those attractive stability margins of the open loop transfer function $L(\gamma)$ of the LQ control (resp. the open loop transfer function $F(\gamma)$ of the Kalman filter). It is usually desirable to modify the design in such a way to preserve the stability robustness lost as a result of the use of the LQG controller. The following natural question arises:

How can we choose the two free design parameters K_c and K_p of the LQG controller so that the robustness properties at either the plant input or output nodes are preserved?

The answer is provided by the LQG/LTR design methodology. This consists in determining the matrices

K_c and K_p in a special way that has been comprehensively presented in (Tadjine et al., (8)) within the delta operator framework. More specifically, the state feedback gain K_c (resp. the observer gain K_p when the design specifications are reflected at the output node) is first determined according to the required performance and stability robustness properties. This completely defines the target feedback loop. The observer gain K_p (resp. the state feedback gain K_c when the design specifications are reflected at the output node) is designed with the spectral densities $\Omega = BB'$ and $\Gamma = \rho I$ for $\rho \rightarrow 0$ (resp. with the LQ weighting matrices $Q = C'C$ and $\Lambda = \rho I$ for $\rho \rightarrow 0$). This leads to the following asymptotic LTR results

$$K_p \rightarrow \frac{[I+\Delta A]B[CB]^{-1}}{\Delta} \text{ as } \rho \rightarrow 0 \text{ and hence } R_f(\gamma)G(\gamma) \rightarrow L(\gamma)$$

resp.

$$K_c \rightarrow \frac{[CB]^{-1}C[I+\Delta A]}{\Delta} \text{ as } \rho \rightarrow 0 \text{ and hence } G(\gamma)R_f(\gamma) \rightarrow F(\gamma)$$

Hence, the loop transfer function matrix $R_f(\gamma)G(\gamma)$ (resp. $G(\gamma)R_f(\gamma)$) of the control system approximates the loop transfer function matrix $L(\gamma)$ (resp. $F(\gamma)$) when the controller $R_f(\gamma)$ is designed according to the LTR methodology.

3. THE ADAPTIVE PARTIAL STATE REFERENCE MODEL CONTROLLER.

In this section we describe the main components of the considered PSRM/LTR adaptive controller.

3.1 The plant model.

The input-output behavior of the plant is fairly approximated by the following model:

$$A(\delta)y(t) = B(\delta)u(t) + v(t) + w(t) \tag{3.1}$$

$$\delta v(t) = \gamma(t) \tag{3.2}$$

with $A(\delta) = \delta^n + a_1\delta^{n-1} + \dots + a_n$ and

$$B(\delta) = b_1\delta^{n-1} + \dots + b_n \tag{3.3}$$

where $u(t)$ and $y(t)$ denote respectively the plant input and

output, $v(t)$ denotes state disturbances which are assumed to be steplike or Brownian. $\gamma(t)$ are widely spread pulses of unknown magnitude or independent random variables with zero mean values and finite variances, and $w(t)$ represents the unmodelled plant dynamics. $(B(\delta), A(\delta))$ represents the nominal process dynamics and is completely defined by the parameters $a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_n$. The model of the state disturbances (3.2) is introduced, according to the internal model principle, to provide the required integral action and henceforth an offset free performance capability.

This plant model may be given the following regressive form

$$\bar{y}_f(t) = \bar{\phi}_f(t)\theta + \bar{\eta}_f(t) \tag{3.4}$$

with for any sequence $x(t)$, one operates as follows

$$E(\delta)x_\phi(t) = x(t) \tag{3.5}$$

$$F(\delta)x_f(t) = \delta G(\delta)x_\phi(t) \tag{3.6}$$

$$\sqrt{\gamma(t)}\bar{x}_f(t) = x_f(t) \tag{3.7}$$

where

$$\theta' = [e_1 - a_1, \dots, e_n - a_n, b_1, \dots, b_n], \phi(t)' = [\delta^{n-1}y(t), \dots, y(t), \delta^{n-1}u(t), \dots, u(t)]$$

$$E(\delta) = \delta^n + e_1\delta + \dots + e_n \quad \text{and}$$

$$\gamma(t) = \max(\phi_f(\tau)\phi_f(\tau)) \quad \text{for } 0 \leq \tau \leq t.$$

The polynomials $F(\delta)$ and $G(\delta)$ are chosen so that $\delta G(\delta)[F(\delta)]^{-1}$ is a bandpass filter that meets the relevant frequency band.

3.2 The control design.

The partial state reference model control objective consists in minimizing the following linear quadratic cost function

$$J(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{j=1}^T (e_y(t+j))^2 + \lambda (\delta e_u(t+j-1)) \tag{3.8}$$

where $\{e_y(t)\}$ and $\{e_u(t)\}$ are the input and output tracking errors. and are respectively given by

$$\begin{aligned}
 e_y(t) &:= (y(t) - B(\delta) \beta y^*(t)) & \text{and} \\
 \delta e_u(t) &:= \delta(u(t) - A(\delta) \beta y^*(t)) & (3.9)
 \end{aligned}$$

where λ is a positive scalar, $\beta = 1/B(0)$, and $y^*(t)$ is the reference sequence generated as follows

$$A_m(\delta) y^*(t) = A_m(0) u^*(t) \quad (3.10)$$

where $A_m(\delta)$ is a monic Hurwitz polynomial of degree n and $\{u^*(t)\}$ is the desired set point sequence.

This control objective can be carried out following the LQG/LTR approach from the plant model reparametrization (3.9). This particularly consists in determining the state space realization corresponding to the above plant model together with a recursive solution of the underlying Riccati equation. The involved dynamic equations are given by

$$\delta X(t/t-1) = A X(t/t-1) + B \delta e_u(t) + K_p \varepsilon(t) \quad (3.11)$$

$$\delta X(t/t) = X(t/t-1) + \Delta K_f \varepsilon(t) \quad (3.12)$$

$$\varepsilon(t) = e_y(t) - CX(t/t-1) \quad (3.13)$$

where $X(t/k)$ denotes the estimate of the state vector at time index t based on input-output data up to time index k . The control law which realizes the above stated control objective is given by

$$u(t) = e_u(t) + A(\delta) \beta y^*(t) \quad (3.14)$$

$$\delta e_u(t) = -K_c X(t/t) \quad (3.15)$$

The gains K_c and K_p are determined according to the LTR methodology. This control law may be given the following form

$$\begin{aligned}
 S(\delta) \delta e_u(t) + R(\delta) e_y(t) &= 0 & \text{with} \\
 S(\delta) &= s_1 \delta^{n-1} + \dots + s_n & \text{and} \\
 R(\delta) &= \delta^n + r_1 \delta^{n-1} + \dots + r_n & (3.16)
 \end{aligned}$$

The resulting closed loop control system is described by

$$P_c(\delta) (y(t) - B(\delta) \beta y^*(t)) = S(\delta) \gamma(t) \quad \text{and}$$

$$P_c(\delta) \delta(u(t) - A(\delta) \beta y^*(t)) = -R(\delta) \gamma(t)$$

$$\text{with } P_c(\delta) = A(\delta) \delta S(\delta) + B(\delta) R(\delta).$$

The adaptive partial state reference model controller is simply obtained by combining the above PSRM/LTR controller with a robust parameter estimator. The robust parameter estimator consists in a suitably modified least squares algorithm involving signal filtering, data normalization, and conditionnal adaptation freezing (M'saad et al., (6)). The adaptive algorithm consists in performing the following steps in a real time.

1. Update the parameter estimates $\{\theta(t)\}$.
2. Construct an admissible estimated plant control model as follows:

$$\theta_a(t) = \begin{cases} \hat{\theta}(t) & \text{if the corresponding plant model } (\delta \hat{A}(\delta, t), \hat{B}(\delta, t)) \text{ is stabilizable} \\ \theta_a^*(t) & \text{otherwise} \end{cases}$$

where $\theta_a^*(t)$ denotes any a priori known admissible plant model or simply the previous admissible model, i.e. $\theta_a(t) = \theta_a^*(t-1)$.

3. Evaluate the control law.
4. Implement the control signal taking into account the actuator saturations.

4. SIMULATION RESULTS.

The following physical model of the continuous stirred tank chemical reactor (CSTR) has been used to built a realistic simulator based on some usual assumption as perfect mixing and constant physical properties.

Mass-Balance

$$\frac{dC_A}{dt} = \left(\frac{F}{V} \right) (C_{A_i} - C_A) - k \cdot C_A^2$$

Energy Balance in Reactor Contents :

$$\frac{dT}{dt} = \left(\frac{F}{V}\right)(T_i - T) - \left(\frac{\Delta H_R}{\rho \cdot C_p}\right) \cdot k \cdot C_A - \left(\frac{U \cdot A}{V \cdot \rho \cdot C_p}\right)(T - T_c)$$

Energy Balance in Jacket :

$$\frac{dT_c}{dt} = \left(\frac{U \cdot A}{V_c \cdot \rho_c \cdot C_{pc}}\right)(T - T_c) - \left(\frac{F_c}{V_c}\right)(T_c - T_{ci})$$

Reaction Rate Coefficient :

$$k = k_0 \cdot e^{\left(\frac{1}{R \cdot (T + 273.16)}\right)}$$

where C_A is the concentration of the reactant in the reactor (kmole/m^3), C_{Ai} is the concentration of the reactant in the feed (kmole/m^3), T is the temperature in the reactor ($^{\circ}\text{C}$), T_i is the temperature of the feed ($^{\circ}\text{C}$), T_c is the jacket temperature ($^{\circ}\text{C}$), T_{ci} is the coolant inlet temperature ($^{\circ}\text{C}$), F is the feed flow rate (m^3/s), F_c is the flow rate through the control valve (m^3/s), V is the reactor volume (m^3), k is the reaction rate coefficient ($\text{m}^3/\text{kmole}\cdot\text{s}$), ΔH_R is the heat of reaction, assumed constant (J/kmole), ρ is the density of the reactor contents (kg/m^3), C_p is the heat capacity of the reactants ($\text{J}/\text{kg}\cdot^{\circ}\text{C}$), U is an overall heat-transfer coefficient ($\text{J}/\text{s}\cdot\text{m}^2\cdot^{\circ}\text{C}$), A is the heat transfer area (m^2), V_c is the jacket volume (m^3), ρ_c is the density of the coolant (kg/m^3), C_{pc} is the specific heat of the coolant ($\text{J}/\text{kg}\cdot^{\circ}\text{C}$), k_0 is the Arrhenius frequency parameter ($\text{m}^3/\text{s}\cdot\text{kmole}$), R is the ideal gas constant ($8314.39 \text{ J}/\text{kmole}\cdot^{\circ}\text{K}$).

In the considered control problem, the plant input and output are the coolant flow rate and reactor temperature, respectively. The feed rate changes are viewed as state disturbances and noise measurements are added to the reactor temperature.

The above physical model has been simulated to provide a realistic behavior of an exothermic CSTR, using the following data :

$$V = 0.05$$

$$\begin{aligned} & \text{m}^3, \rho = 1000 \text{ kg}/\text{m}^3, C_p = 4185 \text{ J}/\text{kg}\cdot^{\circ}\text{K}, A = 0.5 \text{ m}^2, \rho_c = \\ & 1000 \text{ kg}/\text{m}^3, K_0 = 1.0110^{12} \text{ Hz}, E = 83700 \text{ J}/\text{mole}, \Delta H_R \\ & = -250800 \text{ J}/\text{mole}, U = 5000 \text{ J}/\text{s}\cdot\text{m}^2\cdot^{\circ}\text{C}, V_c = 0.02 \text{ m}^3, E = \\ & 83700 \text{ J}/\text{kg}\cdot\text{moles}, R = 8.314 \text{ J}/\text{moles}\cdot^{\circ}\text{K} \text{ and } C_{pc} = 4185 \\ & \text{ J}/\text{kg}\cdot^{\circ}\text{K}. \end{aligned}$$

Though the involved chemical plant is nonlinear and time varying, the considered reactor temperature exhibit overdamped dynamics with relatively small time delay. The underlying control problem can be handled using the proposed adaptive controller which is able to accommodate the plant model parameter variations over all the operating range.

Several simulations involving the above presented CSTR model have been carried out to emphasize the applicability of the proposed adaptive controller. We will particularly present those concerning the tracking capability and the regulation behavior in the presence of feed rate disturbances and measurement noise. In all these simulation studies, the set point sequence $u^*(t)$ is initialised at 20°C and undergoes step changes of magnitude 5°C and/or -5°C and the noise measurement consists in a sequence of independent random variables of zero mean and variance 0.05. A preliminary open loop identification is used to get reasonable control system initialisation. The order of the controller is 2, and the LTR is considered at the plant output, so the observer gain is first fixed. This leads to the following observer dynamics $P(\delta) = (\delta + 0.025)^3$. The LQ control gain is recursively computed using $Q = C^T C$ and $\Lambda = \rho I$ in (2.4). The involved design parameters have been specified as follows: The sampling period is $\Delta = 0.5 \text{ s}$. The reference sequence is generated by the difference equation $(\delta + 0.008)^3 y^*(t) = (0.008)^3 u^*(t)$. The polynomials $\delta G(\delta)$ and $F(\delta)$ were chosen so that the input-output filtering is bandpass with low and high peak frequency of about 0.001 Hz and 0.04 Hz respectively. The polynomial $E(\delta) = (\delta + 0.15)^2$ is quite suitable from parameter estimation quality point of view.

Figures 2. and 3 show the behaviour of the reactor temperature with respect to the desired reactor reference

temperature, and the coolant flow rate. The tracking capability of the proposed adaptive PSRM/LTR controller with and without parameter adaptation is quite remarkable in spite of plant non-linearities. Other simulations have been carried out for different values of the parameter ρ . When the parameter ρ approaches zero, we have observed that the robustness margins of the plant output open loop transfer function of the control system have been improved. However, at the same time, the input noise was directly injected in the control signal. Hence, an appropriate trade-off between the recovery of the robustness margins and the rejection of the input noise has to be pursued by properly selecting ρ .

5. CONCLUSION.

In this paper, an adaptive partial state reference model (PSRM) controller has been proposed using the loop transfer recovery control design within the delta operator formulation. The effectiveness of the proposed controller was evaluated in a realistic simulation involving the physical model of an exothermic stirred tank chemical reactor.

REFERENCES

1. Middleton, R.H., G.C. Goodwin, G. C., Hill, D.J., and Mayne, D.Q., 1989, IEEE Trans. AC-33, n°2, 50-58.
2. Middleton, R.H., G.C. Goodwin, G. C., 1990, "Digital Control and Estimation: A Unified Approach", Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 07632.
3. M'Saad, M., Landau, I. D., Duque, M., and Smaan, M., 1989, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol 3, n°2, 155-165.
4. M'Saad, M., Landau, I. D., and Smaan, M., 1990, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol 4, n°2, 133-148.
5. M'Saad, M., Bouslimani, M., and Latifi, A. M., 1993, Proc. 2nd IEEE Conf. Contr. Application, Vancouver, Canada.

Canada.

5. Tadjine, M., M'saad, M., and Dugard, L., 1992, Proc. 31st IEEE Conf. Decision. Contr., Tucson, AZ, 3728-3733, 1992.

FIGURES.

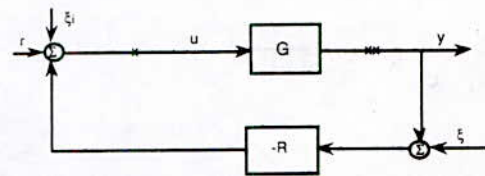


Figure 1. Plant input and Plant output nodes.

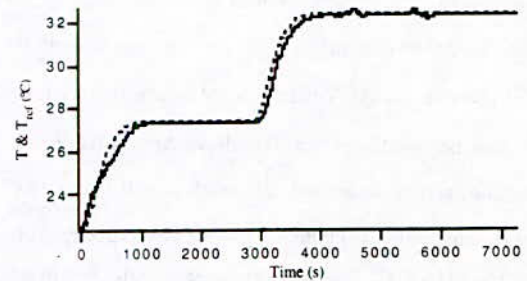


Figure 2. Reference and output signals.

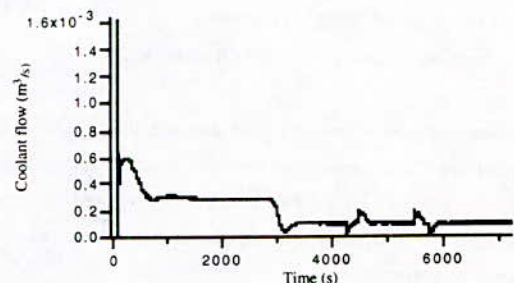


Figure 3. Control signal.

Utilisation d'une table de Karnaugh pour minimiser un algorithme de décision binaire

H. BECHAR, N.M. RAHMANI, A. BESSAID, A.J. TOSSER*

L.E.M.I, Institut d'Electronique, Université de Sidi Bel Abbes 22000 Algérie.

*L'E.N.I.M, 57000 Metz, France.

THEME : Commande des processus

RESUME

En étendant aux arbres de décision binaires les méthodes graphiques de minimisation de réseaux arborescents de multiplexeurs et en généralisant par les notions de boucles inutiles et de boucles dupliquées, il est montré qu'on arrive aisément à minimiser un algorithme de décision binaire à sortie multiples et non entièrement assigné.

ABSTRACT

Utilisation of Karnaugh tables to minimise a binary decision algorithm

In extending the graphical methods of minimization of tree networks of multiplexers to the binary decision trees and in generalizing them by redundant and duplicated loops, it is show that it is easy to minimize a binary decision algorithm for multiple and incompletely specified outputs.

1. Introduction

L'analogie formelle qui existe entre le schéma d'une fonction booléenne et un programme de décision binaire a été signalé par Lee [8] il y a plusieurs années. Quelques auteurs (Cerny et al. [5], Mange [10], Tosser et Aoulad-Syad [14]) se sont penchés depuis sur la minimisation d'arbres ou de réseaux de décision binaire.

Nous proposons, dans cet article, une représentation de Karnaugh propre aux réseaux de décision binaire et l'utilisons aux fins de minimisation. Il s'agit d'une extension de travaux préliminaires [14] qui avaient établi la dualité entre les réseaux de multiplexeurs et les arbres de décision binaire et suggéré d'utiliser des boucles typiques de la table de Karnaugh; la possibilité d'utiliser une table de Karnaugh avait été signalée par Cerny et al. [5] mais n'avait pas été examinée.

Deux raisons principales sont à l'origine de cette étude. D'une part, les diagrammes de décision sont utilisés dans le diagnostic de localisation de défauts permanents dans les circuits numériques [4,7], d'autre part, il est souhaitable, en Génie Biologique et Médical, de disposer de capteurs intelligents capables de pré-traiter les données collectées, par exemple en cardiologie [13], et la réduction de la dimension mémoire est utile. Enfin, le développement prévisible de la microprogrammation structurée [10,11] donne de l'actualité aux problèmes de minimisation d'arbres ou d'algorithmes de décision.

2. Résultats préliminaires

2.1 Analogie entre un réseau (réseau arborescent) de multiplexeurs à deux entrées et un algorithme (arbre) de décision binaire [14]

Rappelons qu'un réseau arborescent de multiplexeurs à deux entrées, s'étendant sur n niveaux (avec $n=1$ sur le niveau de sortie), est construit par l'association de multiplexeurs conformément aux règles suivantes:

(1) la sortie de tout multiplexeur de niveau N est connectée à une entrée d'un seul multiplexeur du niveau $N-1$; et

(2) toute entrée d'un multiplexeur de niveau $N-1$ est reliée à la sortie d'un seul multiplexeur du niveau N .

De même un arbre de décision binaire est conforme à la structure suivante:

(i) il existe une seule instruction initiale;

(ii) toute sortie d'instruction est reliée à une seule entrée d'instruction; et

(iii) toute entrée d'instruction provient d'une seule sortie d'instruction.

Lorsqu'une des conditions (1) ou (2), au moins, n'est pas remplie, on a affaire à un réseau de multiplexeurs à deux entrées. Lorsqu'une des conditions (i) ou (ii) au moins, n'est pas remplie, on a affaire à un algorithme de décision.

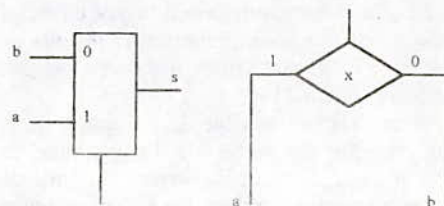


Figure 1

La figure 1 montre l'équivalence entre un multiplexeur à deux entrées et un test binaire. On

en déduit aisément qu'un algorithme de décision binaire se transforme en un réseau de multiplexeurs à deux entrées, lui-même résultant de la modification de structure d'un réseau arborescent [2].

Dès lors, la minimisation d'un algorithme de décision binaire se ramène à celle du réseau arborescent équivalent de multiplexeurs à deux entrées; il s'agit donc d'éliminer les multiplexeurs inutiles de ce réseau équivalent [14].

Un exemple d'arbre de décision et de son réseau arborescent équivalent est donné sur les figures 2 et 3.

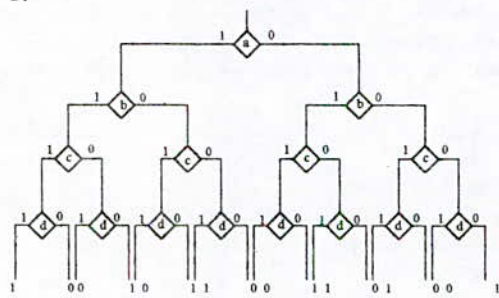


Figure 2

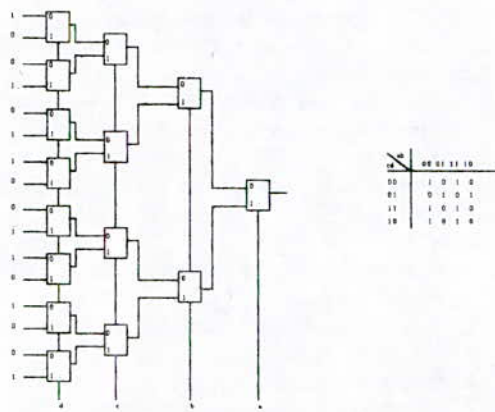


Figure 3

2.2 Les multiplexeurs inutiles du réseau arborescent équivalent à un algorithme de décision

Les règles d'élimination des multiplexeurs inutiles du réseau arborescent équivalent diffèrent de celles [2] qui sont utilisées pour minimiser les réseaux de multiplexeurs réalisant une fonction logique, comme on l'a montré [14].

En supposant connue la table de Karnaugh de la fonction logique de sortie de l'algorithme de décision, il s'agit de tracer un nombre minimal de boucles regroupant des points; les règles suivantes peuvent être retenues et interprétées en terme de décision, comme indiqué ci-dessous:

(R 1) toute boucle B_i tracée sur la table de Karnaugh doit rassembler 2^m points correspondant

à la même valeur de la fonction de sortie, avec m entier supérieur à un; et

(R 2) toute boucle B_i de 2^m points permet d'éliminer (2^m-1) multiplexeurs (ce sont des multiplexeurs inutiles), à condition que des variables non indifférentes de la boucles soient utilisées comme variables de sélection des niveaux successifs du réseau de multiplexeurs. Dans ces conditions, si le nombre total des variables est n , et si les niveaux sont numérotés en ordre décimal croissant (de un à n) de la sortie vers l'entrée, on élimine 2^{m-1} multiplexeurs au niveau n , 2^{m-2} au niveau $(n-1)$, 2^{m-1-j} au niveau $(n-j)$ et $2^0 = 1$ au niveau $(n-m+1)$ [14,11]

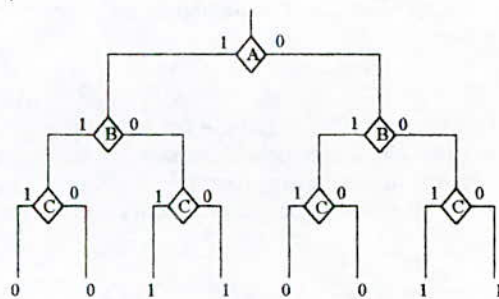


Figure 4

La figure 4 donne un exemple d'arbre de décision, dont le réseau équivalent est tracé sur la figure 5; les multiplexeurs inutiles sont marqués d'une barre diagonale; on en déduit l'arbre minimal (figure 6).

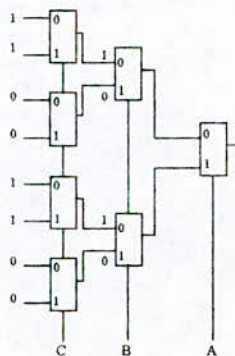


Figure 5

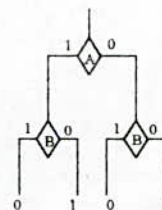


Figure 6

2.3. Elimination des multiplexeurs dupliqués

Il s'agit d'une troisième règle relatives aux boucles qui rassemblent, dans le même ordre, et en nombre pair, les mêmes points, correspondant à des points quelconques:

(R 3) Si 2^d boucles de 2^n points (correspondant à des états logiques dissemblables) dupliquent une boucle, on peut éliminer $2^d (2^n-1)$ multiplexeurs.

Ces résultats se déduisent directement des précédents.

Un exemple de transformation directe d'un arbre de décision (figure 7) par prise en compte des boucles dupliques de la table de Karnaugh, marquées d'une accolade sur la figure 8, conduit à l'algorithme de la figure 9. Notons que la boucle dupliquée recouvrant la partie droite de la deuxième ligne est représentée par la boucle de gauche de la première ligne; en effet, les codages de colonnes doivent être considérés dans l'ordre binaire naturel afin de correspondre à des entrées de données adjacentes de multiplexeurs voisins.

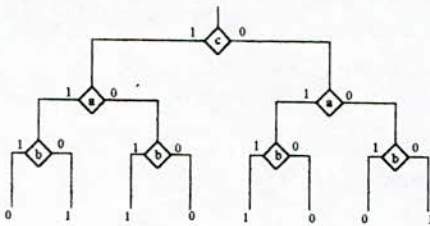


Figure 7

	a	b			
c	0	0	0	1	1
	0	1	0	1	0
	1	0	1	0	1

Figure 8.

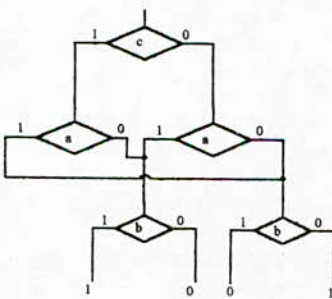


Figure 9.

On voit sur ce exemple, et ce résultat est général [14], que la prise en compte de duplication transforme un arbre de multiplexeur (de décision) en réseau (algorithme).

(R 4) La synthèse minimale du réseau équivalent est obtenu en éliminant le nombre maximal de multiplexeur, à la seule condition que les boucles de la table de Karnaugh aient une intersection vide [14]. Rappelons qu'un réseau arborescent non simplifié d'une fonction de m variables utilise (2^m-1) multiplexeurs à deux entrées répartis sur m niveaux [2].

Remarque pratique complémentaire relative à la duplication

La pratique de telles tables de Karnaugh a montré qu'il est judicieux de faire remarquer que si la table est commode pour rassembler des points adjacents, c'est l'ordre décimal qui classe les entrées de données. Ainsi la ligne de données de la figure 10, extraite d'une table de Karnaugh doit-elle être lue sur la table de Veitch correspondante,

	ab			
cd	00	01	11	10
	00	0	1	0
	01	0	1	0
	11	1	0	1
	10	0	1	0

On se rend alors compte que la ligne 0101 n'est pas constituée de deux boucles dupliques car (01) diffère de (10).

2.4 Exemple de minimisation d'un arbre de décision

Considérons l'arbre de décision binaire représenté sur la figure 2.

La table de Karnaugh de la fonction logique de sortie est donnée sur la figure 3; il s'agit d'un ou-exclusif. On ne peut dessiner aucune boucle de 2^m points de même valeur binaire; par contre, de nombreuses boucles sont dupliquées. La boucle(1010) de la ligne 11 duplique celle de la ligne 00 ; de même la boucle (0101) de la ligne 10 duplique celle de ligne 01; la boucle (01) de la ligne 01, colonnes 00 et 01 duplique la boucle (10) de ligne 00, colonnes 11 et 10; la boucle (01) de la ligne 01, colonnes 11 et 10, duplique la boucle (10) de la ligne 00, colonne 00 et 01. Les boucles dupliquées sont marquées par des accolades sur la figure 10. L'arbre de décision à quatre variables de test nécessite, sans simplification 15 tests; les deux boucles dupliques de quatre points et les deux boucles dupliques de deux points rendent $(2 \times 3) + (2 + 1) = 8$ tests inutile; le réseau minimal comprend donc sept tests.

	ab			
cd	00	01	11	10
	00	1	0	1
	01	0	1	0
	11	1	0	1
	10	0	1	0

Figure 10.

Les deux boucles de quatre points ne dépendant pas de a et b, les premières variables de test sont d et c

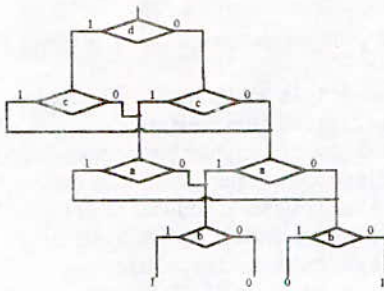


Figure 11

(dans un ordre quelconque); l'ordre (d,c) est préférable car ces deux boucles se distinguent par la valeur de d. La troisième variable de test ne peut être que a car les boucles de deux points ne dépendent pas de b. D'où le réseau minimal ainsi calculé (Figure 11). D'autres ensembles de boucles dupliquées existent (figures 12 et 13).

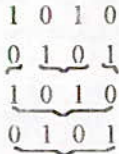


Figure 12

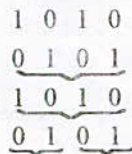


Figure 13

La figure 12 montre que a et b jouent des rôles symétriques; la figure 13 montre que c et d jouent des rôles symétriques; en permutant c et d, d'une part, a et b, d'autre part, on obtient donc trois autres réseaux minimaux. Comme on peut construire des boucles verticales au lieu des boucles horizontales, on peut encore permuter les rôles des couples (a,b) et (c,d) pour obtenir quatre autres réseaux minimaux. La table de la figure 3 étant symétrique, on peut encore permuter les rôles de a et d, d'où huit autres réseaux minimaux.

2.5 Table de Karnaugh d'un algorithme de décision à sortie codée par plusieurs chiffres binaires

A titre de comparaison, nous choisissons un exemple traité par une méthode mathématique par un auteur déjà cité [5]. Il s'agit de l'algorithme représenté sur la figure 14. On peut représenter sur la table de Karnaugh en remplaçant les chiffres binaires par leurs équivalents décimaux.

La table de Karnaugh prend alors l'aspect de la figure 15, où le symbole ϕ représente l'ensemble des quatre valeurs 0, 1, 2, 3; l'utilisation de ce symbole classique d'indifférence dans les tables de Karnaugh est justifiée par le fait qu'aux points marqués de ϕ , les quatre valeurs décimales sont également autorisées. Le symbole $\bar{3}$ repère la situation où seules les valeurs 0, 1 et 2 sont autorisées.

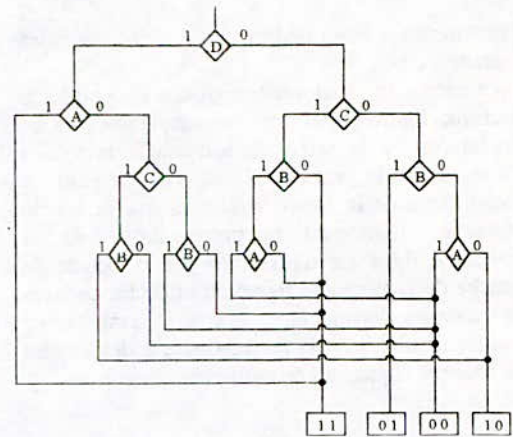


Figure 14.

