



A J O T

ALGERIAN JOURNAL OF TECHNOLOGY

An International Publication of Engineering Science

Electronics

Computer Engineering

Electrical Engineering

Control Engineering

Series B Volume 16 Number 1

2004

ISSN: 1111-357X

ALGERIAN JOURNAL OF TECHNOLOGY

Série B

Directeur de la Publication
Directeur de la Rédaction
Diffusion, Abonnement
Publicité et Sponsoring

Pr M.K Berrah
Pr A.Zerguerras
Dr C. Larbes
Dr M.Bouabdellah

Comité Scientifique

M.Attari	USTHB , Alger, Algérie.	M.M.Guessoum	Université de Blida, Algérie
Y.Baghzouz	University of Nevada, Las Vegas, USA	S.Leulmi	Université de Skikda ,Algérie
M.Barkat	Université de constantine,Algerie	N.K.M Sirdi	Université de versailles, France
H.Baudran	INP, Toulouse, France	L.Refoufi	INELEC, Université de Boumerdes, Algérie
M.F.Benkhoris	LARGE CRTT, Saint Nazaire, France	M.A.Rezzoug	Université de Nancy, France
M.Benmohamed	INELEC, Université de Boumerdes, Algérie	R.Toumi	USTHB , Alger, Algérie.
A.Beroual	ECL, Lyon, France	A.M.Sharaf	University of new Brunswick, Canada
H.Bourdoucen	Université Sultane Qaboos Oman	Vander Voste	University Catholique Louvain, Belgique
G.Dubost	Université de Rennes 1 , France	M.E.H.Zaim	LARGE CRTT, Saint Nazaire, France
I.M.Elamin	KFUPM, Dahrán, Arabie Saoudite		

Le comité scientifique, par ailleurs peut consulter tout spécialiste reconnu pour un domaine donné, dont le nom ne figure pas dans cette liste.



A J O T

ALGERIAN JOURNAL OF TECHNOLOGY

An International Publication of Engineering Science

Electronics

Computer Engineering

Electrical Engineering

Control Engineering

Avant Propos

Dans notre dernier volume, nous avons axé l'avant propos sur la recherche scientifique et technique (RST) et la notion de culture. Dans celui-ci, notre sujet sera l'éducation et plus précisément l'éducation permanente (E.P).

Notre époque est caractérisée par une banalisation de la violence, quelque fois même gratuite, à l'intérieur comme à l'extérieur des établissements d'enseignement de tout niveau, de tout ordre public ou privé, dans de nombreux pays développés ou en voie de l'être. Comment justifier ce phénomène, même s'il demeure fortement limité dans le temps et dans l'espace? On ne peut s'empêcher de se poser moult questions. L'instruction n'est donc plus tout à fait un moyen d'émancipation sociale et politique? L'éducation en tant que dynamique de transformation sociale n'est-elle plus aussi fiable qu'auparavant? Il est vrai que notre vision des choses courantes de la vie évolue avec l'âge, l'époque vécue et la culture locale relatifs à chacun de nous; i.e. le référentiel de perception et d'évaluation de chaque individu dépend de l'âge de celui-ci, du temps et du lieu où il se trouve. Ce qui explique en partie ce que l'on appelle un conflit de générations. Une « éducation » prodiguée en décalage avec le référentiel approprié de la population concernée peut également être source de conflits. Les moyens de communications actuels, les mass média, l'Internet, atténuent quelque peu les disparités de lieu.

Malheureusement la télévision fait peu cas, dans sa programmation, de discernement de l'âge de son auditoire, de ce fait l'impact de celle-ci peut être négatif et même à l'origine d'une certaine forme de violence. Afin de réduire celle-ci dans certains pays des mesures ont été prises récemment au niveau de la programmation TV et dans la sécurisation des réseaux d'Internet, du moins pour le court et moyen termes. Sur le long terme l'apport de l'E.P doublement évolutive avec l'âge de l'individu concerné et avec l'environnement spatio-temporel correspondant, sera un autre moyen de parvenir à vivre en bonne intelligence les uns avec les autres.

L'E.P n'est pas seulement une source de savoir complémentaire pour adulte, pour une formation professionnelle et de savoir faire correspondant, c'est aussi un apprentissage d'autoéducation, de formation intellectuelle qui consiste à enseigner non pas ce qu'il faut penser, mais de la façon dont il faut apprendre à penser. i.e enseigner ce qui est nécessaire pour se comporter en membres indépendants et éclairés de la collectivité, et avoir une image très proche de la réalité loin de tout fantasme ou autre vision étriquée. Lorsque, l'homme individu fit place à l'homme masse en mettant ses droits et son pouvoir de décision entre les mains de chefs dédaigneux de la démocratie, nous eûmes droit à la seconde guerre mondiale. L'éducation traditionnelle à elle seule, s'était donc montrée incapable de doter l'homme d'une faculté de jugement lui permettant de toujours choisir en connaissance de cause.

Si l'on ne veut pas redevenir le jouet de passions primitives, grâce à l'E.P, on doit savoir décrypter l'information, éviter de prendre pour argent comptant ce qui est imprimé, dit ou mis en image, prendre ses distances vis à vis des faiseurs d'opinions. Nous croyons penser ensemble. On ne pense jamais ensemble, ce n'est pas le propre de la pensée. Mais tout se fait ensemble. Il faut être bien informé pour prendre la bonne décision et pouvoir agir judicieusement dans le cadre des institutions politiques de la démocratie. La démocratie est une forme d'organisation politique dont il n'est ni simple ni aisé d'assurer le bon fonctionnement. Sur un sujet donné, le choix de chaque individu amène sa propre équation, sa propre détermination pas forcément compatible avec celle des uns ou des autres. Pour en arriver à un choix collectif on se trouve donc avec un nombre de paramètres à déterminer bien inférieur à celui des équations. On est donc en présence d'un problème surdéterminé, dont la résolution (par les moindres carrés) représentera un choix qui sera celui d'aucun mais néanmoins le meilleur consensus acceptable par tous.

Pour être efficace, la démocratie suppose l'existence d'un corps électoral capable de comprendre les problèmes complexes qui se posent à la société et de porter sur eux un jugement. L'E.P peut former un tel corps électoral, sachant que tout individu n'est pas un électron libre mais assujéti à des appartenances de groupes multiples (familiale, économique, sociale, nationale,...) envers lesquels il a des devoirs. Toute décision prise par l'individu démocratiquement est donc un choix guidé par la recherche d'un équilibre harmonieux entre ses propres droits et ses devoirs envers ses diverses appartenances.

L'enseignement fondamental obligatoire à lui seule n'a réussi nulle part à créer des citoyens en direction d'une démocratie éclairée. Que peut-on espérer quand une bonne partie des enfants quitte l'école au moment même de leur arrivée à l'âge de raison. Là où on commence à réfléchir ? C'est à croire qu'une société peut se contenter d'une élite peu nombreuse ! La société moderne n'est efficace que si chaque individu la composant atteint un niveau d'instruction au moins égal à sa capacité effective d'apprendre. Les groupes marginalisés issus d'une semi-culture constituent une source de dangers pour la démocratie. L'E.P est donc une nécessité pour atteindre une plénitude citoyenne.

L'E.P ne peut être assurée par les seules organisations privées, à moins d'accepter d'attendre longtemps avant de déboucher sur une société de citoyens. La contribution de l'Etat à la mise en œuvre de l'E.P, elle-même doit être renforcée par une coopération internationale. En perspective d'une mondialisation du marché, il est peut être temps maintenant d'envisager la création d'une organisation internationale de l'E.P en appui ou sous l'égide de l'UNESCO. L'E.P régie par l'Etat concerne entre autres les activités suivantes:

- Conseil à l'attention des apprenants (adéquation des offres) et des enseignants (adéquation et appropriation des méthodes et de la didactique).
- Information sur les offres existantes, les besoins, les modalités de financement, les locaux et les possibilités d'obtenir des diplômes.
- Coopération entre les institutions et les pédagogues pour élaborer des offres communes.
- Coordination dans la planification des offres, afin d'éviter les doublets et de pallier les lacunes.

Le schéma universel de l'éducation comprend les 4 paliers suivants :

- Prélémentaire (les écoles maternelles d'enfants d'âge de 3 à 6 ans).
- Élémentaire (les écoles élémentaires d'enfants d'âge de 6 à 10 ans).
- Secondaires
 - (premier cycle ou collège d'élèves d'âge de 10 à 16 ans).
 - (second cycle ou lycée pour élèves d'âge de 16 à 19 ans).
- Universitaire
 - (graduation pour étudiants d'âge de 19 à 23 ans).
 - (post-graduation pour étudiants d'âge de 23 ans et plus).

L'E.P se présente à l'issue de l'enseignement obligatoire, à la sortie de l'école fondamentale, i.e les populations âgées de 16 ans et plus impliquées dans la formation professionnelle, ainsi que les travailleurs inscrits dans les UFC et autres établissements similaires de formation à distances etc...

Les origines historiques de l'E.P en Allemagne par exemple remontent à l'époque des Lumières, ses origines sociales à la lutte de la bourgeoisie contre le féodalisme, puis à la lutte du prolétariat contre la bourgeoisie. Aujourd'hui, l'esprit des Lumières reste encore l'objectif universel de l'E.P. Le philosophe allemand Emmanuel Kant, l'auteur de la critique de la raison pure, de la critique de la raison pratique et de la critique de jugement, à l'orée de ses soixante ans, en 1784 disait que : « l'esprit éclairé est le résultat du processus de libération de l'être humain pour s'affranchir de la dépendance qu'il s'est imposée à lui même. La dépendance et l'incapacité d'utiliser sa raison sans se faire diriger par autrui. L'individu s'impose cette dépendance quand elle est due non à un manque d'intelligence, mais à un refus de penser sans la direction d'autrui ». On trouve des pensées similaires chez J. J. Rousseau (dans l'Emile et le Contrat Social).

L'E.P fait prendre conscience à chacun ses droits de citoyen (déjà acquis ou non) et comment l'exercer tout en élargissant ses connaissances et en lui donnant des aptitudes professionnelles. En 1913, quelques 8000 associations éducatives étaient enregistrées auprès de « l'association pour la Propagation de l'Education Populaire » qui représentait la plus grande confédération européenne d'éducation populaire de l'époque.

Le désengagement de l'Etat de l'éducation en générale et de l'E.P en particulier rendra l'éducation accessible seulement aux riches, ce qui pérennisera et accentuera le clivage et la dualité entre la classe dominante et la classe dominée, puisque le savoir c'est le pouvoir. L'E.P a occupé une place importante

à l'époque de la république de Weimar (1919 à 1933) puisqu'elle figurait dans la constitution de Weimar et les années 1918 à 1920 marquent la création de la majeure partie des universités populaires traditionnelles tel qu'elles existent encore aujourd'hui, au titre d'institutions autonomes d'enseignement populaire libre.

Après la seconde guerre mondiale les puissances alliées victorieuses ont encouragé l'E.P et l'ont utilisée comme moyen de rééducation démocratique, plus particulièrement dans les universités populaires, alors que les entreprises, les églises et les syndicats reprenaient les idées de l'époque de Weimar au sein de leurs propres organisations. Depuis 1993 les offres de formation continue se privatisent progressivement, aussi bien au niveau matériel que politique.

Un ensemble de lois et dispositions juridiques régie l'E.P telles que celles sur:

- La promotion du travail, la formation professionnelle, la reconversion, l'adaptation, la mise en disponibilité en vue d'une formation continue,...
- L'organisation interne des entreprises (comités d'entreprise, délégués du personnel, formation syndicale, conventions collectives et conventions d'entreprises...).
- Les établissements d'enseignement et en particulier ceux du supérieur et de la recherche.
- L'Enseignement à distance, la formation continue, les cours par réseau Internet.
- Les statuts des collectivités publiques de l'Etat donnant aux fonctionnaires la possibilité de suivre régulièrement une formation professionnelle.

Ces lois à caractère pratiquement universel, pour un pays donné, ne sont influencées ni par ses valeurs traditionnelles, ni par son niveau de développement ou sa religion dominante.

La réussite de l'ex URSS dans l'éveil de sa population pour la littérature, la musique, les arts et les sciences, avait retenu l'attention de tous les pays où des éducateurs s'efforçaient de relever le niveau général de la culture populaire.

L'E.P est un élément essentiel pour accéder à la citoyenneté réelle. A l'échelle d'un pays, les valeurs culturelles perçues comme devant être invariantes, des constantes, doivent constituer normalement bien plus des repères, un balisage, que des liens étroits, immobilisants, opposés à toute forme d'avancée, de progrès. L'éducation d'un individu n'est pas terminée lorsqu'il quitte l'école pour se mettre à travailler, elle se poursuit tout au long de sa vie.

La pratique de l'E.P :

- intéresse tous les aspects de l'existence et doit favoriser l'épanouissement de l'ensemble de la personnalité, en développant les aptitudes des individus sur le plan artistique et intellectuel aussi bien que sur le plan physique et professionnel.
- maintient la forme, préserve la faculté d'assimilation des connaissances de l'individu vieillissant.
- à la suite de la formation initiale, d'autant plus que le jeune diplômé n'est pas toujours assuré d'avoir un emploi immédiat dans ce qu'il sait faire, le mieux pour lui est d'accroître ses chances, selon ses capacités, sur les aptitudes professionnelles les plus demandées sur le marché de l'offre de travail.

De nos jours certains emplois disparaissent progressivement, à l'opposé d'autres emplois, de type nouveau, se présentent pour la première fois, prennent de l'ampleur, certains d'entre eux durent, d'autres au contraire s'effondrent aussi vite qu'ils sont apparus. Les écoles préparent donc à un avenir, dans un monde à évolution rapide, avec une grande marge d'incertitude, que certains connaîtront demain. Par ailleurs, chacun doit prendre conscience du fait qu'il est autant citoyen du monde que citoyen de son propre pays dans une mondialisation tout azimut ou les systèmes de valeurs de groupes sociaux sont nombreux et pas toujours compatibles. Par conséquent, la préparation des esprits à une grande tolérance s'impose afin d'absorber les divergences inévitables dans la vision de ces systèmes.

Le Directeur de Rédaction
A. Zerguerras

CONCEPTION DES CIRCUITS MONOLITHIQUES MICRO-ONDES. APPLICATION A LA CONCEPTION D'UN OSCILLATEUR INTEGRE CONTROLE EN TENSION

A. OUCAR*, R. KAKSAS**

ملخص

النقل التلفزيوني. الغرض من هذه الدراسة هو تصميم أجهزة مونوليتيكية ميكروموجية لاستخدامها في مجالات الاتصالات اللاسلكية تتطرق هذه الدراسة بصفة خاصة لمراحل التصنيع التكنولوجية لنظام. المباشر عبر الأرقام الإصطناعية وأنظمة الرادار كما تتطرق لدراسة. وتمثيل العناصر الخاملة والنشطة لهذا النظام GaAs مركب على حامل من نوع MMIC سمحت بالتوصل للأهداف SONNET, MWOFFICE برامج تجارية مثل MMIC. خصائص وطرق تحليل أنظمة حيث درسنا وصممنا جهاز. قدمت على سبيل البرهان MMIC مجمل الخطوات التصميمية لنظام. المسطرة مسبقا [9.6-10.2]GHz في المجال (OICT) اهتزازات مونوليتيكي مراقب بتوتر. قابلا للتصنيع OICT في الأخير أنجزنا رسما لجهاز. MWOFFICE النتائج المحصل عليها مطابقة للتماثلات المنجزة بالبرنامج.

Résumé

L'objectif de cette étude est la conception des dispositifs monolithiques micro-ondes pour des applications dans les domaines, de communications sans fils, de télévision directe par satellite et des systèmes radars. L'étude a plus particulièrement porté sur, le processus technologique de fabrication d'un circuit MMIC sur un substrat en arséniure de gallium, la simulation des éléments passifs et actifs, la caractérisation et les méthodes d'analyse des circuits MMIC. Des logiciels commerciaux tel que SONNET et MWOFFICE nous ont permis d'atteindre les objectifs qu'on s'est fixés. A titre de démonstration des étapes complètes de conception d'un circuit MMIC, nous avons étudié et conçu un oscillateur monolithique intégré contrôlé en tension (OICT) dans l'intervalle 9.6-10.2 GHz. Les résultats obtenus sont conformes aux simulations réalisées par le logiciel MWOFFICE. Un dessin de la puce de l'OICT a été réalisé et est près pour une éventuelle fabrication.

Mots clés : MMIC, substrat, caractérisation, monolithique, oscillateur.

Abstract

The aim of this study is the design of microwave devices in integrated monolithic technology for, wireless systems, direct broadcast satellite and radar systems. The study is especially about, the technological process of the MMIC circuits manufacture on a gallium arsenide (GaAs) substrate, the simulation of the passive and active components, the characterization and analysis methods of MMIC circuits. Commercial software such as SONNET and MWOFFICE allow us to achieve the fixed goals. We also present the full steps of MMIC circuit design as demonstration. An integrated monolithic voltage controlled oscillator (OICT) has been designed in the 9.6-10.2 GHz frequency band. The theoretical results are in accordance with the simulations carried out by MWOFFICE software and correspond to the oscillator specifications. A layout of the OICT chip was achieved and it's near for a possible manufacture.

Key words: MMIC, substrate, characterization, monolithic, oscillator.

* Chargé de cours, Institut du Génie électrique, université de Laghouat; BP 37 G Route de Ghardaia, Laghouat, e-mail oucharali@yahoo.fr.

** Professeur à l'ENP: Laboratoire Télécommunications, Ecole Nationale Polytechnique, BP: 182, El-Harrach, Alger, e-mail aksas99@yahoo.fr

1. Introduction générale

Les applications hyperfréquences continuent à se développer à un rythme croissant, en ce sens que ces fonctions enregistrent une forte demande, notamment dans le domaine grand public (télévision par satellite, téléphonie mobile, télévision interactive, système de distribution vidéo...) [1], [2]. En outre, la saturation du spectre de fréquences micro-ondes basses ainsi que le rapide essor qu'ont connu les radiocommunications et les systèmes radar, entraînent la nécessaire montée en fréquence des nouvelles applications vers les fréquences millimétriques.

Dans cette perspective, l'évolution à court terme des systèmes micro-ondes est entourée de contraintes à plusieurs niveaux : augmentation des densités d'intégration, améliorations des performances électriques et de la fiabilité, et enfin réduction des coûts. Aussi, une fabrication en grande série avec une bonne reproductibilité des performances devient plus que nécessaire.

Ainsi, seule la technologie des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC), en intégrant sur un même substrat éléments actifs et passifs, apparaît apte à satisfaire l'ensemble de contraintes. Cependant, la généralisation de l'utilisation de cette dernière et l'évolution vers une intégration totale des modules réalisant une fonction complète (puce multifonction) nécessitent des développements supplémentaires selon trois axes fondamentaux :

- Les outils de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) ;
- L'élaboration de topologies nouvelles pour l'obtention de circuits à haute densité d'intégration présentant des performances originales ;
- Le développement de nouvelles technologies permettant de réduire les coûts sans compromis sur les performances.

Notre travail a porté essentiellement sur l'étude de la technologie monolithique sur un substrat en arséniure de gallium (GaAs), la modélisation des composants actifs et passifs, éléments fondamentaux des circuits MMIC, la simulation des fonctionnements linéaire et non-linéaire des éléments actifs et enfin, la simulation électromagnétique des composants passifs. En plus, nous avons présenté, à titre de démonstration, l'étude et la conception d'un circuit MMIC réalisant la fonction d'oscillateur contrôlé en tension (OICT). Nous avons procédé notamment à des simulations de la puce conçue, présenté la méthode analytique (calcul symbolique) de conception et le banc de mesure particulier de ce type de puces.

Les logiciels commerciaux de conception (CAO), disponibles au laboratoire INI, de l'école polytechnique de Toulouse (FRANCE) constituent des supports indispensables pour réaliser des simulations. En effet, le logiciel SONNET permet des simulations électromagnétiques tandis que MWOFFICE autorise les simulations linéaires, non linéaires et la réalisation du dessin de la puce. Enfin, le logiciel MATHCAD a été utilisé pour le calcul symbolique ou formel de l'oscillateur.

2. Technologie monolithique

2.1 Introduction

L'intégration sur un même substrat semi-isolant en GaAs de composants actifs, d'éléments à constantes localisées, et de lignes de transmissions, permet aux circuits MMIC de présenter les avantages suivants:

- poids et taille réduits,
- réduction du coût pour des moyennes et grandes applications,
- augmentation de la reproductibilité résultant des faibles variations des procédés technologiques,
- augmentation de la fiabilité inhérente à l'intégration et performances larges bande liée à la réduction des éléments parasites et à la possibilité d'optimiser la taille des composants,
- possibilité de réaliser des circuits multifonctions sur une même puce.

2.2 Arséniure de Gallium

Les dispositifs micro-ondes réalisés sur un substrat en GaAs ont remplacé largement les tubes à vide et les circuits fabriqués sur un substrat en silicium. Nous allons présenter dans ce qui suit, une comparaison des performances et des inconvénients du GaAs par rapport au silicium (Tab.1). D'abord, le GaAs a une mobilité des électrons plus élevée que le silicium (Fig.1) ceci signifie que, sous un champ électrique appliqué, on obtient plus d'amplification à partir des dispositifs réalisés sur GaAs. En outre, en raison de sa mobilité plus élevée, les électrons dans le GaAs auront un temps très réduit de passage dans la structure. Ceci, affecte le fonctionnement du

dispositif en haute fréquence, car le courant sera modulé. Le GaAs a une résistivité plus élevée que le silicium alors, dans les circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC), les composants peuvent être efficacement isolés les uns des autres. Le GaAs a une constante diélectrique inférieure par conséquent, sa capacité est inférieure à celle du silicium.