	DC				
BA		00	01	11	1
00		2	3	ϕ	3
01		0	3	ϕ	3
11		1	$\bar{3}$	ϕ	ϕ
10		1	3	ϕ	ϕ

Figure 15.

Les règles énoncées précédemment pour éliminer les multiplexeurs inutiles ou dupliqués se transposent aisément, à condition de considérer des boucles regroupant des points ayant même valeur décimale, ou des valeurs compatibles. D'où la procédure de minimisation.

3. Minimisation d'un algorithme de décision

3.1 Procédure de minimisation

Les différentes étapes de la procédure de minimisation sont les suivantes.

- (1) Tracer la table de Karnaugh de la fonction de sortie, en y portant les équivalents décimaux des chiffres binaires de la sortie.
- (2) Eliminer les tests inutiles en constituant des boucles de 2^m points ($m \geq 1$) ayant des valeurs décimales égales ou compatibles. Toute boucle de 2^m points élimine $(2^m - 1)$ tests inutiles, à condition que les variables non indifférentes de la boucle soient variables de test; le nombre de tests éliminés est divisé par deux quand on passe d'un niveau aval au niveau amont immédiatement voisin. On obtient l'arbre de décision minimal en éliminant le nombre maximal de tests inutiles à l'aide d'un ensemble de boucle sans intersection. Une étape nouvelle de minimisation peut être franchie, si on accepte d'abandonner la structure arborescente au profit d'un algorithme. D'où la règle complémentaire.

(3) Eliminer les tests dupliqués en constituant des boucles identiques de 2^n points correspondant à des valeurs décimales distinctes. Si 2^d boucles duplicables d'un type donné (contenant 2^n points) existent, on peut éliminer $(2^d-1)(2^n-1)$ tests; le nombre de tests éliminé est là encore divisé par deux quand on passe d'un niveau aval au niveau amont immédiatement voisin. On obtient un algorithme minimal en éliminant ainsi le nombre maximal de tests dupliqués.

3.2 Exemple de minimisation

Considérons l'algorithme de la figure 14, dont la table de Karnaugh se déduit par forçage de la table qui a été déjà dressée (figure 15). En vue d'obtenir un arbre minimal, on peut opérer plusieurs types de regroupement par boucles des points de la table (figure 16 à 27). L'arbre non réduit contiendrait 15 tests.

On se rend aisément compte qu'on ne peut constituer qu'une boucle de huit points; on peut ensuite tracer deux ensembles de boucles compatibles de deux points (figure 16 et 17); on élimine donc neuf tests et l'arbre réduit contient six tests.

Pour éliminer neuf tests sans utiliser des boucles de huit points, il n'existe qu'un autre ensemble typique de boucles: un ensemble de deux boucles de quatre points et trois boucles de deux points, toutes compatibles. Il existe dix possibilités (figure 18 à 27).

On obtient ainsi 12 ensembles minimaux. Pour la table de la figure 16, le schéma est obtenu simplement. Une méthode commode pour dresser rapidement la liste des sorties typiques des tables de Karnaugh de dimension 4×4 [9,2]: quand on permute les variables x_2 et x_4 (figure 28) les points situés sur les diagonales sont inchangés alors que tout autre point permuté avec un autre point symétrique par rapport à la diagonale la plus proche.

Mais on peut aussi raisonner directement sur la topologie des boucles; la variable D est nécessairement variable de test à l'entrée (au niveau 4) car la boucle de huit points ne dépend que de D; les boucles de deux points se distinguent par la valeur de C et de B, une de ces variables sert de test du niveau 3 et l'autre au niveau 2, on en déduit que A est variable de test au niveau 1. Le Bloc de Test D a sa sortie 1 branchée en sortie sur l'instruction 3, alors que la sortie est connectée, par exemple, à un bloc de test C; chaque sortie du bloc C est connectée à un bloc B; on voit, d'après la deuxième colonne du tableau de la figure 16, que la sortie 1 du bloc C est connectée à un bloc B dont la sortie 1 est connectée à un bloc A et ainsi de suite (figure 29). Les sorties se lissent aisément sans recours à la procédure définie par la figure 28.

Une autre solution d'arbre (figure 30) est fournie par la table de la figure 20: il s'agit de la solution proposée par des auteurs cités [5].

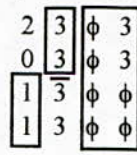


Figure 16

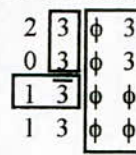


Figure 17

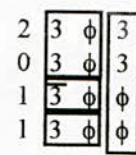


Figure 18

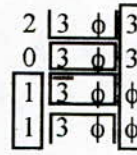


Figure 19

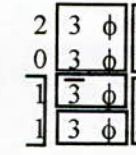


Figure 20

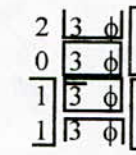


Figure 21

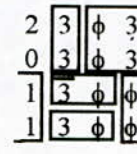


Figure 22

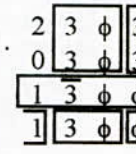


Figure 23

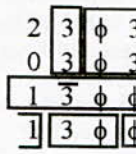


Figure 24

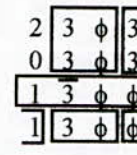


Figure 25

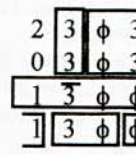


Figure 26

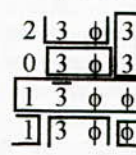


Figure 27

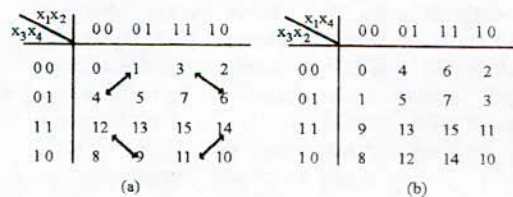


Figure 28.

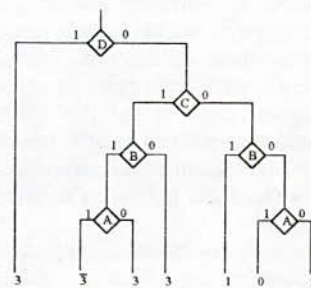


Figure 29.

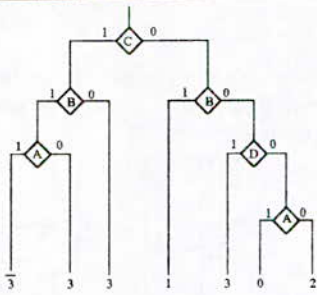


Figure 30.

Il est clair qu'on ne peut encore réduire cet algorithme car aucune boucle ne peut être dupliquée.

3.3 Remarques

On peut interpréter les résultats ci-dessous sous une autre forme: ainsi, on peut considérer que la procédure de minimisation d'algorithme à sortie numérique binaire est celle qui convient pour minimiser, en logique programmée, tout bloc logique à fonction de sortie multiple, contenant des conditions indifférentes.

4. Discussion

Dans la publication [5], une analyse mathématique se propose le même objectif que le paragraphe 3.1; il faut cependant noter que cette méthode est lourde car elle s'appuie sur la procédure de Meisel [12]: il faut tracer une table de recouvrement des implicants (49 lignes sur 19 colonnes dans le cas de l'exemple du paragraphe 3.2), ensuite, un arbre de recouvrement et effectuer enfin un certain nombre d'essais infructueux avant d'obtenir l'ensemble des arbres minimaux. Il est également clair que la table de Karnaugh peut être utilisée de façon efficace sans créer de difficultés de compatibilités entre les termes; c'est cette remarque qui avait conduit les auteurs cités [5] à écarter à priori l'idée d'une méthode graphique de minimisation.

On peut aussi objecter que l'utilisation d'une table de Karnaugh risque de ne plus être commode lorsque le nombre de variables augmente trop. Mais, si cet inconvénient est bien connu quand on s'intéresse à la synthèse de fonctions logiques à l'aide portes et, ou non, cependant cet argument perd de sa rigueur dans le cas des tables de Karnaugh à indications décimales car le nombre de symboles décimaux identique ou compatible est nettement moins élevé que le nombre de symboles binaire un (ou zéro).

En toute hypothèse, les boucles contenant des symboles compatibles sont aisément mises en évidence par la méthode numérique de

détermination des implicants premiers d'une fonction binaire [9].

Les formules donnant le nombre de tests inutiles ou le nombre de tests dupliqués permettent de savoir très rapidement s'il existe une solution minimale équivalente à la solution obtenue, ce que ne permet pas la méthode de mathématique générale [5] qui exige une étude complète. Donnons un exemple (deux figure 2): un bloc logique à sortie double défini par la table de Karnaugh de la figure 31.

DC		00	01	11	10
BA	00	2	3	0	3
	01	0	3	3	3
	11	1	0	3	3
	10	1	3	2	0

Figure 31.

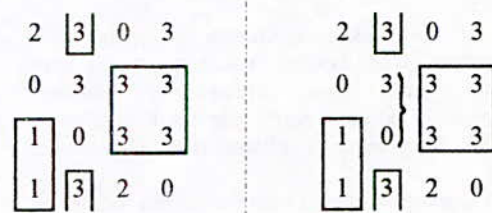


Figure 32.

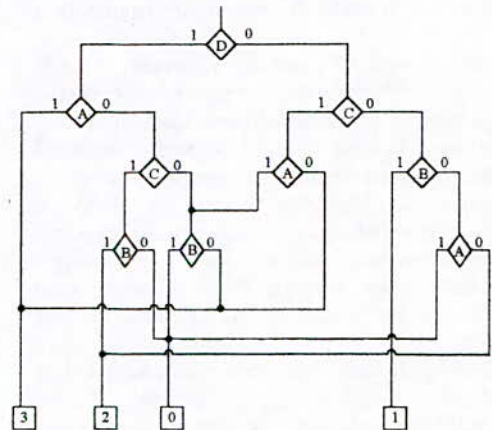


Figure 33.

Il apparaît très vite qu'on peut dessiner une boucle de quatre points et deux boucles de deux points, ce qui économise cinq tests; comme on ne peut tracer ni deux boucles de quatre points, ni cinq boucle de deux points, ces trois boucles conduisent à un arbre minimal (figure 31).

On est donc assuré qu'existent des arbres minimaux de dix tests, dont celui proposé par les auteurs [5], comme on le vérifie aisément. Si on accepte un algorithme de décision, une des tables de la figure 31 peut être traitée en introduisant une

boucle dupliquée (figure 32), en plus d'une boucle de quatre points et de deux boucles de deux points; toutes ces boucles sont compatibles. On économise ainsi neuf tests; l'algorithme obtenu (figure 33) est plus avantageux que l'arbre minimal; ce type de solution n'avait pas été examiné par les auteurs précédemment cités [5].

On peut également remarquer que la table de Karnaugh autorise une minimisation sans avoir à recourir à l'analyse d'arbre partiels comme suggéré par Mange [10]. Considérons ainsi la table de Karnaugh du comparateur de deux nombres binaires A_0B_0 et A_1B_1 (figure 34). On identifie rapidement deux boucles de quatre points et une boucle dupliquée de quatre points; on en déduit que l'algorithme de décision nécessite neuf tests. Un algorithme minimal se trouve aisément (figure 35), en bon accord avec un résultat publié [10]. D'autres algorithmes peuvent être obtenus en permutant A_1 et B_1 , d'une part, A_0 et B_0 d'autre part.

A_1B_1	00	01	11	10	
A_0B_0	00	2	1	2	0
	01	1	1	1	0
	11	2	1	2	0
	10	0	1	0	0

$1 \Leftrightarrow A < B$
 $0 \Leftrightarrow A = B$
 $2 \Leftrightarrow A > B$

Figure 34.

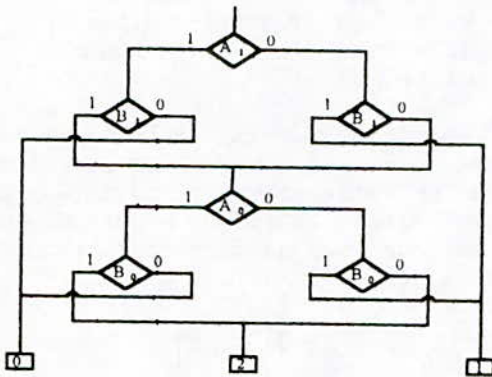


Figure 35.

5. Conclusion

La représentation d'un algorithme de décision binaire par une table de Karnaugh permet, en introduisant des boucles d'état identiques et des boucles dupliquées, de prédéterminer aisément le nombre décimal de tests nécessaires pour un arbre de décision ou pour un algorithme. Cette méthode simple conduit facilement à l'ensemble des algorithmes minimaux, sans recours à de lourdes méthodes mathématiques. Ces résultats généralisent des résultats précédemment proposés par divers auteurs [5,10,14].

Cette étude constitue aussi un pas dans l'étude de l'utilisation des machines de décision binaire

comme séquenceur programmable, rejoignant des idées déjà avancées par divers auteurs [1,3,6,10]. La généralisation et l'extension de la méthode programmable de synthèse des réseaux cascade de multiplexeurs est à l'étude, en vue d'une conception assistée par ordinateur.

REFERENCES

- 1- AKERS, S.B., 1978, Binary decision diagrams. I.E.E.E Trans. Comput., 27.
- 2- AOULAD-SYAD, D., 1981, thèse de spécialité, Université de Nancy I.
- 3- BOUTE, R. T., 1976, the binary decision machine as programmable controller. *Euromicro Newslet.*, 2, 16-22.
- 4- CERNY, E., 1978, Controllability and fault observability in modular combinational circuits. I.E.E.E Trans. Comput., 27, 896-903.
- 5- CERNY, W., MANGE, D., et SANCHEZ, 1979, Synthesis of minimal binary decision trees. I.E.E.E Trans. comput., 28, 472-482.
- 6- CLARE, C. R., 1973, Designing logic systems using state machines (New York: McGraw Hill).
- 7- KOHAVI, Z., 1978, Switching and Finite Automata Theory, Second edition Computer Science Series (McGraw Hill).
- 8- LEE, C.Y., 1959, Representation of switching circuits by binary decision programs. *Bull. Syst. tech. J.*, 38, 985-999.
- 9- LOTFI, Z. M., et TOSSER, A. J., 1979, Fast arithmetic procedure for minimization of logical functions. *Int. J. Electron.*, 47, 181-185; 1980, Graphical exhaustive analysis of minimum MUX synthesis of switching functions. *Comput. Elect. Engng.*, 7, 235-242.
- 10- MANGE, D., 1978, Arbres de décision pour systèmes logiques câblés ou programmés. *Bull. Ass. Suisse elect.*, 69, 1238-1243; 1980, Microprogrammation structurée. *Nouv. Automat.*, 25, 45-54.
- 11- MANGE, D.; et SANCHEZ, E., 1981, Implicite ou saturation? deux méthodes pour la réalisation microprogrammées d'automatismes séquentiels. *Nouv. Autom.*, 26, 43-49.
- 12- MEISEL, W. S., 1967, A note on internal state minimization in incompletely specified sequential networks. I.E.E.E. Trans. comput., 16, 508-509.
- 13- ROUILLARD, J., 1980, Thèse de spécialité, Université de Nancy I.
- 14- TOSSER, A. J., et AOULAD-SYAD, D., 1981, Vers une algèbre des réseaux de décision binaire. *Proc. 1st. conf. Appl. Model. Simul.*, Lyon, pp.2-5.

IDENTIFICATION RECURSIVE DES SYSTEMES MULTIVARIABLES

Etude comparative de différentes structures

L.GUENFAF, N.BALI, H.S.BOUCHERIT.

Laboratoire d'Automatique.

Ecole Nationale Polytechnique.

10, Avenue Pasteur El Harrach - Alger.

Tel. (231)(2) 76 53 01/03 Fax. (213)(2) 76 09 66.

Résumé: Cet article est consacré à l'étude de différents algorithmes d'identification paramétrique des systèmes multivariables. Ainsi, trois modèles de représentation sont utilisés pour décrire le comportement dynamique des systèmes MIMO (Multi-Input, Multi-Output). Il est présentée une application par simulation numérique sur un système TITO (Two-Input, Two-output), fortement couplé. Les résultats permettent une comparaison des trois types de structure adoptés.

INTRODUCTION

L'identification des systèmes multivariables constitue actuellement un axe de recherche important dans le domaine de l'automatique. En effet, lorsque les systèmes sont multivariables, il est nécessaire d'adopter des méthodes appropriées pour aboutir au modèle de représentation. On s'intéresse donc à l'extension des méthodes récursives monovariées pour l'identification des systèmes multivariables.

L'objectif de cet article est la modélisation par équations aux différences paramétriques des systèmes MIMO. Cette modélisation nécessite un choix judicieux du modèle de représentation. Dans ces travaux, les structures suivantes sont adoptées: la représentation Pleine-Pleine (PP), la représentation Diagonale-Pleine (DP), et la représentation Diagonale-Diagonale (DD).

Il est présenté, dans un premier lieu, le principe de chacune des trois techniques d'identification à partir des algorithmes des moindres carrés récursifs. On applique, Ensuite par simulation, les trois techniques pour

l'identification d'un système robotique.

Les résultats obtenus par simulation permettent de faire une validation et une comparaison des trois structures étudiées.

1. MODELE PARAMETRIQUES D'UN SYSTEME MULTIVARIABLE

Soit le modèle multivariable décrit par les équations d'état suivantes:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) \\ y = n(x) \end{cases} \quad (1)$$

où $f^T(x, u, t) = [f_1(x, u, t) \dots f_n(x, u, t)]$.
 $h^T(x) = [h_1(x) \dots h_m(x)]$.

x : vecteur d'état (*dim n*).

y : vecteur de sorties (*dim m*).

u : vecteur d'entrées (*dim p*).

t : temps.

La commande par ordinateur de ce système nécessite la connaissance d'un modèle de représentation discret plus adapté. Ainsi, l'écriture du modèle mathématique sous une forme paramétrique discrète conduit au modèle qui suit [1] [2]:

$$\begin{bmatrix} A_{11}(q^{-1}) & \dots & A_{1m}(q^{-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ A_{m1}(q^{-1}) & \dots & A_{mm}(q^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11}(q^{-1}) & \dots & B_{1p}(q^{-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ B_{m1}(q^{-1}) & \dots & B_{mp}(q^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Avec: $A_{ij}(q^{-1}) = 1 + \sum_{k=1}^{n_{ij}} a_{ijk} q^{-k}$ pour $i=1, m$

$A_{ij}(q^{-1}) = \sum_{k=1}^{n_{ij}} a_{ijk} q^{-k}$ pour $\begin{cases} i=1, m \\ j=1, m; i \neq j \end{cases}$

$B_{ij}(q^{-1}) = q^{-d_{ij}} \sum_{k=1}^{n_{ij}} b_{ijk} q^{-k}$ pour $\begin{cases} i=1, m \\ j=1, p; d_{ij} \geq 0 \end{cases}$

q^{-1} : étant l'opérateur retard

Le modèle ainsi obtenu, peut être utilisé en considérant différentes structures de représentation: la représentation Pleine-Pleine, la représentation Diagonale-Pleine, et la représentation Diagonale-Diagonale. Le choix de cette structure de représentation dépend des spécificités et des informations nécessaires pour une identification représentative du système multivariable étudié.

2. REPRESENTATION PLEINE-PLEINE

Cette approche consiste à prendre en considération les couplages entre les différentes sorties, ainsi que l'influence mutuelle des commandes. Le modèle à considérer dans ce cas est [3]:

$$\hat{A}(q^{-1}) y(t) = \hat{B}(q^{-1}) u(t) \quad (3)$$

avec:

$$\hat{A}(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11}(q^{-1}) & \dots & \hat{A}_{1m}(q^{-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{A}_{m1}(q^{-1}) & \dots & \hat{A}_{mm}(q^{-1}) \end{bmatrix}$$

$$\hat{B}(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \hat{B}_{11}(q^{-1}) & \dots & \hat{B}_{1p}(q^{-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{B}_{m1}(q^{-1}) & \dots & \hat{B}_{mp}(q^{-1}) \end{bmatrix}$$

$$\hat{A}_{ii}(q^{-1}) = 1 + \sum_{l=1}^{\hat{a}_{ii}} \hat{a}_{ii,l} q^{-l} \text{ pour } i=1, m$$

$$\hat{A}_{ij}(q^{-1}) = \sum_{l=1}^{\hat{a}_{ij}} \hat{a}_{ij,l} q^{-l} \text{ pour } \begin{cases} i=1, m \\ j=1, m, i \neq j \end{cases}$$

$$\hat{B}_{ij}(q^{-1}) = q^{-\hat{d}_{ij}} \sum_{l=1}^{\hat{b}_{ij}} \hat{b}_{ij,l} q^{-l} \text{ pour } \begin{cases} i=1, m \\ j=1, p \end{cases}$$

et \hat{A}, \hat{B} : matrices polynomiales en q^{-1} de dimension (m, m) et (m, p) .

\hat{m} et \hat{p} : sont respectivement, les nombres de sorties et d'entrées du modèle considérées.

\hat{a}_{ij} , \hat{m}_{ij} : degrés estimés de \hat{A}_{ij} et

\hat{B}_{ij} : $i=1, m, j=1, p$.

\hat{d}_{ij} : retard estimé.

Dans ce type de représentation les deux matrices \hat{A} et \hat{B} sont pleines.

L'expression de ce modèle sous la forme vectorielle est: [3]

$$y_i(t) = \theta_i^T \Phi_i(t); \quad i=1, m \quad (4)$$

$$\theta_i^T = [a_{i1}, \dots, a_{i1, \hat{a}_{i1}}, \dots, a_{i\hat{m}}, \dots, a_{i\hat{m}, \hat{a}_{i\hat{m}}}, \delta_{i1}, \dots, \delta_{i1, \hat{m}_{i1}}, \dots, \delta_{i\hat{p}}, \dots, \delta_{i\hat{p}, \hat{d}_{i\hat{p}}}]$$

$$\Phi_i^T = [-y_1(t-1) \dots -y_1(t-\hat{a}_{i1}) \dots -y_m(t-1) \dots -y_m(t-\hat{a}_{im}) \dots u_1(t-1-\hat{d}_{i1}) \dots u_1(t-\hat{m}_{i1}-\hat{d}_{i1}) \dots u_p(t-1-\hat{d}_{ip}) \dots u_p(t-\hat{m}_{ip}-\hat{d}_{ip})]$$

Etant donné que le système se décompose en m sous-systèmes interconnectés, l'algorithme des moindres carrés récursif, appliqué pour le $i^{ème}$ sous-système, aboutit à [4] [5]:

$$\theta_i(t+1) = \theta_i(t) + F_i(t) \Phi_i(t) e_i(t+1)$$

$$F_i(t+1) = \frac{1}{\lambda_{i1}} \left[F_i(t) - \frac{F_i(t) \Phi_i(t) \Phi_i^T(t) F_i(t)}{C_i + \Phi_i^T(t) F_i(t) \Phi_i(t)} \right] \quad (5)$$

$$e_i(t+1) = \frac{y_i(t+1) - \theta_i^T \Phi_i(t)}{C_i + \Phi_i^T(t) F_i(t) \Phi_i(t)}$$

avec: F_i : gain d'adaptation.

e_i : erreur à posteriori.

$$C_i = \lambda_{i1} / \lambda_{i2}; \quad 0 < \lambda_{i1} < 1, \quad 0 < \lambda_{i2} < 2.$$

3. REPRESENTATION DIAGONALE-PLEINE

Dans cette structure, l'interconnexion des sorties entre elles est négligée. Le système multivariable est donc représenté par la relation suivante [6]:

$$\hat{A}(q^{-1}) y(t) = \hat{B}(q^{-1}) u(t) + h \quad (6)$$

où $\hat{A}(q^{-1}) = \text{diag}(A_{ii}(q^{-1}))$.

$h^T = [h_1 \dots h_m]$: vecteur absorbant l'effet du couplage négligé.

Tandis que la forme vectorielle est [3]:

$$y_i(t) = \theta_i \Phi_i(t) \text{ pour } i=1, m. \quad (7)$$

$$\theta_i^T = [a_{i1}, \dots, a_{i1, \hat{a}_{i1}}, \delta_{i1}, \dots, \delta_{i1, \hat{m}_{i1}}, \dots, \delta_{i\hat{p}}, \dots, \delta_{i\hat{p}, \hat{d}_{i\hat{p}}}, h_i]$$

$$\Phi_i^T = [-y_1(t-1) \dots -y_1(t-\hat{a}_{i1}) \dots u_1(t-1-\hat{d}_{i1}) \dots u_1(t-\hat{m}_{i1}-\hat{d}_{i1}) \dots u_p(t-1-\hat{d}_{ip}) \dots u_p(t-\hat{m}_{ip}-\hat{d}_{ip}) \quad 1]$$

Pour l'identification du système, l'algorithme (5) est utilisé.

4. REPRESENTATION DIAGONALE-DIAGONALE

Pour les systèmes dont le nombre d'entrées est égale au nombre de sorties, cette approche est la plus adaptée. En effet, elle utilise un modèle découplé ce qui permet l'identification d'un nombre réduit de paramètres.

Par ailleurs cette méthode facilite l'extension des algorithmes de commande adaptative monovariables au cas multivariable. Ainsi, le système est représenté par [1] [7]:

$$\hat{A}(q^{-1}) y(t) = \hat{B}(q^{-1}) u(t) + h \quad (8)$$

Avec les matrices $\hat{A}(q^{-1})$ et $\hat{B}(q^{-1})$ diagonales, alors que l'expression vectorielle s'écrit [3]:

$$y_i(t) = \theta_i^T \Phi_i(t); \quad i=1, \hat{m} \quad (9)$$

avec:

$$\theta_i^T = [a_{i1}, \dots, a_{i, \hat{m}}, b_{i1}, \dots, b_{i, \hat{m}}, h_i]$$

$$\Phi_i^T = [-y_i(t-1) \dots -y_i(t-\hat{m}_i) \\ u_i(t-1-\hat{d}_{i1}) \dots u_i(t-\hat{m}_i-\hat{d}_{i1}) \quad 1]$$

Pour l'identification du système, l'algorithme (5) est aussi utilisé.

5. RESULTATS DE SIMULATION

Pour tester les méthodes d'identification basées sur les différentes représentation, nous avons utilisé, le modèle d'un robot. C'est un système qui est décrit par les équations aux différences suivantes [8]:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t)$$

avec:

$$A(q^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 - 1.4759q^{-1} + 0.3114q^{-2} + 0.3819q^{-3} \\ 0.1074q^{-1} - 0.042q^{-2} - 0.047q^{-3} \\ \\ 0.4013q^{-3} \\ 1 - 0.6075q^{-1} - 0.0494q^{-3} \end{bmatrix}$$

$$B(q^{-1}) = \begin{bmatrix} -0.0172q^{-1} - 0.0847q^{-2} - 0.0441q^{-3} \\ 0.01443q^{-1} + 0.0104q^{-2} + 0.0054q^{-3} \\ \\ 0.095q^{-1} + 0.1442q^{-2} - 0.1437q^{-3} \\ -0.0599q^{-1} - 0.0177q^{-2} - 0.0177q^{-3} \end{bmatrix}$$

La complexité de ce système fortement couplé et de degrés 3 est choisie de telle sorte à permettre une bonne validation des structures développées.

Dans notre étude, nous avons appliqué pour chacune des structures l'algorithme des moindres carrés récursif à gain décroissant et à trace constante:

- Si $c_i=1$ et $1/\lambda_{i1}=1$: l'algorithme des moindres carrés récursif est à gain décroissant. Cet algorithme permet une bonne estimation des paramètres variants très lentement dans le temps.

- Si $c_i = \lambda_{i1}/\lambda_{i2}$

et $\text{trace}[F_i(t+1)] = \text{trace}[F_i(t)] = \text{trace}[F_i(t=0)]$;

$$\lambda_{i1} = \frac{1}{\text{trace}[F(t+1)]} \left[\frac{\text{trace}[F_i(t) - \text{trace}[F_i(t) \Phi_i(t) \Phi_i^T(t) F_i(t)]]}{c_i + \Phi_i^T(t) F_i(t) \Phi_i(t)} \right]$$

avec $F_i(t=0) = \text{diag}(GI_i); GI_i$: Gain initial.

l'algorithme est dans ce cas à trace constante (C_i fixé). En maintenant la trace, donc le gain d'adaptation constant, l'algorithme assure une bonne poursuite des paramètres.

A partir des résultats obtenus, nous avons retenu pour chacune des structures de représentation l'algorithme qui assure la meilleur identification. Ainsi, nous avons adopté:

1^{ère} structure: L'algorithme d'identification est celui des moindres carrés récursif à gain décroissant tel que:

$$GI_i = 10^3, \hat{a}_{ij} = 3, \hat{m}_{ij} = 3, \hat{d}_{ij} = 0; i, j = 1, 2.$$

2^{ème} structure: L'algorithme d'identification est celui des moindres carrés récursif à gain décroissant tel que:

$$GI_i = 10^3, \hat{a}_{i1} = 3, \hat{m}_{i1} = 3, \hat{d}_{i1} = 0; i, j = 1, 2.$$

3^{ème} structure: L'algorithme d'identification est celui des moindres carrés récursif à trace constante tel que:

$$c_i = 1, GI_i = 10^2, \hat{a}_{i1} = 3, \hat{m}_{i1} = 3, \hat{d}_{i1} = 0; i = 1, 2.$$

En outre, pour effectuer cette identification, l'excitation est une séquence binaire pseudo aléatoire (SBPA) de longueur 8.

Enfin, nous avons représenté les sorties y , l'erreur e et les paramètres du modèle dans le cas de la première structure (figure 1), de la deuxième structure (figure 2) et la troisième structure (figure 3).

CONCLUSION

Les résultats obtenus nous ont permis d'adopter l'algorithme des moindres carrés récursif à gain décroissant pour la représentation PP et DP, tandis que dans le cas de la représentation DD, l'utilisation de l'algorithme à trace constante, pour identifier un système fortement couplé, s'impose.

Les résultats montrent aussi que les sorties convergent et que les trois représentation présentant une erreur de sortie acceptable.

REFERENCES

- [1] M.H.Liu & W.Lin, "Multivariable self tuning control with decoupling for robotic manipulators" IEE Proc. Pt. D Vol. 135, N°1, 1988.
- [2] M.H.Liu & W.Lin, "Pole assignment self tuning

controller for robotic manipulators" Int. J. Control, Vol.46, N°4, pp 1305-1317, 1987.

[3] I.N.Guermazi & Al, "Identification paramétrique en temps réels des systèmes multivariables simulés analogiquement" JTEA'92, Tunisie, 1992.

[4] L.Ljung & T.Söderström, "Theory and Practice of Recursive Identification" The MIT press, 1987.

[5] I.D.Landau, "Identification et commande des systèmes" Hermes, 1986.

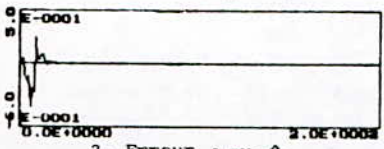
[6] G.C.Goodwin & Al, "Discret time stochastic adaptive control" SIAM. J. Control & Opt., Vol. 19, N°6, 1981.

[7] B.Bouzouia, "Adaptive control for robot manipulators: the self tuning approach" Rapport interne, LAAS, Toulouse, 1991.

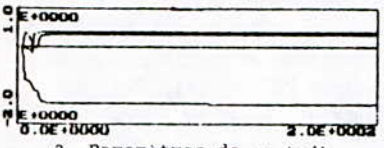
[8] J.M.Dion & Al, "Long range predictive multivariable control of a two links flexible manipulators" Int. Workshop in adaptive and nonlinear control: Issues in robotics, Grenoble, 1990.



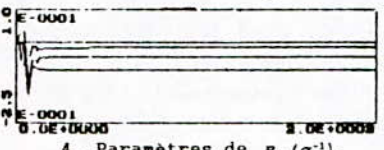
1. Sortie y_1 et ϕ_1 .



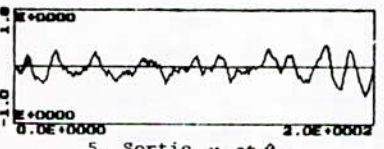
2. Erreur $e_1=y_1-\phi_1$.



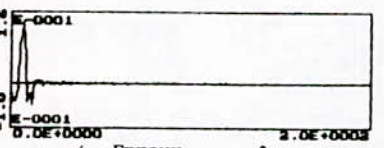
3. Paramètres de $A_{11}(q^{-1})$.



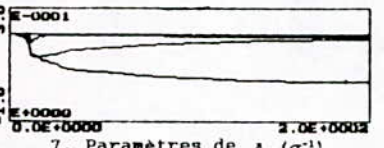
4. Paramètres de $B_{11}(q^{-1})$.



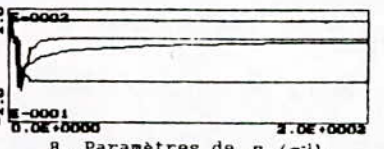
5. Sortie y_2 et ϕ_2 .



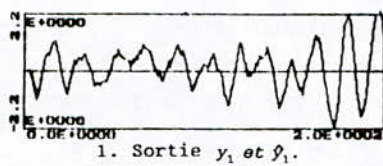
6. Erreur $e_2=y_2-\phi_2$.



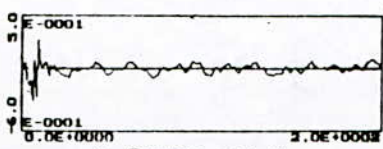
7. Paramètres de $A_{22}(q^{-1})$.



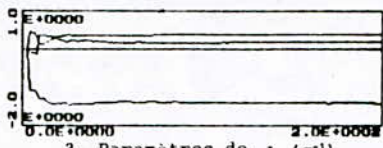
8. Paramètres de $B_{22}(q^{-1})$.



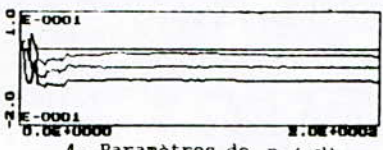
1. Sortie y_1 et ϕ_1 .



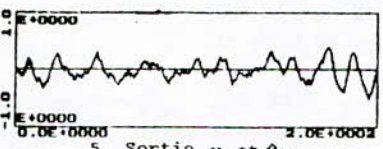
2. Erreur $e_1=y_1-\phi_1$.



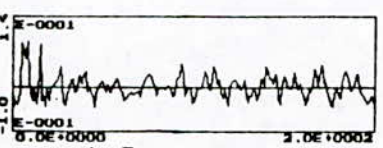
3. Paramètres de $A_{11}(q^{-1})$.



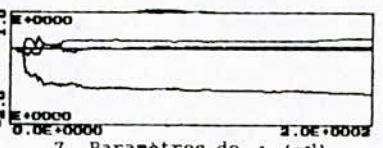
4. Paramètres de $B_{11}(q^{-1})$.



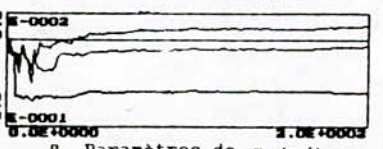
5. Sortie y_2 et ϕ_2 .



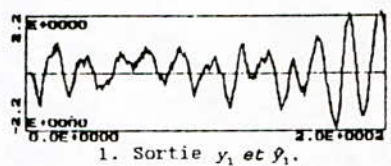
6. Erreur $e_2=y_2-\phi_2$.



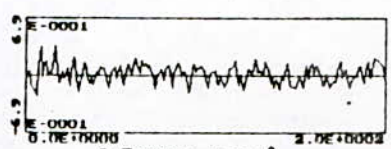
7. Paramètres de $A_{22}(q^{-1})$.



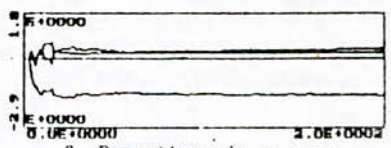
8. Paramètres de $B_{22}(q^{-1})$.



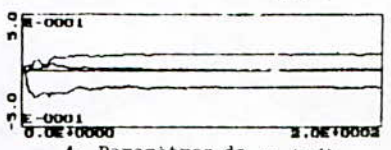
1. Sortie y_1 et ϕ_1 .



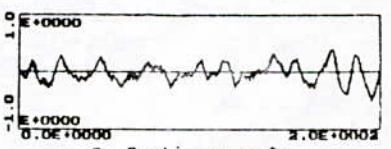
2. Erreur $e_1=y_1-\phi_1$.



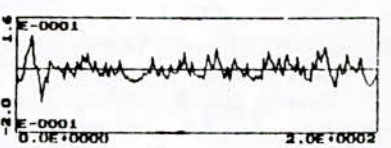
3. Paramètres de $A_{11}(q^{-1})$.



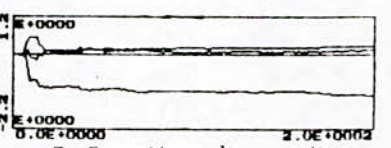
4. Paramètres de $B_{11}(q^{-1})$.



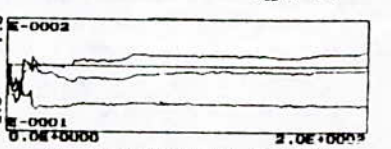
5. Sortie y_2 et ϕ_2 .



6. Erreur $e_2=y_2-\phi_2$.



7. Paramètres de $A_{22}(q^{-1})$.



8. Paramètres de $B_{22}(q^{-1})$.

Figure 1. Résultats de la représentation PP.

Figure 2. Résultats de la représentation DP (h estimé).

Figure 3. Résultats de la représentation DD (h=0).

Synthèse des Observateurs d'Etat dans les Systèmes Décentralisés

Djamel BOUKHETALA & Farès BOUDJEMA

Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Pasteur El Harrach Alger, Algérie

Resumé—Dans ce papier, on s'intéresse à la synthèse des observateurs d'état dans la commande décentralisée des systèmes complexes. L'approche utilisée consiste à calculer les matrices de bouclage des observateurs décentralisés en utilisant la théorie de la commande par critère quadratique. L'optimalité de la solution du problème sera discutée et un exemple illustratif sera aussi donné ainsi que des résultats de simulation.

I. INTRODUCTION

LA COMPLEXITE des systèmes dynamiques a entraîné un progrès considérable dans le développement des outils mathématiques pour l'analyse, l'optimisation et la synthèse de la commande de tels systèmes. Cette complexité peut avoir plusieurs origines:

-D'une part, les modèles mathématiques qui décrivent le comportement dynamique des systèmes qui sont devenus de tailles considérables, les techniques numériques et le matériel informatique sont aussi devenus insuffisants pour le traitement de certains problèmes. C'est ainsi que les techniques de décomposition et d'agrégation ont été utilisées dans un grand nombre d'applications.

-D'autre part, la difficulté de traiter les problèmes de commande des systèmes complexes a motivé le développement de la théorie de commande et plusieurs approches ont été utilisées.

Les systèmes complexes peuvent être décomposés en plusieurs sous-systèmes interconnectés et géographiquement éloignés. Cette décomposition géographique engendre des problèmes de coût et de fiabilité dans l'échange d'information entre les sous-systèmes. Pour de tels systèmes, une nouvelle structure de commande, caractérisée par la décentralisation de l'information, a été proposée [1], [2], [3], [4]. Dans cette structure les organes de commande de chaque sous-système disposent seulement de la mesure de l'état local ou de la sortie locale. Ceci caractérise la *Commande Décentralisée*. Les systèmes soumis à une telle structure sont appelés *Systèmes Décentralisés*.

Dans les systèmes, donnés par une représentation d'état, les variables d'état peuvent ne pas être mesurables, par manque de capteurs ou par manque de sens physique de ces variables. Cependant une reconstruction du vecteur d'état, en utilisant un observateur d'état devient nécessaire. La théorie et l'application des observateurs d'état ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche et apparaissent dans un certain nombre d'ouvrages [5], [6], [11]. Ces travaux restent dans leur majorité consacrés aux systèmes centralisés.

Dans la présente étude, on s'intéressera à la reconstruction du vecteur d'état pour la commande décentralisée des systèmes interconnectés. L'observateur utilisé sera appelé *Observateur Décentralisé*. Le schéma de principe de cet observateur est illustré par la figure 1.

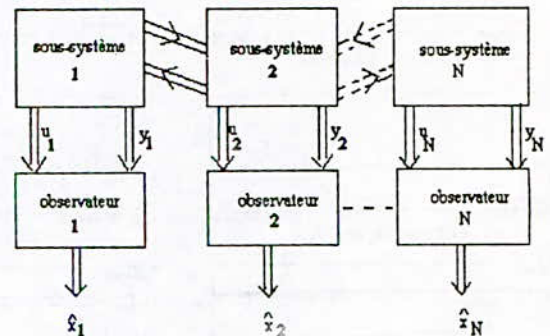


Fig. 1. Schéma de principe de l'observateur décentralisé

II. GENERALITES ET POSITION DE PROBLEME

Soit le système dynamique linéaire composé de N sous-systèmes interconnectés et donné par la représentation d'état suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{1.a}$$

$$y = Cx \tag{1.b}$$

$$A = \{A_{ij}, i = 1, 2, 3, \dots, N, j = 1, 2, 3, \dots, N\} \in \mathcal{R}^{n \times n}$$

$$B = \text{Bloc diag}(B_1, B_2, \dots, B_N) \in \mathcal{R}^{n \times m}$$

$$C = \text{Bloc diag}(C_1, C_2, \dots, C_N) \in \mathcal{R}^{p \times n}$$

$$n = \sum_{i=1}^N n_i; m = \sum_{i=1}^N m_i; p = \sum_{i=1}^N p_i$$

n, m, p sont respectivement la dimension du vecteur x, u et y .

n_i, m_i, p_i les dimensions des vecteurs x_i, u_i, y_i , relatifs au sous-système i .

Le système est supposé complètement observable.

Le sous-système i sera donc décrit par:

$$\dot{x}_i = A_{ii}x_i + B_i u_i + \sum_{j=1}^N A_{ij}x_j \tag{2.a}$$

$$y_i = C_i x_i \tag{2.b}$$

où

$$x_i \in \mathcal{R}^{n_i}, u_i \in \mathcal{R}^{m_i}, y_i \in \mathcal{R}^{p_i}, i = 1, 2, \dots, N$$

Le problème consiste à concevoir, pour chaque station de commande (sous-système), un observateur local qui sera décrit par :

$$\dot{\hat{x}}_i = A_{ii}\hat{x}_i + \sum_{j=1}^N A_{ij}\hat{x}_j + B_i u_i + G_i(y_i - C_i \hat{x}_i) \tag{3}$$

ou bien

$$\dot{\hat{x}}_i = A_{ii}\hat{x}_i + \sum_{j=1}^N A_{ij}\hat{x}_j + B_i u_i + G_i C_i (x_i - \hat{x}_i) \tag{4}$$

où

$\hat{x}_i \in \mathcal{R}^{n_i}$ est le vecteur d'état de l'observateur du sous-système i et G_i la matrice de bouclage de l'observateur local.

On définit l'erreur d'observation relative à l'observateur local i par:

$$e_i = x_i - \hat{x}_i \tag{5}$$

La soustraction de (2a) et (3) donne l'équation dynamique de l'erreur de l'observateur i

$$\dot{e}_i = (A_{ii} - G_i C_i) e_i + \sum_{j=1}^N A_{ij} e_j \tag{6}$$

Le dernier terme du second membre de cette équation caractérise les interconnexions.

Il est clair que la dynamique et la stabilité asymptotique de l'erreur de l'observateur i sont fixées par le choix de la matrice de bouclage G_i .

On définit aussi le système dual de l'erreur en boucle fermée par:

$$\dot{e}_i^* = (A_{ii}^T - C_i^T G_i^T) e_i^* + \sum_{j=1}^N A_{ji}^T e_j^* \tag{7}$$

III. CALCUL DE LA MATRICE DE BOUCLAGE DE L'OBSERVATEUR DECENTRALISE

Dans ce qui suit, nous allons donner la méthodologie de synthèse de l'observateur décentralisé. L'approche adoptée est l'utilisation de la théorie de la commande optimale par critère quadratique [5], [7], [10], [11]. Pour cela, on considère l'équation suivante de l'erreur dynamique duale:

$$\dot{e}_i^* = A_{ii}^T e_i^* + C_i^T u_i^* \quad i = 1, 2, \dots, N \tag{8}$$

Supposons que la paire (A_{ii}^T, C_i^T) est commandable, c'est à dire que le sous-système i est observable.

Appliquant au sous-système donné par l'équation (8) la loi de commande optimale par retour d'état décentralisé de la forme

$$u_i^*(t) = -G_i^T e_i^*(t) \tag{9}$$

qui minimise le critère quadratique suivant:

$$J = \sum_{i=1}^N \int_0^\infty (\|e_i^*\|_{Q_i}^2 + \|u_i^*\|_{R_i}^2) dt \tag{10}$$

Q_i^* est une matrice symétrique semi-définie positive et de dimension $n_i \times n_i$, R_i^* est une matrice symétrique définie positive et de dimension $p_i \times p_i$.

La matrice de bouclage optimal sera donnée par:

$$G_i^T = -R_i^{*-1} C_i P_i \tag{11}$$

où P_i est une matrice $n_i \times n_i$ symétrique définie positive solution stationnaire de l'équation de Riccati

$$A_{ii} P_i + P_i A_{ii}^T - P_i C_i^T R_i^{*-1} C_i P_i + Q_i^* = 0 \tag{12}$$

Le sous-système en boucle fermée résultant est donné par:

$$\dot{e}_i^* = (A_{ii}^T - C_i^T G_i^T) e_i^* \quad (13)$$

On remarque que cette équation est celle de l'erreur duale mais sans terme d'interconnexions. On peut donc dire que la synthèse de l'observateur local i revient à la synthèse par retour d'état du sous-système dual relatif au sous système i . D'autre part, on constate ici que loi de commande (9) est optimale pour le système (13) et non pas pour le système (7) puisqu'elle conduit à un système en boucle fermée sans le terme d'interconnexion

$$\sum_{j=1}^N A_{ji}^T e_j^*$$

qui figure dans l'équation du sous-système dual de l'erreur.

Notons ici que lors de l'implémentation pratique de l'observateur décentralisé, les interconnexions restent une réalité physique inévitable et leur présence rend la commande *sous optimale*. L'observateur ainsi conçu sera dit *observateur décentralisé sous optimal*.

Cette notion de sous optimalité sera discutée dans la section IV.

IV. ETUDE DE LA SOUS OPTIMALITE DE L'OBSERVATEUR DECENTRALISE

La notion de sous optimalité a été introduite par Sezer & Siljak [6] pour l'étude de l'influence des variations des paramètres de la matrice d'évolution A du système sur l'optimalité de la commande. Cette matrice devient égale à $A + A_p$, lorsque A_p est la matrice qui caractérise la variation des paramètres.

Pour pouvoir utiliser l'approche de Sezer & Siljak et afin d'étudier la sous optimalité par rapport aux interconnexions, nous allons supposer que les perturbations sur la matrice d'évolution du système global découplé (sans interconnexions) sont dues aux interconnexions. Pour cela, considérons l'équation dynamique de l'erreur du système globale dual découplé

$$\dot{e}_d^* = A_d^T e_d^* + C^T u^* \quad (14)$$

et celle du système global interconnecté

$$\dot{e}^* = A_d^T e^* + C^T u^* + A_p^T e^* \quad (15)$$

avec

$$A_d = \text{Bloc diag}(A_{11}, \dots, A_{NN}), A_p = (A_{ij}) \text{ et}$$

$$C = \text{Bloc diag}(C_1, \dots, C_N)$$

En appliquant la loi de commande décentralisée (9) à l'équation (15), on obtient le système en boucle fermée suivant:

$$\dot{e}^* = (A^T - C^T G^T) e^* \quad (16)$$

avec

$$A = A_d + A_p, G = \text{Bloc diag}(G_1, \dots, G_N)$$

De plus, si on désigne par

$$J^o(e_d^{*o}), J^s(e^{*s})$$

respectivement la valeur optimale et sous optimale du critère J , où

$$J^o(e_d^{*o}) = \|e_d^{*o}\|_P^2, J^s(e^{*s}) = \|e^{*s}\|_H^2 \quad (17)$$

H est donnée par la solution unique de l'équation de Lyapunov

$$A_F^T H + H A_F = -K \quad (18)$$

$$K = Q^* + G R^* G^T$$

$$A_F = (A^T - C^T G^T)$$

$$Q^* = \text{Bloc diag}(Q_1^*, \dots, Q_i^*)$$

$$R^* = \text{Bloc diag}(R_1^*, \dots, R_N^*)$$

avec e_d^{*o}, e^{*s} sont resp. l'erreur optimale du système

découplé et sous optimale du système interconnecté, la définition suivante [6] peut être utilisée.

Definition: La loi de commande (9) est dite sous optimale de degré μ pour le système interconnecté s'il existe un nombre positif μ tel que:

$$J^s(e^*) \leq \mu^{-1} J^o(e^*) \quad (19)$$

pour toute valeur de e^*

Le théorème suivant [6] a été formulé pour l'étude de la sous optimalité de la commande en présence des perturbations paramétriques

Théorème: La loi de commande par retour d'état est sous optimal pour le système perturbé si la matrice

$$F(\mu) = A_p^T P + P A_p - (1 - \mu)(Q + K^T R K) \quad (20)$$

est semi-définie négative.

où K est la matrice de bouclage par retour d'état optimal et Q, R , les matrices de pondération.

Nous avons adapté ce théorème pour le cas de l'observateur décentralisé. Le résultat est donné par le lemme suivant:

Lemme: La loi de commande décentralisée (9) est sous optimale pour le système interconnecté (16) avec un degré μ si la matrice

$$F(\mu) = A_p P + P A_p^T - (I - \mu)(Q^* + G R^* G^T) \quad (21)$$

est semi-définie négative.

Le théorème suivant donné par Siljak (voir [6]) constitue un moyen pratique pour la détermination de μ .

Théorème 2 : La loi de commande (9) est sous optimale de degré

$$\mu = \lambda_{\max}^{-1}(H P^{-1}) \quad (22)$$

pour le système global interconnecté, si et seulement si la matrice H est finie.

Ici $\lambda_{\max}(\cdot)$ est la plus grande valeur propre de (\cdot) .

La matrice H est finie si la matrice A_F est stable. Par conséquent, la stabilité de A_F implique la sous optimalité de la commande.

La synthèse de l'observateur décentralisé et la notion de sous optimalité sont illustrées à travers l'exemple suivant [9].

Exemple: considérons le système interconnecté suivant, composé de deux sous-système ($N=2$) avec

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -0.5672 & 0.4699 \\ 0.1022 & -0.5672 \end{bmatrix}; A_{22} = \begin{bmatrix} -0.5672 & 0 \\ 0 & -0.5672 \end{bmatrix}$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1022 \\ 0.4649 & 0 \end{bmatrix}; A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1022 \\ 0.4649 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.0176 & 0 \\ 0.0039 & 0.1003 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} -0.1108 & 0 \\ -0.1607 & 0.1022 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0.023 & 0 \\ 0.013 & 0 \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0.013 \\ 0 & 0.023 \end{bmatrix}$$

On vérifie que les deux sous-systèmes sont observables. En utilisant les relations (11), (12), on trouve par exemple :

Cas 1:

$$Q_i^* = I_{2 \times 2}, R_i^* = 0.01 I_{2 \times 2} \quad i = 1, 2$$

I désigne la matrice identité

Les matrices de bouclages locaux sont:

$$G_1 = \begin{bmatrix} 2.719 & 1.537 \\ 1.0741 & 0.6071 \end{bmatrix}; G_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1.14610^{-4} & 2.02710^{-4} \end{bmatrix}$$

D'après le théorème 2 et les relations (12), (18), le degré de sous optimalité est : $\mu = 0.38427$.

Cas 2:

$$Q_i^* = I_{2 \times 2}, R_i^* = 0.001 I_{2 \times 2} \quad i = 1, 2$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 17.605 & 9.9506 \\ 6.7852 & 3.8351 \end{bmatrix}; G_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1.14610^{-2} & 2.02710^{-3} \end{bmatrix}$$

$\mu = 0.43474$.

On vérifie que dans les deux cas, les solutions sont sous optimales et on constate que le degré de sous optimalité varie en fonction du choix du critère d'optimalité.

Résultats de simulation:

Sur la figure 2.a, on représente l'évolution de l'état du système, celui de l'observateur et de l'erreur d'observation, lorsque les lois de commande locales sont appliquées au système découplé (*commande optimale*).

Sur la figure 2.b, les mêmes variables sont présentées mais lorsque les lois de commande locales sont appliquées au système interconnecté (*commande sous optimale*).

D'après les résultats de simulation, on remarque une légère différence entre les deux figures 2.a et 2.b. Cela explique l'effet des interconnexions sur l'optimalité.

V. CONCLUSION

Dans cette étude, la synthèse des observateurs d'état dans la commande décentralisée des systèmes interconnectés a été présentée. Les résultats obtenus pour l'étude de la sous optimalité dans la commande des systèmes à perturbations paramétriques, ont été adaptés au cas des systèmes interconnectés. La simulation a montrée d'une part la convergence de l'observateur décentralisé et d'autre part l'effet des interconnexions sur la dynamique de l'observateur. L'extension de ce travail au cas stochastique (Filtre de Kalman décentralisé) et au cas de l'observateur de Luenberger décentralisé semble être une bonne voie d'investigation.

REFERENCES

- [1] A. Titli et al., "Analyse et commande des systèmes complexes," CEPADUE EDITIONS, 1979.
- [2] S.H. Wang and E.J. Davison, "On stabilisation of decentralized control systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-18, no. 5, pp. 473-478, 1973.
- [3] E.J. Davison and T.N. Chang, "Decentralized stabilisation and pole assignment for general proper systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-35, no. 6, pp. 652-664, 1990.

- [4] D. Boukhetala and A. Belmechi, "Commande décentralisée des systèmes structurés," *SSA'92, Blida Algérie*, Décembre 1992.
- [5] C.T. Chen , "Linear system theory and design," HRW, 1984
- [6] M.E. Sezer and D.D. Siljak, "Robustness of suboptimal control: gain and phase margin, " *IEEE Trans.Automat.Contr.*, vol. AC-26, pp. 907-911, August 1981.
- [7] M. Athans and P.L. Falb, "Optimal control: An introduction to the theory and its applications," *Mc GRAW-Hill Book Company* 1966
- [8] S. Tzafestas and M. Skolarikos, "Sensor fault detection in large scale systems via overlapping decomposition, " *RAIRO, APII*, vol. 24, no. 5, 1990..
- [9] Magdi. S. Mahmoud, "Dynamic decentralized stabilisation for a class of multistage processes, " *Automatica*, vol.25, no. 3, pp.421-425, 1989.
- [10] Q Lu et al, "Discret-time decentralized optimal controllers for multimachine power systems, " *Int. J. Control*, vol. 45, no. 3, pp. 919-928, 1988.
- [11] C.Foulard et S.Gentil, "Commande et régulation par calculateur numérique: De la théorie aux applications, " *EYROLLES*, 1984.

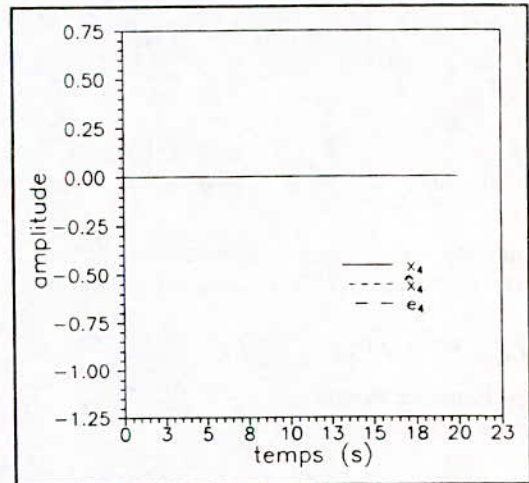
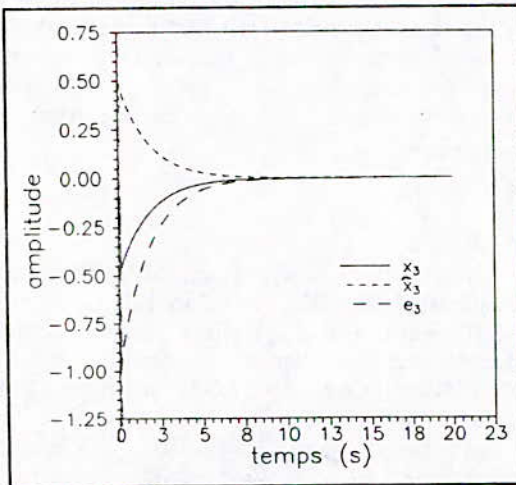
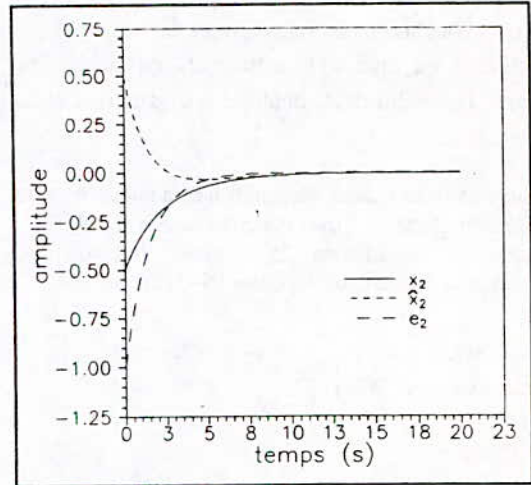
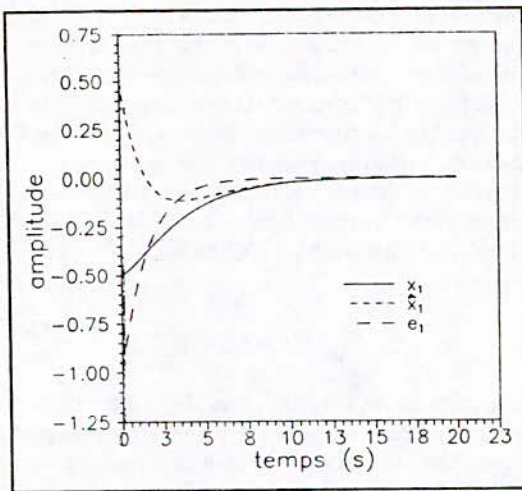


Fig. 2.a. Evolution de l'état du système, de l'observateur et de l'erreur d'observation (cas optimal).

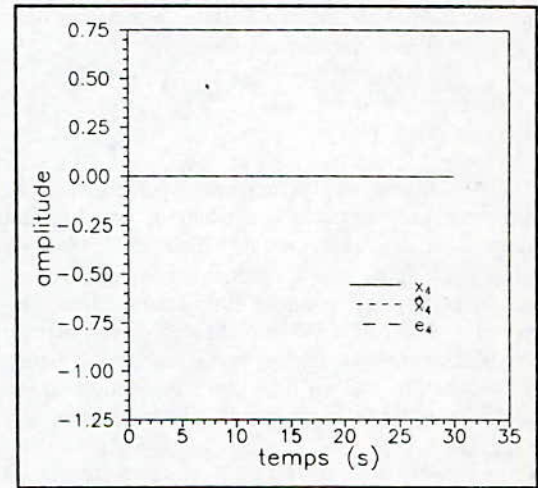
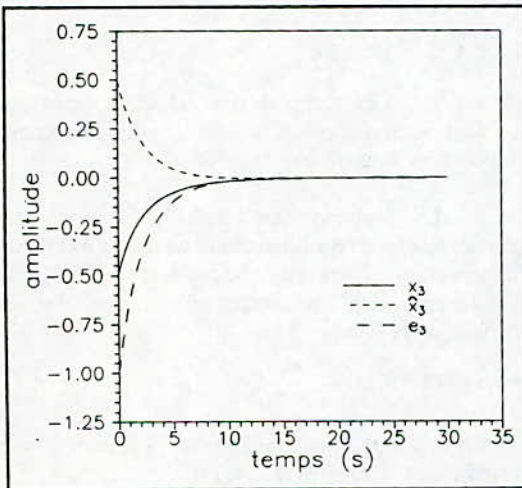
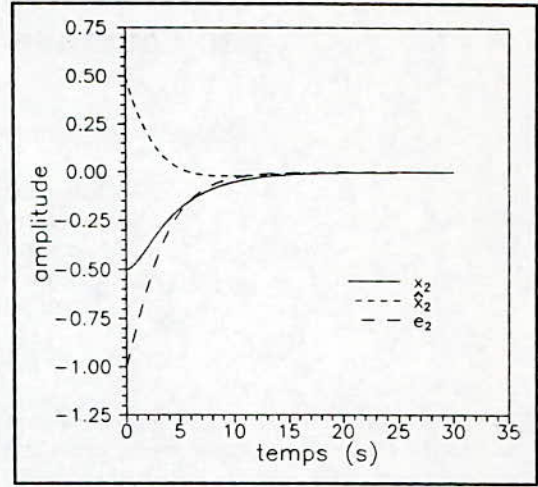
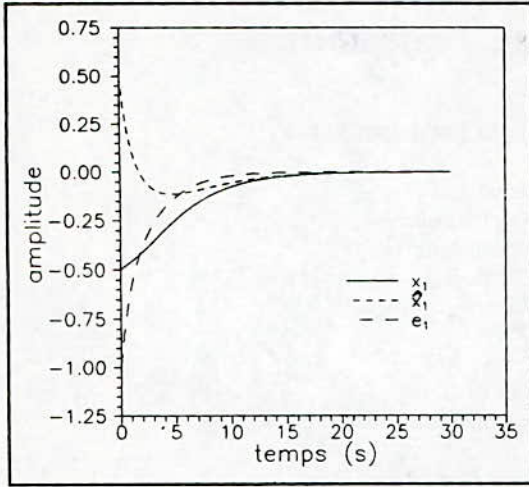


Fig. 2.b. Evolution de l'état du système, de l'observateur et de l'erreur d'observation (cas sous optimal).

Commande Linéarisante d'un Moteur Asynchrone avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire

M.NIBOUCHE, F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT

Laboratoire d'automatique
Département de génie électrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave Pasteur, H. Badi
El Harrach, Alger

Résumé: Cet article est consacré à l'application de la commande linéarisante au moteur asynchrone. Cette technique est basée sur la linéarisation exacte Entrées/Sorties, en utilisant l'outil géométrie différentielle. En plus, une limitation du courant est introduite par poursuite d'une trajectoire de référence. La structure de la commande est testée par simulation sur le modèle du moteur ainsi linéarisé.

1 INTRODUCTION

De nos jours les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans la conduite de processus qui nécessitent des variations de vitesse et de position [1],[2],[3]. L'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques permet d'obtenir de très hautes performances. Actuellement, les recherches dans ce domaine, s'orientent de plus en plus vers l'application de ces techniques lors de la commande des machines.

Dans cet article nous nous intéressons à l'application du réglage par retour d'état linéarisant (Feedback Linearization) à un actionneur asynchrone. Cette technique nous permet de linéariser et de découpler le système par l'utilisation de l'outil géométrie différentielle [6],[7].

Par la suite la commande par placement de pôles est appliquée au système. Cette commande utilise le modèle linéaire découplé obtenu. Pour faire face aux dépassements du courant, nous utilisons la technique de limitation dite poursuite d'une trajectoire réctiligne en régime transitoire (PTRRT) [10]. Enfin, nous terminons par une simulation et une analyse des performances.

2 LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT

considérons la classe de systèmes dynamiques

non linéaires de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \\ y_1 &= h_1(x) \\ &\dots \\ y_m &= h_m(x) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $f(x), g_1(x), \dots, g_m(x)$ et $h_1(x), \dots, h_m(x)$ sont des fonction vectorielles différentiables de dimensions appropriées dans un ouvert de \mathbb{R}^n .