Propriétés	GaAs	Silicium
semi-isolant	oui	non
résistivité ($\Omega\cdot m$)	$10^7 - 10^9$	$10^3 - 10^7$
constante diélectrique	12.9	11.7
mobilité électronique ($cm^2/V\cdot s$)	4300	700
vitesse de saturation (cm/s)	$1.3 \cdot 10^7$	$9 \cdot 10^6$
conductivité thermique ($W/^\circ C \cdot cm$)	0.46	1.45
température d'utilisation ($^\circ C$)	350	250

Tab.1 Comparaison des propriétés du GaAs et du Si[3].

2.3 Etapes de fabrication d'un circuit MMIC sur du GaAs [4]

Suivant les fonderies, les étapes de fabrication des circuits MMIC sur GaAs sont légèrement différentes (Fig.2). La chaîne que nous présentons inclue la réalisation de transistor à effet de champ de type MESFET à déplétion, de résistances, de capacités, d'inductances, d'interconnexions uniplanaires et de trous métallisés. La réalisation des circuits MMIC nécessite d'abord la préparation des masques à placer les uns sur les autres. En effet, chaque niveau de masque fait intervenir une technique de photolithographie qui consiste à, déposer une couche de résine photosensible sur toute la surface de

la plaquette, insoler cette résine (radiations UV) à travers un masque. Pour définir les grilles très courtes on utilise une lithographie à faisceau d'électrons par attaque de la plaquette à travers les fenêtres ainsi ouvertes. Enfin, un ajustage est réalisé par attaque de la résine subsistante (lift off).

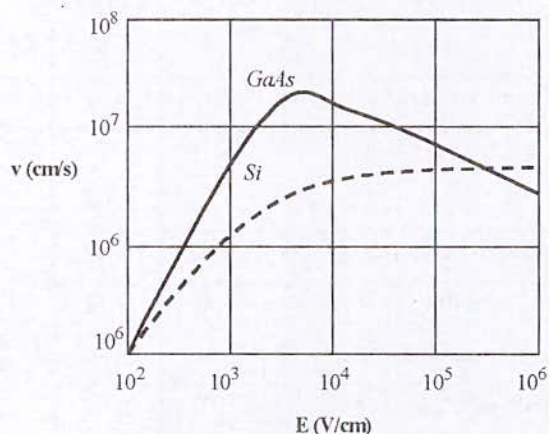


Fig.1 Comparaison des vitesses de déplacement des porteurs du GaAs et du Si [3].

En premier lieu, l'étape technologique consiste, à former une couche active dopée N sur un substrat semi-isolant en GaAs par la technique d'épithaxie ou par implantation ionique (Fig.2.a). Les contacts de source et du drain (Fig.2.b) sont réalisés par implantation N^+ (régions surdopées). Les résistances de fortes valeurs sont réalisées en couches minces à l'aide du Nichrome (NiCr) qui est déposé sur la surface du substrat (Fig.2.c). Les contacts ohmiques, indispensables sont réalisés sur les caissons implantés N^+ par dépôt des couches de AuGe, Ni et Au (Fig.2.d). Un dépôt de Titane forme avec la couche active le contact Schottky, ceci constitue le processus de métallisation

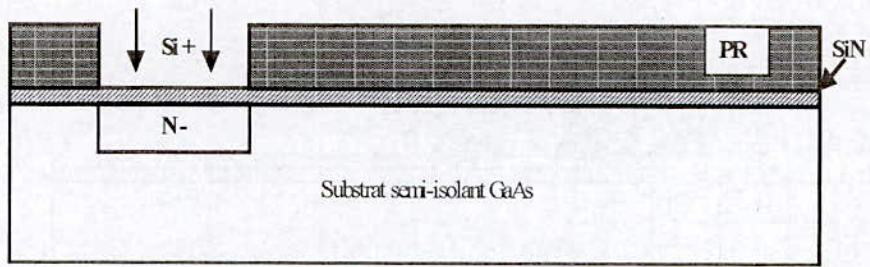
de la grille protégée (diffusion de l'or) par un dépôt de platine (Fig.2.e).

En second lieu, les niveaux de métallisation réalisés par le TiAu permettent les interconnexions entre les différents contacts ohmiques (Fig.2.f). Un premier niveau constitue la première électrode des capacités Métal-Isolant-Métal (MIM) d'épaisseur 1 à 3 μm . Une ouverture de fenêtres (par attaque chimique) permet de déposer du diélectrique de nitrure de silicium (Si_3N_4 ou SiN) élément d'une part, de la capacité MIM et d'autre part, une première protection du circuit (Fig.2.g). Un second niveau de métallisation autorise la formation des fenêtres pour des ponts à air et la deuxième électrode de la capacité MIM (Fig.2.h). Les ponts à air doivent être métallisés (3-5 μm) et permettent le passage d'un niveau à un autre sans perturber les interconnexions (Fig.2.i). L'étape finale du processus de fabrication consiste en une passivation de la dernière métallisation avec une couche diélectrique en SiN (Fig.2.j).

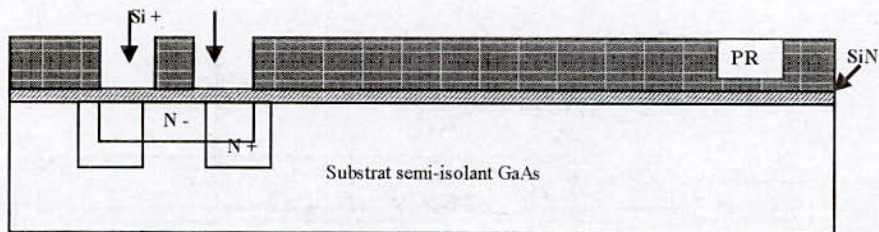
3. Caractérisation et Modélisation des circuits MMIC

3.1 Modélisation des composants actifs

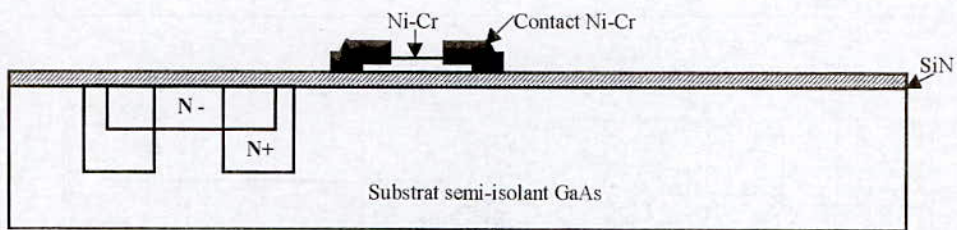
Les éléments actifs réalisés dans les circuits MMIC se résument aux transistors à effet de champ sur arséniure de gallium. Grâce à la technologie MMIC, d'autres transistors à hétérostructures ont émergés dans le domaine micro-onde. En effet, les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) et les transistors bipolaires à hétérostructures (HBT), sur un substrat en GaAs, ont montré de larges performances en haute fréquence [5]. Leur réalisation, nécessite la juxtaposition de couches supplémentaires dopées séparées de la première grâce à une couche tampon (buffer) (Fig.3.b).



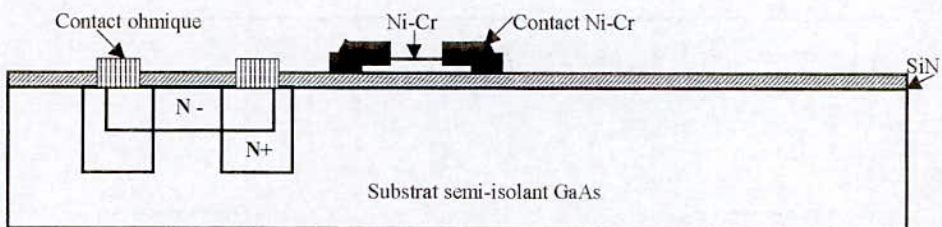
(a)



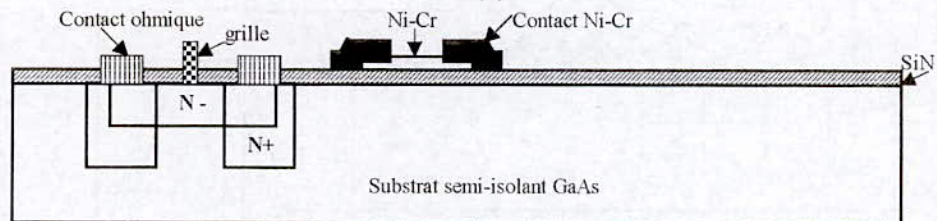
(b)



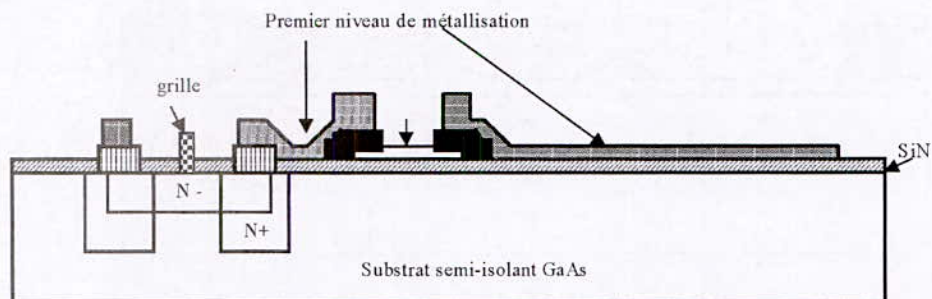
(c)



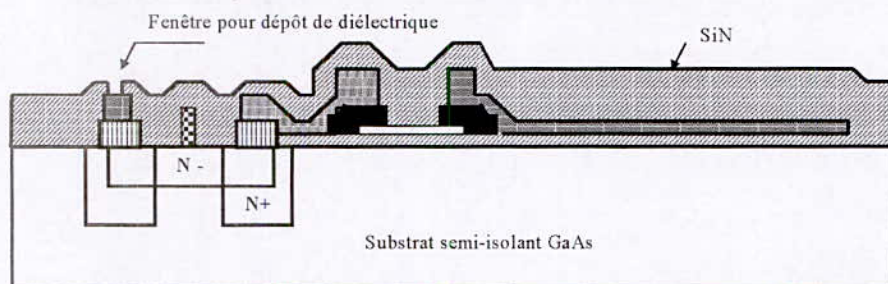
(d)



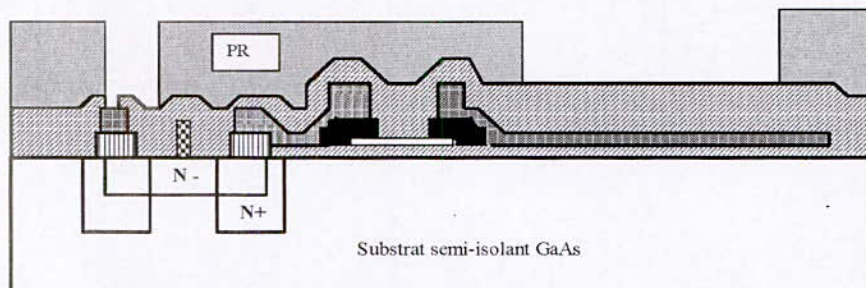
(e)



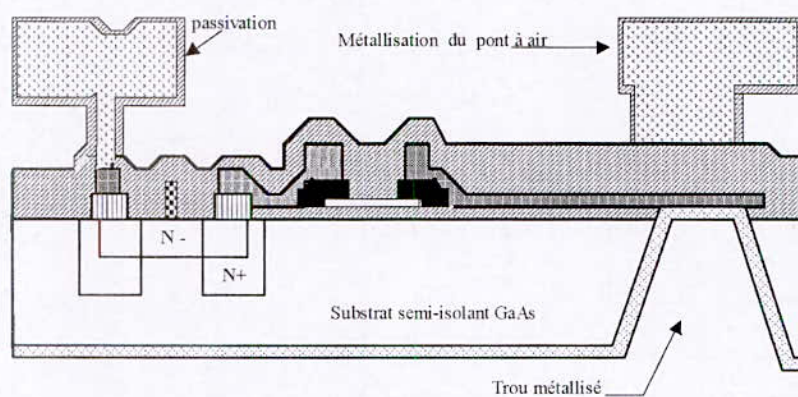
(f)



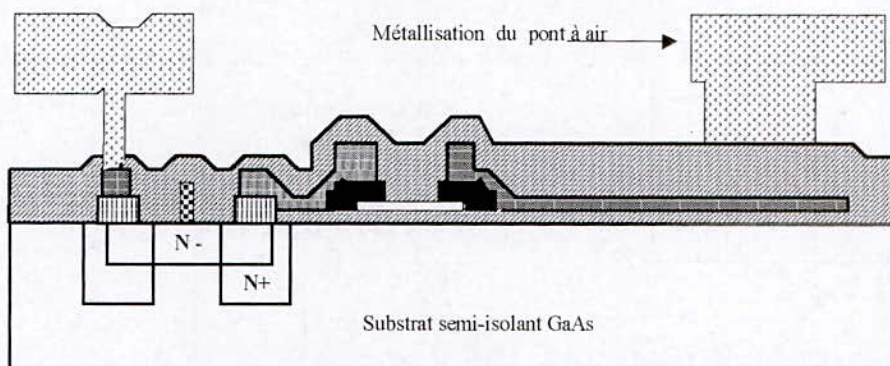
(g)



(h)

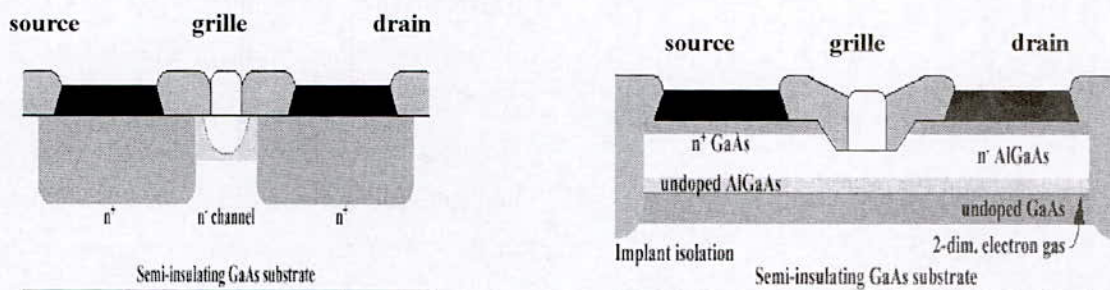


(i)



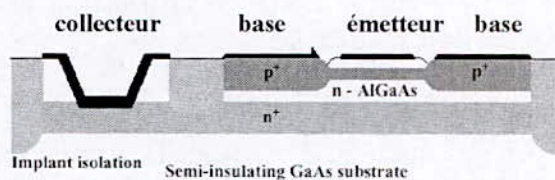
(j)

Fig.2 Etapes technologiques du processus de fabrication d'un circuit MMIC.



(a)

(b)



(c)

Fig.3. Transistors à hétérostructures : (a) MESFET (b) HEMT (c) HBT

La modélisation linéaire d'un transistor MESFET, HEMT ou HBT consiste à déterminer le modèle électrique caractérisant au mieux son comportement en faible signal. Ce modèle électrique est par la suite implanté dans un programme de simulation. Aussi, une caractérisation du même

transistor en grand signal permet de déterminer le modèle non-linéaire à implanter dans le logiciel de simulation du circuit MMIC. L'étape de détermination des valeurs des éléments électriques des modèles linéaire et non-linéaire (Fig.4) est appelée procédure d'extraction (Fig.5).

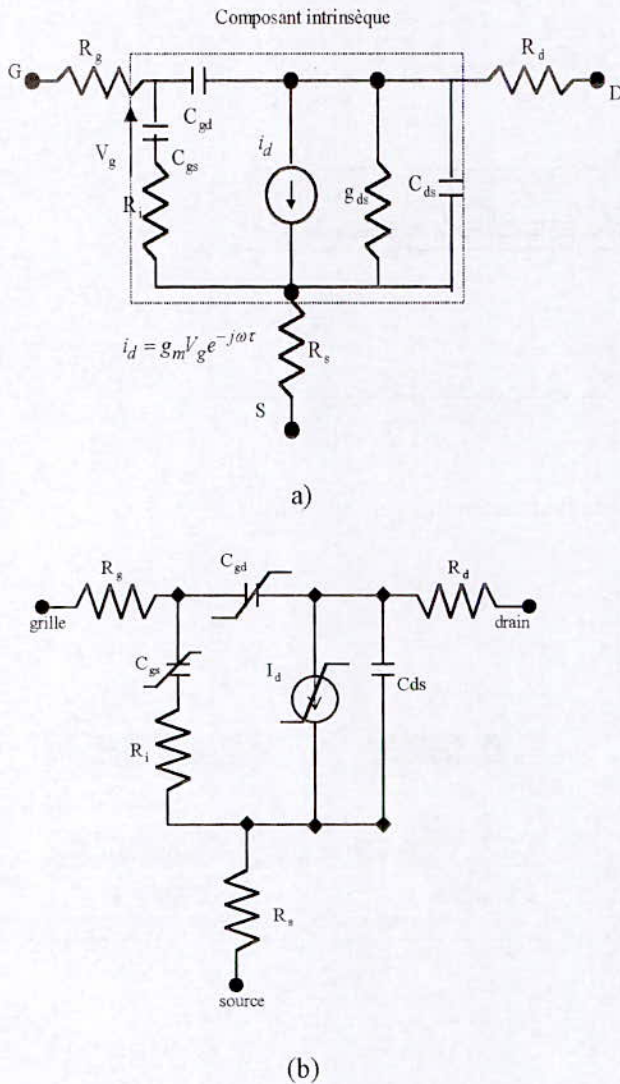


Fig.4 Modèles électriques du transistor à effet de champ : (a) modèle linéaire ; (b) modèle non-linéaire.

La caractérisation grand signal ou non-linéaire est importante pour n'importe quel circuit MMIC dont les objectifs incluent la détermination, du gain de compression, la puissance de saturation, le rendement, le taux de distorsion et le produit d'intermodulation (IP) [6]. Aussi, l'étude des caractéristiques de transfert $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ (Fig.6) permet de déterminer [7], en régime linéaire et pour un transistor MESFET ou HEMT, la variation des éléments intrinsèques du modèle électrique à implanter dans le logiciel de caractérisation;

$C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, R_i, g_{mo}, g_{ds}$ et τ (Fig.4.a). La même méthode de détermination des paramètres intrinsèques peut être appliquée aux transistors HBT [6].

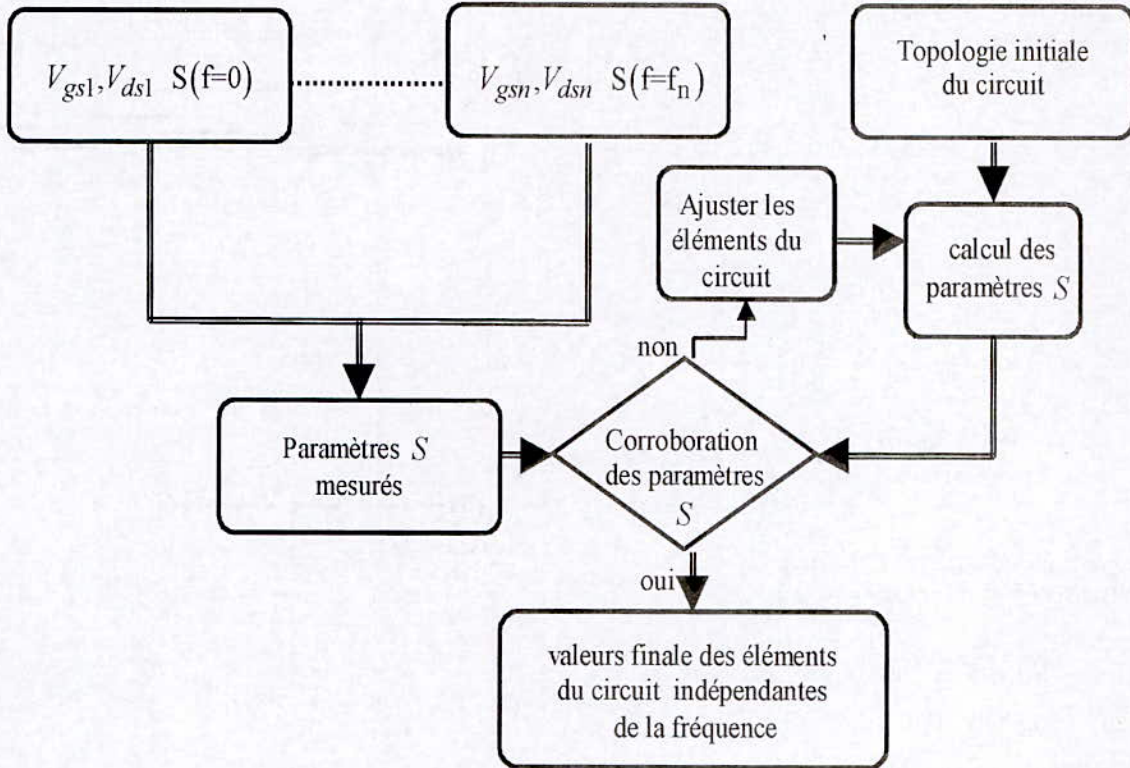
Les schémas électriques équivalents et les expressions des caractéristiques courant-tension sont différents d'un modèle à un autre. Dans le modèle de CURTICE [8] ou modèle cubique, le courant drain-source est donné par :

$$I_{ds} = (A_0 + A_1 V_{in} + A_2 V_{in}^2 + A_3 V_{in}^3) \cdot \tanh(\gamma V_{out}(t)) \quad (1)$$

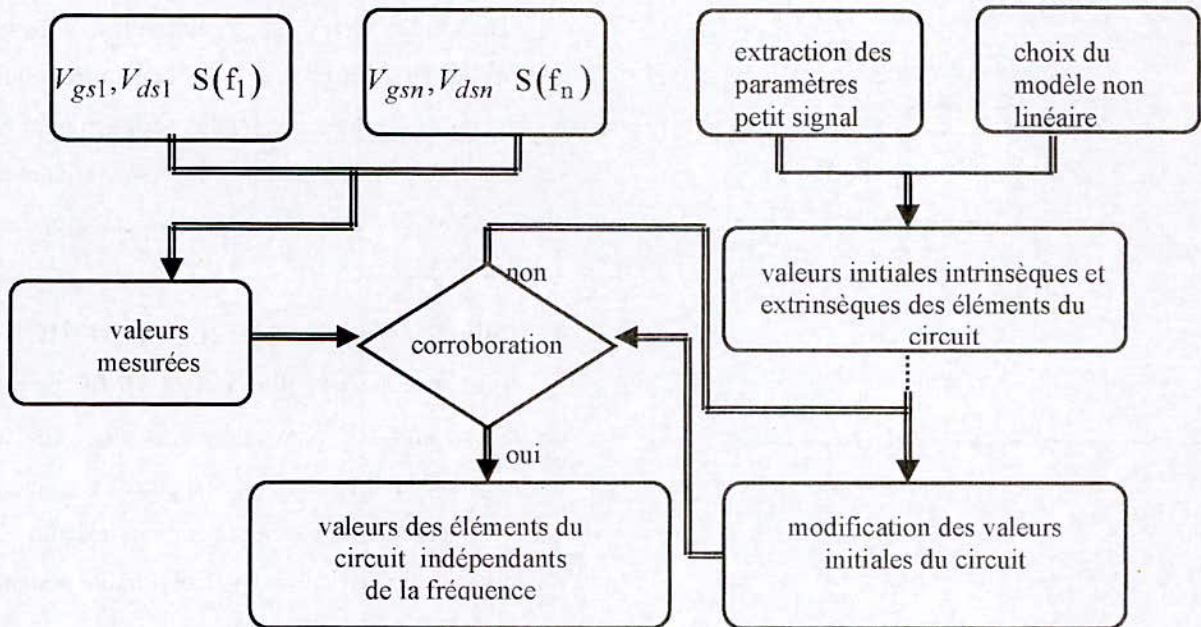
Les coefficients A_0, A_1, A_2, A_3 et γ sont des paramètres empiriques arbitraires dont les valeurs peuvent être déterminées par l'extraction des paramètres du modèle non linéaire de telle sorte qu'ils corroborent les valeurs issues des caractéristiques mesurées. Enfin, plusieurs modèles non-linéaires sont implantés dans les logiciels de caractérisation des transistors hétérostructures dans lesquelles, les coefficients empiriques sont toujours objets d'ajustage, en confrontant les valeurs calculées et les valeurs mesurées.