Le problème est alors de trouver une transformation de coordonnées et un retour d'état non linéaire qui linéarisent le système [7],[8],[10]. Considérons donc un retour d'état non linéaire statique de la forme:

$$u = \alpha(x) + \beta(x) v \quad (2.2)$$

où $\beta(x) = [\beta_j(x)]$ pour $i=1, \dots, m$ et $j=1, \dots, m$ est non singulière et $\alpha(x) = [\alpha_1(x), \dots, \alpha_m(x)]^T$.

la linéarisation exacte du système (2.1) avec des sorties $h_i(x)$ consiste alors à trouver ce retour d'état non linéaire (2.2) et la transformation de coordonnées $Z = \phi(x) = [\phi_1(x) \dots \phi_n(x)]$ qui mettent le système en boucle fermée sous la forme canonique de BRUNOWSKY [1],[2]:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bv \\ y &= Cz \end{aligned} \quad (2.3)$$

où: V est le nouveau vecteur de commande. Avec: $A = \text{diag}(A_i), B = \text{diag}(B_i)$ et $C = \text{diag}(C_i)$ pour $i=1, \dots, m$; avec:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{x_i \times x_i} \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}_{x_i \times 1} \quad C_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{1 \times x_i} \quad (2.4)$$

En relation avec les équations d'état (2.1) on définit le vecteur degré relatif $\{r_1, \dots, r_m\}$ [7]. Nous dirons alors que le système donné par (2.1) possède un vecteur degré relatif $\{r_1, \dots, r_m\}$ en un point x_0 si et seulement si:

1) le produit

$$L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad (2.5)$$

pour $1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m$, et pour tout $k < r_i - 1$. $L_f h(x)$ est la dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ suivant le champ de vecteur f .

2) la matrice de découplage

$$A(x) = [L_{g_j} L_f^{r_j-1} h_j(x)]_{(i,j)} \quad (2.6)$$

pour $1 \leq i \leq m$ et $1 \leq j \leq m$ est non singulière au point x_0 .

Le système est alors exactement linéarisable si et seulement si $r_1 + \dots + r_m = n$. c.a.d après difféomorphisme et bouclage le système sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

3 LE MODELE DE LA MACHINE

Le comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée en tension est décrit par un système d'équations non linéaires, multivariables et fortement couplées [1],[2]. Le modèle de la machine dans le référentiel d-q choisi de tel manière que le flux rotorique possède une composante nulle selon l'axe q est donné par les équations d'états suivantes [10]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s}\right) x_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r} R_r x_3 \\ &+ \frac{M}{L_r} R_r \frac{x_2^2}{x_3} + x_2 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \\ \dot{x}_2 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s}\right) x_2 - \frac{M}{L_r} R_r \frac{x_1 x_2}{x_3} \\ &- \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_4 - x_1 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \\ \dot{x}_3 &= \frac{R_r}{L_r} M x_1 - \frac{R_r}{L_r} x_3 \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{J} \frac{M}{L_r} x_2 x_3 - \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \quad (3.2)$$

Les états x_1, x_2, x_3 et x_4 représentent respectivement $i_{ds}, i_{qs}, \Psi_{dr}$ et ω_m , avec:

ω_m est la vitesse de rotation du rotor par rapport au stator;

ω est la vitesse de rotation du référentiel;

R_s et R_r sont respectivement les résistances statorique et rotorique;

L_s et L_r sont respectivement l'inductance d'un enroulement statorique et rotorique;

U_{ds} et U_{qs} sont les composantes de la tension d'alimentation transformées au référentiel d-q;

σ est le coefficient de dispersion, $\sigma = 1 - M^2/L_r L_s$;

M est l'inductance mutuelle ;

C_r est le couple résistant;

J est l'inertie du rotor.

Nous choisirons comme sorties les états X_3 (composante du flux rotorique selon l'axe d) et X_4 (la vitesse). Nous vérifions alors aisément que le vecteur degré relatif est $\{2,2\}$ ce qui nous permet d'affirmer que le système décrit par les équations (3.1) peut être linéarisé exactement par difféomorphisme et bouclage [9],[10].

En posant $g_1(x) = [1/\sigma L_s \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $g_2(x) = [0 \ 1/\sigma L_s \ 0 \ 0]^T$ et $f(x) = [f_1(x) \ f_2(x) \ f_3(x) \ f_4(x)]^T$.

4 APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE AU MOTEUR

Le changement de coordonnées non linéaire nécessaire est donné par le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) = x_3 \\ z_2 &= L_f h_1(x) = f_3(x) \\ z_3 &= h_2(x) = x_4 \\ z_4 &= L_f h_2(x) = f_4(x) \end{aligned} \quad (4.1)$$

et la matrice de découplage par:

$$A(x) = \begin{bmatrix} \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MX_3}{J\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

L'application du changement de variables (4.1) au système d'équations (3.1) aboutit à l'écriture suivante:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) u_1 = v_1 \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u_2 = v_2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

la commande linéarisante est finalement donnée par:

$$u = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_r^2 h_1(x) \\ L_r^2 h_2(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x) v \quad (4.4)$$

avec:

$$\begin{aligned} L_r^2 h_1(x) &= \frac{R_r}{L_r} (M f_1(x) - f_2(x)) \\ \text{et } L_r^2 h_2(x) &= \frac{M}{J L_r} (x_3 f_2(x) + x_2 f_3(x)) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Le système ainsi obtenu est exactement linéarisé du point de vue Entrées/Sorties. Il est constitué de deux sous systèmes linéaires.

5 TRAJECTOIRE DE REFERENCE RECTILIGNE

Afin de trouver un compromis entre la robustesse du système et le pic de courant de i_{qs} au démarrage, nous proposons de poursuivre en régime transitoire une trajectoire de référence calculée. Dans ce but, nous choisissons la trajectoire suivante [11]:

$$Y_{2,ref} = \begin{cases} \omega_0 + \lambda t, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ \omega_n, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.1)$$

ω_0 est la valeur de la vitesse à $t=0$.

Pour calculer l'accélération constante maximale λ compatible avec le courant maximum que peut admettre le moteur (i_{qsmax}), nous nous baserons sur l'analyse approximative, faite à partir de l'équation mécanique. Ainsi, nous pouvons écrire:

$$i_{qs} = \frac{\omega_m + \frac{C_r}{J}}{\alpha \psi_{dr}} = \frac{\dot{x}_4 + \frac{C_r}{J}}{\alpha x_3} \quad (5.2)$$

Le long de la trajectoire de référence nous avons:

$$\dot{\omega}_m = \begin{cases} \lambda, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ 0, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.3)$$

et ainsi:

$$i_{qs} = \begin{cases} \frac{\lambda + \frac{C_r}{J}}{\alpha \psi_{dr}}, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ \frac{\frac{C_r}{J}}{\alpha \psi_{dr}}, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.4)$$

Donc, pour maintenir $i_{qs} \leq i_{qsmax}$, il suffit de choisir:

$$-\alpha \psi_{dr} i_{qsmax} - \frac{C_r}{J} \leq \lambda \leq \alpha \psi_{dr} i_{qsmax} - \frac{C_r}{J} \quad (5.5)$$

La borne supérieure est considérée en phase d'accélération et la borne inférieure en phase de décélération. Avec les accélérations données par les deux bornes, le courant augmente jusqu'à sa valeur maximale admissible $sign(\omega_n - \omega_0) i_{qsmax}$ et s'y maintient pendant le régime transitoire.

En pratique afin d'avoir λ constant, et calculable à partir de grandeurs connues, nous choisissons en phase d'accélération:

$$\lambda = sign(\omega_n - \omega_0) \left[\alpha (\psi_{dr})_{nom} i_{qsmax} - \frac{C_r}{J} \right] \quad (5.6)$$

6 SIMULATION

Il est simulé le démarrage de la machine avec une variation de la perturbation de charge en régime établi. Cette simulation concerne la commande linéarisante sans limitation du courant (Figure 1), et avec limitation (Figure 2).

Il apparait clairement des résultats obtenus une amélioration des performances de la commande avec l'introduction de la limitation. En effet, d'une part la perturbation est totalement rejetée, et d'autre part le réglage du flux n'est pas affecté.

7 CONCLUSION

Dans cet article, la technique de linéarisation exacte par bouclage et difféomorphisme est appliquée à un actionneur asynchrone. La commande adoptée tient compte de la limitation du courant.

Les résultats de simulation obtenus montrent une amélioration appréciable des performances de la stratégie de commande adoptée.

ANNEXE: Les caractéristiques du moteur sont:

$R_s = 1,923 \Omega$, $R_r = 1,739 \Omega$, $L_s = 0,1157 H$, $L_r = 0,1154 H$
 $M = 0,1126 H$, $J = 0,00025 \text{ Kgm}^2$, $p = 2$, $P = 0,25 \text{ Kw}$

REFERENCES

- [1] Paresh C.Sen, "Electric motor drives and control - past, present and future", IEEE trans on IE, Vol.37 N° 6, Dec 1990.
- [2] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1986.
- [3] H.Buhler, "Impact of modern automatic control theory on electrical drives", A survey.

[4] J.Dente, R.Faria, F.Labrique, B.Robyns, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator", IMACS TC1'90, Nancy, sep 1990.
 [5] B.Robyns, F.Labrique, H.Buysse, "Position tracking control with an induction actuator using poles placement and decoupling state feedback", IMACS Symposium MCTS, Casablanca 1991.
 [6] M.A.Henson, D.E.Seborg, "A critique of differential geometric control strategies for process control", 11th IFAC Congress, 1990.
 [7] A.Isidori, "Nonlinear control systems: An introduction", communication and control engineering series, 2nd Edition, Springer Verlag, 1989.

[8] A.De Luca, G.Ulivi, "Design of an exact nonlinear controller for induction motors", IEEE Trans on automat contr Vol.34, N°12, dec 1989.
 [9] M.Nibouche, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état", COMAEI'93, Djelfa, 1993.
 [10] M.Nibouche, "Commande non linéaire d'un moteur asynchrone", thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
 [11] G.GEORGIU, "Sur des commandes non lineaires adaptatives: aspects échantillonnés et applications" Doct. Es Sc., Univ. Paris XI, Orsay, 1992.

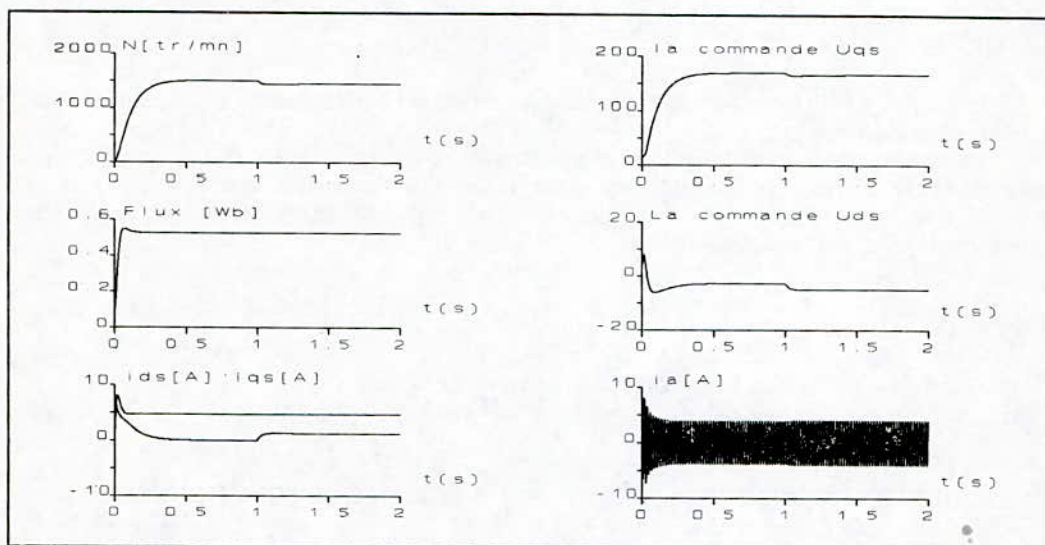


Figure 1 Résultats de simulation sans limitation du courant

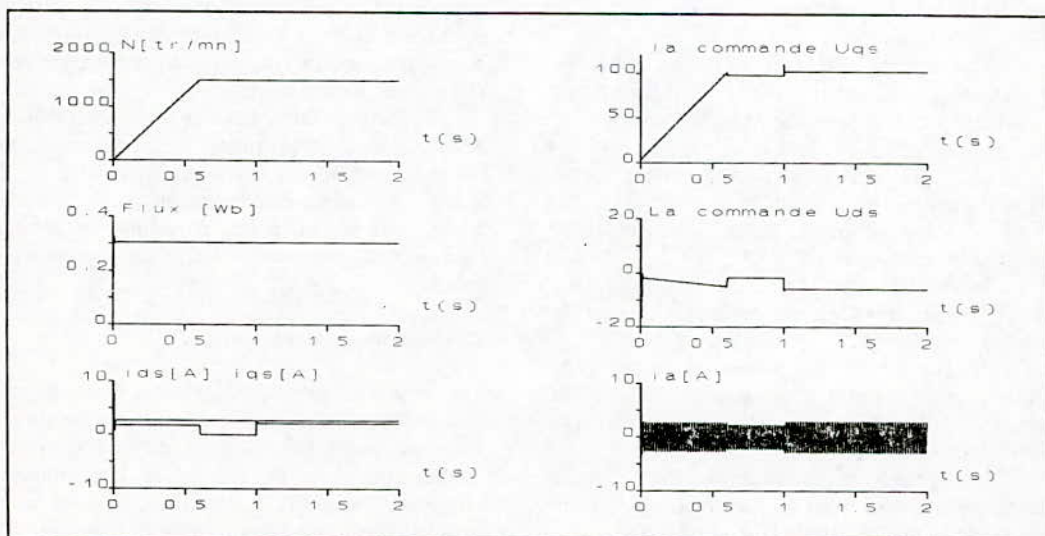


Figure 2 Résultats de simulation avec limitation du courant

Commande et Régulation d'un four Electrique - Etude et Conception -

SARI, Z. *, B. BOUANANI & D. MEKKAOUI**,

* *Dépt. Electronique, Inst. Sciences Exactes, Université de Tlemcen, Tlemcen, Algerie.*

** *Inst. Electrotechnique, U.S.T.O., Oran, Algerie.*

Thème : Electronique de Puissance et Commande.

RESUME.

le présent travail consiste en l'étude et la conception d'une commande et Régulation d'un four Electrique par logique câblée.

La régulation de ce four est réalisée par le contrôle de l'apport énergétique, qui dans notre cas, est proportionnel à la différence entre la température réelle du four et sa température de référence.

Une commande élaborée du four, comprenant minuterie, affichage des températures, temps de fonctionnement etc...., est ajoutée au système.

MOTS CLES

Commande Numérique, Régulation Numérique, Fours Electrique.

1- INTRODUCTION. [1],[2],[5]

Depuis l'événement des techniques numériques, vers la fin des années 70, l'industrie est confrontée à un marché dans le domaine de l'automatique, qui évolue très vite. Actuellement, il est impossible d'exploiter une unité technologique sans utiliser les moyens d'automatisation.

Dans cette optique nous avons établi un schéma de travail pour obtenir un régulateur répondant à un certain nombre de critères imposés :

- Réguler automatiquement une température allant jusqu'à 320° ;
- Avoir un écart (mesure - consigne) au voisinage de zéro
- Un processus (four électriques) qui nous permet d'atteindre dans un temps minimum la température désirée.
- Un circuit de puissances capable de supporter des courant élevés, pour fournir en quantité suffisante l'énergie aux résistances chauffantes (four).
- Un capteur de température aussi linéaire que possible comprenant un thermocouple et un système de compensation de la soudure froide.

2- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

2.1- Présentation du Four

Le Four, qu'on se propose de commander, est un four de laboratoire basse température (320°c max). Dans ce travail nous nous intéresserons uniquement au fonctionnement en régime permanent du Four. En d'autre termes, au maintien de la température du four au voisinage de la température de référence.

Pour ce faire, nous avons modélisé le four de la manière la plus simple. Ce modèle se limite à une puissance installé calculée pour ramener le four à une température maximum au bout d'une demi heure environ, et d'une puissance de maintien calculée pour contrecarrer les pertes thermiques du four.

2.2- Principe de régulation :

La régulation, inspirée des Fours à gaz, se base sur le principe suivant : l'apport énergétique du Four est proportionnel à la différence entre la température réelle du four et sa température de référence. De ce fait le chauffage du four se fera graduellement, et l'apport énergétique diminuera progressivement de la puissance installée à la puissance de maintien. Ceci permettra d'éviter les

écarts dus à l'inertie thermique du four, des résistances chauffantes, et du matériau à chauffer.

Pour pouvoir entreprendre la construction du système de commande du four, nous avons établi un certain nombre de lois.

a)- le four va recevoir un apport énergétique graduel. Donc la tension moyenne aux bornes des résistances chauffantes doit être variable. De ce fait une commande à base de triacs fonctionnant à angle d'amorçage variable est retenue.

b)- La commande étant numérique, la température de référence sera donnée en grandeurs binaire à 8 bits (256 valeurs). Etant donné que le Four monte jusqu'à 320°C, nous procéderons à une régulation de 64°C à 320°C ($320 - 64 = 256$), chaque bit étant équivalent à 1°C.

c)- Le four fonctionne à puissance maximum jusqu'à 64°C, à partir de cette température sa puissance diminuera proportionnellement à l'augmentation de sa température jusqu'à ce qu'elle atteigne la puissance de maintien au voisinage de la température de référence.

d)- Pour pouvoir comparer la température de référence et la température réelle, lue par un thermocouple, nous avons décidé d'appliquer ces équivalences :

1°C = 1 bit = 1 impulsion = 10 mV (de 64°C à 320°C)

65°C = 0 (binaire) = 1 impulsion = 0.64 V

320°C = 255 (binaire) = 256 impulsion = 3.2 V

2.3- Méthode de régulation :

A partir des points sus cités, nous avons établi une méthode de régulation basée sur le principe de différence. Posons que la température de référence est équivalente à une alternance du réseau, cette alternance est divisée en un nombre d'impulsions égal à la température de référence moins 64 (voir point d paragraphe précédent). Mesurons la température réelle du four, transformons cette lecture en équivalent binaire, comptons un nombre d'impulsions, égal à cette lecture, sur l'alternance du réseau. Ce qui reste de l'alternance est bien la différence entre la température réelle et la température de référence (voir Fig.1)

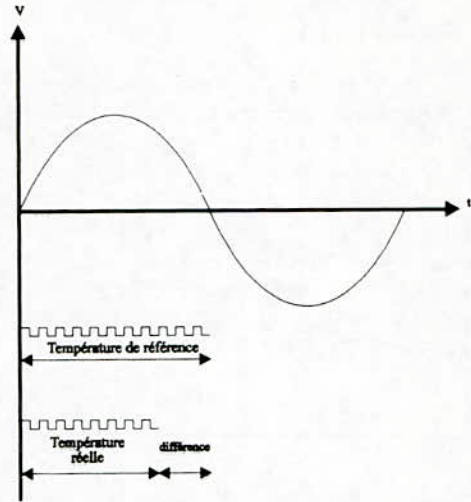


Fig. 1 : Rapport température - temps

A partir de cet instant envoyons une impulsion au système d'allumage des triacs, pour alimenter les résistances chauffantes.

3- COMPOSANTS DE LA CHAÎNE DE REGULATION DU FOUR.

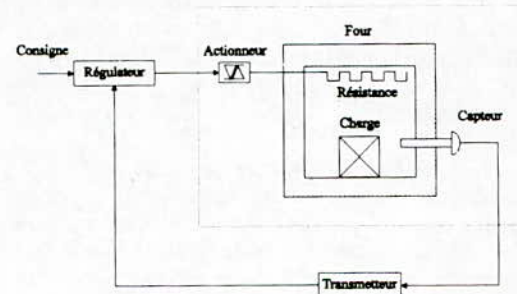


Fig. 2 : Processus de commande du four.

La chaîne de régulation est formée d'une cascade d'appareils compatibles entre eux, tant du point de vue câblage que du point de vue précision et échelle de mesure.

3.1- Capteur de température. [4]

Pour notre étude nous avons utilisé un thermocouple de type Jonction Fer constantan, gamme [+20 à 700°C]. Dans le but de compenser les tensions parasites, qui modifient la tension du thermocouple au niveau des connexions, il est nécessaire d'utiliser un système de compensation de la soudure froide du thermocouple.

De plus la mesure délivrée par le thermocouple doit être linéaire, soit dans le transmetteur, soit dans le régulateur.

3.2- Actionneurs. [3]

Pour moduler la puissance électrique du four, des triacs fonctionnant à angle d'amorçage variable ont été utilisés.

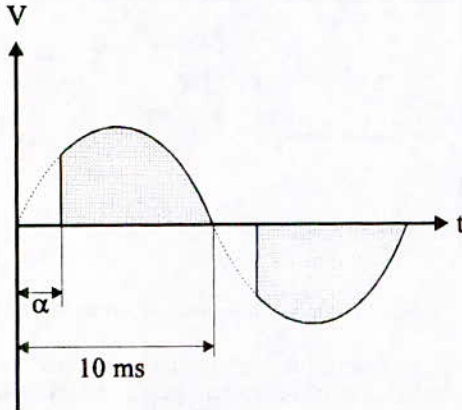


Fig. 3 : Forme de la tension aux bornes des résistances chauffantes. Commande du triacs à angle d'amorçage variable (α).

la commande des régulateurs appliquée au bloc à thyristors (triacs) fait varier l'angle α d'amorçage et donc la puissance.

3.3- Régulateur :

le régulateur numérique se compose d'un correcteur c (ou loi de commande) ; d'un comparateur qui élabore l'erreur de régulation, d'un convertisseur numérique analogique (C.N.A.), d'un convertisseur tension fréquence (C.T.F.) et d'un convertisseur analogique numérique (C.A.N).

4- EXPLICATION DU FONCTIONNEMENT DE LA REGULATION.

4.1- Schéma synoptique :

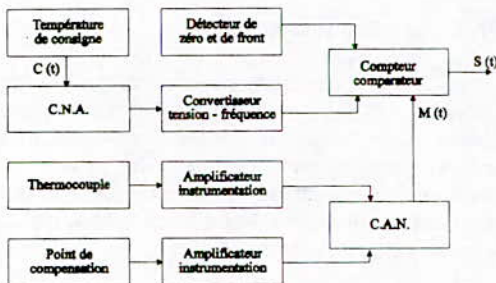


Fig. 4 : Schéma synoptique général du régulateur

- M(+): Sortie réelle du processus, ou grandeur mesurée à régler
- S(+): Commande appliquée au processus de puissance.
- C(+): Consigne définissant de point de fonctionnement

4.2- description :

la température de consigne imposée en valeur binaire, sera convertie en fréquence par l'intermédiaire d'un convertisseur numérique analogique (C.N.A.) et d'un convertisseur tension fréquence (C.T.F.). Ce dernier doit être réglé de tel façon que le nombre d'impulsion correspondant à la température de référence aura pour longueur une alternance du réseau (10ms).

une fois cette fréquence obtenue, un compteur commence le comptage tout en comparant la valeur de la température de consigne à la température réelle à l'aide d'un comparateur numérique. Lorsque le comparateur détecte l'égalité, il bloque le comptage et attaque le circuit de puissance.

5- PROTECTION [5]

Pour une raison de sécurité et pour éviter la destruction des composants, et en cas de défaillance du système de régulation, nous avons conçu un circuit de protection qui intervient chaque fois que la température réelle du four dépasse la température de référence de 12°C. Ce circuit de protection provoque l'arrêt du four.

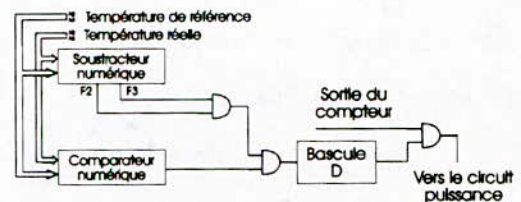


Fig. 5 : Circuit de protection

6- CIRCUIT D'AFFICHAGE.

Un circuit d'affichage à été implanté pour permettre à l'utilisateur de visualiser, la température réelle du four, la température de référence et le temps de fonctionnement. Ce circuit d'affichage classique est basé sur un afficheur Trois digits et un circuit de décodage (voir fig 6).

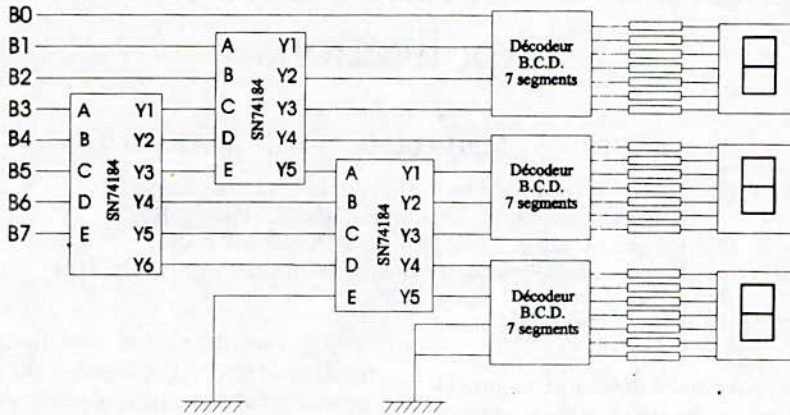


Fig. 6 : Circuit d'affichage

7- CONCLUSION.

Dans le présent travail nous avons conçu un système de commande et régulation numérique d'un four électrique à base de logique câblée.

Notre but étant de concevoir un système performant et économique pouvant être exploité à l'échelle industrielle, nous pensons l'avoir atteint.

Nous avons essayé d'avoir un système aussi complet que possible, et au fil des développements, ce système est devenu de plus en plus complexes (grand nombre de composants et de connections).

A la lumière de ces résultats, nous avons décidé de concevoir un système à base de microprocesseur pour pouvoir simplifier le système tout en gardant ses performances.

Nous sommes actuellement entrains de travailler sur ce système et nous espérons présenter les résultats dans de futurs articles.

8- REFERENCES.

- [1]- ALANCHE, P., "Les automatismes et C.A.O.", Hermès, 1988
- [2]- LEBOURGOIS, F., "Les attentes des industriels", Colloque : conduite avancée des procédés nouvelles tendances, 1991.
- [3]- BECAUD, C., "Alimentation de puissance électrique des fours à résistances problèmes de perturbations", Note EDF.HE.122 W 2246 - 1985
- [4]- "Panorama sur les techniques actuelles de régulation de fours et des réchauffeurs électriques", Note EDF .HE. 25 NS 47.
- [5]- BOUANANI, B. & D. MEKKAOUI, "Commande et régulation d'un four électrique", P.F.E., U.S.T.O., 1994.
- [6] Texas Instrument DADA BOOK - 1990

Piezoresistive Silicone for Tactile Sensors Applications

N. ABABOU^(a) M. HALIMI^(b) and A. ABABOU^(c)

- (a) Laboratoire de Robotique / CDTA / El Madania / Alger
 Permanent address : Institut de physique / USTHB / B.E.Z
 (b) Permanent address : ENAPEM / Z.I. Oued Smar / Alger
 (c) Laboratoire de Physique Théorique / Institut de Physique / USTHB

Abstract :

Tactile sensors have been developed to provide new generations of robots endowed with a sense of touch. From a technological point of view, the principal objective aimed by research in tactile sensors is to produce devices rugged enough to operate in harsh environment, characterized by high spatial resolution and sensitivity, large bandwidth, good linearity and negligible hysteresis. To achieve this, several methods of transduction used by tactile sensors have been used as reported in the last decade literature. However, performances and designs vary considerably from a model to another, depending on the transduction principle used. The aim of this paper is to show that, taking into account existing local resources and industry, tactile sensors can be locally developed. First results on investigations on electrical behavior are presented for samples prepared only with locally available materials. A comparison between our and customized similar devices has been conducted in order to provide our product potentialities for industrial development.

1- INTRODUCTION :

Tactile sensors have been developed to provide new generations of robots endowed with a sense of touch[1], enabling them to perform functions such as identifying, orienting, sorting, choosing, and others [2]. Applications of tactile sensors in robotics extend from assembly of large components to micromanipulations ; i.e. from very large to very fine resolutions. When objects come in contact with the robotic hand or gripper, tactile sensors allow it to measure more than normal force. The main data that can be sensed [3] are force distribution, torque, shear, three dimensional shape, surface texture and slip. Moreover, it is reported in the literature that tactile sensors have also potentials to transduce other data such as hardness, dryness, temperature, and thermal conductivity. Nevertheless these potentials surpass the common uses of robotics.

The main objective of tactile sensors is to measure variable contact forces on a sensing area. So, their designs are usually arrays, consisting of matrix of

sensing sites distributed over the sensing area in a regular pattern. Analog signals collected on every tactel are converted to numeric signals and transmitted to a central processor to be sampled and analyzed. After software processing using algorithms similar to the vision ones[4], 3-D tactile pictures are provided and may be exploited. Although there are not yet standard specifications for spatial resolution and sensitivity of these tactile elements (called tactels) the human skin performances are often taken as a model. According to Harmon [5], the principal requirements for a human-like tactile system are :

- a spatial resolution of about 1-2 millimeters
- a minimum sensitivity of 0.05 N for each tactel
- a time resolution at least equal to 100 Hz
- range around 50-200 tactels per sensor

Moreover, tactile sensor should be stable. Its response should be monotonic, not necessarily linear, but repeatable and without notable hysteresis, and its surface should be both compliant and durable.

Based on these considerations, several methods of transduction for tactile sensors have been investigated as reported in the last decade literature. Among the six major kind of transduction methods now developed, [6], we have chosen the piezoresistive one. The main reasons leading us to that choice are easiness of its production, availability of raw materials, uncomplicated array construction, robustness and compatibility with integrated circuits.

2- EXPERIMENTAL :

a- Samples preparation :

Piezoresistive materials have been produced by mixing silicone (*mastique acrylique A* marketed by the Oranese firm *S.P.O.A*) together with carbon-graphite powder. This latter has been obtained by crushing, grinding and filtering graphite coming from common 1.5V batteries electrodes. After polymerization, materials have been sized into 1mm thick and 35mm² section samples.

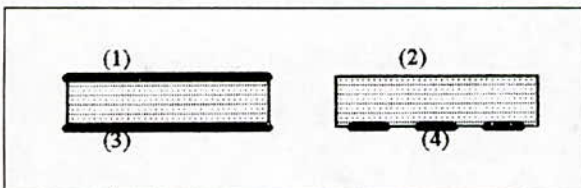
In order to examine the carbon concentration influence on electrical properties, three kinds of piezoresistive samples have been prepared : lightly, moderately and heavily doped with carbon. Both concentrations (carbon powder weight on total mixing weight ratio) and mechanical hardness are presented in table 1. Despite both undoped material and carbon are non piezoresistive, their hardness have been presented to specify maximal and minimal hardness limits of our samples.

Dopin g	without t	lightly	moder.	heavil y	fully
Mc / Mt	0	25	50	75	100
hardne s	38	42	55	74	98

Table 1 : Mechanical hardness (in hardness degrees) versus carbon concentrations for the piezoresistive silicon samples.

b- Electrical measurements :

From this work, tactile sensors would be made of printed circuit boards covered by piezoresistive films. As reported in the literature [7], this kind of tactile sensors (designed as grids of discrete sites at which the resistance is measured) may involve two basically different designs. The first one involves normal resistance measuring across the thickness of the material [8]. It can yield high spatial resolution, but requires to provide measuring electrodes at both sides of the material. The second one, implying measurement through the material [9], enables one to fix all the electrodes underneath the rubber material. This leads to a completely free contact surface, but usually complicates wiring. Schematic principles of these two methods are presented in figure 1.



-a- sandwich set -b- coplanar set

Fig.1 : Measurements design principles

In -a- the electrodes rows (1) and (3) leads to measurements through the rubber thickness, while in - b- the electrodes rows (4) allows measurements across the rubber, letting a device with free contact surface.

As we have focused on the material electrical properties prior to the tactile sensor performances, we

have measured both sandwich and coplanar resistance under same pressures. To achieve this, pizoresistive silicone rubber has been sandwiched between two parallel and equidistant printed circuit boards. Electrodes row (0.2mm width separated by 0.8mm spaces) have been etched on every printed circuit board. The two printed circuits have been arranged inverted and orthogonal the one to each other. For coplanar measurements, top electrodes have been auto biased.

c- Electrical versus pressure measurements :

Piezoresistive materials are characterized by a change in electrical resistance under applied pressure. Figure 2 shows the experimental apparatus used. Although rudimentary, this apparatus allows force or pressure measurement directly and easily. To achieve both sandwich and coplanar resistances under same pressures as shown in figure 2, pizoresistive silicone rubber has been sandwiched between two parallel and equidistant printed circuit boards. To increase device responsivity for coplanar measurement, odd and even rows have been externally connected, making circuit interdigitated. Obtained electrical resistance values relates for the whole rubber surface. For measurement across the material, measured electrical resistance relates only to square plots along a single line through the rubber surface.

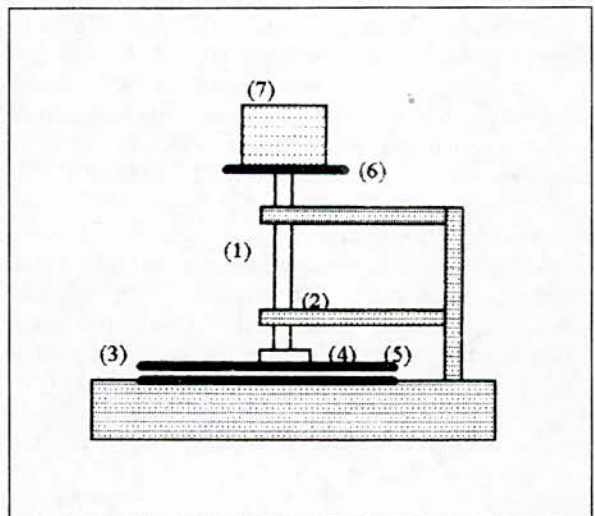


Fig.2 : Experimental apparatus for electrical versus mechanical pressure measurement.

The rod (1) freely slides through the guiding support (2) and compress the conducting polymer (3) sandwiched between the two electrode arrays (4) and (5). The plate (6) soldered on the rod enables one to increase the exerted pressure by putting additional loads (7).

3- RESULTS AND DISCUSSION :

In this work, two complementary electrical characterizations have been carried out. The first one has been the resistance evolution versus pressure in order to determinate mechanical performance for tactile perception of our piezoresistive silicone rubber. The second one has been the current-voltage characteristics. It will precise the conduction mechanisms existing in these composite materials.

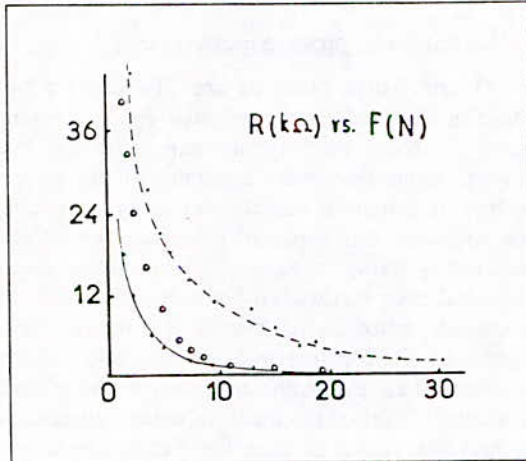


Fig.3 : Electrical resistance versus applied force for heavily carbon doped silicon.

Figure 3 shows electrical resistance (R in $k\Omega$) versus applied force (F in Newton) in heavily carbon doped sample (75% C). F is supposed to be uniformly exerted on the whole rubber surface. The dashed lines refer to sandwich measurement and solid lines to coplanar measurement. Lightly (25% C) and moderately (50% C) carbon doped samples are not plotted because of their very important electrical resistance, making such materials unusable for tactile sensing measurements. Moreover, for these samples, measured resistance increases with pressure increasing. This indicates that pressure has the opposite effect to that expected.

One can also notice on figure 3, that coplanar measurements have electrical resistance nominal values higher than those of sandwich measurements. The principal reason proceeds from the geometrical configuration adopted. To increase electrical responsivity, coplanar measurements have been performed on interdigitated electrodes, covering the whole sample surface. Comparatively, resulting sandwich resistance does make use of longer length and shorter area. Assuming that transversal and longitudinal electrical conductivity have close values, this leads to smaller electrical resistance.

Without applied pressure, electrical resistance higher than $30 M\Omega$ indicates that doped silicone rubber has an insulator behavior when it is not pressured. Under perpendicular applied pressure, the particle density within the elastomer is altered, resulting in the electrical resistance change. For the heavily carbon doped samples, the electrical resistance decreases with increasing applied pressure. Such a result allows some applications in force or in tactile sensing.

As shown in figure 3, resistance / pressure relationship is nonlinear and presents the same shape for both coplanar and sandwich samples. The curve can be approximated by hyperbola function since the conductance $1/R$ versus pressure relationship can be fitted by a linear function as shown in figure 4.

Data symbolized by circles have been published by Van Brussels and Belien in a paper on tactile sensors development [10]. These data refer to experimental measurements carried out on silicone pressure sensitive rubber customized by Yokohama Rubber Company under reference CS57-7RSC.

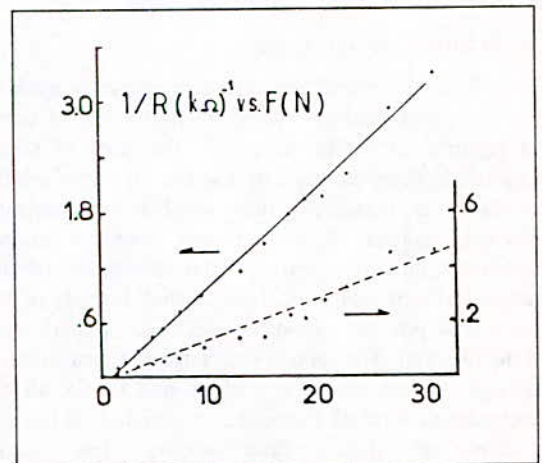


Fig. 4 : Conductance ($1/R$) versus applied force (F) for heavily carbon doped sample.

Starting idea with this work has been to produce a piezoresistive rubber to cover with it a prototype of electrodes array we recently have patented [11]. Such electrodes allow 2D and 3D tactile recognition. Therefore, we have tried to fabricate, with locally raw materials, a pressure sensitive device usable for this application. When compared to one of the most suitable pressure sensitive rubbers, resistance obtained on our samples lies in a close value range. However, sandwich measurements exhibit resistance saturation for pressure higher than 20N. Similar behavior has not been reported for the industrial rubber up to 30N. Other details -such as hysteresis- indicate also that, for efficient tactile perception, mechanical properties should be improved on our samples.

The slight hysteresis observed during experiments, can be very important for the low carbon concentration samples, i.e. for poor mechanical hardness materials. Both for slightly and moderately carbon doped material, mechanical permanent deformations have been observed around etched electrodes. This may be explained in terms of insufficient hardness degree, both for normal and lateral configurations. Moreover, a slight creep behavior has been observed too, even for the heavily carbon doped sample, leading for this latter to a gradual decrease of the electrical resistance.

Electrical response time to a step change in pressure is greatly affected by mechanical properties of the pressure sensitive silicone rubber too. Typical values expected for tactile sensors lie in the ms range [5]. In this paper, response time spreads from several seconds for the heavily carbon doped sample to up to a minute for the moderately carbon doped material. Such experimental values limit tactile sensors perception to static or slowly variable situations. The negative features reported before, when correlated with this long response time, lead to think that pressure sensitive material we have made must be improved if efficient tactile perception is needed. Now, we are driving a complementary study to get optimized material for such an application. Results of this investigation will be presented elsewhere [12].

Pressure sensitive material obtained by mixing silicone with carbon is a composite material. To understand physical mechanisms involved in electrical properties, we have studied current versus voltage (I-V) characteristics. Transport mechanisms depends on conductive particle density. Since this latter closely depends on applied pressure, we have carried out I-V characteristics for two different mechanical loads (1.5 and 15 Newton) both for sandwich and coplanar configurations. In such conductor-insulator composite films, the current I is exponentially dependent on the applied voltage V . The relationship between I and V may be written as :

$$I \cong V^m \exp(A/V^n)$$

where A is a possibly temperature-dependent quantity.

n and m are parameters depending on conduction mechanisms as shown in table 2.

In first approximation, one can neglect the pre-exponential factor V^m , because the exponential is dominant when $n \neq 0$. Based on this assumption, we have execute a numerical processing in order to determine the conduction mechanism that interprets for the best our measurements. The two last figures present modified I-V characteristics in respectively for coplanar and sandwich measurements.

Dashed lines refer to measurement under 1.5 Newton load, while solid lines refer to measurement under 15 Newton load.

Conduction mechanisms	n	m
Isotropic percolation	-2	...
Direct percolation	-1	...
Poole's law	-1	0, .5 or 1
Poole-Frenkel conduction	-.5	0, .5 or 1
Space-charge limited conduction	0	>2
High field percolation theory	.25	...
Particle-particle tunneling	1	1
Field ionization	1	0

Table 2 : Values of the parameters n and m for different conduction mechanisms (After[13]).

Figure 5 shows the log of current versus the square root of voltage for transversal conduction. Resulting data may be easily fitted by a straight lines. According to table 2 data, the electrical conduction mechanism can correctly be interpreted in terms of Poole-Frenkel model. However, this model can not explain our longitudinal measurements results. For this latter case, as shown in figure 6, it is worth noticing that $\text{Log}(I)$ seems to linearly evolve with voltage for 15 N loaded measurement. Such a dependence characterizes direct percolation or Poole's conduction. Since the exponent m is not well determined by percolation theory, no definitive conclusion can be conducted. The 1.5 N loaded measurement cant not be fitted by any function. As reported by Comizzoli [14], the fact that the pre-exponential factor has been neglected may lead sometimes to incorrect conclusion. Further calculations, taking into account this explanation, have to be subsequently processed.

4- SUMMARIZE AND CONCLUSION :

The starting idea with this work has been to produce a piezoresistive rubber to cover with it a prototype of electrodes array we recently have patented which allows 2D and 3D tactile recognition..

We have fabricated, with locally raw materials, a pressure sensitive device usable for this application and satisfying to criteria of easiness of production, availability of raw materials, uncomplicated array construction, robustness and compatibility with integrated circuits. This device has been obtained by mixing silicone together with carbon-graphite powder. When compared to one of the most suitable pressure sensitive rubbers, resistance obtained on our samples

lies in the same range. First results on investigations of electrical behavior have been presented. Even if such a material has industrial potentialities, prior to its large scale development, some mechanical properties have to be improved. Understanding conduction mechanisms in this composite material needs further investigations.

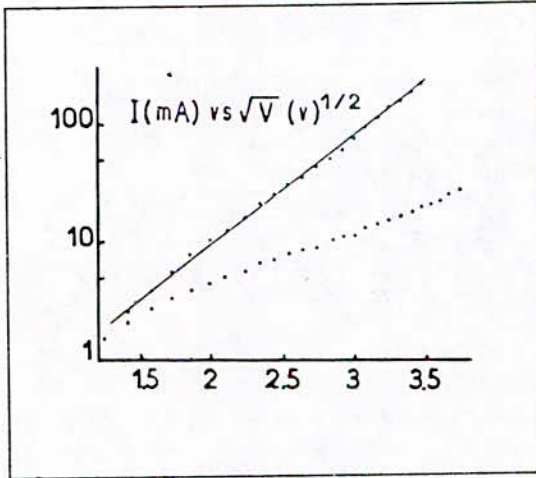


Fig.5 : Log(I) versus $V^{0.5}$ for coplanar measurements
 - - - - : under 1.5 N load
 - - - - : under 15N load

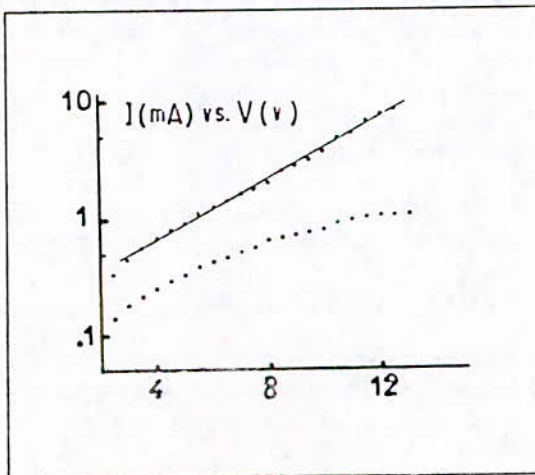


Fig.6 : Log(I) versus V for sandwich measurements
 - - - - : under 1.5 N load
 - - - - : under 15N load

5- REFERENCES :

[1] P.J.McKerrow. *Introduction to robotics*. Addison Wesley Pub.Comp. (1991).

- [2] D.De Rossi "Artificial tactile sensing and haptic perception" *Meas. Sci. Technol.* 2 (1991) 1003.
- [3] Harmon, *Tactile sensing for robots*, in Recent advances in robotics. J.Wiley and Sons eds. (1985) 389
- [4] E.M.Petriu, W.S.McMath, S.S.K.Yeung and N.Trif "Active tactile perception on object surface geometric profiles" *IEEE trans. on Instrum. & measurement*, 41 (1992) 87.
- [5] L.D.Harmon "Automated tactile sensing" *Intern. Journal of Robotics research* 1 (1982) 3.
- [6] H.R.Nicholls and M.H.Lee "A Survey of Robot Tactile Sensing Technology" *Inter. Journal of Robotics Research* 8 (1989) 3.
- [7] R.S.Fearing and J.M.Hollerbach "Basic solid mechanics for tactile sensing" *The International Journal of Robotics Research* 4 (1985) 40.
- [8] J.A.Purbrick "A force transducer employing conductive silicone rubber" *Proc. 1st. ROVISEC* (1981) 73.
- [9] B.E.Robertson and A.J.Walkden. *Tactile sensors systems for robotics*. Robot Sensors Vol.2 N.Y. Springer Verlag (1986) 89.
- [10] H.VanBrussel and H.Belien "A high resolution tactile sensor for part recognition" *Proc. of the 6th ROVISEC* Kempston U.K. (1986) 49.
- [11] M.Halimi and N.Ababou "Contact and measuring electrodes for tactile sensors of 2D and 3D modulating shapes" *Algerian patent*. Registered in July 19, 1994 under reference 940085 bis.
- [12] N.Ababou, A.Ababou, M.Halimi and N.Beldjoudi "Physico-Chemically characterizations of pressure sensitive silicone" *To be published*.
- [13] G.A.Niklasson and K.Brantervik, "analysis of current voltage characteristics of metal insulator composite films" *J.Appl. Phys.* 59 (1986) 980.
- [14] R.B.Comizzoli "Fitting of data to a Frenkel effect model of conduction in insulators" *J.Appl. Phys.* 58 (1985) 1032.

An Accurate Instrument Based Microcontroller for driving four Ion Selective Electrodes

M. ATTARI and P. FABRY[†]

Institute of Electronics / Department of Instrumentation
USTHB BP.32 El-Alia, Bab-Ezzouar 16111 Alger
Tel. 02 75 12 85, Fax. 02 75 94 57

[†]LIESG - ENSEEG, BP.75 - 38402 Saint Martin d'Hères Cedex, France
Tel. 76 82 65 73, Fax. 76 82 66 70

Abstract - This paper deals with the study and realization of an apparatus based microcontroller to test Ion Selective Electrodes and particularly in our case sodium sensors. The Ion Selective Electrode (ISE) are part of chemical sensors which are widely used in a large variety of application in research, industrial processing and clinical analysis.

The first point was the realization of a special analog card with four channels at high input impedance which is the most important problem for accurate measurement with ISE. The second point was the realization of a digital card around the 68701 Motorola microcontroller and developing a program with Motorola emulator card and stored in the microcontroller EPROM. This program control the task of the multiplexer, the programmable amplifier and the A/D converter. Also it permit the ACIA to communicate easily with a PC computer through an RS232 serial connection. Four sodium sensors with different membranes have been tested by the system for long term stability. The experimental results have been reported on two graphs to show the effect of drift on selective sensors for a long period of time (thousand hours).

I. INTRODUCTION

In view of the increased interest in our environment, the need for on-line control of gaz mixtures in industrial control, the medically monitoring, the need for reliable fire alarms, the desire to optimize the performance of car engines, etc., motivated many governmental and industrial laboratories to investigate in developing new generation of chemical sensors with enhanced performance. In addition to new sensors, there is also a need for improving and new means of actuation to implement control action within process and manufacturing plants. It has been cogently argued [1] that new sensors and actuators might be suitable means for those countries workers in research and industry to conquer the newer microelectronics markets. Japanese are well aware of the importance of transducers and their significance in expanding markets.

Chemical sensors differ significantly from physical sensors in the sense that the number of chemical

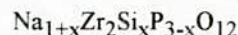
parameters are almost infinite. As an example, the number of ions in the human blood is so high that selectivity or specificity becomes a crucial property of chemical sensors [2]. The Ion Selective Electrodes [3], [4] (ISE) are part of chemical sensors which can be said to be widely used in a large variety of applications in research, industrial processing and clinical analysis. Example of applications are the determination of ions in blood, sweat, urine, sea water, drinking water, foods, etc. [5], [6].

Most ion selective electrodes are based on a solid material which is selective only to the ion considered. The ionic conductivity of these materials is rather low (from 10^{-7} to 10^{-6} S/cm), therefore the impedances of ISEs are generally between 1 and 100 M Ω . In fact, the input impedance of the measuring apparatus must be higher than 1 T Ω . Recently, NASICON (Na Super Ionic Conductor), has been found to be good candidates for building sodium electrode with low impedance [7].

The paper proceeds to develop the structure of NASICON based ISE sensor, then the system realized for driving four sensors. Otherwise, an experimental results show the effect of drift on selective sensors.

II. THE STUDIED SENSOR

The heart of the sensor is a NASICON pellet which is a material with the chemical formula:



It has been shown that the ionic conductivity is a function of the sodium stoichiometry (x) of the material. The best conductivity has been obtained for the composition x about 2 or 2.4. At room temperature, the conductivity is about 10^{-3} S/cm, and such a value is extraordinarily high compared to those of the usual sensitive membranes. NASICON pellets can be assembled on traditional ISEs with a liquid internal reference, the waterproofness being provided by a joint or by sealing with epoxy resin (Fig.1).

Other sensors with solid state internal reference systems have also been proposed, allowing the use of small pellets of NASICON [8] (Fig.2).

However, these traditional realizations are stayed good for laboratory, but not very well adapted to mass production. Thin layer technologies are positively better solutions for the realization of micro-sensors. For instance the dip-coating process, which is based on sol-gel chemistry, has been proposed to realize NASICON thin films for micro ISE or ISFET devices [9].

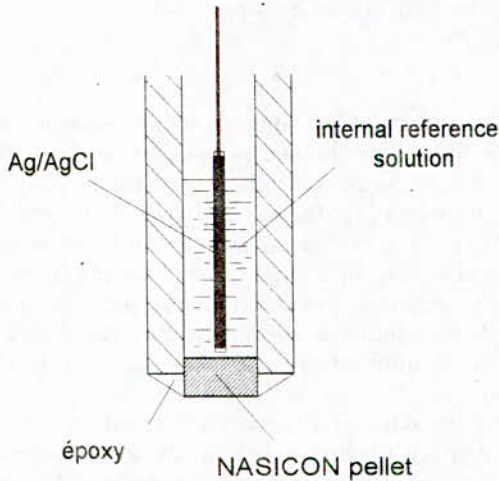


Fig.1 ISE assembly with liquid internal reference electrode

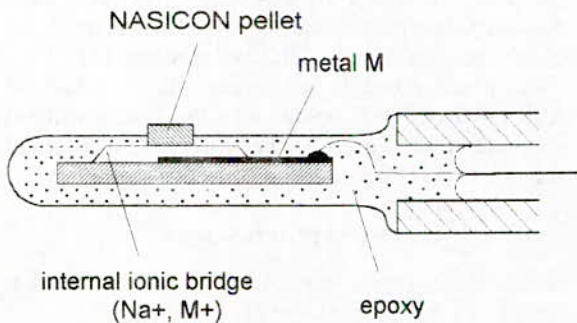


Fig.1 ISE assembly with solid state internal reference system

III. THE CONDITIONER

The studied sensors are potentiometric, and they must not sink current to avoid electrode polarization [10]. In another hand, generally ISEs are also impedants, although we use a specific membrane like NASICON pellet.

In that point of view the conditioner must have a higher input impedance to prevent systematic error voltage and reducing current polarization less than 1pA.

For this purpose, a special operational amplifier [11] (OPA111BM of Burr-Brown) has been used to condition one sensor. The new technology used in this Op-Amplifier is based on dielectric isolating (*Difet*) instead of direct junction in a Field Effect Transistor. This technical enhance the reliability of such amplifier to use it in all sensors conditioners where very low current measurement and critical instrumentation are required.

As in any situation where higher impedance are involved, careful shielding is required to reduce "hum" pickup in input leads. Leakage currents across printed circuit boards can easily exceed the bias current of the Op-Amplifier used. To avoid leakage problems, the signal input lead of the Op-Amplifier is wired to a Teflon stand-off. A guard pattern was completely surround the high impedance input leads and was connected to a low impedance point [12], [13].

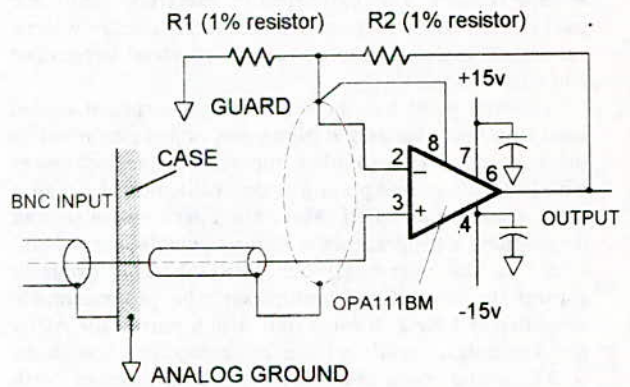


Fig.3 The high impedance conditioner

IV. THE WHOLE SYSTEM

The whole accurate instrument is based on a microcontroller which drive all function of the system (Fig.4). A fourth order Butterworth filter fed the amplifier conditioner to eliminate frequency greater than 5Hz. An integrated circuit (PGA100AG) is used to multiplex the four channels for driving four sensors in same time and amplify the signal by a programmable gain. The gain is set at a suitable value to reach the maximum scale of the A/D converter for maximum accuracy [14]. Once the signal is amplified by a fixed programmable gain, an A/D converter fed the PGA100AG to convert the analog signal to a digital one. The ADC used is a 14 bits dual slop that make fifty conversions per second and have an output buffer to ensure full compatibility with systems based microprocessor [15]. A motorola microcontroller is chosen to control all the task of the whole system.

This microcontroller integrate an eight bits microprocessor, a three PIA, an ACIA, a timer and 2K of UV erasable PROM.

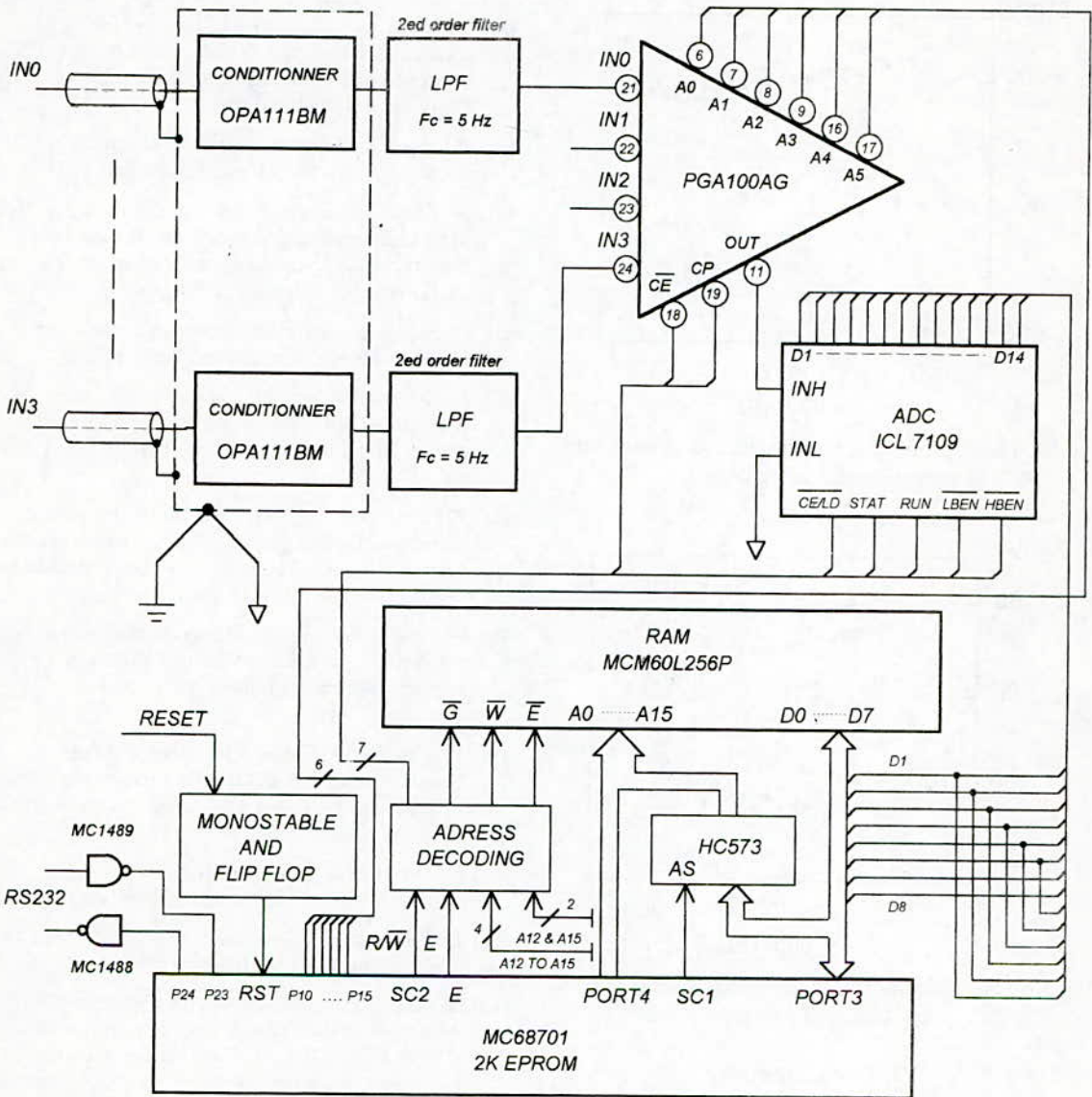


Fig.4 The whole system based 68701 microcontroller

A 32K RAM is used to store acquisition data from the A/D converter. An address decoding performs lines from addresses to control the programmable amplifier which select the channel and the optimum gain, furthermore, some lines control the ADC. A program was developed with Motorola emulator card [16] and stored in the microcontroller EPROM. This program control the task of the programmable amplifier and the A/D converter, besides a subroutine permits the ACIA to communicate easily with a PC computer through an RS232 serial connection [17].

V. EXPERIMENTAL

Four sodium sensors have been tested by the system for long term stability. The sensor's membranes were sintered at different temperatures with a constant stoichiometry ($x=2$) and with two different realizations of the internal reference. Only the parallel drift was studied. The conditioning solution of NaCl has a constant concentration buffered at 0.1mol/l, moreover a thermostatic chamber provides a constant temperature at 20°C.

The experimental results have been reported on two graph (Fig.5) which show the effect of drift on ion selective sensors for a long period of time (thousand hours).

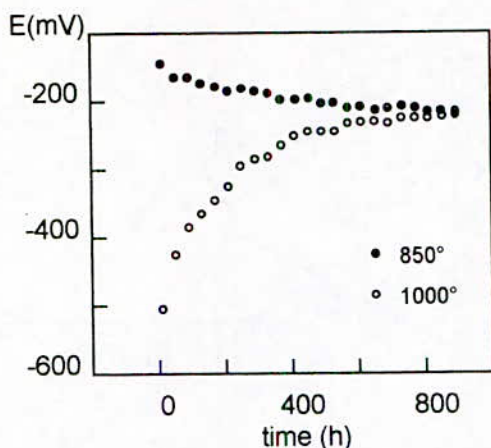


Fig.5.a The effect of drift on ion selective sensors with solid state internal reference

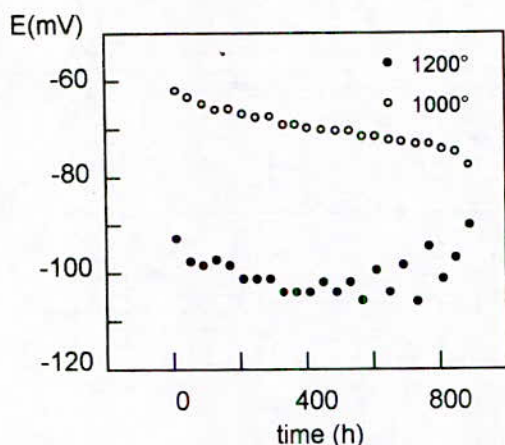


Fig.5.b The effect of drift on ion selective sensors with liquid internal reference

VI. CONCLUSION

A system was designed to provide an accurate acquisition for a long term from four ion selective electrodes. The system realized is full compatible with a Macintosh (Apple) or a personnel computer (PC). The resolution of the ADC (244 μ V) ensure an accuracy of about 0.025% with a reference of 10ppm/ $^{\circ}$ C. The system replaces easily the Tacussel instrument which has been used until now for measuring voltage from ion-sensors. The advantage of the system is the driving of four sensors in same time and flexibility of data manipulation with a computer. Furthermore, it is totally independent of manipulator instead of the Tacussel instrument. The only problem is the power source, it must be stable until the system work.

VII. REFERENCES

- [1] S. Middelhoek, "Europe's last chance?," *J.Phys.*, 18 (1985) 456-458.
- [2] C. Macca, M. Cakr, "Determination of selectivity coefficients of ion-selective electrodes by means of linearized multiple standard addition technique," *Anal. Chem. Acta*, 154 (1983) 51-60.
- [3] J. Koryta, K. Stulik, *Ion-selective electrode*, Cambridge University Press, Cambridge, 1983.
- [4] M. Kleitz, E. Siebert, P. Fabry and J. Fouletier, "Solid-State Electrochemical Sensors," in W. Göpel (ed.) on sensors, Vol.2/3, *Chemical and Biological Sensors*, VCH Publisher, Germany, 1991, pp. 343-371.
- [5] H. Freiser, *Ion-selective electrode in analytical chemistry*, Plenum Press, New-York, 1978.
- [6] C. Nylander, "Chemical and biological sensors," in B.E. Jones (ed.), *Current Advance in sensors*, The Adams Hilger series on sensors, Bristol. UK, 1987, pp. 133-147.
- [7] P. Fabry and E. Siebert, "NASICON: a sensitive Membrane for Ion Analysis," in S. Yamauchi (ed.), *Chemical Sensors Technology*, Vol.4, Kodansha Ltd, Tokyo, 1992, pp. 111-124.M.
- [8] P. Fabry, J.P. Gros, J.F. Million-Brodaz and M. Kleitz, "NASICON, an ionic conductor for solid-state Na⁺ selective electrode," *Sensors and Actuators*, 15 (1988) 33-49.
- [9] Y.L. Huang, A. Caneiro, M. Attari and P. Fabry, "Preparation of NASICON thin films by dip-coating on Si/SiO₂ wafers and corresponding C-Vmeasurements." *Thin. Solid. Films*, 196 (1991) 283-294.
- [10] J. O'M. Bokris, A.K.N.Reddy, *Modern Electrochemistry*, Plenum Press, New York, 1970.
- [11] Burr-Brown, *B-B Integrated circuits data book*, B-B Corporation, Vol.33, Arizona, 1989.
- [12] M. Attari *et al.*, "Réalisation d'un Système d'Injection Automatique Pour l'Etalonnage de Capteurs Sélectifs (ISE)," *Proc. JTEA '93, The 13th Tunisian days on electro-technical and automatic control*, Hammamet (Tunisia), Feb.1993, Vol.2, pp. 606-614.
- [13] Y. Netzer, "The design of low-noise amplifier," *Proc.IEEE*, Vol.69, No.6, June 1981.
- [14] B.M. Gordon, "Linear Electronic Analog/Digital Conversion Architectures, Their Origins, Parameters, Limitations, and Applications," *IEEE Trans.Circuits and Systems*, Vol. CAS-25, No. 7, July 1978, pp. 391-418.
- [15] M. Attari, *Pilotage Automatique de tests de capteurs à ions*, Doctorate dissertation, on Instrumentation and measurements, Grenoble, 1991.
- [16] Motorola, *M68701 EVM Evaluation module user's manuel*, Motorola Inc, 1987.
- [17] D.E. Pippenger, E.J. Tobaben, Linear and interface circuit application, vol.3, *Display drivers and data transmission line circuits*, Texas Instruments, 1988.