3.2 Modélisation des composants passifs

De nombreuses configurations d'inductances spirales (circulaire, hexagonale...) peuvent être réalisées sur des circuits MMIC [9]; la plus convoitée est celle à géométrie carrée (Fig.7.a). En outre, des modèles électriques (Fig.7.b) représentant ce type d'inductance doit tenir en compte de tous les paramètres physiques et géométriques afin de reproduire fidèlement le comportement de ce composant dans un circuit MMIC. Une fois que le modèle est défini alors il sera implanté dans le logiciel de caractérisation du composant en question.



(a)



(b)

Fig.5 Caractérisation et extraction des paramètres S : (a) modèle linéaire ; (b) modèle non-linéaire.

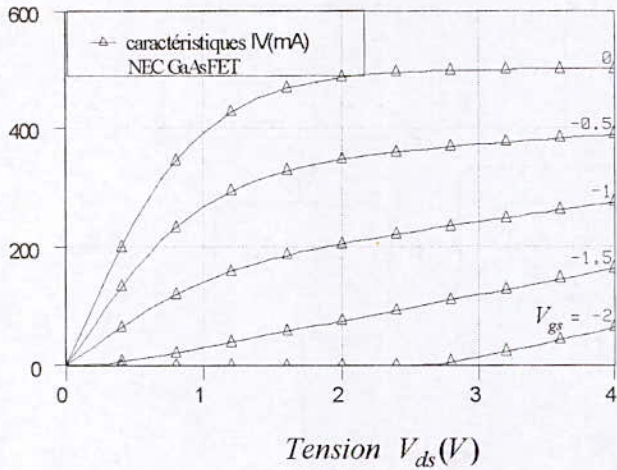
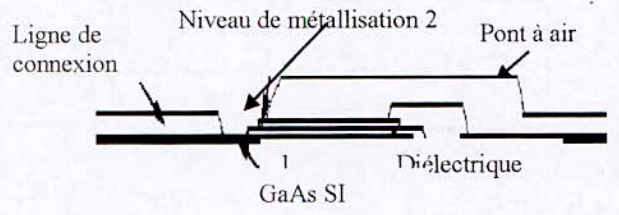
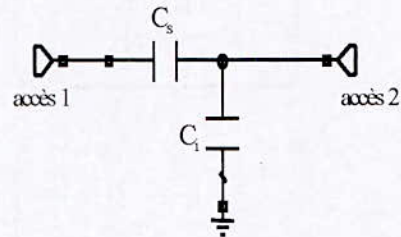


Fig.6 Caractéristiques de transfert mesurées d'un transistor Nec sur GaAs.

Les capacités MIM font partie intégrante des circuits MMIC (Fig.8.a) [10]. En effet, leur géométrie les rend compatibles aux circuits monolithiques. Aussi, leur caractérisation passe par un modèle électrique fiable (Fig.8.b)



(a)



(b)

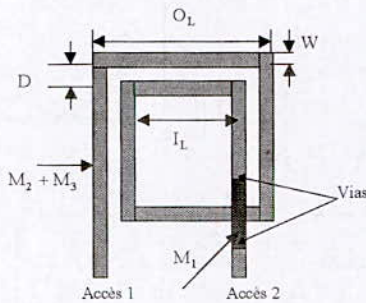
Fig.8 Capacité Métal-Isolant-Métal sur GaAs:

(a) coupe transversale ; (b) modèle électrique.

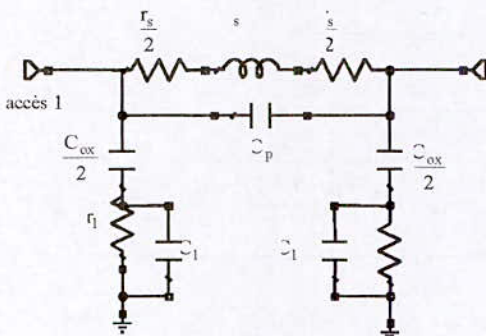
Deux types de résistances sont utilisés dans les circuits MMIC. La première est constituée d'une couche mince de métaux à faibles pertes, l'autre est réalisée grâce à une couche de semi-conducteur dopée. Dans les deux cas un modèle électrique est aussi nécessaire.

4. Méthodes d'analyse des circuits MMIC

L'analyse linéaire d'un circuit MMIC permet de déterminer ses paramètres S , son gain en tension, sa stabilité, ainsi que d'autres grandeurs. Ceci est réalisé par le simulateur qui calcule la réponse linéaire en résolvant d'abord un système d'équations linéaires du circuit non polarisé. Si le circuit présente des non-linéarités, alors une linéarisation des éléments en question s'impose [11]. L'analyse linéaire des circuits MMIC est basée sur la méthode nodale utilisant les lois de



(a)



(b)

Fig.7 Inductance spirale carrée : (a) géométrie (b) modèle électrique équivalent.

Kirchoff en tension et en courant. Elle repose sur le calcul de la matrice admittance nodale des sous circuits linéaires et non-linéaire du dispositif MMIC. Nous avons élaboré un programme en MATLAB permettant de, déterminer les paramètres S d'un circuit MMIC composé de tous les modèles électriques cités précédemment, de calculer le coefficient de stabilité ainsi que d'autres grandeurs linéaires et non-linéaires décrivant le comportement du circuit pour une excitation donnée. Le même circuit peut aussi être analysé dans le domaine fréquentiel grâce à la méthode d'équilibrage harmonique initiée par S. MAAS [12]. Cette méthode repose sur la subdivision du circuit MMIC en deux sous circuits qui seront analysés séparément dans le domaine temporel. Enfin la transformée de Fourier permet de déterminer les réponses du circuit MMIC dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Actuellement K. GUPTA [13] a introduit une méthode d'analyse très efficace basée sur les réseaux de neurones appliqués dans les domaines petit et grand signal d'un transistor MESFET ou à hétérostructures. En outre, Il a créé une librairie des réseaux de neurones qui modélisent les éléments passifs précédents [14], [15]. En effet, chaque paramètre physique ou géométrique x_i des éléments passifs ou actifs peut actionner un neurone moyennant une fonction poids w_i de telle sorte que la sortie, dépendant d'une fonction de base, permet de modifier l'entrée en grandeur de sortie, y_j . Aussi, chaque neurone reçoit des excitations secondaires modélisant les interactions dans le circuit qui contribuent à la sortie y_j . GUPTA a considéré que chaque composant peut être modélisé

par une couche d'entrée, une couche de sortie et une suite juxtaposée de couches cachées ce modèle est appelé réseau MLP. L'apprentissage du réseau MLP est réalisé grâce aux techniques d'optimisation connues dans la littérature [14]. Les valeurs de sorties décrivent ainsi, fidèlement l'élément à modéliser. Cette méthode d'analyse nécessite l'utilisation de plusieurs échantillons, ce qui implique un temps de calcul conséquent. Etant donnée que dans le logiciel de modélisation et de caractérisation des éléments passifs ou actifs, la précision est exigée, alors cette méthode se veut la meilleure dans l'analyse des circuits MMIC. A titre d'illustration, un transistor MESFET est analysé en adoptant pour grandeurs d'entrées, les tensions de polarisation grille V_{gs} et drain V_{ds} , l'épaisseur a du canal et le vecteur f contenant les fréquences de travail (Fig.9). Une fois le réseau entraîné, les sorties représentant les paramètres $S_{i,j}$ en module et argument sont comparées aux valeurs mesurées et le processus d'apprentissage du réseau est arrêté lorsque l'erreur est minimale.

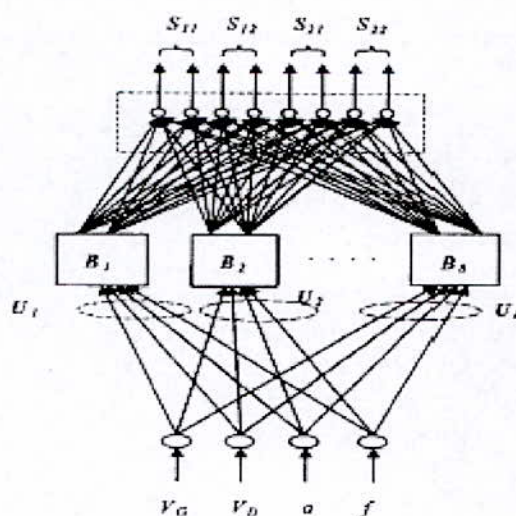


Fig.9 Modèle neural d'un MESFET.

5. Simulation d'un circuit MMIC

La simulation d'un dispositif MMIC est l'étape la plus importante lors de la conception. Elle consiste à déterminer les caractéristiques d'un sous circuit représenté par son modèle électrique et par conséquent celles du circuit final. Les modèles électriques adoptés lors de ces simulations sont compatibles avec le type implanté dans le logiciel SPICE. Nous avons réalisé cette étude grâce au logiciel MWOFFICE 2000 [16]. En effet, chaque sous circuit est représenté dans une liste (Fig.10.a), le circuit MMIC complet est analysé par la méthode nodale décrite précédemment.

Un, un élément passif tel qu'une ligne en T (Fig.10.b) peut être soumise à une simulation électromagnétique 3D grâce au logiciel SONNET [17] et dans ce cas, le modèle SPICE est inutile. Dans les deux cas, ces logiciels permettent de donner sous forme de tableaux ou de tracés (Fig.10.c) les paramètres S_{ij} du circuit à simuler et par conséquent toutes ses performances. La simulation électromagnétique implantée dans le logiciel SONNET repose sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel ou fréquentiel ainsi que sur la méthode des moments.

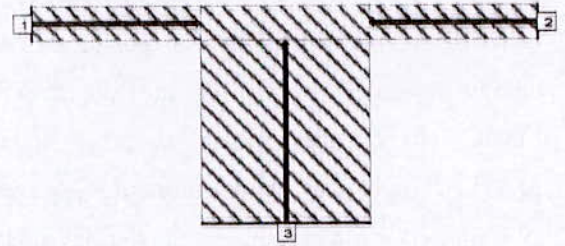
CKT

```
Freq GHz
Dim mm
W1=0.254
W2=0.254
W3=1.27
MSUB Er=9.8 H=10 T=0.01 Rho=1 Rgh=.01
MTLIN 1 2 3 W1 W2 W3 MSUB
FREQ SWEEP 1 1 2 1
```

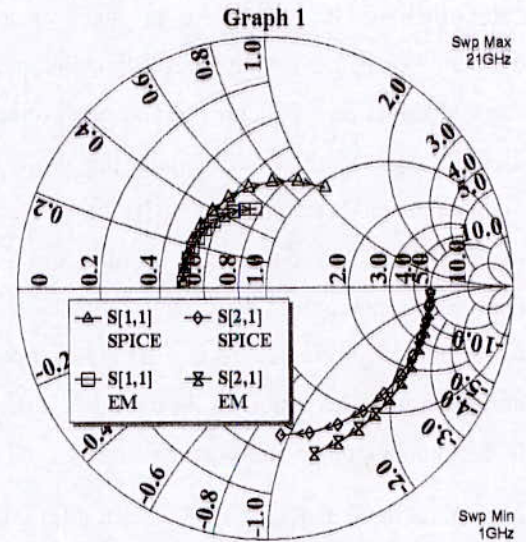
OUT

```
BPF2 DB[S21] GR1
BPF2 DB[S11] GR2
BPF2 DB[S21] GR3
BPF2 DB[S11] GR4
END
```

(a)



(b)



(c)

Fig.10 Simulation d'une interconnexion planaire

en forme de T : (a) modèle SPICE, (b) modèle électromagnétique, (c) comparaison des paramètres S_{ij} obtenus par simulation.

6. Dessin d'un circuit MMIC

Une fois le modèle électrique analysé et implanté (Fig.11), plusieurs logiciels sont spécialisés dans le dessin des circuits MMIC [16] parmi lesquels AUTOCAD, car les dimensions des puces sont de l'ordre du micron. Le logiciel MWOFFICE est compatible avec AUTOCAD et par conséquent, les

dessins réalisés à l'aide de AUTOCAD sont facilement exportables vers MWOFFICE. A titre d'illustration, nous avons réalisé le dessin (layout) d'un amplificateur monolithique de dimension $864 \times 868 \mu\text{m}$ (Fig.12.a) à base de transistor à effet de champ multi-grille (Fig.12.b). Les deux sources du TEC sont mises à la masse grâce aux trous métallisés (Fig.12.c).

7. Conception d'un oscillateur monolithique contrôlé en tension (OICT)

7.1 Introduction

Nous avons proposé une méthode de conception d'OICT [18] basée sur l'utilisation du schéma petit signal du transistor à effet de champ comme solution visant à insensibiliser la réponse en fréquence de l'oscillateur aux variations des impédances de bouclage. Cette méthode de conception comporte deux aspects fondamentaux :

- étude des différentes configurations d'OICT basées sur des transistors TEC dont l'un des accès est lié à une capacité variable (varactor). Il est nécessaire que l'impédance d'entrée de cet OICT soit faiblement sensible aux dispersions technologiques ;
- simulation non-linéaire des propriétés d'accord en fréquence et vérification des performances en puissance.

En effet, les configurations série (Fig.13.a) et parallèle (Fig.13.b) constituent des solutions appropriées lors de la conception de l'OICT.

7.2 Conditions de démarrage

Nous avons étudié, grâce au module de calcul symbolique disponible dans le logiciel MATHCAD, les conditions de démarrage des configurations de l'OICT citées précédemment. La

condition de démarrage de l'oscillateur chargé par une impédance $Z_L(\omega)$ est donnée par :

$$Z_L(\omega) + Z_e(\omega) = Z_o(\omega) \quad (2)$$

où, $Z_o(\omega)$ représente une impédance minimale.

Si on pose, $Z_e(\omega) = R_e(\omega) + jX_e\omega$ et

$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L\omega$, il vient que :

$$\begin{cases} R_L(\omega) + R_e(\omega) = 0 \\ X_L(\omega) + X_e(\omega) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

L'équation (3) nous permet de faire les remarques suivantes :

- la première partie de l'équation (3) n'est établie que si la partie réelle présentée par l'impédance de l'élément actif est négative à la fréquence de travail. Elle constitue la condition d'entretien des oscillations,
- la deuxième partie de l'équation (3), sur les parties imaginaires, détermine la pulsation d'oscillation ω_o .

Après un développement laborieux des calculs, nous avons montré que la partie réelle maximale (en valeur absolue) est dépendante des éléments du schéma électrique petit signal du TEC et peut s'écrire sous la forme:

$$R_{e \max}(\omega) = \frac{R_{ds}}{1 + (\omega R_{ds} C_{ds})^2} \cdot \left(1 - \frac{g_m R_{ds} C_{ds}}{C_{gs}} \right) \quad (4)$$

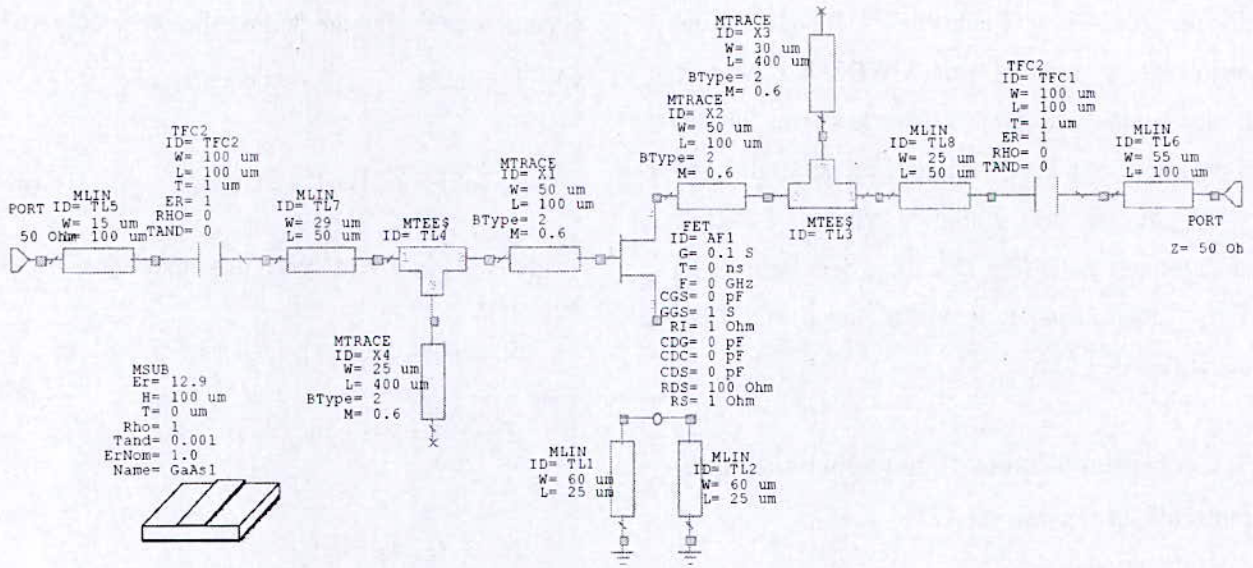


Fig.11 Schéma électrique de l'amplificateur monolithique implanté dans MWOFFICE.

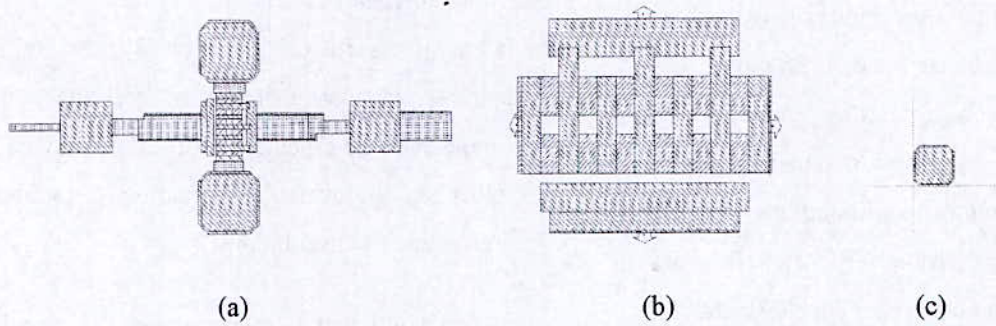


Fig.12 Dessin réalisé à l'aide de MWOFFICE de: (a) amplificateur (b) TEC (c) trous métallisé.

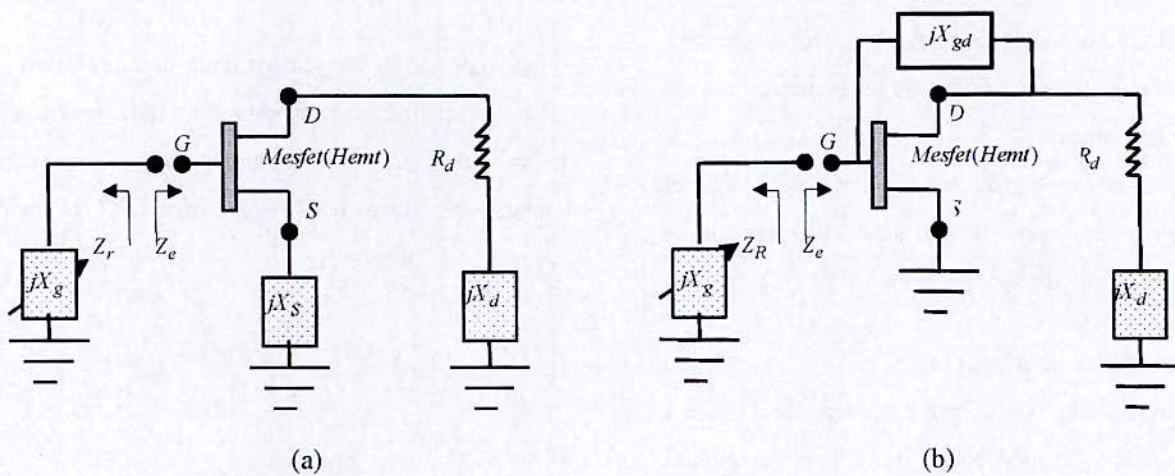


Fig.13 Topologie d'un OICT à configuration : (a) série ; (b) parallèle.