IDENTIFICATION OF A COMMUNICATION SYSTEM BY MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

KAMEL BOUKHATALA

Institut de mathématiques, département de recherche opérationnelle
BP. 32 EL-ALIA , Bab-Ezouar , U.S.T.H.B (ALGER)

ABSTRACT

A communication system is modelled by a multidimensional controlled Linear Stochastic Differential Equation (SDE). The drift and diffusion coefficients are matrix with unknown parameters, causing the communication system to be not identifiable during its evolution in time. The method of maximum of likelihood is used to show that there exists a family of estimators for these parameters. Under the condition of the stability of the system, it is shown that this family of estimators is consistent.

Keywords: Communication system, Stochastic differential equations, maximum of likelihood estimator, invariant probability law..

1 INTRODUCTION:

Problems of communication usually involve transmission of deterministic or random signals, through noisy channels. Mathematically, a random signal is often modelled as a random process, which in some cases can be solution of a SDE whose drift coefficients are all or in part unknown parameters (see for instance [5],[10]). For the identification of this signal, an estimation of these unknown parameters is then necessary. After identification, the input signal can be modulated before reception. In practice, there exists different types of modulation (in amplitude AM, in phase PM, in frequency FM,..). Each modulation is a linear or non linear function of the transmitted signal. The modulated signal is then a random process whose nature is to analyze. In this work, we take interest in the problem of identification of the input signal and in the simulation of the output after modulation. Thus, we assume that the signal is stable and controlled throughout its transmission. For the problem of identification, the method of the maximum of likelihood ([9],[10]) is proposed to estimate the unknown parameters of the mathematical model, which is a stochastic process, solution of a linear, controlled and multidimensional SDE. The function of control is supposed to be random and is adapted to the state of the signal, with

the hypothesis of stability insuring asymptotically the existence of an invariant probability law of the state of the signal. In a first part, a statistical structure of the problem is defined and the existence of a family of estimators of L.M is shown. In a second part, the existence of an invariant measure of the state of the signal is proved, to allow us to study the asymptotic behavior of the family of estimators and to show its consistency.

2 THE MATHEMATICAL MODEL

A controlled and multidimensional signal $(X_t)_{t \geq 0}$ assumed to be transmitted in the course of time. It is also assumed that before being received, the signal is submitted to a modulation. As it goes in or as it comes out, the signal is accompanied by white noises. The state of the input signal is solution to the following system of SDE:

$$\begin{cases} dX_t = (AX_t + Bg(X_t))dt + C\beta_t \\ X_0 = x \end{cases} \quad (1)$$

where, X_t is of dimension n , g is a Lipschitz application from $R^n \rightarrow R^p$, bounded in norm and such that the coordinate applications are linearly independent. $(\beta_t)_{t \geq 0}$ is a white noise of dimension n . A, B and C are respectively matrix (n, n) , (n, p) and (n, n) whose elements are all or in part unknown. The matrix A is supposed stable, then the eigenvalues have a negative real part, and C is invertible. The state of the modulated output signal is the one dimensional stochastic process $(Z_t)_{t \geq 0}$, defined by the following non homogeneous SDE (see [5]) :

$$\begin{cases} dZ_t = \Psi(X_t, t)dt + \sqrt{2\sigma}\tilde{\beta}_t \\ Z_0 = z_0 \end{cases} \quad (2)$$

where $(\tilde{\beta}_t)_{t \geq 0}$ is a white noise, σ is the intensity of the noise at the output of the signal and $\Psi : R^n \rightarrow R$ is a continuous function, denoting a type of the modulation of the signal X_t .

Thus, if the noises $\tilde{\beta}_t$ and β_t are respectively approximated by the formal derivatives of the Brownian motions

$\frac{d\bar{W}_t}{dt}$ and $\frac{dW_t}{dt}$, we have to treat the Ito type system of SDE [1]:

$$\begin{cases} dX_t = (AX_t + Bg(X_t))dt + CdW_t \\ dZ_t = \Psi(X_t, t)dt + \sqrt{2\sigma}d\bar{W}_t \\ X_0 = x, Z_0 = z \end{cases} \quad (3)$$

3 IDENTIFICATION OF THE PARAMETERS A AND B OF EQUATION (1)

We study the following problem: Estimate the unknown parameters A and B in view of the observation through simulation of a single trajectory of the state of the signal X_t , for $t \in [0, T]$, when one input $g(X_t)$ is given. The matrix C is assumed to be wholly known. We use the method of the maximum of likelihood to estimate the parameter $\Phi = [A, B]$.

It is easy to verify that equation (1) admits an unique strong solution, almost surely with continuous trajectories. We are then in a position to define a statistical structure for this estimation problem

3.1 STATISTICAL STRUCTURE OF THE ESTIMATION PROBLEM OF THE MATRIX Φ .

We suppose that we observe over the time interval $[0, T]$ the state $x(\cdot) = (x_t; t \geq 0) \in C_T$ (C_T (resp. S_T) is the space of continuous applications from $[0, T]$ into R^n (resp., the tribe over C_T generated by the coordinates applications $\pi_t : x \rightarrow x_t$, for every $t \geq 0$), of a stochastic signal controlled by an input $y_t = g(x_t)$). We suppose that there exists a value $\bar{\Phi} = [\bar{A}, \bar{B}]$ of the parameter Φ called actual value of Φ , such that the probability law of $x(\cdot) \in C_T$ is one of a process $(X_t)_{t \geq 0}$ solution of equation (1) with $A = \bar{A}$, $B = \bar{B}$. This leads us naturally to study the problem of estimation of Φ in the statistical structure :

$$(C_T, S_T, P_{\Phi, C}^{T, x}, \Phi \in \Theta, A \text{ stable})$$

where Θ is a set of parameters included in $\mathfrak{S}(R^{n+p}, R^n)$. $P_{\Phi, C}^{T, x}$ (resp. $Q_C^{T, \sigma}$) denotes the restriction to S_T of the law $P_{\Phi, C}^x$ (resp. Q_C^σ) of a process solution of equation (1) (resp. $X_t = x + CW_t$).

Lemma 1: For any $\Phi \in \Theta$ and any $T > 0$, the measures $P_{\Phi, C}^{T, x}$ and $Q_C^{T, \sigma}$ are equivalent. The Radon-Nikodym derivative is given by:

$$\frac{dP_{\Phi, C}^{T, x}}{dQ_C^{T, \sigma}} = \exp\left(\int_0^T \langle A\pi_t + Bg(\pi_t), G^{-1}d\pi_t \rangle - \frac{1}{2} \int_0^T \langle A\pi_t + Bg(\pi_t), G^{-1} \langle A\pi_t + Bg(\pi_t) \rangle dt\right) \quad (4)$$

where the stochastic integral is computed relative to the measure $Q_C^{T, \sigma}$. Furthermore, relative to the law $P_{\Phi, C}^x$, π_t is solution of equation (1) for the Wiener process $(N_t)_{t \geq 0}$ defined by:

$$N_t = C^{-1}(-x + \pi_t - \int_0^t (A\pi_s + Bg(\pi_s))ds) \quad (5)$$

This result proceeds from Girsanov's theorem on the equivalence and the absolute continuity of the laws over (C_T, S_T) [4], [6]. Whose hypothesis are all satisfied in the case of the lemma..

3.2 ESTIMATOR OF THE MAXIMUM OF LIKELIHOOD FOR THE MATRIX Φ :

It is easy to see that the statistical structure:

$$(C_T, S_T, P_{\Phi, C}^{T, x}, \Phi \in \Theta, A \text{ stable})$$

is dominated by the measure $Q_C^{T, \sigma}$. The method of the maximum of likelihood is applied to estimate Φ .

By virtue of (4), the function of log-likelihood is given by:

$$L_{G, T}(\Phi, \cdot) = \int_0^T \langle a(\pi_t), G^{-1}d\pi_t \rangle - \frac{1}{2} \int_0^T \langle a(\pi_t), G^{-1} \langle a(\pi_t) \rangle dt \quad (6)$$

If we set

$$G^{-1} = (\alpha_{ij}), i, j = 1, 2, \dots, n$$

$${}^1U_s = (\pi_s^1, \pi_s^2, \pi_s^3, \dots, \pi_s^n, g^1(\pi_s), \dots, g^p(\pi_s)),$$

we can write:

$$L_{G, T}(\Phi, \cdot) = \int_0^T \langle \Phi U_t, G^{-1}d\pi_t \rangle - \frac{1}{2} \int_0^T \langle \Phi U_t, G^{-1} \Phi U_t \rangle dt \quad (7)$$

$$= \text{tr} \left[\mathbf{G}^{-1} \left(\int_0^T d\pi_t \cdot U_t \right) \mathbf{t} \bar{\Phi} \right] - \frac{1}{2} \text{tr} \left[\mathbf{G}^{-1} \bar{\Phi} \left(\int_0^T U_t^T U_t dt \right) \mathbf{t} \bar{\Phi} \right] \quad (8)$$

We denote by $L^1_{\mathbf{G},T}(\bar{\Phi}, \cdot)$ and $L^2_{\mathbf{G},T}(\cdot)$ the first and second derivatives of the matrix $L_{\mathbf{G},T}(\bar{\Phi}, \cdot)$, obtained by formal derivative of (8).

By a simple computation, and from (5) of lemma (1) we find :

$$L^1_{\mathbf{G},T}(\bar{\Phi}, \cdot) = \mathbf{G}^{-1} \left(\int_0^T d\pi_t \cdot U_t - \bar{\Phi} \int_0^T U_t^T U_t dt \right) = \mathbf{t} \mathbf{C}^{-1} \int_0^T dN_t \cdot U_t \quad (9)$$

The system of likelihood equations is then written under the following form:

$$\int_0^T d\pi_t \cdot U_t = \bar{\Phi} \int_0^T U_t^T U_t dt \quad (10)$$

which allows us to state the following proposition:

Proposition 2: If the matrix $\int_0^T U_t^T U_t dt$ is $P^{\mathbf{T}, \mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ almost surely non singular, the maximum likelihood estimator of the matrix $\bar{\Phi}$ in view of the observation $(x_t)_{T \geq t \geq 0}$ of the the input signal state is given by

$$\hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} = \left(\int_0^T d\pi_t \cdot U_t \right) \left(\int_0^T U_t^T U_t dt \right)^{-1}. \quad (11)$$

4 STUDY OF THE ASYMPTOTIC PROPERTIES OF THE FAMILY OF ESTIMATORS $\{\hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}}\}_{T \geq 0}$

In this discussion, we are going to show that under the stability condition of the state of signal the family of estimators $\{\hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}}\}_{T \geq 0}$ is consistent. The key to this proof is the following result:

Proposition 3 : If the matrix $L^2_{\mathbf{G},T}(\cdot)$ is $P^{\mathbf{T}, \mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ -almost surely non singular, then

$$\bar{\Phi} - \hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} = L^1_{\mathbf{G},T}(\bar{\Phi}, \cdot) (L^2_{\mathbf{G},T}(\cdot))^{-1} \quad (12)$$

Proof:

To get this result, one only needs to write a limited development of $L^1_{\mathbf{G},T}(\bar{\Phi}, \cdot)$ in the neighborhood of the value $\bar{\Phi} = \bar{\Phi}$.

From (12), the study of the asymptotic behavior of the estimators family $\{\hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}}\}_{T \geq 0}$ can be achieved by studying the asymptotic behavior of the integrals

$$\int_0^T dN_t \cdot U_t \text{ and } \int_0^T U_t^T U_t dt$$

For the integral $\int_0^T U_t^T U_t dt$, one can use the ergodicity properties of π_t , solution of (1) for the Wiener process N_t . Such properties proceed classically from properties of stationary or convergence, when $t \rightarrow \infty$, of the law of π_t towards an invariant probability measure. Many articles (see for instance [2], [7], [8]) have been dedicated to the proof of the existence of an invariant measure, for the solution of the equation of the form

$$\begin{cases} dX_t = \mathbf{a}(X_t)dt + \mathbf{b}(X_t)dW_t \\ X_0 = x \end{cases} \quad (13)$$

The ergodic results of [2] are used to show the existence of an invariant measure for the equation (1). This we take to the following result:

Proposition 4: Relative to $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$, we have :

- 1) $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} L^2_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} = -\mathbf{J}(\bar{\Phi})$, $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ -almost surely
- 2) $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} L^1_{\mathbf{G}, \mathbf{T}}(\bar{\Phi}, \cdot) = 0$, $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} L^2_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} = -\mathbf{J}(\bar{\Phi})$, $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ -almost surely
- 3) $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{T}} L^1_{\mathbf{G}, \mathbf{T}}(\bar{\Phi}, \cdot) = \hat{\mathbf{V}}(\bar{\Phi})$, in law relative to $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ where

$$\mathbf{J}(\bar{\Phi}) = \text{trace}(\mathbf{t} \mathbf{H}_i^j \hat{\Gamma}(\bar{\Phi}) \mathbf{H}_k^l)_{i,k=1,2,\dots,m}^{j,l=1,2,\dots,m}$$

is a positive definite matrix and $(\mathbf{H}_i^j = \mathbf{C}^{-1} \frac{\partial \bar{\Phi}}{\partial \Phi_{ij}})$,

$\hat{\mathbf{V}}(\bar{\Phi})$ is a random matrix with gaussian law $N(0, \mathbf{J}(\bar{\Phi}))$.

Finally, we have the following theorem which describes the consistency of the estimator of the matrix $\bar{\Phi}$.

Theorem 5: Relative to $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{T}}$, we have

- 1) $\lim_{T \rightarrow \infty} \hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} = \bar{\Phi}$, $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$ -almost surely
- 2) $\lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{T}(\hat{\Phi}_{\mathbf{G}, \mathbf{T}} - \bar{\Phi}) = \Delta(\bar{\Phi})$, in law relative to $P^{\mathbf{x}}_{\bar{\Phi}, \mathbf{C}}$

where $\Delta(\bar{\Phi})$ is a random matrix, with gaussian law and with covariance matrix $(\mathbf{J}(\bar{\Phi}))^{-1}$.

Proof:

From the part 1) of proposition 4, $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} L_{G,T}^{(2)} = -J(\hat{\Phi}) P_{\hat{\Phi},T}^z$ -almost surely, and $J(\hat{\Phi})$ is a non singular matrix. Then :

$\exists T_0 > 0$, such that if $T \geq T_0$, then $\frac{1}{T} L_{G,T}^{(2)}$ is non singular $P_{\hat{\Phi},T}^z$ -almost surely. From (12), we have:

$$\hat{\Phi} - \hat{\Phi}_{G,T} = \left(\frac{1}{T} L_{G,T}^{(1)}(\hat{\Phi}, \cdot) \right) \left(\frac{1}{T} L_{G,T}^{(2)} \right)^{-1}, P_{\hat{\Phi},T}^z$$

almost surely, for $T \geq T_0$

From the parts 1) and 2) of the proposition 12. we deduces the part 1), by noticing that

$$\sqrt{T}(\hat{\Phi} - \hat{\Phi}_{G,T}) = \left(\frac{1}{\sqrt{T}} L_{G,T}^{(1)}(\hat{\Phi}, \cdot) \right) \left(\frac{1}{T} L_{G,T}^{(2)} \right)^{-1},$$

and by using 1) and 3) of proposition 4, we deduce alike for the part 2).

5 CONCLUSION:

The method of the maximum of likelihood is used in the estimation of the parameters of drift in a system of SDE modeling the measure and the modulation in continuous time of a transmitted signal in communication (for instance a talk or music). With the help of this method, we show that there exists a consistent family of estimators. Using [11] and [12], a study by simulation can be effectuated to analyze some interesting parameters of the system (9). This work is in preparation.

REFERENCES

[1] GIHMAN, A.SKOROKHOD (1980): Stochastic differential equations, Springer 1972

[2] M.ZAKAI (1969): A Lyapunov criteria for the existence of stationary probability distribution for systems perturbed by noise, SIAM J. Control. Vol. 7, N° 3 - pp 390-397.

[3] D.A.Darling and A.J.F.(1953) Siergert, the first passage problem for a continuous Markov process. Ann. Math. Statist. 24, 624-632

[4] M.P. ERSHOV (1972): Sur l'absolue continuité des mesures correspondantes à des processus de diffusion, Theory of prob. and its appl. Vol.17, pp 173-178.

[5] Zeev Schuss (1980): Theory and applications of stochastic differential equations, Wiley series.

[6] I.V.GIRSANOV (1960): On transforming a certain class of stochastic process by absolutely continuous substituting of measures. Theory of prob. and its Appli. Vol 5, pp 285-301.

[7] R.N. BHATTACHARYA, S. RAMASUBRAMAMIAM (1982) : "Recurrence and ergodicity of diffusion, Journal of multivariate analysis 12, pp 95-122.

[8] R.Z. KHAS'MINSKI(1960) : Ergodic proprieties of recurrent diffusion process and stabilization of the solution of the Cauchy problem for parabolic equations, Theory Prob. Appl. Vol 5, pp 179-196.

[9] K.BOUKHATALA (1984) Estimation des paramètres de dérive d'une équations différentielle stochastique linéaire, contrôlée Thèse.

[10] K.BOUKHATALA (1989): Identification d'un système de communication, actes du 2^{ème} Colloque Maghrébin sur les Modèles Numériques de l'Ingenieur (CMMNI'89), Rabat, Vol. 2.

[11] K.BOUKHATALA (1994): Simulation study of a dispersion about an attractive center, Computational Statistics Vol 2 pp 128-129

[12] K.BOUKHATALA (1993): Quelques techniques de simulation dans les équations différentielles stochastiques COMAEI'93.

Experiment Design Optimization for Model Parameter Estimation Purposes

Hassan OBALI *and* Ahmed BENHAMMOU

Laboratoire d'Automatique et d'Etude des Procédés (LAEP)
Faculté des Sciences-Semlalia, B.P. S-15,
Boulevard du Prince Moulay Abdellah,
Marrakech 40 000, Morocco.
Tel-(212) 4 43 46 69 (Poste-456);
Fax-(212) 4 43 67 69

Abstract. This paper deals with the problem of identification-experiment design. In the context of parameter estimation, designing an experiment means choosing the adequate procedure for collecting the data so as to estimate unknown parameters vector with the best possible accuracy. Various aspects of this problem, of relevance in practice, are discussed here. The paper mainly focuses on the problem of input design. Earlier, are also discussed propositions about how various other design variables are to be chosen, recalling them separately in order to give insight into their individual effects.

Key Words. On (off)-line identification; Parameter estimation; Statistical data information; Constrained optimization.

1. Introduction

Any system-identification experiment alternates principally two phases. The first one is collection of input-output data from the system under identification; the second one is parameter estimation and the two may be combined either in batch mode or in on-line mode. However, prior to both of these phases, experiment design, as a natural primary phase, is to choose some variables that are involved in the subsequent identification steps so that the experiment is the most informative. For further details, the reader may refer to Schwabe (1987), Krolkowski and Eykhoff (1985), Mehra (1974) and Zarrop (1979). As it is argued by Ljung (1987), an experiment is called "informative enough" if it generates a data set that is informative enough. On the other hand, it is well known that collection of the data in applications involving physical systems is usually a costly and time-consuming procedure. Therefore, among the design variables that are at the user's disposal, a special and primary interest is to be paid to those variables that are related to statistical information content of the data than those associated with models and methods. The latter variables can, indeed, be tried out, at will, by the user at the computer. It turns out that more than one

variable have a significant bearing upon the amount of information provided by an identification experiment. Thoroughly speaking, each of these variables have to be taken into account and a joint design is required to compensate for the cross-effects of these variables, due to their close interrelation. In general, a separate design is performed with respect to a certain variable of relevance, assuming that all remaining ones are set to their best values with regard to an accuracy criterion. Most of time are taken into account, among many others, the number of samples, the data-sampling rate and the input signal statistical properties.

Theoretically, the overall accuracy of the system specification depends crucially on the length of the data set available. It is, therefore, intuitive that in all cases, an advisable choice consists of increasing the data set as far as possible. However, there are some caveats to this rule : one which often arises in practical situations is when there are severe costs to pay in terms of time involved in data collection which should then be reduced as far as possible. Another shortcoming may arise from the fact that very large data sets make statistical inferences

meaningless, due to the explosion of the degrees of freedom.

The sampling strategy design consists of choosing the best way in which to sample the signals involved in the system under consideration in order to obtain optimal knowledge of its dynamical operation. If the system structure is known, then optimal sampling rate can be derived in connection with Fisher's information matrix. But, since lack of *a priori* information is usually the case in practice, all we can achieve is a sampling rate which constrains as less as possible the subsequent analysis and interpretation of results. Generally, for the sake of not violating the Shannon theorem, a thoughtful compromise must be struck down between two levels of sampling. This allows to deal with the problem of recognition of high and low-frequency components. In practice, if we can replicate sampling, we can try several sampling designs and compare the resulting prediction errors.

Input design is the most studied subject in the literature since, when dealing with open-loop experiments, the choice of test signals has a very substantial influence on the observed data. Input design can be carried out either in time domain or in frequency domain. In the former, an optimization procedure, in terms of a time domain criterion optimization, is performed within a prespecified class of test signals and taking into account some eventual amplitude constraints to deal with practical situations. Similarly, in the former, input design consists, *a priori*, to find the input signal which follows as close as possible a desired auto-correlation profile. A further and more complete study can be made when such design is carried out simultaneously in time and frequency domains, yielding more optimal input signals. The next section is devoted to the problem of input design in a statistical context and both batch and sequential designs are addressed. In section 3, the theoretical results are illustrated by an example and the conclusions are presented in section 4.

2. Time domain design of input signal

Prior to handling the problem of input design, a measure of the "goodness" of an experiment have to be defined with regard to the goal to which the model to be derived is dedicated. A logical approach is to choose a design criterion which is related to the expected accuracy of the parameter estimates. Consider, for instance, that the used estimator is efficient, then parameter covariance matrix achieves the Cramer-Rao lower bound, i.e.:

$$\text{cov}(\hat{\theta}) = \lim_{N \rightarrow \infty} E((\hat{\theta}(N) - \theta)(\hat{\theta}(N) - \theta)^T) = M^{-1}$$

where M is Fisher's information matrix given by

$$M = E_{y/\theta} \left(\left(\frac{\partial \log p(y/\theta)}{\partial \theta} \right)^T \left(\frac{\partial \log p(y/\theta)}{\partial \theta} \right) \right);$$

$\hat{\theta}(N)$ is the parameter estimate derived using N data records, E designates mathematical expectation and $p(\cdot)$ the conditional probability density function. Now, a suitable design criterion may be defined as follows

$$J = E_{\theta} (f(M))$$

where $f(\cdot)$ is a suitably chosen scalar function. In principle, input design may be carried out by optimizing J with respect to the allowable experimental conditions which leads to a constrained optimization problem. In general, instead of tacking the last expectation over the prior distribution of θ , $f(M)$ can be simply evaluated at a representative parameter value, say the nominal operating point of the system under consideration. This simplification allows for carrying out the design more easily and one may subsequently check for the sensitivity of the design to other values of θ .

2.1. Batch input design

Consider a linear time-invariant discrete-time system described by the following model

$$y(t) = G_u(z)u(t) + G_n(z)\eta(t)$$

where $u(t)$, $y(t)$ and $\eta(t)$ are respectively the input, output and an independent identically distributed (i.i.d.) white noise gaussian sequence having a *a priori*-unknown covariance S . G_u and G_n are the transfer functions, assumed to be SISO, to the output respectively from input and disturbance with $G_n(\infty) = 1$. The log-likelihood function for the data is given by

$$\log p(y/\theta) = -\frac{N}{2} \log 2\pi - \frac{N}{2} \log S - \frac{1}{2S} \sum_{t=1}^N \varepsilon_t^2$$

where $\theta = \theta(G_u, G_n, S)$ and ε_t is the residual sequence, i.e.,

$$\varepsilon_t = G_n^{-1}(z) [y(t) - G_u(z)u(t)]$$

By means of quite simple algebraic manipulations, we can establish that

$$M = E_{y/\theta} \left(\frac{1}{S} \sum_{t=1}^N \left(\frac{\partial \varepsilon_t}{\partial \theta} \right)^T \left(\frac{\partial \varepsilon_t}{\partial \theta} \right) \right) + \frac{N}{2S^2} \left(\frac{\partial S}{\partial \theta} \right)^T \left(\frac{\partial S}{\partial \theta} \right)$$

where

$$\frac{\partial \varepsilon_t}{\partial \theta} = -G_n^{-1}(z) \left(\frac{\partial G_n(z)}{\partial \theta} \varepsilon_t + \frac{\partial G_u(z)}{\partial \theta} u_t \right)$$

and by further simplifications, the last expression of M can be put into the form

$$M = \frac{1}{S} \sum_{t=1}^N \beta_t^T \beta_t + M_c$$

where $\beta_t = -G_u^{-1}(z) \left(\frac{\partial G_u(z)}{\partial \theta} \right) u_t$ and M_c is a constant matrix which does not depend upon the choice of $\{u_t\}$. Now, optimizing $f(M)$, subject to some eventual prespecified constraints is a nonlinear optimal control problem the solution of which is problem dependent. Since analytical optimization of $f(M)$ is generally tedious, numerical procedures, e.g. the gradient algorithm, can be used to carry out the optimization.

2.2. Recursive input design

On-line input design is in fact more advisable and more useful. However, theoretical proofs of optimality exist only in the one step-ahead sense. Let us consider the following ARMAX model

$$A(z)y(t) = B(z)u(t) + C(z)e(t)$$

where $A(z)$, $B(z)$ and $C(z)$ are polynomials in z variable, and consider the following parametrization

$$y(t) = \theta^T \varphi(t) + e(t)$$

where θ denotes the parameter matrix and $\varphi(t)$ the observation vector. The parameter covariance matrix satisfies

$$P_{k+1} = (I - P_k \frac{\varphi(k+1)\varphi^T(k+1)}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)}) P_k$$

In this case, the design problem can be stated as follows: at time k , choose $u(k)$ such that a suitable scalar function of P_{k+1} is optimized. Consider this function as being

$$J = \log \text{Det}(P_{k+1})$$

By expanding this expression of J , we obtain

$$J = \log \text{Det} \left(I - P_k \frac{\varphi(k+1)\varphi^T(k+1)}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)} \right) + \log \text{Det}(P_k)$$

Therefore, minimizing J is equivalent to minimizing

$$J = \log \left(\frac{1}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)} \right)$$

at each step of the estimation algorithm, since the second term in the right hand side does not depend upon $u(k)$. Now let us partition P_k and $\varphi(k+1)$ as follows

$$P_k = \begin{matrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{matrix} \text{ and } \varphi^T(k+1) = [u(k) \quad \zeta^T(k)]$$

where $\zeta(k)$ is given by

$$\zeta(k) = [u(k-1), \dots, u(k-m), y(k-1), \dots, y(k-n+1), e(k-1), \dots, e(k-p+1)]$$

Then, minimization of J is finally equivalent to maximization of the quadratic criterion

$$J^* = \varphi^T(k+1) P_k \varphi(k+1) = P_{11} u^2(k) + 2u(k) P_{12} \zeta(k+1) + \zeta^T(k+1) P_{22} \zeta(k+1)$$

Finally, differentiation of J^* with respect to $u(k)$ yields the optimal value of input at time k

$$u^*(k) = -P_{11}^{-1} P_{12} \zeta(k+1), \text{ since } P_{21}^T = P_{12}$$

In order to meet practical situations, let us also consider that the input signal is subject to amplitude constraints of the form

$$-1 \leq u(k) \leq 1 \quad \forall t$$

Then optimal input is simply a binary signal given by

$$u^*(k) = \text{sgn}(-P_{11}^{-1} P_{12} \zeta(k+1))$$

where $\text{sgn}(x)$ equals -1 if $x < 0$, 1 if $x > 0$ and indifferently 1 or -1 if $x = 0$.

3. Simulation example

To gain insight into input design, let us look at the following numerical example. It is a powerful starting point to consider a second order process of the form

$$y(t) = a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) + b_0 u(t-1) + e(t);$$

where $a_1 = 0.8$; $a_2 = -0.15$; $b_0 = 1$.

For this example, the batch design criterion is considered as $J = \log \text{Det}(M)$ and the input signal is constrained to lie into $[-1, 1]$. A standard function optimization technique using the gradient of J is used. The latter procedure performs a linear search using a scalar search constant. The resulting input signal is given in figure 1.

For the recursive design problem, the same model is numerically simulated and estimated using an efficient estimator. Figure 2 shows the resulting input sequence.

To compare the performances of the previously determined input sequences and of sequences of

$$M = \frac{1}{S} \sum_{t=1}^N \beta_t^T \beta_t + M_c$$

where $\beta_t = -G_n^{-1}(z) \left(\frac{\partial G_u(z)}{\partial \theta} \right) u_t$ and M_c is a constant matrix which does not depend upon the choice of $\{u_t\}$. Now, optimizing $f(M)$, subject to some eventual prespecified constraints is a nonlinear optimal control problem the solution of which is problem dependent. Since analytical optimization of $f(M)$ is generally tedious, numerical procedures, e.g. the gradient algorithm, can be used to carry out the optimization.

2.2. Recursive input design

On-line input design is in fact more advisable and more useful. However, theoretical proofs of optimality exist only in the one step-ahead sense. Let us consider the following ARMAX model

$$A(z)y(t) = B(z)u(t) + C(z)e(t)$$

where $A(z)$, $B(z)$ and $C(z)$ are polynomials in z variable, and consider the following parametrization

$$y(t) = \theta^T \varphi(t) + e(t)$$

where θ denotes the parameter matrix and $\varphi(t)$ the observation vector. The parameter covariance matrix satisfies

$$P_{k+1} = (I - P_k \frac{\varphi(k+1)\varphi^T(k+1)}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)}) P_k$$

In this case, the design problem can be stated as follows: at time k , choose $u(k)$ such that a suitable scalar function of P_{k+1} is optimized. Consider this function as being

$$J = \log \text{Det}(P_{k+1})$$

By expanding this expression of J , we obtain

$$J = \log \text{Det} \left(I - P_k \frac{\varphi(k+1)\varphi^T(k+1)}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)} \right) + \log \text{Det}(P_k)$$

Therefore, minimizing J is equivalent to minimizing

$$J = \log \left(\frac{1}{1 + \varphi(k+1)^T P_k \varphi(k+1)} \right)$$

at each step of the estimation algorithm, since the second term in the right hand side does not depend upon $u(k)$. Now let us partition P_k and $\varphi(k+1)$ as follows

$$P_k = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \text{ and } \varphi^T(k+1) = [u(k) \quad \zeta^T(k)]$$

where $\zeta(k)$ is given by

$$\zeta(k) = [u(k-1), \dots, u(k-m), y(k-1), \dots, y(k-n+1), e(k-1), \dots, e(k-p+1)]$$

Then, minimization of J is finally equivalent to maximization of the quadratic criterion

$$J^* = \varphi^T(k+1) P_k \varphi(k+1) = P_{11} u^2(k) + 2u(k) P_{12} \zeta(k+1) + \zeta^T(k+1) P_{22} \zeta(k+1).$$

Finally, differentiation of J^* with respect to $u(k)$ yields the optimal value of input at time k

$$u^*(k) = -P_{11}^{-1} P_{12} \zeta(k+1), \text{ since } P_{21}^T = P_{12}$$

In order to meet practical situations, let us also consider that the input signal is subject to amplitude constraints of the form

$$-1 \leq u(k) \leq 1 \quad \forall t$$

Then optimal input is simply a binary signal given by

$$u^*(k) = \text{sgn}(-P_{11}^{-1} P_{12} \zeta(k+1))$$

where $\text{sgn}(x)$ equals -1 if $x < 0$, 1 if $x > 0$ and indifferently 1 or -1 if $x = 0$.