En plus, nous avons montré que la configuration série de l'OICT permet d'une part, d'atteindre une impédance d'entrée à partie réelle négative maximale et, d'autre part, la bande de fréquence d'accord est de l'ordre de 10% dans l'intervalle 9.6-10.2 GHz.

La topologie initiale de l'OICT adoptée (Fig.14) doit satisfaire aux conditions précédentes et doit tenir compte des impédances de bouclages, de type LC et RC, que nous avons choisies. Ces éléments doivent être optimisés par des calculs successifs. La conception de l'OICT a été facilitée avec l'utilisation du logiciel MWOFFICE 2000.

7.3 Simulation de l'OICT

Les valeurs des éléments de l'OICT initial, nécessaires à la simulation, sont résumées dans le tableau (2).

c_s (pF)	l_d (nH)	c (pF)	r (Ω)	l_g (nH)	l_s (nH)	c_g (pF)
0.53	2.2	0.74	50	2.3	1.64	3.2

Tab.2 Valeurs des éléments optimisés de l'OICT.

Le transistor à effet de champ multi-grille adopté pour la conception de l'OICT est de type HEMT multi-grille(NEC 71000).

Les valeurs des éléments électriques, dans le schéma de simulation petit signal, doivent être choisies de telle manière à obtenir un coefficient S_{11} de réflexion à l'accès 1 (port 1) suffisamment grand pour maintenir des oscillations. En effet, des simulations successives du schéma électrique de l'OICT implanté dans le logiciel

MWOFFICE (Fig.15), nous ont permis de répondre à cette exigence. Aussi, nous avons représenté, sur abaque de Smith élargi, le module du coefficient de réflexion S_{11} dans la bande de fréquence de travail 9.6-10.2 GHz (Fig.16).

La configuration série a permis d'avoir une impédance d'entrée à partie réelle négative, maximale en valeur absolue, à la fréquence d'accord qui de l'ordre de 9.85 GHz (Fig.17).

La simulation de l'OICT en régime non linéaire exige d'une part, d'ajuster les paramètres électriques du circuit et d'autre part, l'utilisation des éléments passifs de polarisation, lesquelles dégradent sensiblement les performances de l'OICT en particulier la partie réelle de l'impédance d'entrée (Fig.18).

Cependant, une optimisation finale avec MWOFFICE permet d'aboutir, à un compromis entre les deux régimes, à une topologie finale du circuit, à la fixation des valeurs des éléments passifs de polarisation et au dessin de l'OICT (Fig.19).

8. Mesure des circuits MMIC

La conception et la réalisation des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) nécessitent l'utilisation d'un banc de caractérisation sous pointes des éléments actifs et passifs, afin de pouvoir apprécier les performances des puces et d'effectuer un tri avant la mise en boîtier hyperfréquences [19]. Les mesures sur plaque engendrent la mise en œuvre d'un banc de test particulier (Fig.20). Il est constitué d'une station sous pointes couplée à un analyseur de réseaux vectoriel. La station sous pointes est composée d'une part, de sondes RF qui réalisent la transition coaxiale-coplanaire (masse-signal-masse du

plot RF dessiné sur la puce) du signal hyperfréquence et d'autre part, de cartes à pointes DC (3, 8 ou 11 aiguilles) pour acheminer les tensions continues sur les accès des composants actifs à mesurer. Pour la calibration du banc, on utilise une méthode propre au constructeur de la station sous pointes qui est, généralement, la calibration LRRM (Line Reflect Reflect Match) [20]. Cette station sous pointes permet des mesures sur une bande de fréquence très large (1 à 60 GHz ou plus).

9. Conclusion

Le travail que nous avons présenté met en relief le processus technologique de fabrication des circuits MMIC composants fondamentaux dans nos jours. L'utilisation par le concepteur des outils de CAO, comme nous l'avons montré, est plus qu'indispensable. En effet, la technologie monolithique constitue actuellement, le pilier des composants micro-ondes miniaturisés. La caractérisation des éléments actifs et passifs récemment introduite et les logiciels de simulations électromagnétiques à 3D et électriques ont été aussi d'un apport considérable à la technologie MMIC.

L'analyse des composants actifs et passifs des circuits MMIC repose actuellement sur l'utilisation des réseaux de neurones multicouches (MLP). Ainsi, une librairie de modèles neuraux équivalents aux modèles électriques proposés par plusieurs concepteurs permet d'analyser efficacement les circuits MMIC.

Les mesures des circuits MMIC nécessitent un banc spécifique constitué d'une station sous pointes pourvues de plusieurs alimentations continues, d'un

microscope électronique et d'un analyseur de réseau vectoriel.

La réalisation des circuits MMIC est très coûteuse en temps et en argent. En effet, les dispositifs micro-ondes à base de circuits sont fabriqués d'une part, en quantité et d'autre part, nécessitent un temps de réalisation assez long (six mois ou plus). Seules des fonderies spécialisées peuvent accomplir une telle tâche.

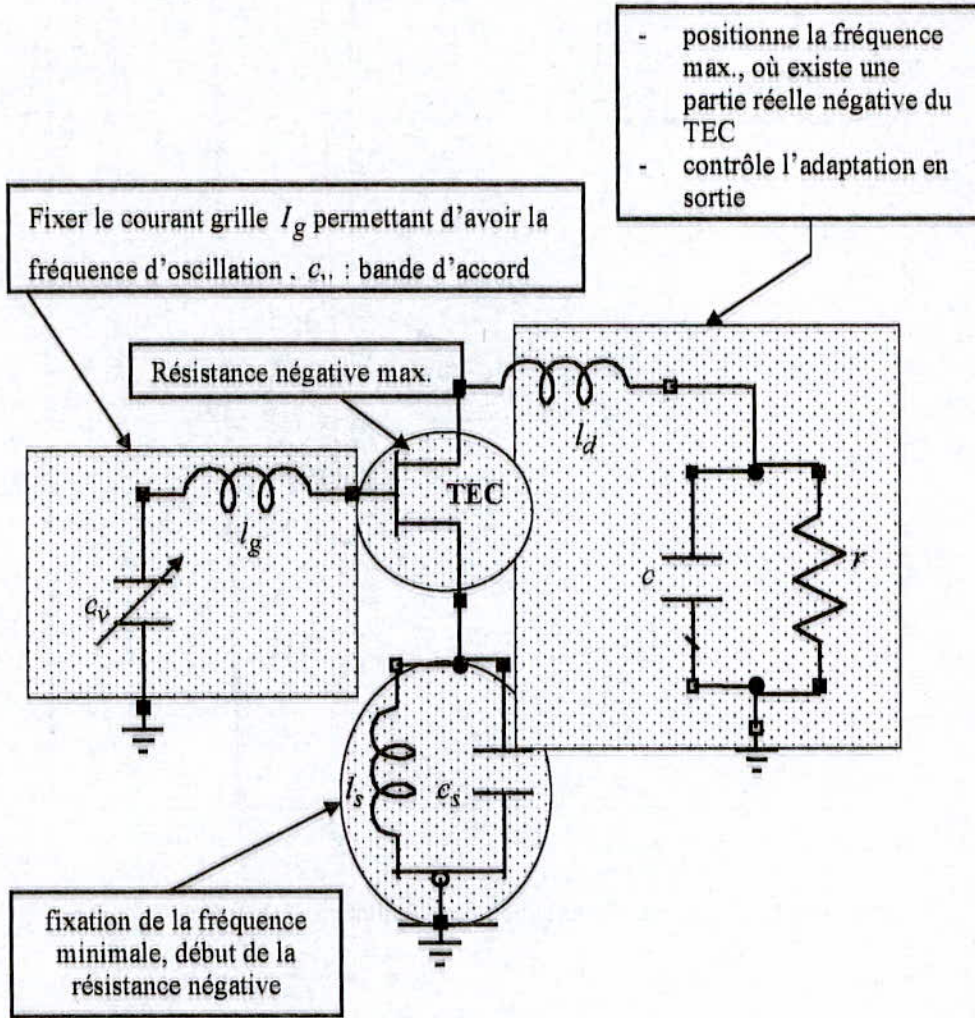


Fig.14 Topologie de l'OICT avec les impédances de bouclage source, grille et drain.

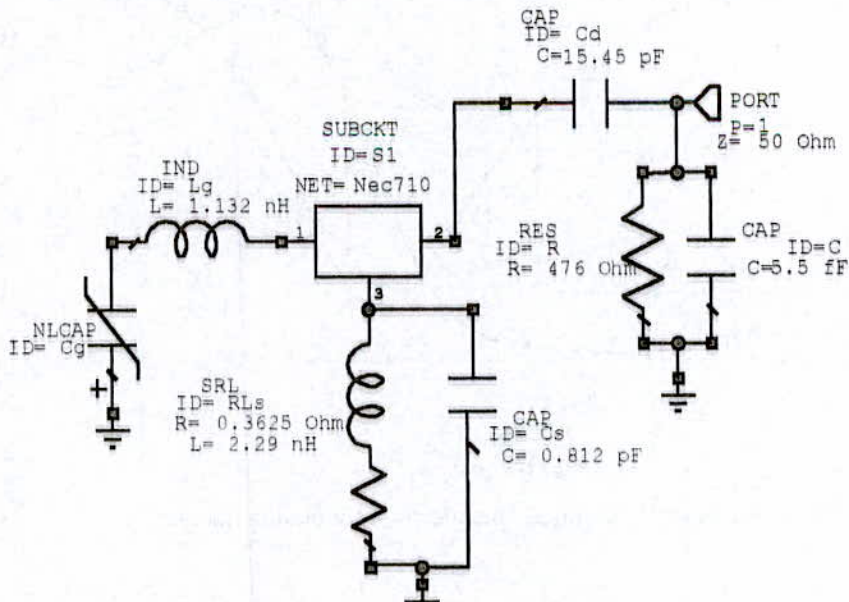


Fig.15 Schéma électrique de simulation de l'OICT implanté dans le logiciel MWOFFICE.

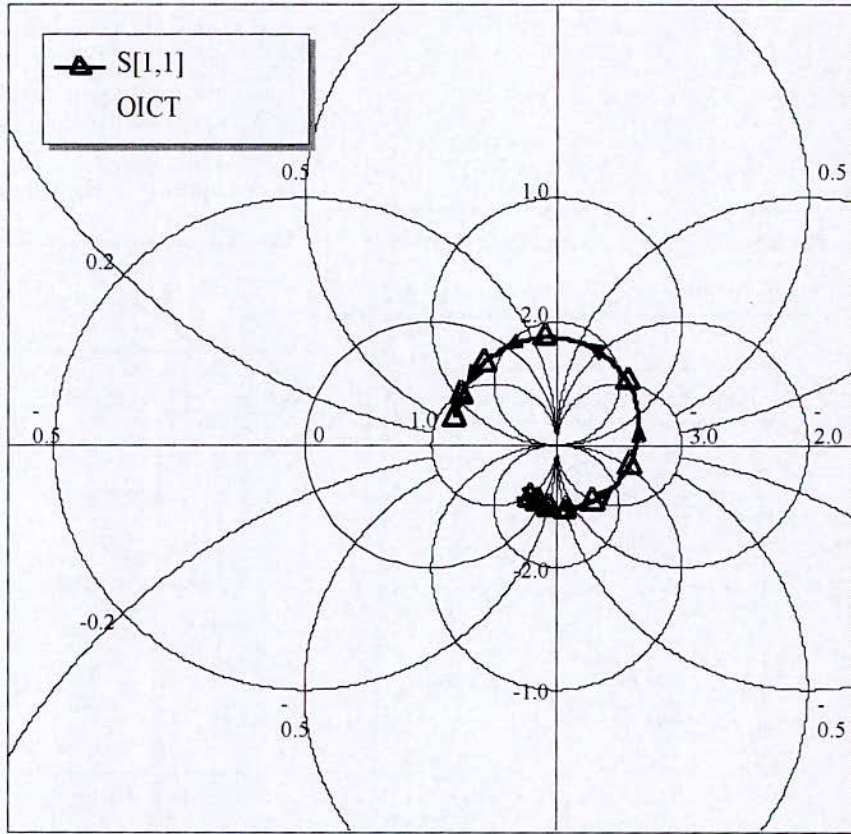


Fig.16 Coefficient de réflexion de l'oscillateur entre 9.6 et 10.2 GHz.

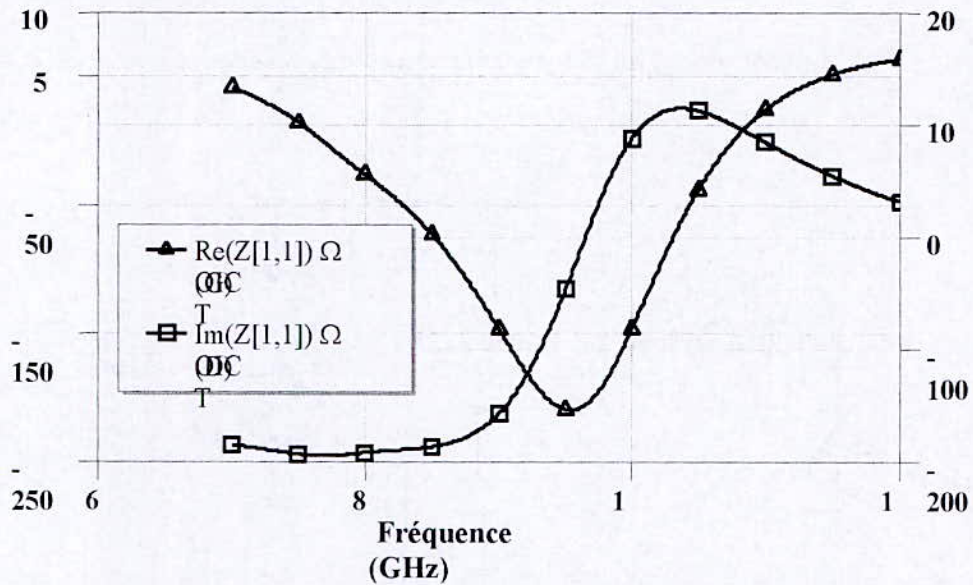


Fig.17 Impédance d'entrée obtenue en la simulation linéaire de l'OICT.

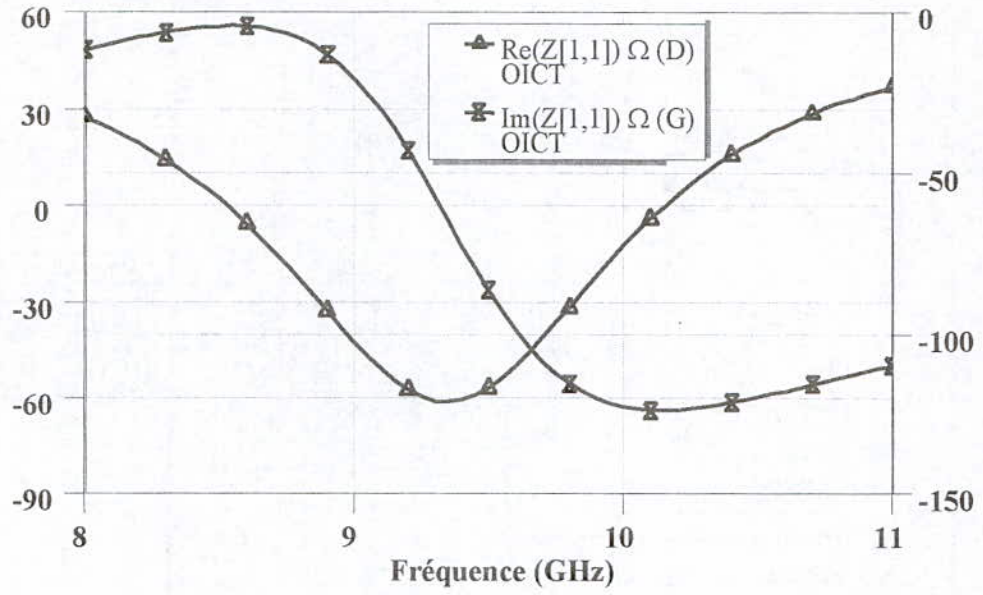


Fig.18 Impédance d'entrée obtenue dans la simulation non-linéaire de l'OICT.

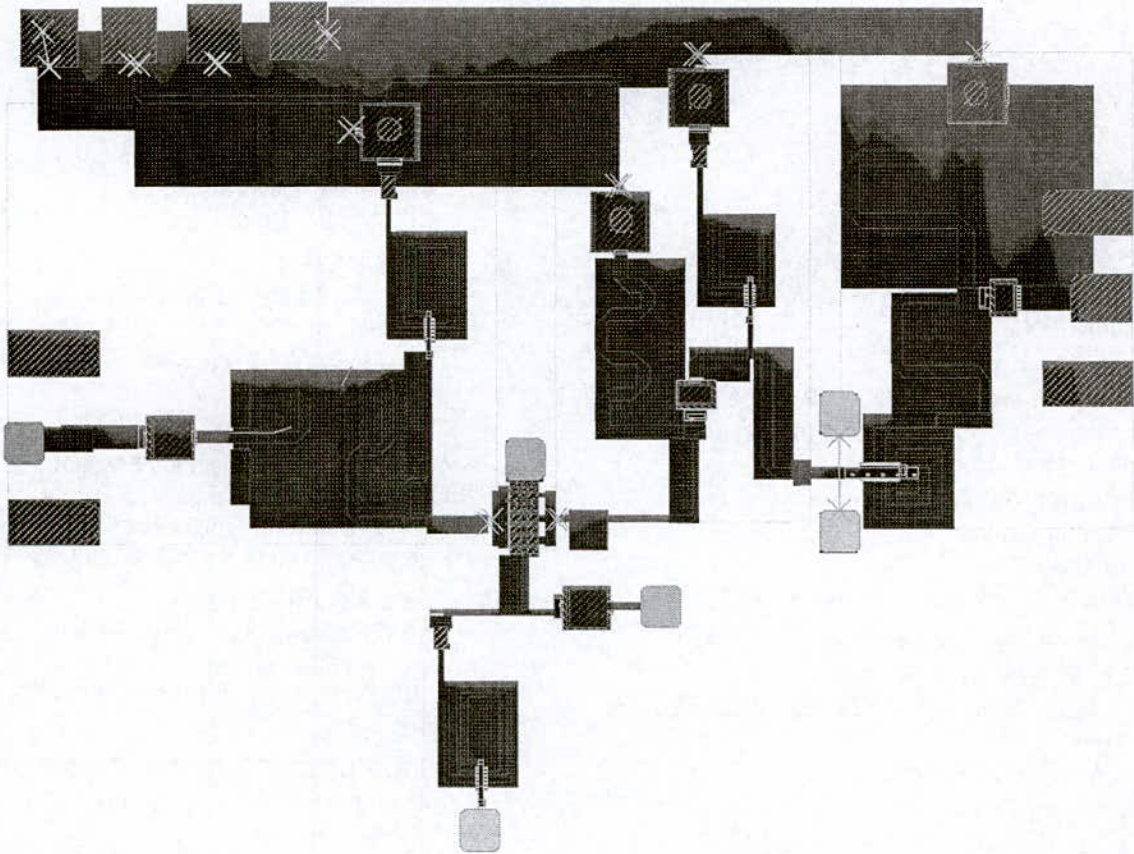


Fig.19 Topologie du dessin de l'OICT.

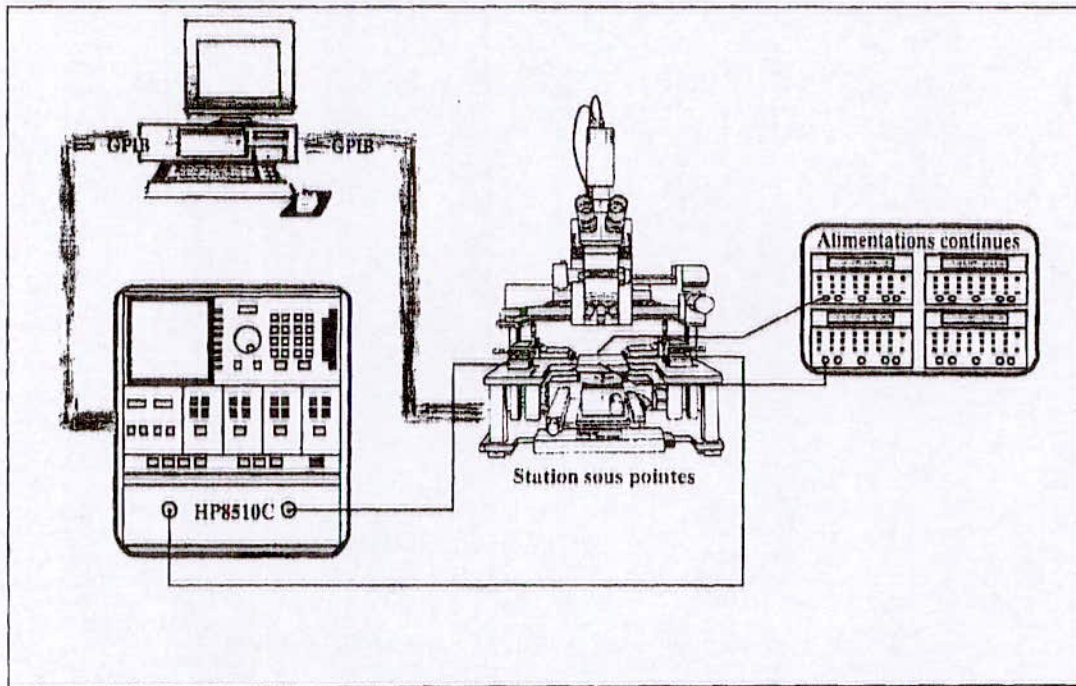


Fig.20 Banc de mesures hyperfréquences avec station sous pointes.

REFERENCES

- [1] **T. EDWARDS**
"Countdown to the microwave millennium".
Microwave Journal, Vol.35, N°7, pp.79-82,
June 1998.
- [2] **H. DUNCAN**
"MVDS market trends- A view from europe".
Microwave engineering Europe, pp. 205-212,
July 1998.
- [3] **D. FISHER and I. BAHL**
" Gallium Arsenide IC Applications
Handbook".
Volume 1, California: Academic Press, 1995.
- [4] **Manuel de Conception PLESSEY 1991.**
- [5] **F. ALI, A.GUPTA**
"HEMTs and HBTs : Devices, Fabrication
and Circuits".
Artech House, 1996.
- [6] **T.J. BRASIL.**
"Evaluation of nonlinear fonctionnal
equivalent circuit model for GaAs MESFET
and their application to optimum power
design".
ESSDERC , pp.12-19, June 1986.
- [7] **M. PAGGI.**
" Nonlinear GaAs MESFET modelling using
pulsed gate measurement".
IEEE MTT-S Digest, pp. 78-81, June 1988.
- [8] **W. R. CURTICE**
" A Mesfet Model for use in the design GaAs
integrated circuit".
IEEE MTT., Vol.28, n°5, pp-145-149, May
1980.
- [9] **A. M. NIKNEJAD, R. G. MEYER**
"Analysis and Optimization of Monolithic
Inductors and Transformers for RF Ics".
IEEE 1997 Custom Integrated Circuits
Conference, Texas, pp.375-378, July 1997.
- [10] **G. BARTOLUCCI et al.**
"MIM Capacitor Modeling: A Planar
Approach".
IEEE Trans. MTT Vol.43, pp.901-903,
April 1995.
- [11] **K. A. KUNDERT and A. SANGIOVANNI**
"Simulation of Nonlinear Circuits in the
Frequency Domain".
IEEE Trans. Computer-Aided Design, vol.
CAD-5, p. 521. October 1986.
- [12] **S. A. MAAS**
" C/NL2 for Windows: Linear and Nonlinear
Microwave Circuit Analysis and

- Optimization".
Artech House, Norwood, MA, 1993.
- [13] **K. GUPTA, F. WANG, Q. J. ZHANG**
"Knowledge based neural models for
microwave design".
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45,
pp.2333-2343, April 1997.
- [14] **P. M. WATSON and K. C. GUPTA**
" Design and optimization of CPW circuits
using EM-ANN models for CPW components ".
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 45,
pp. 2515-2523, July 1997.
- [15] **A. OUCAR, R. AKSAS, H. BAUDRAND**
" Characterization of monolithic spiral
inductor using neural networks".
Acceptée pour publication dans Microwave
and Optical Technology Letters Journal , issue
34 n°4, Août 2002.
- [16] **MWOFFICE**
Manuel de l'utilisateur.
AWR-INC, 2001.
- [17] **RAUTIO**
" Sonnet User's manual".
Sonnet software Inc, 1998.
- [18] **A. OUCAR, R. AKSAS**
" Méthode analytique de conception d'un
oscillateur micro-onde à base de transistor
HEMT".
Conf. nationale en génie électrique, laghouat,
Proceeding Nov. EEE'2000, pp.39-42, Déc.
2000.
- [19] **R. SOARES, J. OBREGON,
J. GRAFEUIL**
"Application des transistors à effet de champ
en arséniure de gallium".
Collection technique et scientifique des
télécommunications, EYROLLES 1994.
- [20] **A. DAVIDSON, E. STRID, K. JONES**
"LRM and LRRM calibrations with
automatic determination of load inductance".
Cascade Microtech Inc., Colorado, pp-156-
161, May 1998.

CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS MICROONDES A LARGE BANDE

Y. Ouadah ; K.Saidi ; M.Trabelsi; R.Aksas
Laboratoire de Télécommunications
Ecole Nationale Polytechnique
10 rue, Hassan Badi, 16200 El Harrach, Alger

ملخص

التضخيم ذو الشريط النافذ العريض من أهم المشاكل في انجاز آليات الإتصال السريع والحرب الإلكترونية. نقدم، في هذه المنكرة ، بعض التقنيات لإنجاز مضخمات للعمل الخطي ذات الشريط العريض. نبين بأمثلة الكيفيات في إيجاد دارات التوالف للمضخمات ذات الشريط العريض إما ذات ربح عالي أو تشويش ضعيف. نقدم أيضا المضخم العادي الموزع (م م ع). هذا الأخير يعد من أحد الأجهزة الجذابة في الآليات التي تفرض شرائط جد عريضة. رغم أنه معتبر، الجداء ربح - شريط نافذ في الم م ع لديه قيمة محددة. مساهمتنا، في هذه المنكرة، هي إقتراح بعض التقنيات لتجاوز القيمة.

مفاتيح : التضخيم ذو الشريط النافذ العريض ، التوالف ذو الشريط العريض ، الجداء ربح - شريط نافذ ، المضخم الموزع.

Résumé

L'amplification à large bande est un problème important dans la conception des systèmes de communications à haut débit et de guerre électronique. Nous présentons, dans ce mémoire, certaines méthodes de conception d'amplificateur petit signal à large bande. Nous illustrons avec des exemples les procédures de synthèse des circuits d'adaptation pour les amplificateurs à large bande à gain élevé ou à faible bruit. Nous présentons aussi l'amplificateur distribué conventionnel (ADC). Ce dernier est considéré parmi les dispositifs les plus attractifs pour les systèmes qui exigent de la bande ultra large. Malgré qu'il soit important, le produit gain-bande passante de l'ADC est limité. Notre contribution, dans ce mémoire, est de proposer des techniques pour franchir cette limitation.

Mots clés : amplification à large bande, adaptation d'impédance à large bande, produit gain-bande passante, amplificateur distribué.

Abstract

The broadband amplification is an important problem in high speed communication and warfare system design. We introduce, in this dissertation, some techniques of broadband small-signal amplifier design. We show with examples the procedures to design wideband amplifiers for high gain or low noise process. We introduce, also, the conventionnel distributed amplifier (CDA) witch is considered among the the most attractive devices to operate in ultra large band. Despite it's great quantity, the gain-bandwidht product of the ADC is limited. Our contribution, in this dissertation, is to propose some techniques witch overcome this limitation.

Key words : broadband amplification, broadband impédance matching, gain-bandwidht product, distributed amplifier.

1. Introduction

Durant ces dernières décennies, le domaine des télécommunications a colossalement évolué. La demande, de par le monde, en matière de transfert d'information avec grande vitesse constitue un véritable souffle pour l'épanouissement de ce secteur. Aidés par le progrès de la technologie des semi-conducteurs, des spécialistes ont investi les micro-ondes pour atteindre des bandes passantes de plus en plus larges [1,2].

Dans les équipements de réception ou d'émission, les amplificateurs ont un rôle capital. Nous abordons, dans ce présent travail, certains problèmes liés à ces dispositifs en fonctionnement linéaire et à large bande.

Dans une première partie, nous exposons une méthode numérique récente, appelée GRABIM [3,4], permettant l'amplification à large bande. Nous testons cette méthode dans la conception d'amplificateurs à large bande à gain élevé ou faible bruit.

En suite nous présentons l'amplificateur distribué conventionnel (ADC) à base de MESFET. Dont la bande passante peut atteindre quelque dizaines gigahertz. Il a été montré que le produit gain-bande passante d'un tel amplificateur est limité [6]. Notre contribution consiste justement à présenter certaines techniques pour surmonter cette limitation. Parmi ces dernières, une structure, appelée amplificateur distribué effilé ADE, permet théoriquement de doubler le gain en puissance. Nous montrons que certains transistors ne peuvent pas être utilisés, car ils ne vérifient pas les équations qui régissent le fonctionnement de l'ADE. Nous Avons alors été amenés à apporter une modification à la structure de l'ADE avec l'établissement d'une nouvelle formulation pour répondre à ce problème de faisabilité.

Notre deuxième contribution consiste à concevoir une nouvelle configuration, permettant l'amélioration des performances de l'ADC en augmentant le gain de chaque section constitutive de l'amplificateur par une cascade de deux transistors connectés au moyen d'une ligne de transmission artificielle [7]. Nous montrons et nous illustrons avec exemple que notre configuration permet un produit gain-bande passante bien supérieur à celui de l'ADC pour le même nombre de transistors utilisés.

Notre troisième contribution porte sur le problème des pertes responsables de la détérioration du gain et de la bande passante. Nous avons proposé, à cet effet, un circuit actif convenable et capable d'opérer effectivement sans détériorer ni le gain ni la bande passante de l'amplificateur.

Nous terminons notre travail par une conclusion et des perspectives.

2- Conception d'amplificateur à large bande

Le problème dans la conception d'amplificateur à large bande est généralement ramenée à celui de l'adaptation d'impédance à large bande. Nous présentons, en premier lieu, des techniques d'adaptation

d'impédance puis des procédures de conception d'amplificateur à large bande.

2.1 Approche de GRABIM

Cette technique permet de synthétiser un circuit d'adaptation placé entre une impédance source Z_s et une impédance charge Z_L . Elle résout le problème de la simple adaptation (Z_s réelle, Z_L complexe) et de la double adaptation (Z_s et Z_L complexes) avec la même simplicité [4]. La méthode GRABIM consiste en deux étapes :

a) Première étape : recherche à quadrillage

Il s'agit de proposer un circuit d'adaptation "candidat" et un ensemble de valeurs pour chaque éléments du circuit. Une recherche à quadrillage teste les combinaisons des valeurs des éléments afin d'obtenir la meilleure réponse à l'objectif. Usuellement, l'objectif est de transférer autant de puissance possible dans la bande passante. Le transfert de puissance d'une source Z_s à une charge Z_L (figure 1) est donné par

$$G = \frac{P_L}{Pa_s} = 1 - |\Gamma_1|^2 = 1 - |\Gamma_2|^2 \quad (1)$$

où

P_L : puissance délivrée à la charge.

Pa_s : puissance disponible à la source.

les expressions des coefficients d'entrée Γ_1 et de sortie Γ_2 sont données par :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_s}{Z_1 + Z_s}, \quad \Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_L}{Z_2 + Z_L}$$

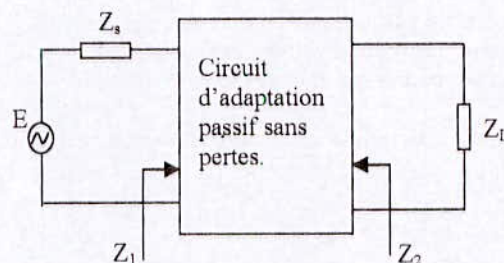


Fig. 1 : Problème d'adaptation à large bande

Une fois la meilleure combinaison est trouvée, les valeurs dans les ensembles de test sont remplacées et recentrées autour des valeurs localisées. Les écarts entre les valeurs (granularité) dans un ensemble de test sont, par conséquent, réduits. De la même manière, un autre test est effectué. La localisation (test) et le repositionnement (recentrage) sont répétés jusqu'au rapprochement tant que possible de l'objectif.

b) Deuxième étape : Raffinement

Les résultats trouvés par la recherche à quadrillage dans l'étape précédente présente un point de départ d'un processus d'optimisation.

Pour l'ensemble de fréquences discrètes de la bande passante, les valeurs des éléments du circuit candidat sont réajustées automatiquement en vue de minimiser le maximum de réflexion ou bien de maximiser le minimum de la fonction de transfert (solution aux minima).

Il est plus commode du point de vue calcul numérique de travailler avec l'inverse des termes de l'équation (1) :

$$P = \frac{P_a}{P_l} = \frac{1}{1 - |\Gamma_1|^2} = |H|^2 \quad (2)$$

où :

$$H = \frac{AZ_L + B + CZ_L Z_L + DZ_L}{2\sqrt{R_L R_s}}$$

R_L et R_s sont respectivement les parties réelles de Z_L et Z_s . Les termes A, B, C, D désignent les paramètres chaînes relatif au circuit d'adaptation.

Supposons qu'il y a un circuit candidat et un vecteur x contenant les valeurs des éléments constitutifs. L'analyse du circuit donne l'ensemble des valeurs P_i (équation 2) correspondant aux fréquences d'intérêt ω_i (i : numéro de la fréquence). A chaque ω_i , une valeur désirée (cible), g_i , pour chaque P_i doit être spécifiée.

Dans l'ensemble des fréquences discrètes de la bande d'intérêt et les variables mises en jeu, il existe une valeur maximale de P, soit P_{max} . Ainsi, la fonction objectif pour la solution aux minima est donnée par [4]

$$\text{Minimiser } P_{max} \text{ sous contrainte à :} \\ \max_i \{ |P_i - g_i|, P_{max} \} \leq 0 \quad (3)$$

L'expression (3) exprime le fait que l'erreur à chaque fréquence doit être inférieure à une certaine valeur P_{max} , et que cette dernière doit être petite tant que possible en variant toutes les valeurs dans le vecteur x. Dans l'expression (3), on a à faire à une optimisation avec contraintes non linéaires. Ce problème peut être résolu par la méthode du multiplicateur lagrangien augmenté de Powell [8-10]. L'environnement Matlab[®] dispose des outils appropriés dont nous utilisons pour élaborer un programme pour l'adaptation d'impédance à large bande avec l'approche GRABIM.

2.2 Procédures de conception d'amplificateur à large bande

En petit signal, deux types de conceptions, en général, sont rencontrés :

- la conception d'amplificateur à gain élevé
 - et la conception d'amplificateur à faible bruit.
- Dans la première, deux procédures sont généralement utilisées :
- la méthode basée sur le gain en puissance : dans celle-ci on commence par la synthèse du réseau de sortie qui permet d'avoir le gain en puissance désiré, généralement, plat et élevé tant que possible. Une

fois le circuit de sortie et, par conséquent, l'impédance vue à l'entrée du transistor sont connus, réseau d'entrée est conçu de manière à aplatir le gain transductique de l'amplificateur.

- la méthode basée sur le gain disponible : celle-ci procède par le circuit d'entrée en basant sur le gain disponible. Une fois le circuit d'entrée est déterminé, l'impédance vue à la sortie du transistor peut alors adaptée (ou désadaptée) afin d'aplatir le gain transductique de l'amplificateur.

Un très bon contrôle sur la réponse du gain transductique en fonction de la fréquence est assuré avec ces deux procédures.

Pour le deuxième type de conception, une procédure basée sur le facteur de bruit F est utilisée. Dans celle-ci, en procédant par l'entrée, le circuit d'entrée est conçu pour obtenir le facteur de bruit spécifié. L'impédance conséquente vue à la sortie du transistor est adaptée (ou désadaptée) par le circuit de sortie afin d'aplatir le gain transductique de l'amplificateur.

Nous ne abordons que la première et la troisième procédure susdites. En fait, la procédure basée sur le gain disponible est de même principe avec celle basée sur le gain en puissance. Il suffit de raisonner en commençant par l'entrée, à l'inverse de l'autre.

2.3 Exemple de conception d'amplificateur petit signal à gain élevé à large bande

Dans cet exemple, nous concevons les réseaux d'entrée et de sortie pour un amplificateur dont le gain doit être plat et élevé tant que possible. Nous utilisons le MESFET ne32484 de Nec. La bande d'intérêt est 2 à 6 GHz.

Le transistor est potentiellement instable dans la bande désirée. Pour le stabiliser, nous ajoutons une conductance shunt $g_{stab} = 1/110$ Mho à l'entrée du transistor.

Avec le transistor stabilisé, le gain maximum réalisable le plus bas, calculé dans la bande d'intérêt est de valeur 13.45 dB, obtenue à la fréquence 6 GHz. Il sera le gain en puissance objectif dans notre conception. En utilisant les équations d'équivalence [11], les impédances à adapter et le gain transductique du circuit de sortie équivalents au gain en puissance spécifié pour chaque fréquence sont donnés par le tableau 1.

Fréq (GHz)	Impédance équivalente à adapter (Ohm)	Gain transductique requis du circuit d'adaptation de sortie
2	117.12 - j120.37	0.953
3	71.91 - j109.53	0.932
4	43.04 - j93.16	0.878
5	22.86 - j80.27	0.719
6	15.50 - j66.56	0.679

Tableau 1 : Impédance et gain transductique équivalents au gain en puissance spécifié.

Pour l'adaptation d'impédance, nous avons élaboré des programmes sous Matlab[®] pour l'application de l'approche GRABIM. Le circuit candidat désiré pour le circuit de sortie est représenté par la figure 2.

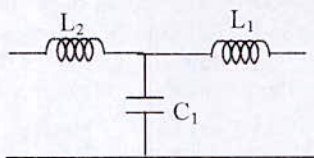


Fig.2 : Circuit d'adaptation

les valeurs des éléments du circuit de sortie (figure 2) sont : $L_1=5.05$ nH, $L_2=3.02$ nH, $C=0.48$ pF. Maintenant, il est possible de calculer les valeurs du gain en puissance et de l'impédance d'entrée vue à l'entrée du transistor sont données par le tableau 2.

Fréq (GHz)	Impédance d'entrée du transistor (en Ohm)	Gain en puissance obtenu (en dB)	Déviations par rapport au gain spécifié (en %)
2	66.04 - j57.07	13.26	1.37
3	39.78 - j47.97	13.52	0.56
4	32.63 - j37.46	12.62	6.12
5	22.32 - j35.30	13.37	0.56
6	13.13 - j20.12	12.42	7.65

Tableau 2 : Impédance d'entrée à l'entrée du transistor, gain en puissance et l'écart de celui-ci par rapport au gain spécifié (13.45 dB).

L'impédance d'entrée peut être adaptée par le circuit de la figure 2. Le contrôle du gain transductique de l'amplificateur et de l'ondulation peut se faire en agissant sur le circuit d'entrée (figure 2) sont : $L_1=1.07$ nH, $L_2=1.70$ nH, $C_1=0.77$ pF.

Le tableau 3 donne le gain transductique du circuit d'entrée spécifié et le gain transductique de l'amplificateur obtenu après optimisation.

Fréq (GHz)	Gain transductique du circuit d'entrée spécifié	Gain transductique de l'amplificateur (en dB)
2	0.823	12.49
3	0.775	12.77
4	0.953	12.09
5	0.802	12.75
6	0.999	11.96

Tableau 3 : gain transductique du circuit d'entrée et le gain transductique de l'amplificateur.

D'après le tableau 3, nous obtenons un gain d'environ 12.35 ± 0.4 dB.

2-4 Exemple de conception d'amplificateur petit signal à large bande à faible bruit

Nous concevons, dans cet exemple, un amplificateur à faible bruit dans la bande comprise entre 6 et 9 GHz. Le transistor que nous disposons est le f101352a de hp, inconditionnellement stable dans la bande d'intérêt. Pour chaque fréquence, nous spécifions un facteur de bruit légèrement supérieur à F_{min} du transistor.

L'impédance d'entrée et le gain transductique du circuit d'entrée équivalents au facteur de bruit spécifié pour chaque fréquence sont donnés par le tableau 4.

Fréq (GHz)	Impédance équivalente à adapter (Ohm)	Gain transductique requis du circuit d'adaptation dsortie
6	23.67 + j3.40	0.631
7	24.15 + j15.87	0.719
8	29.35 + j32.61	0.805
9	38.21 + j50.47	0.879

Tableau 4 : l'impédance et le gain transductique équivalents au gain en puissance spécifié.

Pour l'adaptation d'impédance, nous appliquons l'approche GRABIM. Le circuit candidat, choisi pour le circuit d'entrée, est représenté par la figure 3.

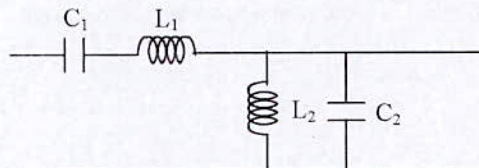


Fig.3 : Circuit d'adaptation

Les valeurs des éléments trouvées après la synthèse du circuit d'entrée (figure 4) sont : $L_1=1.32$ nH, $L_2=1.88$ nH, $C_1=0.53$ pF, $C_2=0.54$ pF. Les valeurs de l'impédance de sortie vue à la sortie du transistor, du facteur de bruit et du gain disponible obtenues sont données par le tableau 5.

Fréq (GHz)	Impédance de sortie du transistor (en Ohm)	Gain en puissance disponible (en dB)	Facteur de bruit obtenu (en dB)
6	58.19 - j12.24	9.43	1.27
7	58.89 + j3.84	8.44	1.44
8	61.24 + j18.61	7.59	1.47
9	59.01 + j30.85	7.13	1.30

Tableau 5 : Impédance de sortie du transistor, gain disponible et facteur de bruit obtenus

L'impédance de sortie peut être adaptée par le circuit de la figure 3. Le contrôle du gain transductique de l'amplificateur et de l'ondulation peut se faire en

agissant sur le circuit de sortie. Pour avoir un gain plat, le gain disponible le plus bas $G_{A\min}$ dans la bande passante est fixé comme objectif. Le gain transducique à spécifier au circuit de sortie est calculé alors par $G_T = (G_{A\min} / G_A)$ pour chaque fréquence.

Le tableau 6 donne le gain transducique du circuit de sortie spécifié et le gain transducique de l'amplificateur obtenu.

Fréq (GHz)	Impédance équivalente à adapter (Ohm)	Gain transducique requis du circuit d'adaptation dsortie
6	23.67 + j3.40	0.631
7	24.15 + j15.87	0.719
8	29.35 + j32.61	0.805
9	38.21 + j50.47	0.879

Tableau 6 gain transducique du circuit de sortie et gain transducique de l'amplificateur.

Ainsi, nous avons obtenu, d'après le tableau 6, un amplificateur avec un gain de 7.05 ± 0.1 dB environ et un facteur de bruit ne dépassant pas 1.5 dB.