3. Simulation example

To gain insight into input design, let us look at the following numerical example. It is a powerful starting point to consider a second order process of the form

$$y(t) = a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) + b_0 u(t-1) + e(t);$$

where $a_1 = 0.8$; $a_2 = -0.15$; $b_0 = 1$.

For this example, the batch design criterion is considered as $J = \log \text{Det}(M)$ and the input signal is constrained to lie into $[-1, 1]$. A standard function optimization technique using the gradient of J is used. The latter procedure performs a linear search using a scalar search constant. The resulting input signal is given in figure 1.

For the recursive design problem, the same model is numerically simulated and estimated using an efficient estimator. Figure 2 shows the resulting input sequence.

To compare the performances of the previously determined input sequences and of sequences of

i.i.d. inputs with respectively the same power (over 100 data points), the parameters are estimated by the recursive Maximum Likelihood method and figure 3-a and figure 3-b give the evolution of the respective log-determinants of the covariance matrices as a function of iterations.

4. Conclusion

Two effective input design policies have been described in this paper, to be used in a statistical context. The choice of using either of them is case dependent but it has been confirmed, through a simple example, that sequential input design can achieve practically good performances with much less computation than batch design mode.

References

- A. Abounada, H. Obali, A. Benhammou, A. Benriala; "Le problème de richesse du signal de commande dans les schémas de commande adaptative", ICEA, Tizi-Ouzou, Algérie, 1992.
- R.J. Bennett; "Spatial time series: Analysis, Forecasting, Control", Pion, London, 1979.
- G.C. Goodwin and R.L. Payne; "Dynamic system identification: Experiment design and data analysis", Academic Press, London, 1977.
- L. Ljung; "System identification: Theory for the user", Prentice-Hall, Englewood cliffs, NJ, 1987.
- A. Krolikowski and P. Eykhoff; "Input signal design for system identification: a comparative analysis", 7th IFAC symp. on Identification and system parameter estimation, York, vol. 1, 1985.
- R.K. Mehra; "Optimal input signals for parameter estimation in dynamic systems", IEEE trans. Automat. control, AC-19-(6), 1974.
- R. Schwabe; "On an adaptive design in regression", Statistics, 18-(4), 1987.
- T. Soderstrom and P. Stoica; "On covariance function test used in system identification", Automatica, vol. 26, N° 1, 1990.
- H.J.A.F. Tulleken; "Generalized binary test signal concept for improved identification-experiment design", Automatica, 26-(1), 1990.
- M.B. Zarrop; "Optimal experiment design for dynamic system identification", Springer, Heidelberg, 1979.

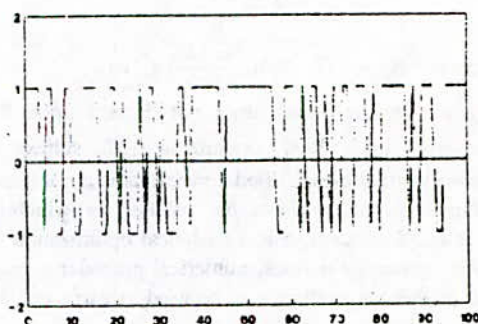


Fig. 1: Optimal binary input designed in batch mode.

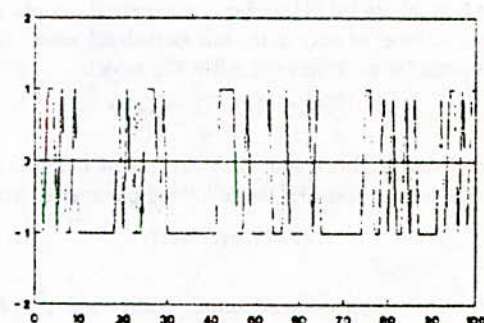


Fig. 2: Optimal binary input designed in on-line mode.

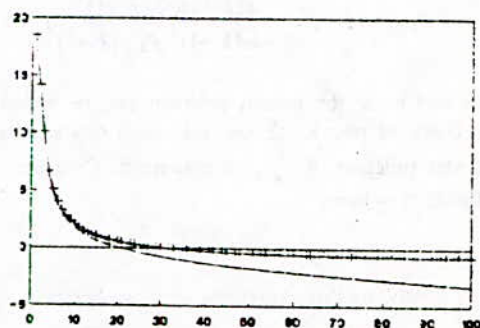


Fig. 3.a: Evolution of log Det(P(k)) as a function of k, + + + i.i.d. — Batch optimal input.

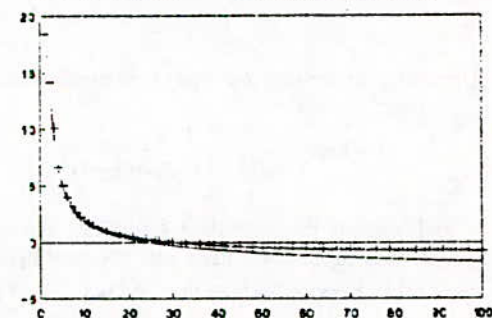


Fig. 3.b: Evolution of log Det(P(k)) as a function of k, + + + i.i.d. — sequentially optimal input.

An algorithm for determining parameter uncertainty intervals for linear models with bounded error

H. Obali and A. Benhammou

Laboratoire d'Automatique et d'Etude des Procédés (LAEP)
Département de physique, Faculté des Sciences-Semlalia,
Marrakech, Morocco.

Phone. (212) 04 - 43 46 49 ; Fax. (212) 04 - 43 67 69

Abstract. In this paper, we propose a new method which aims at estimating, for linear models with bounded-error structure, tighter bounds by using an ellipsoidal outer-bounding approach. This method consists of sequentially constructing the bounding orthotope by reprocessing the observations several number of times and by retaining the tighter parameter bounds provided at each stage of the reprocessing operation.

Key Words- Identification; Parameter bounding; Set theory; Bounded error.

1. Introduction

In practice, parameter estimation from uncertain data is derived together with determination of accurate uncertainty intervals in which the actual parameter values would be contained. Classically used techniques to provide parameter confidence intervals are based upon statistical considerations, where the error and the reliability of the estimates are statistically described [1,2]. However, the popularity of this approach is balanced by drawbacks: first, it is usually difficult to give a correct stochastic characterization of unavoidable modelling errors which are intrinsically non-random [3]. Second, in many practical cases, only limited experimental data samples are available which may be insufficient to permit testing of hypotheses on the noise distribution and autocorrelation. For these reasons, parameter bounding approach provides a radical alternative to the computation of parameter point estimates and covariances. This approach assumes that the error corrupting the data is described only by upper and lower values within which its realizations must lie. Its purpose is to characterize the set of all parameter values that are consistent with the data, error bounds and the model structure. When the error is affine in the parameters, this set is a convex polyhedron which can be characterized by enumerating its vertices and supporting hyperplanes. Let y_t be the t of N scalar measurements and $y_m(t, \theta)$ the associated deterministic model output where θ is an n -dimensional vector of the parameters to be estimated. Define the output error as

$$\varepsilon_y(t, \theta) = y_t - y_m(t, \theta) \quad (1)$$

This error is assumed to satisfy the following boundness hypothesis

$$\delta_t^{\min} \leq \varepsilon_y(t, \theta) \leq \delta_t^{\max} \quad (2)$$

where δ_t^{\min} and δ_t^{\max} are supposed to be known quantities. Since in general, error bounds may not be symmetrical, i.e., $\delta_t^{\min} \neq \delta_t^{\max}$, equation (2) can always be put, by means of a convenient linear

transformation, into the standard form

$$|\bar{\varepsilon}_y(t, \theta)| = |\bar{y}_t - \bar{y}_m(t, \theta)| \leq \delta_t, \quad t = 1, \dots, N \quad (3)$$

Let's assume that this transformation has been performed but drop the overbar to simplify notation. When the output of the deterministic model is linear in the parameters, it can be expressed as

$$y_m(t, \theta) = \varphi_t^T \theta, \quad t = 1, \dots, N \quad (4)$$

where φ_t is the regressor associated with the t th observation. Taking the model structure (4) into account, the set F_t of values of θ satisfying the constraints in (3) associated to the t th observation is the region of the parameter space bounded by a pair of hyperplanes

$$H^+ = \{ \theta \in \mathbb{R}^n \mid \varphi_t^T \theta = y_t - \delta_t \} \quad (5-a)$$

$$H^- = \{ \theta \in \mathbb{R}^n \mid \varphi_t^T \theta = y_t + \delta_t \} \quad (5-b)$$

so that the parameter set defined by the t first observations is obtained as

$$\mathcal{D}_t = \bigcap_{i=1}^t F_i = \mathcal{D}_{t-1} \cap F_t \quad (6)$$

The final set \mathcal{D}_N is the set of all admissible parameter vectors that are solutions for θ of the $2N$ inequations (3). Note that \mathcal{D}_N may be empty if inadequate deterministic model and/or undervalued error bounds are used but is seldom reduced to a singleton. Several methods have been recently proposed for an exact recursive description of \mathcal{D}_N [4,5,6]. The main drawback of these methods is their computational complexity when the data number increases. To circumvent this problem, the parameter set can be merely approximated by a region of simpler shape as an ellipsoid [7,8] or an orthotope [9].

2. Ellipsoidal bounding

Ellipsoidal bounding approach consists of approximating the parameter set at each instant by an ellipsoid which is so far economical in computation. An ellipsoid can indeed be fully characterized, in n -dimensional parameter space, only by $n(n+3)/2$ elements. The first algorithm which has been used in the context of parameter bounding, is that proposed in [7], to be referred to as the OBE algorithm. Let \mathcal{D}_{t-1} be the set consistent

with the first (t-1) measurements and $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$ an ellipsoid bound of \mathbb{D}_{t-1} given as

$$\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1}) = \left\{ \theta \in \mathbb{R}^n \mid (\theta - \theta_{c,t-1})^T \Sigma_{t-1}^{-1} (\theta - \theta_{c,t-1}) \leq 1 \right\} \quad (7)$$

where $\theta_{c,t-1}$ is the center of $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$ and Σ_{t-1} is a positive definite (nxn) matrix whose eigenvalues and eigenvectors specify the size and orientation of the ellipsoid. A new measurement at time t yields a new region F_t , which may be regarded as a degenerate ellipsoid as it can be written as

$$F_t = \left\{ \theta \in \mathbb{R}^n \mid (y_t - \varphi_t^T \theta) \delta_t^{-2} (y_t - \varphi_t^T \theta) \leq 1 \right\} \quad (8)$$

and then $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$ is updated to $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t)$ so that the latter encloses the intersection of $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$ and F_t . Any point θ belonging both to $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$ and F_t is guaranteed to satisfy the following equation for any non-negative λ_t .

$$(\theta - \theta_{c,t-1})^T \Sigma_{t-1}^{-1} (\theta - \theta_{c,t-1}) + \frac{\lambda_t}{\delta_t^2} (y_t - \varphi_t^T \theta)^2 \leq 1 + \lambda_t \quad (9)$$

This quadratic defines a family of ellipsoids $\mathbb{E}(\lambda_t)$ parametrized by the free parameter λ_t . By means of quite simple manipulations, equation (9) can be rearranged into the familiar form (7) of $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t)$ with center

$$\theta_{c,t} = \theta_{c,t-1} + \frac{\lambda_t \Sigma_{t-1} \varphi_t \varphi_t^T e_t}{\delta_t^2} \quad (10)$$

and matrix

$$\Sigma_t = \left(1 + \lambda_t \frac{\lambda_t e_t^2}{\delta_t^2 + \lambda_t \varphi_t^T \Sigma_{t-1} \varphi_t} \right) \Sigma_{t-1} \quad (11)$$

where

$$e_t \triangleq y_t - \varphi_t^T \theta_{c,t-1} \quad (12)$$

and

$$\Sigma_{t-1}^{-1} \triangleq \Sigma_{t-1}^{-1} + \frac{\lambda_t \varphi_t \varphi_t^T}{\delta_t} \quad (13)$$

So far, λ_t has not been fixed and should be selected to make $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t)$ as small as possible in some stated sense. For this purpose, two policies have been proposed in [7] to determine $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t)$ that best approximates $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t) \cap F_t$. The first one is to minimize the hypervolume of $\mathbb{E}(\theta_{c,t}, \Sigma_t)$ which is directly related to the determinant of Σ_t . The second one is to minimize the sum of squares of semi-axis lengths, but we shall subsequently limit ourselves only to the volume algorithm. Minimizing the determinant of Σ_t with respect to λ_t amounts to choosing the optimal value of this parameter according to

$$\lambda_t = \begin{cases} \lambda_t^* & \text{if } e_t^2 > \delta_t^2 - \frac{G_t}{n} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (14)$$

where n is the dimension of θ , G_t is $\varphi_t^T \Sigma_{t-1} \varphi_t$ and λ_t^* is the real positive root of the second order equation

$$\alpha_1 \lambda_t^2 + \alpha_2 \lambda_t + \alpha_3 = 0 \quad (15)$$

$$\text{with } \alpha_1 = (n-1) G_t^2, \quad (16-a)$$

$$\alpha_2 = \left[(2n-1) \delta_t^2 - G_t + e_t^2 \right] G_t, \quad (16-b)$$

$$\alpha_3 = (n (\delta_t^2 - e_t^2) - G_t) \delta_t^2. \quad (16-c)$$

For further details, one may refer to, e.g., [7,8]. The algorithm is initialized by assuming that $\mathbb{E}(\theta_{c,0}, \Sigma_0)$ is an ellipsoid large enough to contain \mathbb{D}_N . One may assume, for instance, that $\theta_{c,0} = 0$ and $\Sigma_0 = \alpha I$, where I is the (nxn) identity matrix and α a large positive constant. This approach to ellipsoidal bounding presents a striking similarity to Weighted Recursive Least Squares. The new feature, apart from differences in the interpretation of $\theta_{c,t}$ and Σ_t , is the presence of the free parameter λ_t . However, as noted in [10,11], the basic OBE algorithm is shown to be non-optimal. Indeed, when $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1}) \cap F_t$ is not void, bounding ellipsoids with smaller-volume are obtained by replacing non intersecting hyperplanes, either H^+ or H^- , by parallel ones tangent to $\mathbb{E}(\theta_{c,t-1}, \Sigma_{t-1})$. This amounts to

replacing δ_t and e_t , in (10)-(16), respectively by $\bar{\delta}_t$ and \bar{e}_t according to

$$\bar{\delta}_t = \begin{cases} \frac{1}{2}(\delta_t + e_t + G_t^{1/2}) & \text{if } e_t < \delta_t - G_t^{1/2} \\ \frac{1}{2}(\delta_t - e_t + G_t^{1/2}) & \text{if } e_t > -\delta_t + G_t^{1/2} \\ \delta_t & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (17)$$

and

$$\bar{e}_t = \begin{cases} \frac{1}{2}(\delta_t + e_t - G_t^{1/2}) & \text{if } e_t < \delta_t - G_t^{1/2} \\ \frac{1}{2}(-\delta_t + e_t + G_t^{1/2}) & \text{if } e_t > -\delta_t + G_t^{1/2} \\ e_t & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (18)$$

It has been shown in [10,11] that this heuristically modified version of the minimal-volume algorithm is mathematically equivalent to the minimal-volume with parallel cuts [12] and therefore optimal. At each sample, once the ellipsoid is computed using one of the two algorithms above, one may be interested in evaluating, for each parameter, the confidence intervals provided by the ellipsoid. By means of simple calculations, the range of parameter i is derived as

$$\theta_i^{c,t} - (\sigma_{i,i}^t)^{1/2} \leq \theta_i \leq \theta_i^{c,t} + (\sigma_{i,i}^t)^{1/2} \quad (19)$$

where $\theta_i^{c,t}$ is the *i*th component of $\theta_{c,t}$. The two ellipsoidal algorithms outlined above enjoy some appealing features: they are sequential procedures, they are computationally simple and faster than any other algorithm solving linear programming problems. Conversely, the main drawback of this approach is the

looseness of $\mathbb{E}(\theta_{c,N}, \Sigma_N)$ as an outer bound of \mathbb{D}_N . A refinement proposed in [10] consists in reprocessing all the data by using $\mathbb{E}(\theta_{c,N}, \Sigma_N)$ as the new starting ellipsoid. As will be pointed hereafter, this procedure allows often to achieve less pessimistic final ellipsoid.

3. Orthotopic bounding

If one is interested in the uncertainty intervals associated with each parameter θ_i , one may bound \mathbb{D}_N by an orthotope aligned with the coordinates axes given as

$$\mathbb{O}_{\min} = \bigcap_{i=1}^n [\theta_i^m, \theta_i^M] \quad (20)$$

where θ_i^m et θ_i^M are determined by

$$\theta_i^m = \min_{\theta \in \mathbb{D}_N} \theta_i \quad \text{and} \quad \theta_i^M = \max_{\theta \in \mathbb{D}_N} \theta_i \quad (21)$$

Clearly, \mathbb{O}_{\min} is an outer bound of \mathbb{D}_N , and may be constructed via linear programming (LP) [13]. Computation of \mathbb{O}_{\min} thus requires solving $2n$ LP problems, each with $2N$ constraints. This procedure yields uncertainty intervals that properly characterize the reliability of each parameter since they are equivalent to the 100% confidence intervals of the parameter estimate. On the other hand, the resulting algorithm is not recursive and corresponds to much more computations than OBE especially if n and/or N is large. One way to reduce computing is by using OBE as a preprocessor [10] to discard some of the observation-induced bounds that are not candidates to describe \mathbb{D}_N . Let \mathbb{E}_N^p be the ellipsoid obtained after p runs of OBE through the N observations. The steps of the algorithm are outlined as follows:

Step 1 : \mathbb{E}_N^p is determined using \mathbb{E}_N^{p-1} as the starting ellipsoid;

Step 2 : Define H_p as the set of the $2N$ indices indicating those hyperplanes having non-void intersection with \mathbb{E}_N^p ;

Step 3 : Steps 1 and 2 are repeated as many times as required, say x times. Then the constraints finally retained are those associated to the indices in the set

$$H = \bigcap_{p=1}^x H_p;$$

Step 4 : The simplex method is used to solve $2n$ problems of type (21), each with m constraints, where $m = \text{Card}(H)$.

In the procedure described above, often most of calculations are superfluous. This is due to the fact that in the current reprocessing pass, only observations associated to active bounds in the previous pass need to be considered. An improved algorithm proposed in [14] consists in updating the set of active bounds at the end of each pass. Let H_p be the set of time indices obtained at the end of the p th pass and set N_p to the number of

indices in H_p , rearranged after each pass so as to be formally written as $H_p = \{t_1, t_2, \dots, t_{N_p}\}$. In pass $(p+1)$,

$\mathbb{E}_{N_p}^p$ is set as the starting ellipsoid and only observations associated to the indices in H_p have to be considered. This set is then updated by deleting from H_p those indices t_i for which the associated F_{t_i} does not intersect

$\mathbb{E}_{t_i-1}^p$. The minimal number of observations to be achieved may be unknown *a priori* and all one can do is to stop the reprocessing procedure when the number of indices in H_p does not decrease any more. However, the boundary of \mathbb{D}_N may be sufficiently complicated so that the number of indices in H_p still remains large.

4. Improved estimation of uncertainty intervals using ellipsoidal bounds

The use of LP technique to solve problems (21) is usually proved to be time consuming. One may then have to merely determine an estimation of the bounds θ_i^m

and θ_i^M . A simple way to derive such an estimation is by using the simplicity offered by OBE algorithm: that is to determine the smallest possible ellipsoid and induced parameter bounds as in (19). As pointed above, such smallest size ellipsoid may be determined by reprocessing the data several times. Let \mathbb{E}_N^x be the ellipsoid achieved after x reprocessing stages. A possible but probably loose estimation of the i th parameter range is simply

given by : $\theta_i^m(x, N)$ and $\theta_i^M(x, N)$ and derived as in (19). It is worth noting that each time the ellipsoid is updated, its volume is necessarily minimized but not the parameter bounds in some directions due to special orientations of ellipsoids. These directions may be that of the coordinate axis and then we can not ensure that

$$\theta_i^m(p, t) \geq \theta_i^m(p, t-1) \quad (22-a)$$

$$\text{and} \quad \theta_i^M(p, t) \leq \theta_i^M(p, t-1) \quad (22-b)$$

for any i ($i = 1, \dots, n$), when an intermediate ellipsoid \mathbb{E}_{t-1}^p

is updated to \mathbb{E}_t^p . Relying on this fact, an improvement of parameter bounds estimation consists in determining them sequentially by

$$\hat{\theta}_i^m = \sup \left\{ \theta_i^m(p, t-1), \theta_i^m(p, t) \right\} \quad (23-a)$$

$$\hat{\theta}_i^M = \inf \left\{ \theta_i^M(p, t-1), \theta_i^M(p, t) \right\}, \quad i = 1, \dots, n \quad (23-b)$$

In fact, expressions (23-a-b) are to retain, for each parameter, the best minimum and maximum bound values deduced from intermediate ellipsoids. The resulting orthotope given by

$$\mathbb{O}_S(x, N) = \bigcap_{i=1}^n [\hat{\theta}_i^m, \hat{\theta}_i^M] \quad (24)$$

can be a more acceptable outer bound of \mathbb{D}_N than that obtained from the final ellipsoid according to (19). Clearly, $\mathbb{O}_S(x, N)$ may be interpreted as the sequential intersection of all elements of the sequence of ellipsoids

$$\left\{ \mathcal{E}_t^p, (t \in [1, N] \text{ and } p \in [1, x]) \right\}$$

5. Numerical results

In this section, we present some numerical results allowing to show the improvement of EPBO over EPB both outlined in the last section, where EPB: algorithm which determines individual parameter bounds using only the final ellipsoid EPBO : proposed algorithm calculating these bounds recursively and with optimization. Simulations are carried out using the first order ARMAX model

$$y_t = 0.7y_{t-1} + 0.3u_{t-1} + \varepsilon_t \quad (24)$$

To satisfy the persistence of excitation condition, the input signal u_t is a zero-mean white noise with variance depending on the required noise level. The non-measurable disturbance ε_t has a uniform distribution over $[-0.1, 0.1]$. The performance of the two algorithms are compared for $\delta_t = \{0.1; 0.2\}$ corresponding respectively to true and overestimated values of the assumed error. On the other hand, the influence of the noise level on the behaviour of both algorithms is quantitatively studied and results are reported for two significant values of the mean-square SNR = $\{1 \text{ db}; 10 \text{ db}\}$. 100 input/output observation pairs were generated by the system (24) and reprocessed ten times. In all simulations using MVM, $\theta_{c,0}$ and Σ_0 were set to $\mathbf{0}$ and $10^6 \mathbf{I}$. For each algorithm, three lines are reported, corresponding to the minimum and maximum of each parameter, as well as the associated central estimate. Plots 1 and 2 represent the evolution of the uncertainty intervals calculated from intermediate ellipsoids, together with ellipsoid center. The plots illustrate the fact that overestimated error bound leads not only to relatively more pessimistic bounds but also to noticeable parameter bias. Plots 3 and 4 show the evolution of optimized values of parameter bounds where fluctuations of extreme values are clearly removed. Furthermore, smoother behaviour of the centre of the resulting orthotope is achieved. More quantitative results are reported in tables 1 and 2, provided by further reprocessing of the data: 25 and 50 times. The obtained values show less influence of poor SNR on EPBO than on EPB. Furthermore, the parameter bounds provided by EPBO are closer to optimal ones given by

$$\begin{aligned} a_{1m} &= -0.7421, & a_{1M} &= -0.6819 \\ b_{0m} &= 0.2811, & b_{0M} &= 0.30967 \end{aligned}$$

which have been computed using the simplex method.

6. Conclusion

In this paper, it has been shown that on account of its computational burden and analytical tractability, ellipsoidal approach to parameter bounding can serve as alternative to provide convenient parameter bounds when the use of L.P technique is time consuming. When only reduced data sets are available, reprocessing data several times can improve parameter bounds estimates. This because after each reprocessing stage, fewer observations remain, which are to be taken into account in subsequent stages, thereby implying decreasing computation time.

References

1. P. Eykhoff (1974) - "System Identification: Parameter and state Estimation"; John Wiley & Sons, England.
2. J.P. Norton (1986) - "An introduction to identification"; Academic Press, New York.
3. F.C.Schweppe (1968) - "Uncertain dynamic systems"; Prentice-Hall, London.
4. E.Walter.E and H.P.Lahanier (1987) - "Exact and recursive description of the feasible parameter set for bounded error models"; Proc of the 28th Conference on Decision and Control, Los Angeles, CA, pp. 1921 - 1922.
5. E.Walter.E and H.P.Lahanier (1989) - "Further results on recursive polyedral description of parameter uncertainty in the bounded error context"; Proc of the 28th Conference on Decision and Control, Tampa, Florida, pp. 1964 - 1966.
6. E.Walter.E and H.P.Lahanier (1989) - "Exact recursive polyedral description of the feasible parameter set for bounded-error models"; IEEE trans. Automat. Control, AC-34, pp. 911-915.
7. E. Fogel and Y.F.Huang (1982) - "On the value of information in system identification - Bounded noise case"; Automatica, vol.18, pp 140 - 142.
8. J.P. Norton (1987) - "Identification of parameter bounds for ARMAX models from records with bounded noise"; Int. J. Control, Vol 45, No. 2, pp 375 - 390.
9. M. Milanese and A. Vicino (1991). - "Estimation theory for dynamic systems with unknown but bounded uncertainty"; An overview. 9th IFAC/IFORS Symp.on Identification and System Parameter Estimation, Budapest, Hungary.
10. G. Belforte and B. Bona (1985) - "An improved parameter identification algorithm for signals with unknown but bounded errors"; IFAC Identification and System Parameter Estimation, York, UK, pp 1507 - 1512.
11. G. Belforte, B. Bona and V. Cerrone (1990) - "Parameter estimation algorithms for a set-membership description of uncertainty" Automatica, vol. 26, No. 5, pp 887-899.
12. H. Konig, D. Pallaschke (1981) - "On Khachian's algorithm and minimal ellipsoids", Numer. Math. 36, pp. 211-223.
13. M. Milanese and G. Belforte (1982) - "Estimation theory and uncertainty intervals evaluation in presence of unknown but bounded errors: Linear families of models and estimators", IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 27, No. 2, pp 408 - 414.
14. S.H.Mo, J.P. Norton (1988) - "Parameter-bounding identification algorithms for bounded noise records", IEEE Proc. vol. 135, Pt. D, No. 2.

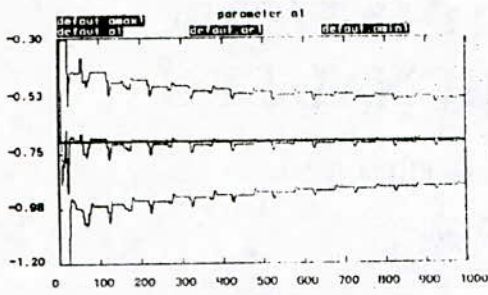


fig.1-a. Evolution of estimated a_{1m}, a_{1M}

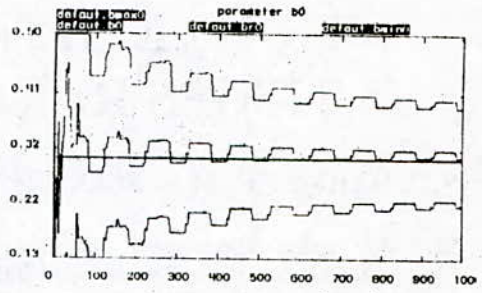


fig.1-b. Evolution of estimated b_{0m}, b_{0M}

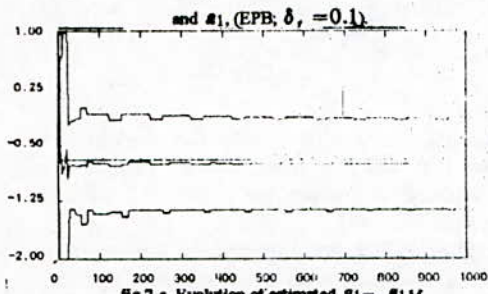


fig.2-a. Evolution of estimated a_{1m}, a_{1M}

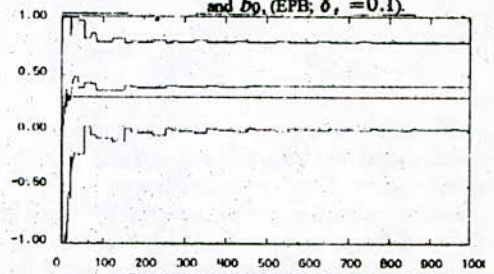


fig.2-b. Evolution of estimated b_{0m}, b_{0M}

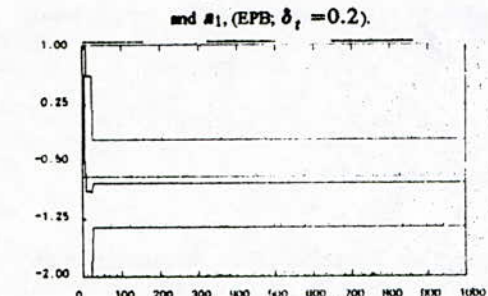


fig.3-a. Evolution of estimated a_{1m}, a_{1M}

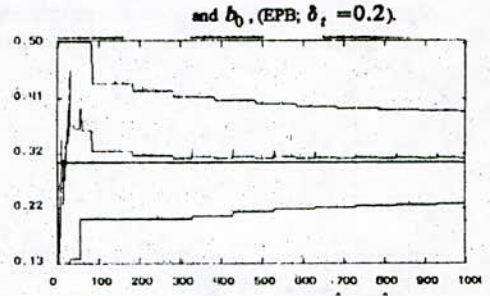


fig.3-b. Evolution of estimated b_{0m}, b_{0M}

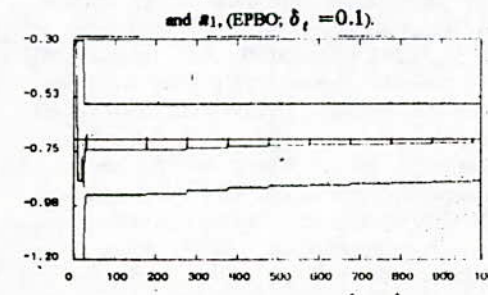


fig.4-a. Evolution of estimated a_{1m}, a_{1M}

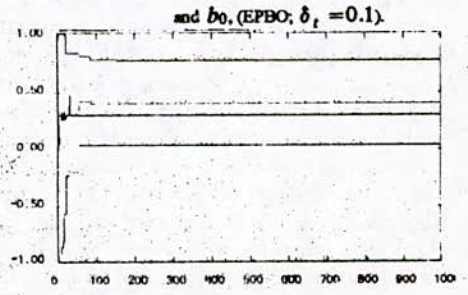


fig.4-b. Evolution of estimated b_{0m}, b_{0M}

and a_1 , (EPBO; $\delta_t = 0.2$).

and b_0 , (EPBO; $\delta_t = 0.2$).