3- Amplificateur distribué

L'idée consiste à trouver une configuration dans laquelle les transistors sont branchés de sorte que leurs transconductances s'ajoutent tout en maintenant invariables les capacités d'entrée et de sortie.

Les avantages de ce type d'amplificateurs résident dans le fait qu'il peut produire un gain plat, et une excellente adaptation aussi bien à l'entrée qu'à la sortie sur des bandes passantes très larges s'étendant du continu jusqu'à quelques dizaines de GHz [12].

L'amplificateur distribué conventionnel (ADC), de type passe bas, à base de MESFET, est montré en figure 4. Il est constitué d'une succession d'étages formant deux lignes de transmission artificielles, ligne de grille et ligne de drain, couplées au moyen des transistors T1-TN dont le schéma simplifié petit signal est donné par la figure 5.

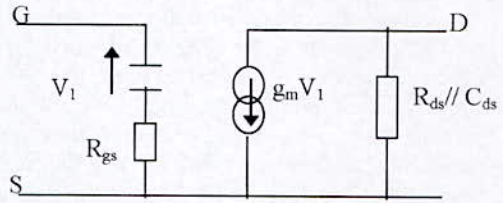


Fig. 5 : Modèle simplifié du transistor FET.

3-1 Gain en puissance de l'ADC

Le gain en puissance d'un tel amplificateur est donné par [6] :

$$G_p = \frac{g_m^2 Z_{og} Z_{od}}{4(1 - X_c^2)(1 + X_s^2)} e^{n(\alpha_g + \alpha_d)} \times \frac{\sinh^2[n(\alpha_d - \alpha_g)/2]}{\sinh^2[(\alpha_d + \alpha_g)/2]} \quad (4)$$

- Z_{og} et Z_{od} (égales à 50Ω) sont respectivement les impédances caractéristiques en basses fréquences des lignes grille et drain.
- n est le nombre de transistors.
- α_g et α_d sont respectivement les facteurs d'atténuation des lignes grille et drain et sont donnés par les équations suivantes :

$$\alpha_g = \frac{a X_c^2}{\sqrt{1 - (1 - a^2) X_c^2}} \quad (5)$$

$$\alpha_d \approx \frac{b}{\sqrt{1 - X_c^2}} \quad (6)$$

où $a = \frac{\omega_c}{\omega_g}$, $b = \frac{\omega_d}{\omega_c}$ et $X_c = \frac{\omega}{\omega_c}$

avec $\omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}}$, $\omega_d = \frac{1}{R_{ds} C_{ds}}$ et

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_{ds}}}$$

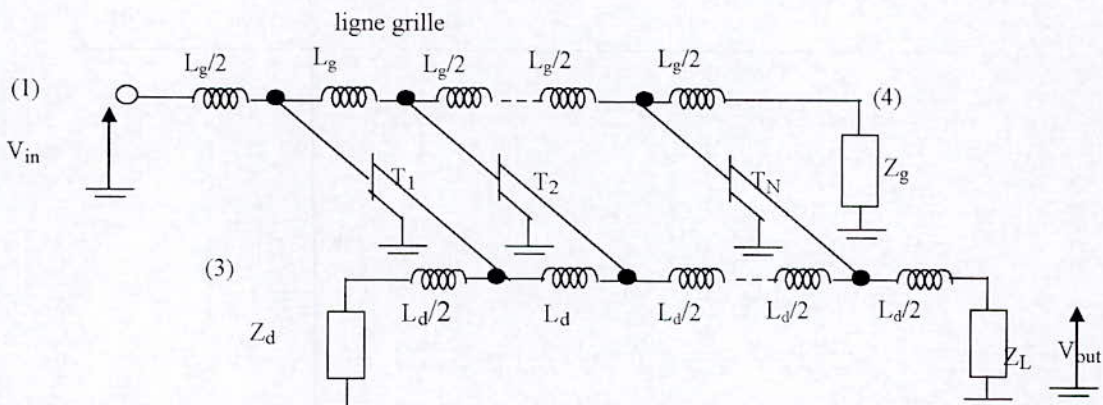


Figure 4 : Schéma d'un amplificateur distribué $L_g = L_d = 0.625\text{nH}$

On montre que le produit gain bande passante d'un ADC est limité à $0.8 f_{max}$ [6], où f_{max} est la fréquence maximale d'utilisation du transistor. La limitation des performances d'un ADC sont dues aux pertes dans les transistors. L'atténuation engendrée par ces dernières augmentent avec le nombre d'étages. Pratiquement, un nombre de 4 étages est généralement le plus convenable dans un ADC. L'adaptation des accès de l'ADC et ses terminaisons intermédiaires aux lignes de grille et de drain se fait par des cellules m-dérivées. La figure 6 montre l'amélioration du gain apportée par de telles cellules.

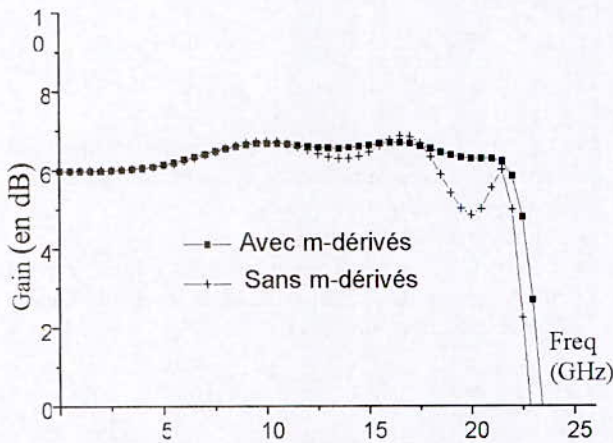


Fig.6 : Gains de l'ADC avec et sans m-dérivés

4- Configuration à base d'amplificateur distribué

Nous présentons certaines configurations à base d'amplificateur qui permettent de franchir la limitation du produit gain-bande passante dans un ADC.

4-1 Amplificateur distribué effilé (Tapered distributed amplifier)

Dans un ADC, chaque transistor génère deux ondes qui se dirigent dans deux directions opposées, l'une vers la charge et l'autre vers la terminaison intermédiaire de la ligne de drain. Une moitié de

la puissance est en effet perdue. La configuration suivante (figure 7), appelée amplificateur distribué effilé (ADE), apporte une solution à ce problème en rendant inopérant l'onde allant vers la terminaison intermédiaire de la ligne de drain. Pour que les ondes se dirigent seulement vers la charge, la ligne de drain doit être composée de cellules d'impédances caractéristiques différentes et vérifiant une certaine loi. Pour certains transistors, cette loi ne peut pas être appliquée, ce qui nous a conduit à apporter une solution à ce problème.

Pour que les ondes issues des FET se dirigent seulement vers la charge, on montre que l'impédance caractéristique de chaque cellule doit satisfaire :

$$Z_k = \frac{Z_1}{k}, \quad k = 1, 2 \dots N. \quad (7)$$

Le gain d'un l'ADE, chargé par une $Z_L = Z_0$, est donné par

$$G_{dADE} = \frac{1}{2} (N Z_0 g_m)^2 \quad (8)$$

le gain de l'ADC (G_{dADC}), en basse fréquence, est donné par [12] :

$$G_{dADC} = \frac{1}{4} N^2 Z_{og} Z_{od} g_m^2 \quad (9)$$

Nous montrons que la condition sur le choix du FET à utiliser dans un ADE à N étages est:

$$C_{gs} \geq 2NC_{ds} \quad (10)$$

Il existe des transistors qui ne satisfont pas cette condition pour un N spécifié. Pour y remédier à ce problème de faisabilité, nous avons introduit une modification sur l'ADE qui consiste à insérer des capacités séries C_s sur les drains des transistors des étages concernés par le problème.

Pour que les ondes se dirigent seulement vers la charge, nous montrons que l'impédance caractéristique dans chaque cellule de la ligne doit satisfaire :

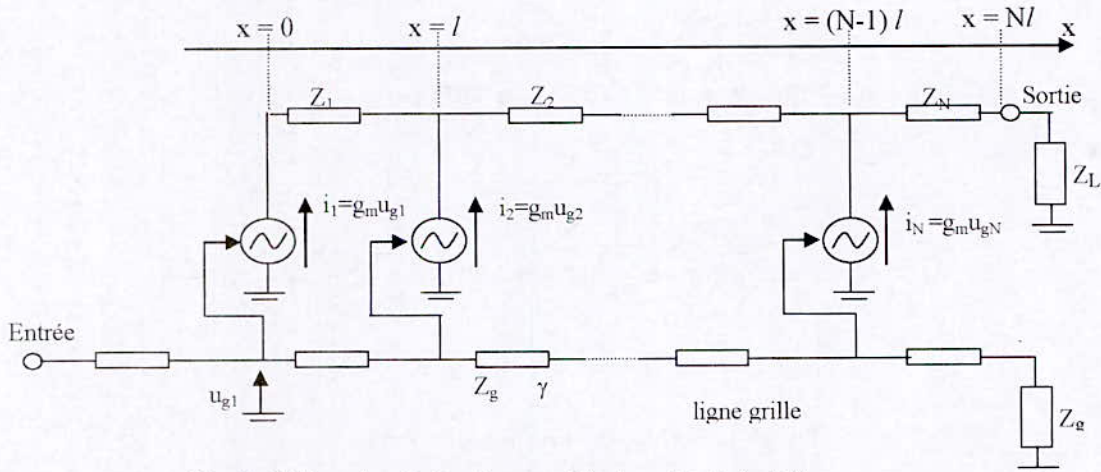


Fig. 7 : Schéma de principe d'un amplificateur distribué effilé

$$Z_k = \frac{A_1 Z_1}{(k - M) + \sum_m^M A_m} \quad \text{si } M \leq k \quad (11a)$$

et

$$Z_k = \frac{A_1 Z_1}{\sum_m^k A_m} \quad \text{si } k < M \quad (11b)$$

Où M est le nombre d'étages qui posent le problème

$$A_m = \frac{1}{1 + C_{ds}/C_{s_m}}, \quad m = 1, 2 \dots M.$$

et C_{s_m} est la capacité insérée au $m^{\text{ème}}$ étage.

La figure 8 montre, par un exemple, la supériorité du gain de l'ADE par rapport à celui de l'ADC

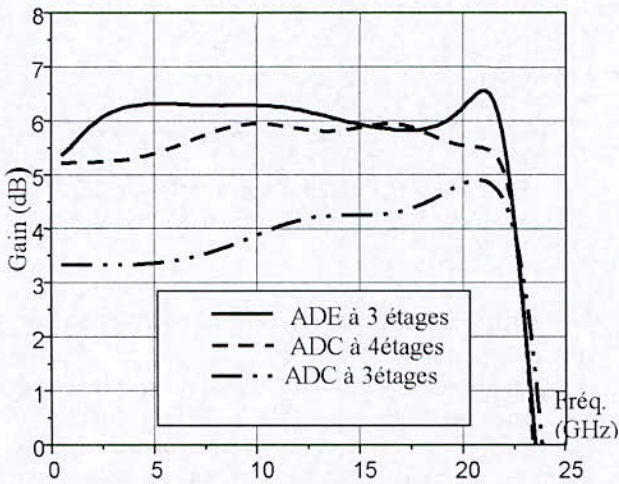


Fig 8 : Gains de l'ADE et d l'ADC

4-2 Amplificateur distribué avec sections à transistors en cascade

Nous savons que le gain de l'ADC est lié directement au gain de chaque section. Ce dernier peut être augmenté sur une très large bande avec la nouvelle configuration d'amplificateur distribué [7] que nous proposons (figure 9). Dans celle-ci, le gain par section est augmenté par la connexion en cascade de deux MESFET au moyen d'une ligne de transmission. Cette dernière masque les capacité C_{gs} et C_{ds} au niveau de la connexion, et permet, par conséquent, de travailler sur une large bande qui peut s'étendre du continu à plusieurs GHz avec un gain presque plat.

La transconductance dans chaque section est donnée par

$$g_{m \text{ eq}} = Z_{\text{int}} g_m^2 \quad (12)$$

où Z_{int} est l'impédance de terminaison de la ligne interface (au niveau de la connexion des transistors)

Nous montrons que le gain, basse fréquence, de cette configuration est :

$$G_{\text{dADSTC}} = \frac{N^2 g_m^4 Z_{\text{int}}^2 Z_{0g} Z_{0d}}{4} \quad (13)$$

Si le produit gain-bande passante (GBP) de l'ADC est limité à environ f_{max} , celui de l'ADSTC, quant à lui, sera limité par $f_{\text{max eq}}$. Cette dernière est obtenue en remplaçant g_m par $g_{m \text{ eq}}$ dans l'expression de f_{max} . Par conséquent, la limite du GBP de l'ADSTC peut être meilleure que celle de l'ADC si l'inégalité suivante est satisfaite :

$$g_{m \text{ eq}} \geq g_m$$

qui implique

$$Z_{\text{int}} g_m \geq 1 \quad (14)$$

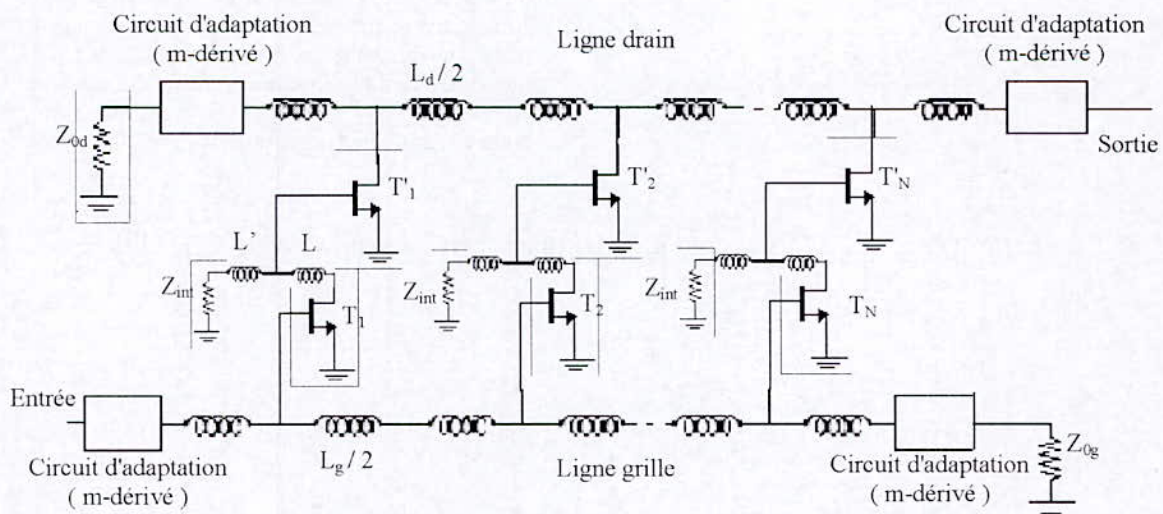


Fig 9 : Schéma de l'amplificateur distribué avec sections à transistors en cascade

La figure 10 montre pour un exemple pratique les gains obtenus pour différentes valeurs de Z_{int} . On remarque, effectivement, que le gain augmente avec Z_{int} et que le produit gain-bande passante est largement supérieur à celui de l'ADC, avec le même nombre de transistors, pour $Z_{int} > 25$ Ohm.

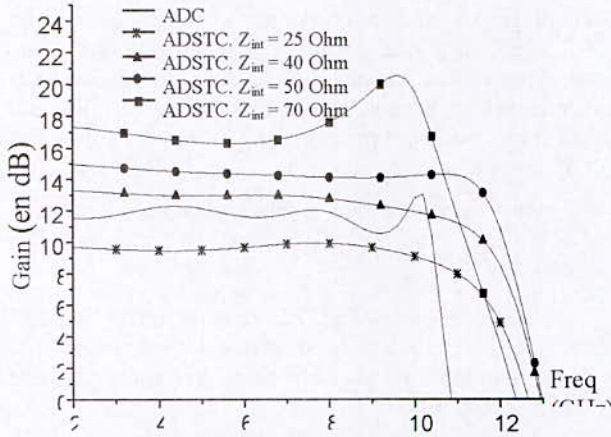


Fig. 10 : Gains (en dB) de l'ADSTC pour différentes valeurs de Z_{int} et de l'ADC pour le même nombre de transistors.

4-3 Amplificateur à cascade d'amplificateurs distribués à un seul étage

Le gain plat et la bonne adaptation et à l'entrée et à la sortie de l'ADC permettent de faire aisément une cascade de celui-ci sans compromettre gravement la bande passante. La configuration (figure 11), constituée d'une cascade d'amplificateurs distribués à une seule section (CADSS), permet d'avoir des performances très significatives [5,12,13].

Le gain, basse fréquence, de cette configuration, avec N transistors, est donné par [5] :

$$G_{dCADSS} = \frac{g_m^{2N} Z_{int}^{2(N-1)} Z_{og} Z_{od}}{4} \quad (15)$$

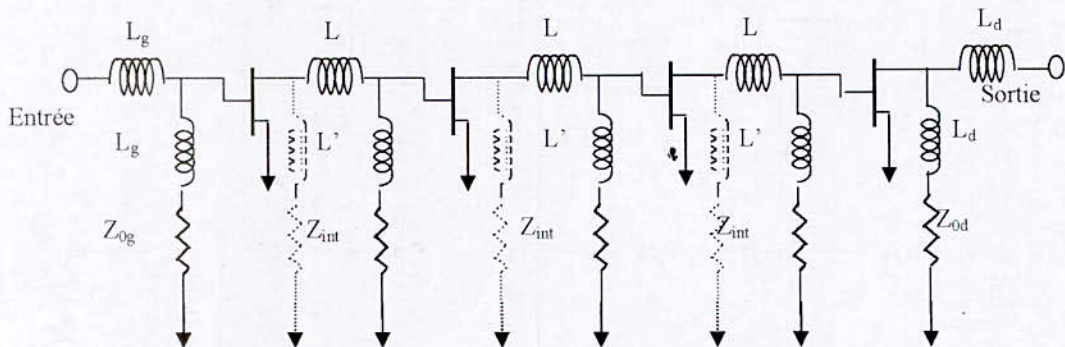


Fig.11 : Configuration de l'amplificateur à cascade d'amplificateurs distribués à une seule section (CADSS).

Cette expression montre que le gain de CADSS augmente avec Z_{int} . Ce gain est supérieur à celui de l'ADC si la condition suivante est satisfaite :

$$g_m Z_{int} \geq N \sqrt[4]{N} \quad (16)$$

La figure 12 montre les gains correspondant aux différentes valeurs de Z_{int} . Nous remarquons effectivement que le gain du CADSS augmente avec Z_{int}

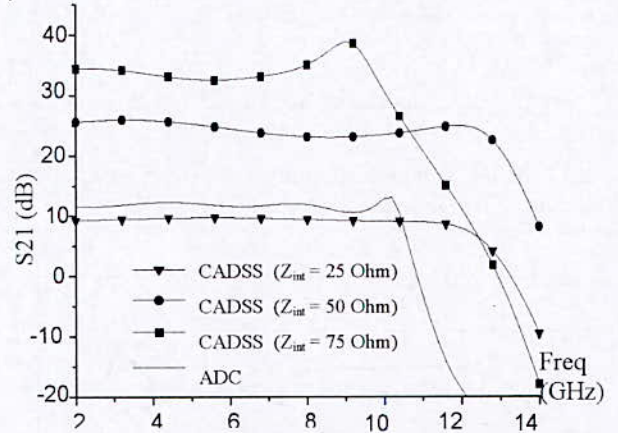


Fig.12 : Gains du CADSS pour différentes Z_{int} avec le gain de l'ADC (pour le même nombre $N = 4$).

4-4 Amplificateur distribué à compensation par ligne active

Considérées parmi les facteurs qui limitent le produit gain-bande passante dans un ADC, les atténuations dans les lignes de grille et de drain font chuter le gain, réduisent la bande passante, et limitent le nombre d'étages. Celles-ci augmentent avec la présence des pertes comme celles des impédances d'entrée et de sortie des FET et celles des inductances microrubans ou spirales [14,15]. Pour y remédier, une solution consiste à utiliser des lignes de grille et/ou de drain actives pour compenser l'effet des pertes et maintenir ainsi le gain plat. Dans ce contexte, nous présentons dans ce qui suit une structure qui utilise une ligne de drain active pour la compensation. Nous proposons, à cet effet, un circuit à élément actif convenable pour la ligne active drain.

Les lignes de transmission de grille et de drain de l'amplificateur distribué à ligne active (ADLA) sont illustrées par les figures 13a et 13b.

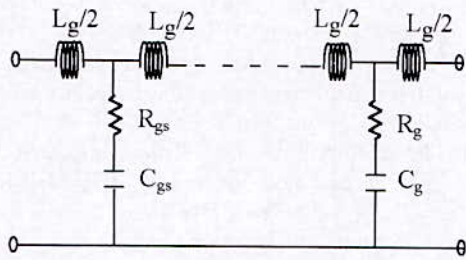


Fig.13a : Ligne grille

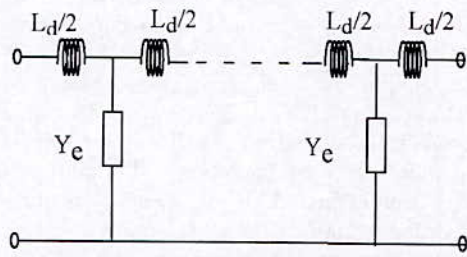


Fig.13b : Ligne drain active

Le circuit que nous avons proposé pour la compensation est montré par la figure 14.

La recherche des valeurs de L , C et C_1 (voir figure 14) qui permettent d'avoir un gain plat sur la bande passante peut être faite par une optimisation dont l'objectif est donné par :

$$\text{Minimiser}_{L,C,C_1} F(L,C,C_1) = \sum_{f=0}^{f_c} (G_{ADLA} - G_0)^2 \quad (17)$$

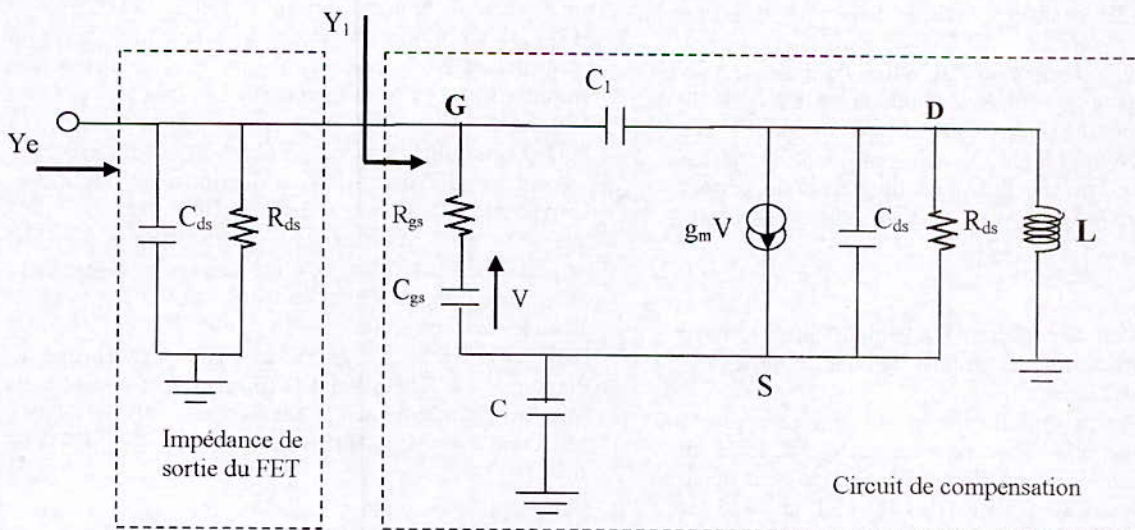


Fig.14 : Circuit de compensation associé à l'impédance de sortie du FET

Pour cela, nous avons élaboré un programme sous Mathematica[®]. Le gain de l'ADLA est calculé par la méthode matricielle de Niclas [16]. Celle-ci tient compte des pertes et de la bilatéralité de l'amplificateur. Ce qui lui confère une propriété d'analyse précise et non restrictive.

La figure 15, illustrant les courbes des gains de l'ADC et de l'ADLA, montre qu'on obtient effectivement une compensation dans la bande passante.

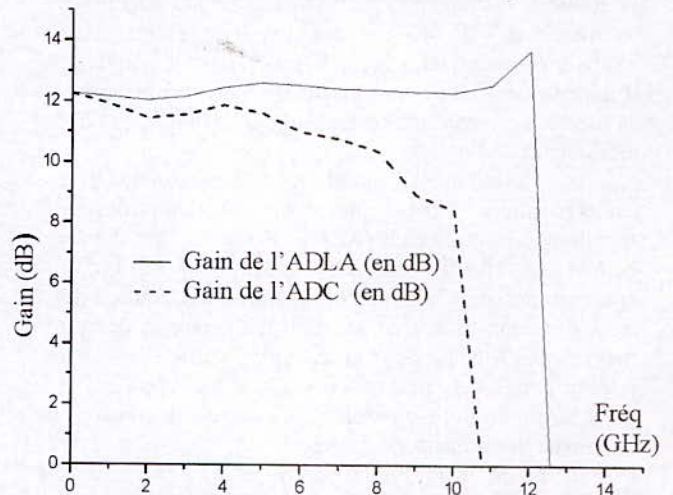


Fig. 15 : Gains de l'ADLA et de l'ADC.

la technique de compensation par ligne active dans un amplificateur distribué maintient le gain plat dans la bande passante. Par conséquent, elle devient bien intéressante qu'elle permet d'ajouter plus d'étages à l'amplificateur pour avoir plus de gain sans détériorer la bande passante. Ce qui mène à dire que la limite du produit gain-bande passante de l'ADC est surmontée par cette technique.

Conclusion

Ce travail nous a permis d'investir le problème de l'amplification à large bande. Nous avons abordé, dans le chapitre 2, certaines procédures de conception d'amplificateur à large bande. Ne avons exposé et illustré par des exemples les procédures de conception d'amplificateur petit signal à large bande de types à gain élevé et à faible bruit.

Généralement, le problème de l'amplification à large bande est ramené à celui d'adaptation d'impédance à large bande. Pour cela, nous avons présenté, une méthode numériques, dite GRABIN pour l'adaptation d'impédance. Celle-ci est caractérisée par sa simplicité et sa robustesse, contrairement à l'approche numérique dite à fréquence réelle.

Nous avons aussi présenté, pour ses caractéristiques très intéressantes, l'amplificateur distribué conventionnel (ADC). En effet, ce dernier permet de travailler sur des bandes très larges. Son concept consiste à additionner les transconductances des transistors constitutifs en séparant leurs capacités au moyen des lignes de transmission artificielles. Son produit gain-bande passante (GBP) est très appréciable, mais il est limité à environ la valeur de la fréquence maximale des transistors utilisés.

Notre contribution consiste à apporter des solutions pour franchir la limitation du GBP de l'ADC. Nous avons proposé, une nouvelle configuration (ADSTC) basée sur le concept de l'amplification distribuée. Celle-ci peut opérer sur une très large bande et possède un produit GBP pouvant être largement supérieur à celui de l'ADC.

Une autre solution pour améliorer les performances de l'ADC repose une structure appelée amplificateur distribué effilé (ADE). Celle-ci permet théoriquement de doubler le gain en puissance comparé à celui de l'ADC. Nous montrons que certains transistors ne peuvent pas être utilisés dans une telle configuration. Nous sommes alors amenés à modifier celle-ci pour répondre à ce problème de faisabilité. Une simulation sous Serenade confirme notre démarche dans ce contexte.

Notre contribution est aussi de proposer un circuit actif, pour la compensation de la chute du gain de l'amplificateur distribué, causée par les pertes des transistors. Notre circuit de compensation, qu'on en introduit dans chaque cellule de la ligne de drain, permet de maintenir le gain plat sans détériorer la bande passante.

Perspectives :

- Introduire dans la conception des amplificateurs à large bande les parties liées au circuits de polarisation et à la technologie de fabrication.
- Le concept de l'amplification distribuée a été appliqué avec succès depuis deux décennies sur les MESFET en GaAs. L'étude de ce type d'amplification, en petit signal ou en puissance, avec les dérivés du FET tels que les MOSFET et les HEMT serait d'une grande utilité.

Bibliographie

- [1] Martin J. Brophy, Richard L. Campbell and William Davenport, 'Implanted MESFETs - Still Going Strong', TriQuint Semiconductor, GaAsMANTECH Conference, 2002
- [2] Bill Travis, 'RF transistors meet wireless challenges', design feature, edn 53, May 2001.
- [3] Anthony Gerkis, 'Broadband impedance matching using the real frequency network synthesis technique', APPLIED MICROWAVE & WIRELESS, 1998.
- [4] Thomas R. Cuthbert, 'Broadband Impedance Matching Using Impedance Matching (GRABIM) Technique', 1999.
- [5] B. Y. Benyamin and M. Berwick, "The gain advantages of four cascaded single stage distributed amplifier configurations," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Boston, MA, June 11-16, 2000.
- [6] S. N. Prasad, J. B. Beyer, and I. S. Chang, "Power-Bandwidth Considerations in the Design of MESFET Distributed Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v. 36, pp. 1117-1123. July 1988.
- [7] Y. Ouadah, M. Simoussa, K. Saidi, M. Trabelsi, R. Aksas, 'Nouvelle configuration d'amplificateur distribué', Conférence CGE'02, Ecole nationale militaire, Décembre 2002.
- [9] Oleksandr Romanko and Lois Zhu, 'Optimization Problem Overview', McMaster University, February 2003.
- [8] Thomas Coleman, Mary Ann Branch and Andrew Grace, 'Optimization Toolbox For Use with MATLAB, the math works inc, 1999.
- [10] Robert Michael Lewis, 'A Globally Convergent Augmented Lagrangian Pattern Search Algorithm for Optimization with General Constraints and Simple Bounds', ICASE, Hampton, National Aeronautics and Space Administration NASA, August 1998.
- [11] P.L.D Abrie, 'The design of impedance matching networks for radio frequency and microwave amplifiers', Artech House, Norwood, MA, 1985.
- [12] B. Y. Banyamin, J. Y. Liang and C.S. Aitchison, "A New High Gain Distributed Amplifier using cascaded single stage distributed amplifiers" IEICE APMC'98.
- [13] J. Y. Liang & C. S. Aitchison, "The gain performance of a cascade of single stage distributed amplifiers" Electronics Letters, Vol.31, No.15, pp 1260-126, July 1995.
- [14] Konstantin Kouznetsov and Ali M. Niknejad, 'Design and Analysis of Distributed Amplifiers', University of California at Berkeley, 1999.
- [15] Ali M. Niknejad, 'Analysis, Simulation, and Applications of Passive Devices on Conductive Substrates', thèse PhD, University of California at Berkeley., Spring 2000.
- [16] K.B. Niclas, W.T. Wilser, T.R. Kritzer and R. Pereira, "On Theory and Performance of Solid-State Microwave Distributed Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 31, pp. 447-456, June 1983.

Conception et développement d'un logiciel d'analyse des réseaux micro-ondes

K.Saidi; M.Trabelsi ; R.Aksas
Laboratoire de Télécommunications
Ecole Nationale Polytechnique
10 rue, Hassan Badi, 16200 El Harrach, Alger

ملخص

الهدف من هذه الدراسة هو تصميم مجموعة من البرامج لتحليل التطورات و تقدير الحساسية للدارات عند الاهتزازات الجد عالية، لذا قمنا أولاً بدراسة جميع الطرق تحليل الدارات و الحساسية . لقد عملنا على إيجاد عبارات لبعض الدارات كوحدة شاملة بالنسبة لعدد العناصر المكونة للدارات . التقطعات داخل الدارات الميكروموجية و الأشكال الكهرومغناطيسية كانوا محل للدراسة . استخراج عناصر النماذج الكهربائية للمقاييل ذات تأثير حقل (MESFET و HEMT) و تأثير متعدد القطب (HBT) ، عملية هامة جدا في تمثيل المضخات الميكروموجية . لقد تحققت كل هذه الأعمال على شكل برنامج و قورنت كفايته مع SERENADE

مفاتيح : التحليل ، الحساسية ، الاهتزازات الجد عالية ، التقطعات ، مقال ، الميكروموجية

Résumé :

Le but de cette étude est la mise au point d'un logiciel de simulation, d'analyse des performances des réseaux hyperfréquences et de la sensibilité de leurs composants. Pour cela, nous avons d'abord étudié les différentes méthodes d'analyse des réseaux et de la sensibilité. Nous avons développé des formulations de certains circuits pris en tant qu'entité pour s'affranchir de la limitation, en terme de nombre d'éléments constitutifs, imposée par quelques logiciels. Les discontinuités dans les circuits micro-ondes et les structures électromagnétiques ont également fait l'objet d'une étude. L'extraction des paramètres des modèles électriques des transistors à effet de champ (MESFET et HEMT) et bipolaire à hétérojonction (HBT), processus très important dans la conception des amplificateurs micro-ondes, a été développée. Tous ces travaux ont été mis en œuvre sous la forme d'un logiciel dont les performances ont été comparées à celles de SERENADE.

Mots clés : analyse, sensibilité, hyperfréquence, discontinuités, transistors, micro-ondes.

Abstract

The goal of this survey is the clarification of software of simulation, analysis of the performances and the sensitivity of the networks in ultra high frequency. For it, we have study the different methods of analysis of the networks and their sensitivity. We introduced some circuits as entity to become liberated from the limitation imposed by some software . Discontinuities in the circuits' microwaves and the electromagnetic structures were also the object of a survey. The extraction of the parameters of the electric models of the effect field transistors (MESFET and HEMT) and heterojunction bipolar (HBT), very important process in the conception of the amplifiers microwaves, has been developed. All these works have been developed under shape of software whose performances have been compared to those of SERENADE.

Key words: analysis sensitivity, ultra high frequency, discontinuities, transistors, microwaves.

1-Introduction

La Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O) est devenue aujourd'hui un outil indissociable de la réalisation des circuits micro-ondes. Cette technique permet de gagner un temps considérable en permettant de s'affranchir de la réalisation d'un prototype [1,2,3]. Ceci nous a donc amenés à développer un logiciel d'analyse et de synthèse des réseaux fonctionnant du continu aux hyperfréquences et ayant, en prime, les caractéristique suivantes :

- Il n'est pas limitatif en ce qui concerne le nombre de composants à analyser ;
- outre les circuits de base, il renferme également, dans sa bibliothèque, les amplificateurs distribués, les diviseurs-combinateur de wilkinson, le coupleur branche line, les discontinuités, les guides d'onde, le coaxial, les structures micro ruban... ;
- il permet l'analyse de la sensibilité des composants des réseaux ainsi que l'extraction des paramètres des modèles électriques des transistors.

Compte tenu de leurs caractéristiques fort intéressantes, la méthode de " la matrice [S] avec séparation des accès " a été retenue pour l'analyse des réseaux et celle du "circuit adjoint" pour l'analyse de la sensibilité [1,3,4].

Comme la ligne est l'élément fondamental pour les réseaux micro-ondes, nous avons alors procéder à la caractérisation des différentes lignes de transmission et des discontinuités [5-7] inhérentes à certaines formes.

L'extraction des paramètres électriques des transistors est présentement une problématique [8-13] pour la conception des amplificateurs micro-ondes . On a le plus souvent recours à des méthodes itératives dont la convergence vers la solution est difficile à obtenir. Notre approche consiste à utiliser la méthode statique dite "régression linéaire multiple" [14] pour le transistor MESFET et le HEMT, et la méthode d'optimisation de "levenberg-marquardt" [15,16] pour le HBT.

Toutes ces méthodes et techniques ont été mises en œuvre en langage Matlab auxquelles nous avons associé des programmes de synthèse des réseaux en technologie planaire[17].

Les résultats obtenus par nos programmes, appliqués à des réseaux passifs et actifs, sont en bon accord avec ceux donnés par le logiciel SERENADE.

2-Méthode de la matrice [S] avec séparation des accès

En général, un réseau micro onde est une association mixte (contient des composants à constantes localisées et réparties). Dans ce cas , l'analyse la plus pratique consiste à caractériser, de la même manière, les deux types de composants. Les recherches, entreprises dans ce domaine, font ressortir trois principales méthodes d'analyse de réseaux [1,2] :

- Méthode de la matrice connexion ;
- Méthode de la matrice [S] avec séparation des accès ;

- Méthode des sous réseaux (Méthode de Growth) .

Nous avons choisi la méthode "séparation d'accès" car elle est plus générale, rapide et facile à programmer [1]. Elle est générale parce qu'elle se base sur des ondes de répartition, lesquelles peuvent décrire aussi bien les circuits micro-ondes que les circuits fonctionnant en basses fréquences. Cette méthode est utilisée pour déterminer la matrice de dispersion [S] d'un réseau ayant des multipôles connectés arbitrairement sans générateurs. Si un réseau possède un où plusieurs générateurs, ceux ci sont considérés comme extérieurs au réseau global (figure 1), constitué de *c* accès internes et *p* accès externes. Pour un réseau à *N* composants, les relations entre les vecteurs ondes incidentes[a] et réfléchies[b] de tous les éléments peuvent être mis sous la forme :

$$[b] = [S][a] \tag{1}$$

En regroupant séparément tous les accès externes non connectés d'une part et les accès internes connectés d'autre part, la relation (1) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} [b_p] \\ [b_c] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{pp}] & [S_{pc}] \\ [S_{cp}] & [S_{cc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a_p] \\ [a_c] \end{bmatrix} \tag{2}$$

où :

- b_p et a_p sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies aux *p* accès externes
- b_c et a_c sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies aux *c* accès internes.
- $[S_{pp}]$, $[S_{pc}]$, $[S_{cp}]$, $[S_{cc}]$ sont les sous matrices obtenues après séparation des accès, leurs dimensions sont respectivement (*p,p*), (*p,c*), (*c,p*), (*c,c*).

Les contraintes imposées aux connexions des *c* accès internes s'expriment par :

$$[b_c] = [\eta][a_c] \tag{3}$$

où $[\eta]$ est la matrice de connexion et elle est unitaire.

En remplaçant $[b_c]$ par sa valeur dans la relation (2), nous obtenons :

$$[a_c] = ([\eta] \quad [S_{cc}])^{-1} [S_{cp}] [a_p] \tag{4}$$

d'où :

$$b_p = ([S_{pp}] + [S_{pc}]([\eta] - [S_{cc}])^{-1}[S_{cp}]) [a_p] \tag{5}$$

En écrivant :

$$[b_p] = [S][a_p] \quad (6)$$

il en résultera :

$$[S] = [S_{pp}] + [S_{pc}] (\left[\eta \right] - [S_{cc}])^{-1} [S_{cp}] \quad (7)$$

où $[S]$ est la matrice de dispersion du réseau N à p accès externes.

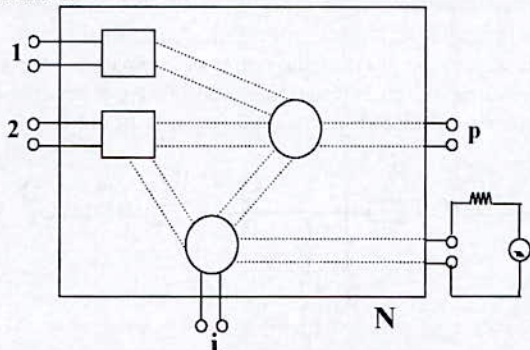


Figure 1: Réseau connecté arbitrairement avec p accès externes .

3 -Analyse des sensibilités d'un réseau micro-onde

En micro-onde, les principales méthodes utilisées pour évaluer les sensibilités d'un réseau [1,4] sont :

- La méthode de différence finie, pour laquelle les sensibilités sont obtenues en différenciant les expressions des paramètres S_{ij} par rapport à une seule variable.
- La méthode du "circuit adjoint" pour laquelle les sensibilités sont calculées en utilisant le théorème de Telleguene [1,4] appliqué aux ondes a_i et b_i ($i=1,2,...,m$)

Nous avons choisi la deuxième méthode car elle est plus précise et nécessite un temps de calcul relativement faible [1].

3-1 Méthode du réseau adjoint

La méthode du réseau adjoint exige l'analyse du réseau original et celle de son dérivé appelé réseau adjoint. Ces deux analyses donnent les sensibilités de chaque paramètre affectant le réseau. A cause de la réciprocité, l'analyse de la sensibilité d'un réseau se rapporte seulement à celle d'un réseau adjoint.

L'analyse de la sensibilité d'un réseau (m multipôles) consiste à évaluer les variations de ses grandeurs caractéristiques S_{ij} engendrées par celle d'un paramètre ϕ . Ce paramètre peut être la résistance R, la capacité C, l'inductance L, l'impédance

caractéristique Z_c , la longueur ℓ d'un tronçon de ligne etc.

En utilisant le théorème de Telleguene [1,4], nous aboutissons à la relation suivante:

$$\frac{\partial S_{ij}}{\partial \phi} = [a]^t \frac{\partial [S]^t}{\partial \phi} [\alpha] \quad (8)$$

où :

$[S]^t$ est les matrice de dispersion transposée du multipôle contenant le composant représenté par le paramètre ϕ ;

$[\alpha]$ est le vecteur colonne d'ondes incidentes du réseau adjoint.

4-Discontinuités des lignes

Pratiquement, tous les circuits répartis, qu'ils soient ligne triplaque, microbande, coaxiale, guides d'onde, ou n'importe quelle autre structure de propagation, contiennent naturellement des discontinuités [3-7]. Ces dernières peuvent être des jonctions de ligne de largeurs différentes, des circuits ouverts, des gaps etc (tableaux 1-4) et sont généralement modélisés par des réactances. Leurs prises en compte permet une analyse et une conception rigoureuses.

5-Extraction des paramètres des transistors MESFET, HEMT et HBT

Les schémas équivalents des transistors MESFET, HEMT et HBT sont donnés respectivement par les figures 2 et 3.

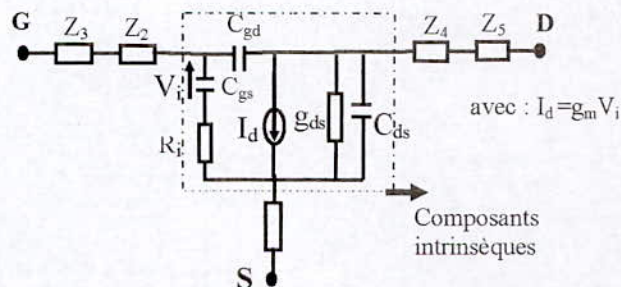


Figure 2 : Circuit équivalent du MESFET/HEMT

avec : $Z_1 = R_s + jL_s \omega$, $Z_2 = R_g$, $Z_3 = jL_g \omega$, $Z_4 = R_d$ et $Z_5 = jL_d \omega$.