Iterations	10	25	50
EPB	$[a_{1m}, a_{1M}]$ [-0.822, -0.569]	[-0.766, -0.636]	[-0.763, -0.64]
	$[b_{0m}, b_{0M}]$ [0.235, 0.347]	[0.277, 0.326]	[0.278, 0.325]
EPBO	$[a_{1m}, a_{1M}]$ [-0.802, -0.637]	[-0.766, -0.639]	[-0.763, -0.642]
	$[b_{0m}, b_{0M}]$ [0.264, 0.347]	[0.279, 0.326]	[0.279, 0.325]

Table 1. Comparison of EPB and EPBO, RSB = 10db.

Iterations	10	25	50
EPB	$[a_{1m}, a_{1M}]$ [-0.802, -0.528]	[-0.848, -0.564]	[-0.841, -0.57]
	$[b_{0m}, b_{0M}]$ [0.22, 0.383]	[0.238, 0.374]	[0.239, 0.373]
EPBO	$[a_{1m}, a_{1M}]$ [-0.874, -0.557]	[-0.85, -0.557]	[-0.841, -0.566]
	$[b_{0m}, b_{0M}]$ [0.230, 0.383]	[0.235, 0.374]	[0.237, 0.337]

Table 2. Comparison of EPB and EPBO, RSB = 1db.

TRAITEMENT AUTOMATIQUE, TEMPS REEL, DU SIGNAL EEG

N.M. RAHMANI¹, M.K. FELLAH², H. BECHAR¹, G. PRIEUR³

¹ L.E.M.I., Institut d'Electronique, Université de Sidi Bel Abbes, Algérie.

² Institut d'Electrotechnique, Université de Sidi Bel Abbes, Algérie.

³ L.I.E.N., Université NANCY I, France.

THEME : TRAITEMENT DU SIGNAL

RESUME

L'origine physiologique de certains signaux leur donne des caractéristiques complexes difficiles à interpréter. L'oeil expert de l'opérateur humain peut interpréter tel ou tel signal, non sans se tromper dans son jugement de temps à autre. En effet, la reconnaissance de forme de signaux électrophysiologiques par l'opérateur humain, puis la décision restent très subjectives et peuvent varier d'un opérateur à un autre.

Ce travail a pour objectif de présenter une approche méthodologique globale au problème de traitement de signaux électrophysiologiques. Autour d'une instrumentation pour la reconnaissance automatique, temps réel, des différents stades de sommeil et de veille chez le rat et à partir d'un enregistrement du signal EEG cortical reconnu par un expert, on a élaboré des représentations-modèles des différents stades auxquelles on a associé des procédures de reconnaissance de forme en temps réel.

INTRODUCTION - CAHIER DES CHARGES DU "SLEEPANALYSER"

Dans certains laboratoires, on été amené à mesurer les différents stades de sommeil et de veille, chez le rat, à partir d'un enregistrement électroencéphalographique : l'EEG cortical. Cette opération devenait pénible dès qu'il s'agissait, pour l'opérateur humain, de lire des enregistrements réalisés sur des durées de plusieurs heures ou plusieurs jours. Au bout d'un certain moment il y avait une baisse évidente de la fiabilité de l'opération de reconnaissance de la part de l'opérateur humain.

Le but du projet présenté ici, était donc de réaliser, autour d'un système micro-informatique, une instrumentation dite intelligente capable de remplacer l'expert humain dans cette tâche.

DIFFERENTES APPROCHES

La grande évolution de la micro-électronique et de la micro-informatique, a permis ces dernières années, la conception de divers systèmes automatiques d'analyse du sommeil avec des approches et des moyens différents. On notera en particulier les analyses du spectre de fréquence de l'EEG [1 à 4] et même des analyses syntaxiques ou autres [5,6].

La mesure des différentes phases du sommeil et de veille chez le rat a été réalisée à partir de l'enregistrement des trois signaux électrophysiologiques suivants: l'EEG cortical, l'EEG hippocampique et l'électromyogramme EMG [9,11,13]. Cependant, des travaux ont montré que cette mesure était possible avec deux signaux uniquement : l'EEG cortical et l'EMG [7,8,10,12].

Les systèmes réalisés avaient un coût élevé ou disposaient d'un équipement informatique vieilli [8 à 12]. En outre, ces systèmes n'étaient pas entièrement automatisés, étant donné que l'opérateur devait déterminer et entrer manuellement des valeurs de seuils pour certains paramètres [8,10 à 13].

NOUVELLE APPROCHE

L'approche qu'on présente dans ce papier apporte deux éléments nouveaux, au moins, mis à part le coût du système qui est réduit à son minimum :

- l'opération de reconnaissance est réalisée uniquement à partir d'un signal EEG cortical, à la manière de l'expert humain qui a servi de modèle à la conception de ce système. Disposer d'un enregistrement du signal EMG ne devant pas être nécessaire.

- le système serait entièrement automatisé, sans aucune intervention manuelle de la part de l'opérateur humain pour le réglage de certains paramètres (gain, seuils, etc...)

Il est évident que ces deux contraintes supplémentaires ne devront pas affecter la fiabilité de l'opération de reconnaissance.

MESURE DES PHASES DE SOMMEIL ET DE VEILLE CHEZ LE RAT

La mesure des différents stades chez le rat se fait sur des critères électroencéphalographiques [14 à 16], généralement admis et qui se résument comme suit :

- l'éveil caractérisé par des ondes irrégulières (8 c/s ou 8 hz) et de bas voltage (30 à 50 µv); En rapport

avec l'activité de l'animal, une activité thêta (8 c/s) peut apparaître.

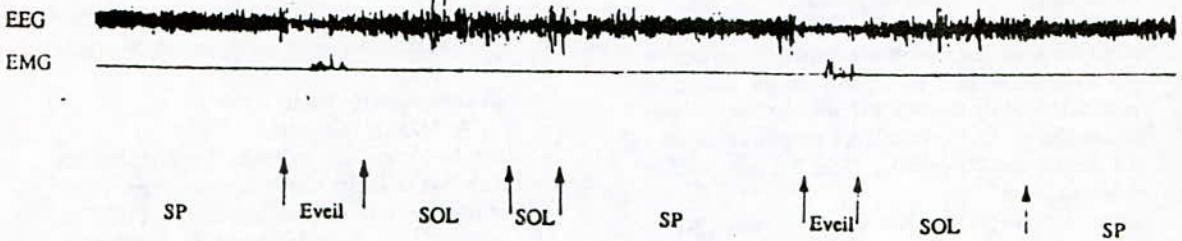
- la phase SOL (sommeil lent), caractérisée par des ondes lentes (3 à 4 c/s) et de grandes amplitudes, associées à des fuseaux (13 c/s).

- une phase intermédiaire entre SOL et SP caractérisée par la présence de fuseaux.

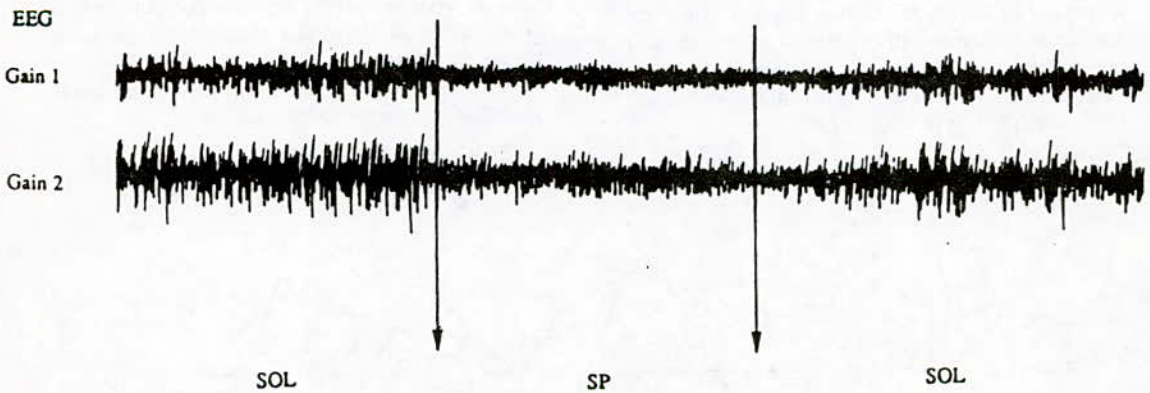
- une phase SP (sommeil paradoxale), caractérisée par l'inscription d'une activité thêta hippocampique (8 c/s). Il s'agit d'une activité très régulière de 8 c/s et plus ample que l'éveil (100 µv). Cette activité est accompagnée d'une atonie musculaire visible sur l'EMG, lorsque celui-ci est enregistré, (figure 1).

ESTIMATION DES DIFFERENTS STADES

Dans l'estimation des différents stades on applique



Les différents stades de sommeil et d'éveil détectés sur un enregistrement d'EEG



Transitions SOL-SP-SOL

vitesse de défilement du papier v = 2,5 mm/s

figure 1

les règles suivantes :

- La durée du SOL comprend aussi bien des phases propres de SOL que des phases de transitions SOL-SP (fuseaux intermédiaires).
- Une phase SP commence juste après la fin de la phase de transition et se termine généralement par un éveil secondaire. Les phases SP de durée inférieure à 10 secondes ne sont pas prises en considération.
- L'éveil est calculé par soustraction du temps passé en SP et en SOL de la durée totale de l'enregistrement.

PHASE APPRENTISSAGE

On devait disposer d'un ensemble d'apprentissage permettant de créer des classes représentant chaque stade. A l'aide de l'instrumentation (figure 4), on a réalisé des acquisitions de signaux EEG sur des rats mâles, adultes de race Wistar (environ 2 mois et 250 à 300 g). la fréquence d'échantillonnage était de 80 hz avec une résolution de 14 bits. Les enregistrements étaient stockés sur disque et en même temps enregistrés sur papier.

Un expert reconnaissait les différents stades, à partir de l'enregistrement sur papier et les notait. par conséquent les signaux stockés sur disque, et préalablement divisés en 908 échantillons de 400 points chacun (5 secondes), ont pu être codés de 1 à 5 comme suit : 1-fuseaux, 2-SP, 3-éveil, 5-Sol et 4-non reconnu.

Dans la catégorie "non-reconnu", nous avons inclus aussi bien les stades non reconnus par l'expert, que les stades qui ont semblé ne pas être très représentatifs ou sur lesquels il y avait un doute.

EXTRACTION D'INFORMATION

A partir du signal EEG, on voudrait tirer un maximum de données discriminantes, caractérisant une certaine information véhiculée par ce signal. Pour cela et à partir des échantillons du signal EEG numérisé, on procède comme suit:

- Un filtrage numérique passe bas qui éliminerait les fréquences au delà de 13 hz (fréquence la plus élevée, celle des fuseaux).

- Sur chaque échantillon on fait une étude statistique pour extraire des informations sur le nombre de passage par zéro et les temps de passages par zéro $\Delta t(i)$, puis des informations sur les amplitudes $a(i)$ des extremum $e(i)$, (figure 2 et 3).

Un passage par zéro est défini quand la relation suivante est vérifiée :

$$a(j).a(j+1) < 0.$$

Les $\Delta t(i)$ sont calculés ainsi :

avec :

$$\text{delt1} = |a(j+1)| / (|a(j)| + |a(j+1)|)$$

$$\text{delt2} = |a(l)| / (|a(l)| + |a(l+1)|)$$

supposons une suite de points, d'amplitudes $a(0), a(1), a(2), \dots, a(n), a(n+1)$ tels que :

$$a(0).a(1) < 0$$

$$a(i).a(i+1) > 0, i \in [1, n-1] \text{ et } n \geq 2$$

$$a(n).a(n+1) < 0$$

on a donc :

$$\Delta t = (\text{delt1} + \text{delt2} + (n-1)) / f_e$$

f_e : étant la fréquence d'échantillonnage du signal EEG

l'amplitude considérée étant :

$$A = \text{Max}(a(1), \dots, a(n)).$$

A partir des deux histogrammes des distributions d'amplitude et celui des temps de passage par zéro, on fabrique une forme d'histogramme "hybride" de 13 variables : la première étant le nombre de passage par zéro, de la 2ème à la 8ème on retrouve l'information sur les amplitudes et enfin de la 9ème à la dernière l'information sur les temps de passages par zéro.

RICE [21] a établi des relations mathématiques liant le nombre moyen de passages par zéro du signal ou de sa dérivé aux moments du spectre de puissance du signal.

A noter qu'il est arrivé de représenter un même stade par plusieurs représentations.

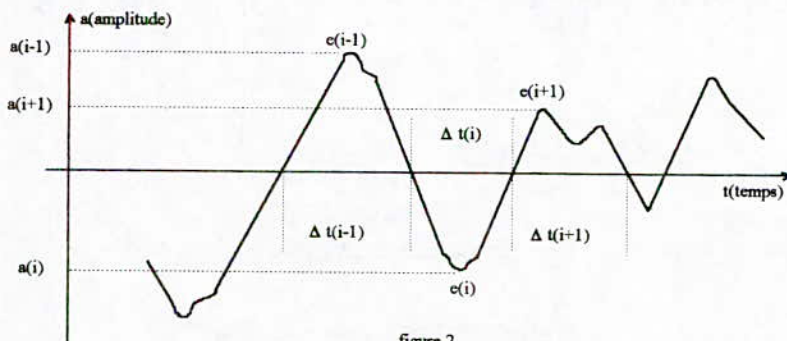


figure 2
Etude statistique sur le signal EEG

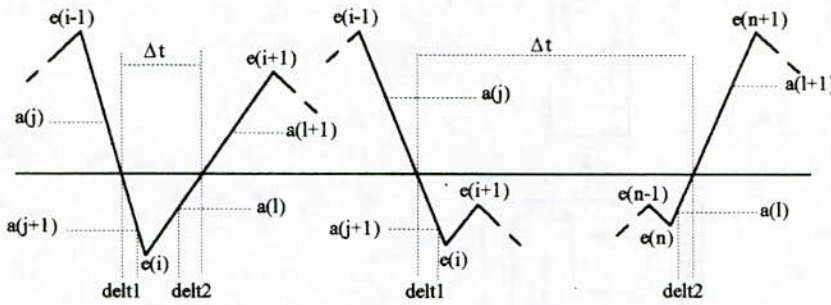


figure 3
Calcul des temps de passage par zéro

CLASSIFICATION AUTOMATIQUE DES SIGNAUX EEG

Pour chaque individu (échantillon du signal EEG) on dispose de 13 variables quantitatives et d'une variable qualitative comprenant l'une des modalités (de 1 à 5) précédemment décrites.

Une étude de la matrice de corrélation ne montre pas une forte corrélation entre les variables quantitatives, par précaution on garde toutes les variables.

En appliquant la technique des nuées dynamiques [17], on obtient une partition de l'ensemble des individus en 10 classes. Le codage effectué auparavant, avec l'aide de l'expert, permet d'affecter chaque classe à une forme, simplement en regardant le code le plus fréquent parmi les individus de chaque classe. la nature de la technique utilisée nous oblige à faire plusieurs essais de partitions et choisir la meilleure. Une classe est représentée par son centre de gravité.

Sur les dix classes, on a retenu 8 se répartissant ainsi : une classe pour le SP, 5 classes pour les fuseaux et 2 pour le SOL, l'éveil étant déduit par élimination.

PHASE RECONNAISSANCE

Il est prudent dans tout système de reconnaissance d'associer deux ou plusieurs techniques et de faire ensuite le recoupement des résultats. Ceci fournit une grande sûreté de fonctionnement du système, mais qui a l'inconvénient d'augmenter le temps de calcul dans le cas d'une instrumentation "temps réel".

Chaque échantillon du signal EEG noté S est représenté par un vecteur V (nombre de passage par zéro, amplitudes des extrêmes, temps de passages par zéro) :

$$V = \{x_1, x_2, \dots, x_{13}\}$$

l'ensemble des modèles est noté M,

$$M = \{M_1, M_2, \dots, M_9\}$$

chaque modèle a une représentation graphique sous forme d'histogramme. L'ensemble représentation sera noté HEEG,

$$HEEG = \{HEEG_{M_1}, HEEG_{M_2}, \dots, HEEG_{M_9}\}$$

M_9 étant un modèle supplémentaire caractérisant le SP. On dispose donc, en réalité, de deux modèles représentant la forme SP.

La reconnaissance se traduit par une comparaison du signal S avec les différents modèles M_1, M_2, \dots, M_9 obtenus par apprentissage.

Des critères d'appartenance, inspirés de la théorie de la logique floue [18 à 20] ont été réalisés, puis des critères de similitude dont le plus simple est basé sur une distance séparant un individu du centre de gravité d'une classe considérée.

L'opération de reconnaissance se réduit à trouver la classe de laquelle l'individu à reconnaître est le plus proche et de l'y affecter, tout en imposant un certain seuil au delà duquel l'individu est considéré non reconnu et par conséquent classé comme éveil.

DESCRIPTION DU SLEEPANALYSER

Le synoptique du SleepAnalyser est donné par la figure (4). L'instrumentation est réalisée autour d'un système micro-informatique de type PC/AT (voir la planche reprenant le SleepAnalyser dans sa totalité), elle est dotée de deux modules logiciels dont les fonctions se résument comme suit :

- Le premier module "SLP" gère l'acquisition du signal EEG, le filtrage, l'extraction d'information puis la mise en correspondance du signal avec l'ensemble des modèles pour arriver enfin à reconnaître ce signal.
- Le deuxième module "VISU" permet d'aller chercher les résultats de reconnaissance sur disque et de les visualiser, sous forme d'hypnogramme, ou de les imprimer à tout moment.

L'interface utilisateur est assez confortable, toutes les commandes du SleepAnalyser sont présentes sur un tableau de bord qui pourrait être personnalisé suivant l'opérateur.

RESULTATS

L'évaluation a été entreprise selon le principe suivant: un ensemble test est créé à partir de l'ensemble des données reconnues par l'expert. L'évaluation porte sur le nombre de formes communes reconnues par l'expert et le

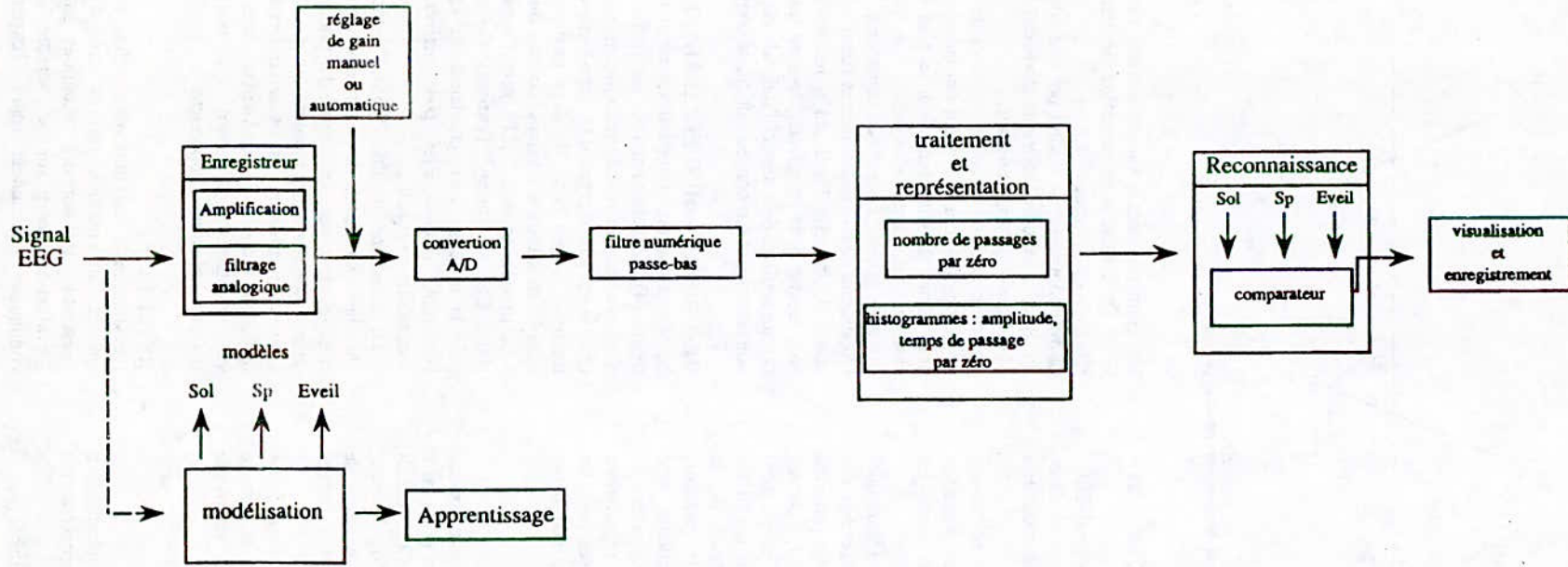
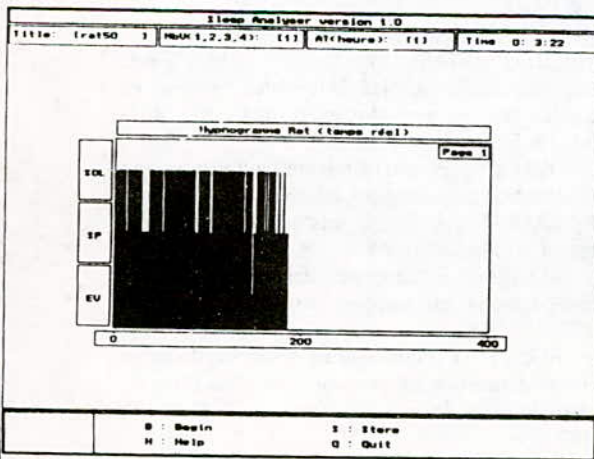
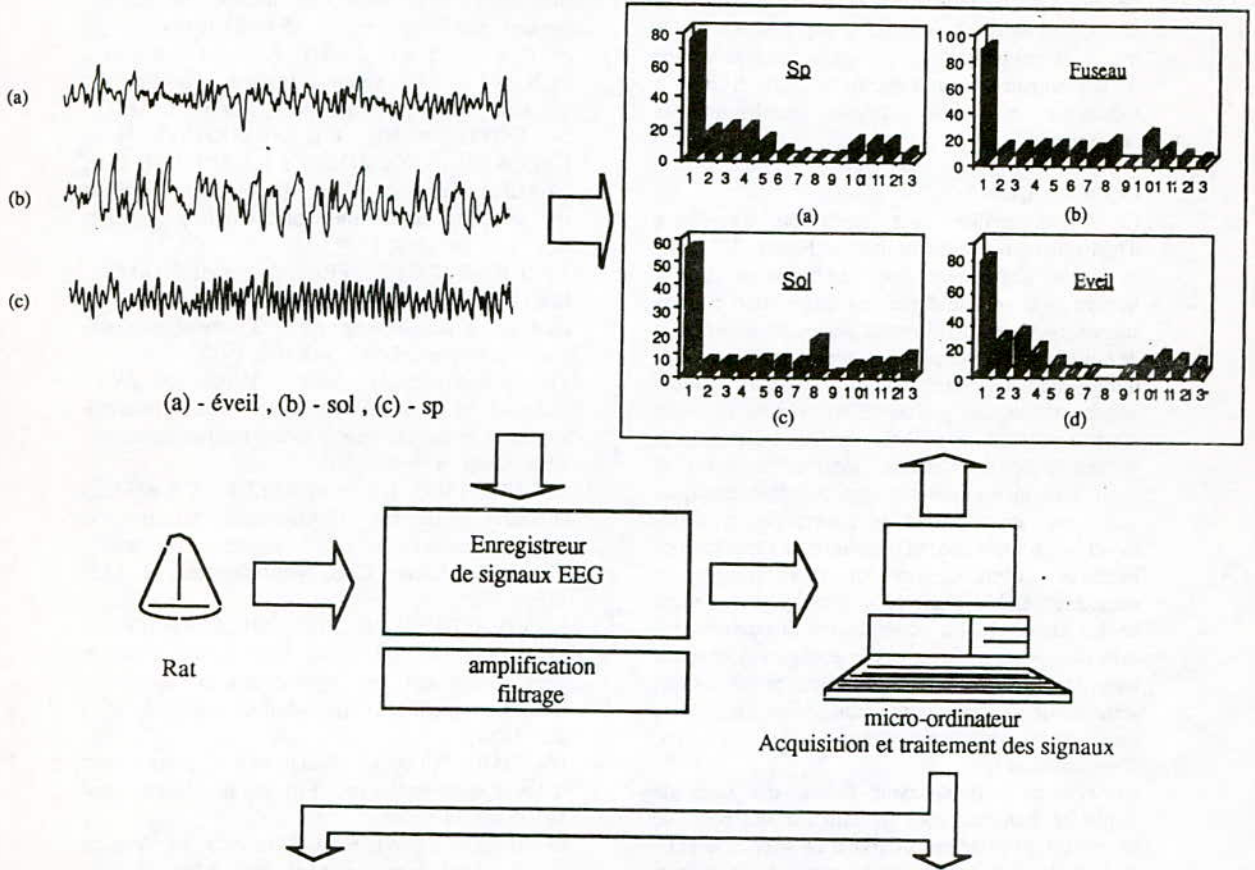
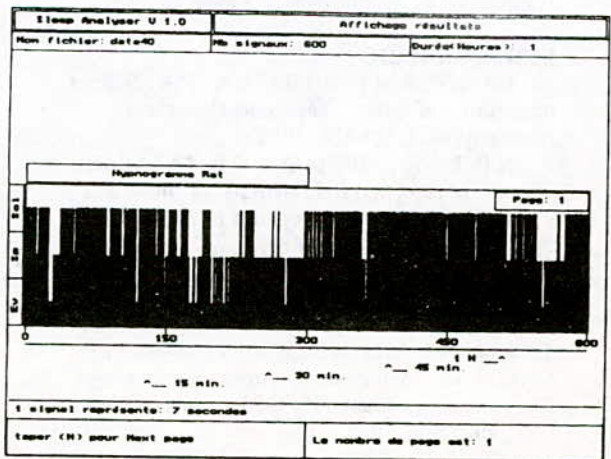


figure 4
Synoptique du SleepAnalyser

PRESENTATION DU SLEEPANALYSER



MODULE " SLP "



MODULE " VISU "

SleepAnalyser. Différentes versions du SleepAnalyser ont été testées, le taux (%) de reconnaissance communes entre l'expert et le SleepAnalyser varie de 42,43 à 92,99. La version retenue par l'utilisateur quand à elle, présente un taux de reconnaissance égale à 89,72 %. Ce choix traduit le caractère subjectif de la reconnaissance de tels signaux, cette subjectivité reste difficile à modéliser à partir d'outils mathématiques classiques.

CONCLUSION

Ce travail réalisé avec l'aide du laboratoire d'instrumentation électronique de Nancy (L.I.E.N), a permis d'appliquer une méthodologie qui a montré la faisabilité d'une instrumentation pour la reconnaissance des différents stades de sommeil et de veille chez le rat, par la lecture d'un signal EEG uniquement, contrairement aux systèmes réalisés auparavant et qui prenaient en compte l'activité électromyographique (EMG), en particulier dans la séparation des deux stades : sommeil paradoxal et éveil. L'extraction automatique de caractéristiques pertinentes d'une forme ne pourra pas rivaliser, avant longtemps, avec la puissance de l'intelligence humaine, cependant on doit tenir compte du caractère pénible d'une telle tâche pour tempérer un tel jugement. La combinaison des procédures mises au point avec un système expert doté d'une base de connaissance très complète et où l'aspect sémantique du signal intervient, nous semble être une voie très prometteuse dans ce type d'applications.

Un système portable pour l'étude des états de vigilance d'un opérateur humain sur son poste de travail est à l'étude en collaboration avec le C.H.U. de Sidi Bel Abbès. Ce système reprendra en partie, la méthodologie décrite dans ce papier.

BIBLIOGRAPHIE

- 1- GRASS A.M.; GIBBS F.A. "A Fourier transform of the electroencephalogram", J. Neurophysiol. I, 521-526, 1938.
- 2- QUINT S.R.; MICHAELS D.F. "A real-time system for the spectral analysis of the EEG", Computer Methods and programs in Biomedicine, 28, 1-22, 1989.
- 3- MOLINARI L.; DUMERMUTH G. "Robust spectral analysis of the EEG", Neuropsychology, 15, 208-218, 1986.
- 4- YAKUSH S.A.; WILLEY T.J.; PARK T.C.; MAEDA G. "Multiprocessor architecture for rapid EEG frequency analysis", IEEE Trans. Biomed. Eng., 29, 55-56, 1982.
- 5- GIESE DOUGLAS A.; BOURNE J.R. "Syntactic analysis of the electroencephalogram", IEEE Trans. Syst. Man and Cybern., 9, 429-435, 1979.
- 6- LIBERSON W.T. "Intelligence, cognition, confusion, dementia and the law of three and a half: Toward a new mathematical equation of sleep", Electromyogr. Clin. Neurophysiol., 26, 309-314, 1986.
- 7- CLARK F.M.; RADULOVACKI M. "An inexpensive Sleep-Wake state analyser for the rat", Physiol. and Behav., vol 43, 681-683, 1988.
- 8- CHOUVET G.; ODET P.; VALATX J.L.; PUJOL J.F. "An automatic sleep classifier for laboratory rodents", Wak. Sleep, 4, 9-31, 1980.
- 9- GOTTESMANN C.L.; KIRKHAM P.A.; LACOSTE G.; RODROGUES L.; ARNAUD C.H. "Automatic analysis of the sleep-waking cycle in the rat recorded by miniature telemetry", Brain Res., 132, 562-568, 1977.
- 10- JOHNS T.G.; PIPER D.C.; JAMES G.W.L.; BIRTLEY R.D.N.; FISCHER M. "Automated analysis of sleep in the rat", Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol., 43, 103-105, 1977.
- 11- MENDELSON W.B.; VAUGHN W.J.; WALSH M.J.; WYATT R.J.A. "Signal analysis approach to the rat sleep scoring instrumentation", Wak. Sleep., 4, 1-8, 1980.
- 12- NEUHAUS H.U.; BORBELY A.A. "Sleep telemetry in the rat. II. Automatic identification and recording of vigilance states", Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol., 44, 115-119, 1978.
- 13- VIVALDI E.A.; PASTEL R.H.; FERNSTROM J.D.; HOBSON J.A. "Long term stability of rat sleep quantified by microcomputer analysis", Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol., 58, 253-265, 1984.
- 14- TIMO-IARIA C.; NEGRAO N. "Phases and states of sleep in the rat", Physiol. and Behav., vol 5, 1057-1062, 1970.
- 15- ROLDA E.; WEISS T. "The cycle of sleep in the rat", Biol. Inst. Est. Med. Biol, Mex 20, 155-164, 1962.
- 16- SOULAIRAC A.; GOTTESMANN C.; THANGAPKEGASSAM M.J. "Etude électrophysiologique des différentes phases de sommeil chez le rat", Archsital. biol., 103, 469-482, 1965.
- 17- DIDAY E. et collaborateurs "Optimisation en classification automatique", ed. INRIA.
- 18- ZADEH L.A. "Fuzzy sets", Information and control, 8, 338-353, 1965.
- 19- SANCHEZ E. "Equations de relations floues", thèse doctorat en biologie humaine, Marseille, 1974.
- 20- HIRSCH G. "Equations de relations floues et mesure d'incertain en reconnaissance de formes", thèse doctorat ès sciences, université Nancy I, 1987.
- 21- RICE S.O. "Mathematical analysis of random noise", Bell syst. tech. journal, vol. 23, 282-339, July 1944, vol. 24, 46-156, January 1945.

Achévé d'imprimer sur les presses de

l'OFFICE DES PUBLICATIONS
UNIVERSITAIRES

1. Place Centrale - Ben-Aknoun - ALGER