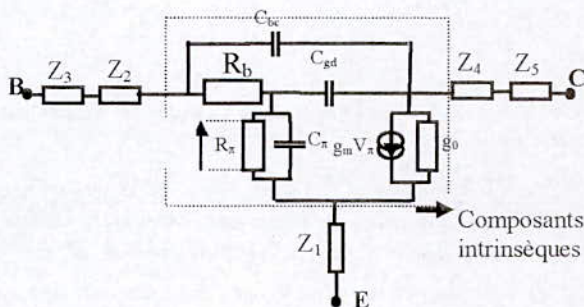


Figure 3 : Circuit équivalent du HBT

avec: $Z_1 = R_c + jL_c\omega$, $Z_2 = jL_b\omega$, $Z_3 = R_1 // C_1$,
 $Z_4 = R_c$ et $Z_5 = jL_c\omega$.

$$\hat{B} = (X^t X)^{-1} X^t Y \quad (11)$$

5-1 Extraction des paramètres du MESFET et du HEMT

La méthode de la "régression linéaire multiple" a pour objectif de minimiser une fonction à plusieurs variables dans un certain intervalle. Elle est basée sur un modèle qui lie une réponse y (vecteur d'ordre n) appelée « variable expliquée » à des variables X_1, X_2, \dots, X_k appelées « variables explicatives » comme suit :

$$y_i = b_0 + b_1 X_{i1} + \dots + b_k X_{ik} + e_i \quad (9)$$

où :
 b_k : paramètres inconnus
 e_i : variable d'écart

La généralisation de l'équation (9) permet d'écrire :

$$Y = XB + E \quad (10)$$

$$\text{où : } Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_k \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix},$$

$$X = \begin{bmatrix} 1 & X_{11} & \dots & X_{1k} \\ 1 & X_{21} & \dots & X_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & X_{n1} & \dots & X_{nk} \end{bmatrix}$$

On doit alors résoudre l'équation matricielle $Y = XB + E$ où B est l'inconnue dont on cherche l'estimation \hat{B} telle que la somme des carrés résidus soit minimale. Le principe consiste à annuler la dérivée de $E^t E$ par rapport à B (E^t transposée de E). Si la matrice $(X^t X)^{-1}$ n'est pas singulière, on déduit l'estimation suivante de B :

5-1-1 Formulation et résolution du problème

Pour l'extraction des paramètres d'un transistor, nous devons tout d'abord mettre sous la forme du modèle de la régression linéaire multiple les équations qui régissent son comportement pour deux points de polarisation différents. Pour le premier point de polarisation [10] où le schéma équivalent est donné par la figure 4, la tension de drain est nulle et la tension de grille inférieure à la tension de pincement du transistor. Le deuxième point de polarisation est choisi au milieu des réseaux de caractéristiques statiques du transistor dont le modèle électrique est donnée par la figure 2.

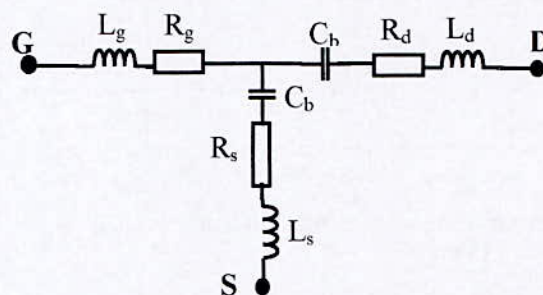


Figure 4: Modèle simplifié des transistors MESFET et HEMT pour $V_{ds}=0$ et $V_{gs}<V_p$

Notre analyse du modèle (figure 4) par les paramètres impédances Z_{ij} ($i=1,2$ et $j=1,2$) a établi les fonctions E_k ($k=1$ à 6) suivantes :

$$E_1 = \omega \operatorname{Re}[Z_{11} - Z_{12}] = R_g \omega$$

$$E_2 = \omega \operatorname{Re}[Z_{22} - Z_{12}] = R_d \omega$$

$$E_3 = \omega \operatorname{Re}[Z_{12}] = R_s \omega$$

$$E_4 = \operatorname{Im}[Z_{11} - Z_{12}] = L_g \omega$$

$$E_5 = \operatorname{Im}[Z_{11}] = \frac{1}{C_b} + (L_g + L_s) \omega^2$$

$$E_6 = \operatorname{Im}[Z_{22}] = \frac{1}{2C_b} + (L_d + L_s) \omega^2$$

et celle du modèle (figure 2) par les paramètres admittances Y_{ij} les fonctions E_k ($k=7$ à 12) suivantes :

$$E_7 = \omega \operatorname{Re}[Y_{11}] = g_{ds} \omega$$

$$E_8 = \omega \operatorname{Im}[Y_{12}] = C_{gd} \omega$$

$$E_9 = \operatorname{Im}[Y_{22} - Y_{12}] = C_{ds} \omega$$

$$E_{10} = \frac{\omega}{\operatorname{Im}[Y_{22} - Y_{12}]} = \frac{1}{C_{gs}} + C_{gs} R_i^2 \omega^2$$

$$E_{11} = \omega (\operatorname{Re}[Y_{21}])^2 + \omega (\operatorname{Im}[Y_{12} - Y_{21}])^2 = g_m^2 \omega$$

$$E_{12} = \text{Arc} \frac{\text{Im}[Y_{12} - Y_{21}] \text{Im}[Y_{11} + Y_{12}] - \text{Re}[Y_{21}] \text{Re}[Y_{11}]}{\text{Im}[Y_{12} - Y_{21}] \text{Re}[Y_{11}] - \text{Re}[Y_{21}] \text{Im}[Y_{11} + Y_{12}]} = \tau \omega$$

où ω est la pulsation du signal.

La détermination des Y_{ij} peut se faire par la technique de Dambrine et al [10], illustrée par le tableau 5 où les Z_{ij} sont calculés à partir des paramètres S_{ij} .

L'ensemble des fonctions E_k ($k=1$ à 12) sont mises sous la forme du modèle de la régression linéaire multiple où :

- les variables expliquées sont $(E_1, E_2, \dots, E_{12})$.
- les variables explicatives sont (ω, ω^2) .
- les inconnus sont :

$$b_1 = R_g, b_2 = R_d, b_3 = R_s, b_4 = L_g, b_5 = \frac{1}{C_b},$$

$$b_6 = (L_g + L_s), b_7 = \frac{1}{2C_b}, b_8 = (L_d + L_s), b_9 = g_{ds}$$

$$b_{10} = C_{gs}, b_{11} = C_{ds}, b_{12} = \frac{1}{C_{gs}}, b_{13} = C_{gs} R_i^2, b_{14} = g_m^2,$$

$$b_{15} = \tau.$$

On applique d'abord la régression linéaire multiple pour chaque fonction afin de trouver les blocs $(b_1, b_2, \dots, b_{15})$, et la combinaison entre ces blocs donnera ensuite les différents paramètres des transistors MESFET et HEMT, comme le montre l'organigramme de la figure 5.

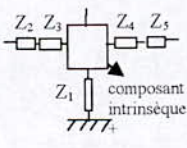
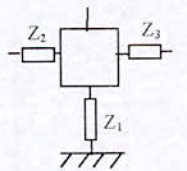
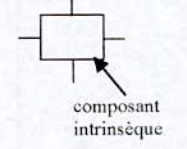
Matrices Caractéristiques		Schémas
Matrice Admittance	Matrice Impédance	
	$\begin{bmatrix} Z_{11}-Z_3 & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22}-Z_5 \end{bmatrix}$	
	$\begin{bmatrix} Z_{11}-Z_1-Z_2 & Z_{12}-Z_1 \\ Z_{21}-Z_1 & Z_{22}-Z_1-Z_4 \end{bmatrix}$	
$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	

Tableau 1: Technique de Dambrine et al [10].

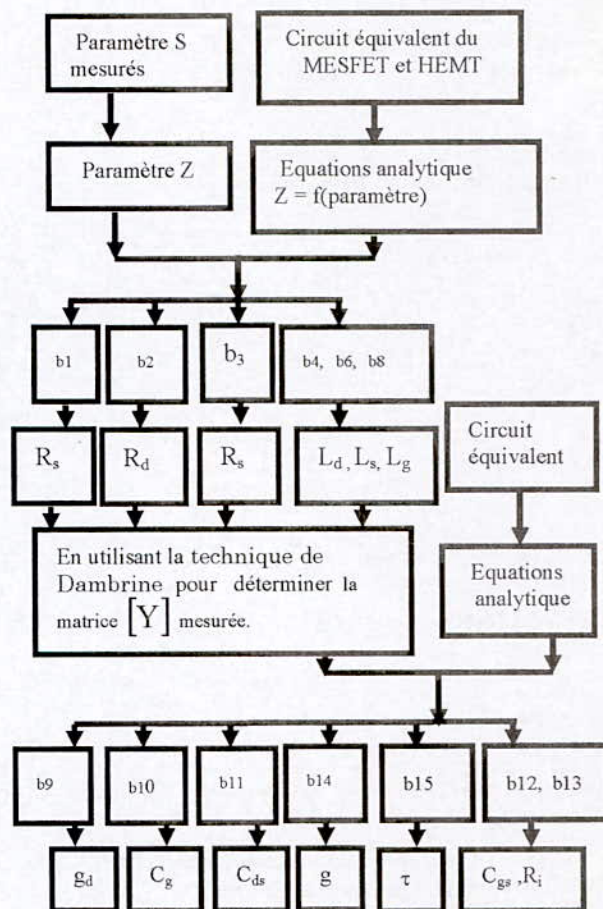


Figure 5 : Organigramme d'extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT.

5-2 Extraction des paramètres HBT

Le processus d'optimisation "levenberg-Marquart" peut être schématisé comme l'indique la figure 6.

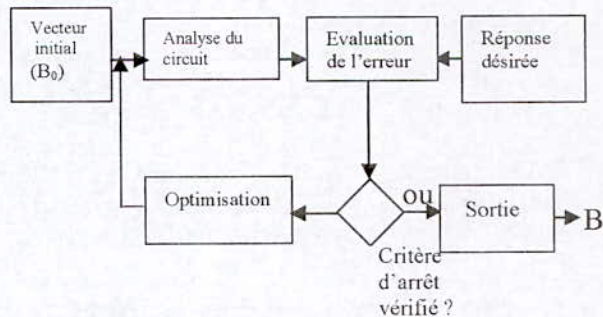


Figure 6 : Procédure générale d'optimisation

Dans ce processus d'optimisation, le choix de la fonction objectif est important. Cette fonction objectif ou fonction erreur permet d'évaluer la différence entre les réponses désirée et calculée. Notre choix s'est porté sur la fonction erreur suivante :

$$R = \sum_{i=1}^m (y_i - f(\omega_i, B))^2 \quad (12)$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$R = \sum_{i=1}^m (r_i(B))^2 \quad (13)$$

les fonctions $r_i(B)$ sont les éléments du vecteur suivant :

$$r(B) = [r_1, r_2, \dots, r_m]^t \quad (14)$$

L'équation (16) peut alors s'écrire comme suit :

$$R(B) = r^t(B)r(B) \quad (15)$$

avec :

- y_i : réponse désirée ;
- f : réponse calculée pour chaque valeur de la pulsation ω_i ;
- B : vecteur des paramètres du transistor ;
- m : nombre de point de mesure ;

5-Resultats :

Pour estimer la fiabilité de notre logiciel, nous l'avons utilisé avec le logiciel SERENADE pour l'analyse de certains circuits tels que :

- circuit passif à constantes localisées (figure 7) dont les caractéristique sont données par la figure 8 ;
- diviseur combineur de Wilkinson en technologie micro ruban (figure 9) dont les caractéristique sont données par la figure 10 ;
- amplificateur distribué (figure 11) utilisant un MESFET (schéma électrique figure 12), dont les performances sont illustrées par la figure 13 ;

Les figure 8 , 10 et 13 comparent les résultats obtenus par notre logiciel à ceux donnés par le logiciel SERENADE. Elles montrent des résultats concordants.

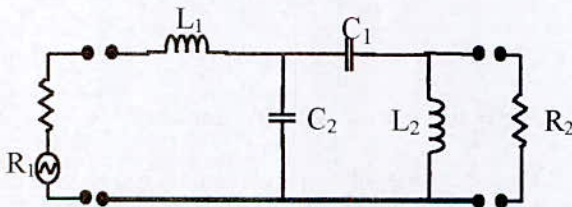


Figure7: Réseau passif à constante localisée
 $L_1=17.09 \text{ nH}$, $L_2=38.94 \text{ nH}$,
 $C_1=58.59 \text{ Pf}$, $C_2=18.27 \text{ nH}$,
 $R_1=50 \text{ ohms}$, $R_2=15.76 \text{ ohms}$.

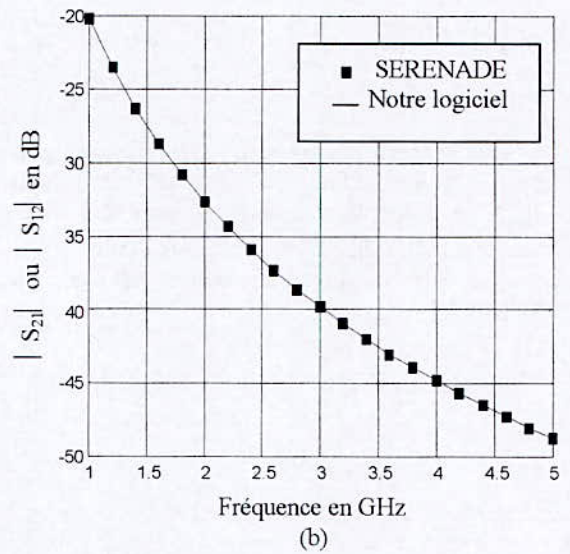
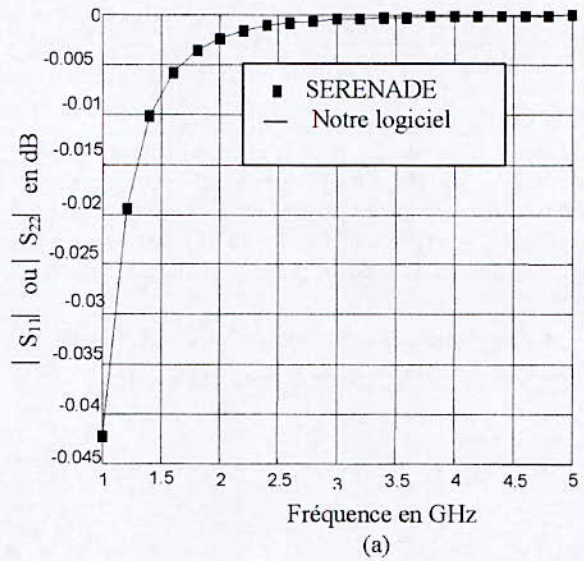


Figure8 : Variation des paramètres S du réseau passif (figure 6)

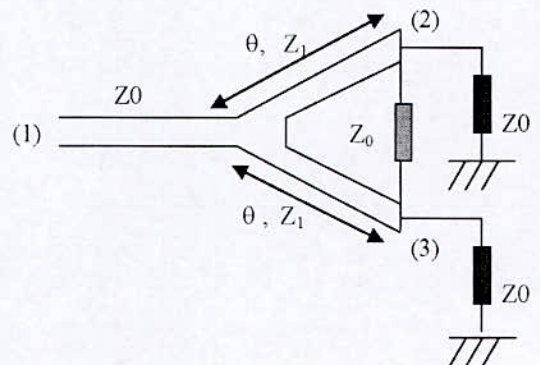
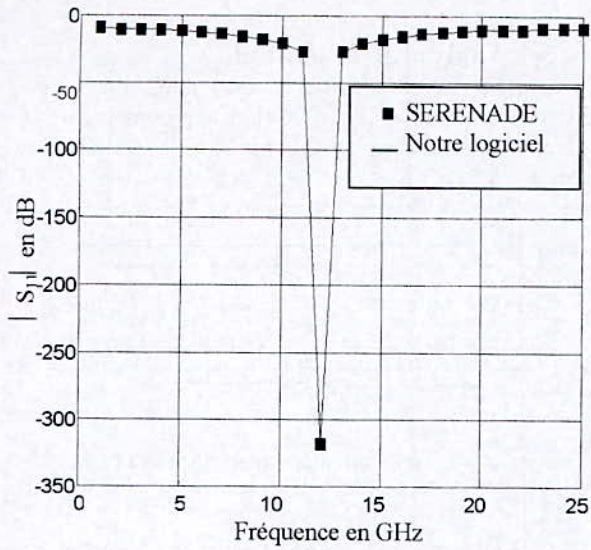
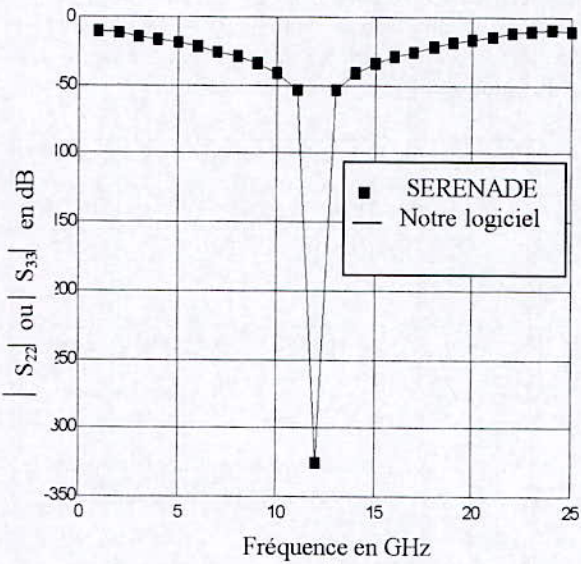


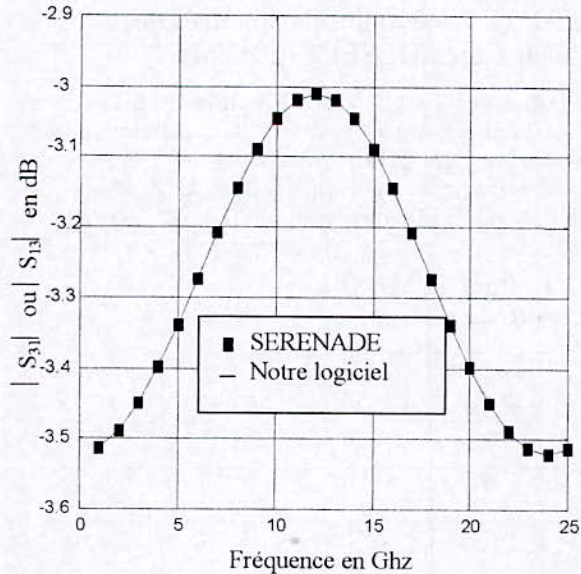
Figure 9 : Schéma électrique du diviseur de Wilkinson en technologie microruban Où $\theta=90^\circ$ à la fréquence 12 GHz , $Z_1=50\sqrt{2}$, $Z_0=50 \text{ Ohms}$.



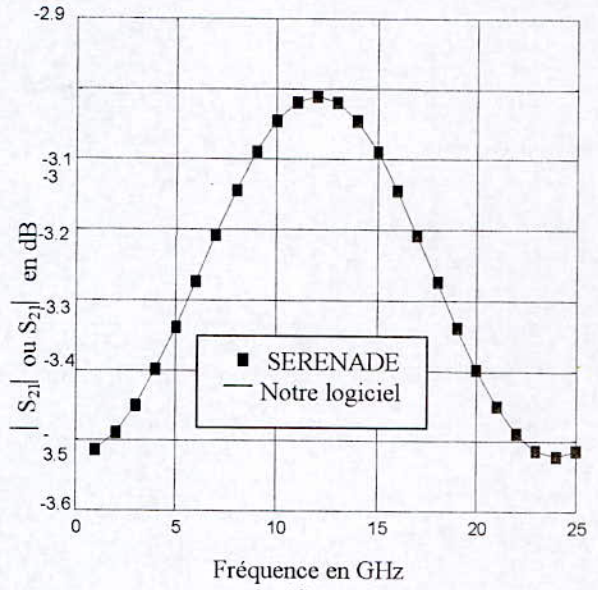
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 10 : Variation des paramètres S en fonction de la fréquence d'un diviseur combineur de Wilkinson en technologie microruban de la figure 9

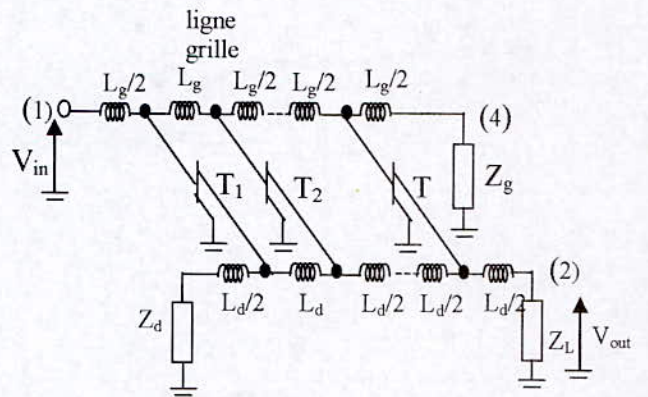


Figure 11 : Schéma d'un amplificateur distribué
 $L_g = L_d = 0.625nH$

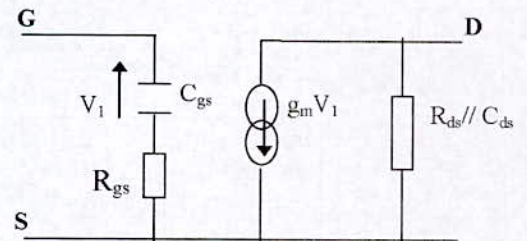


Figure 12 : Modèle simplifié du transistor MESFET.
où $g_m = 0.28mS$, $R_{ds} = 272$ Ohms,
 $R_{gs} = 5.2$ Ohms $C_{gs} = 0.25pF$ et
 $C_{ds} = 0.066pF$

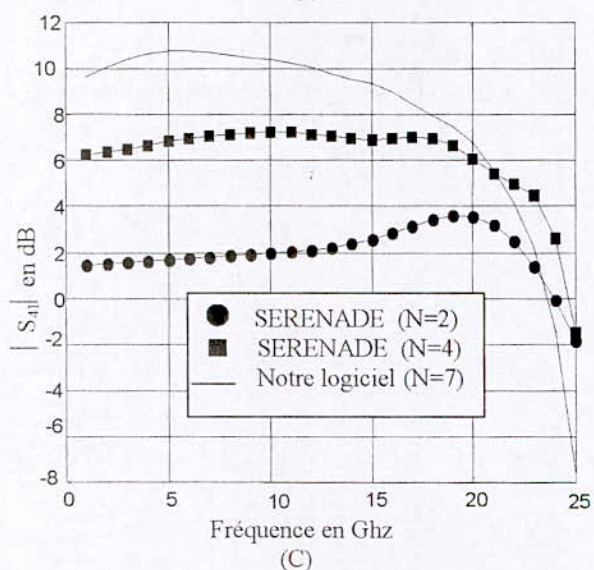
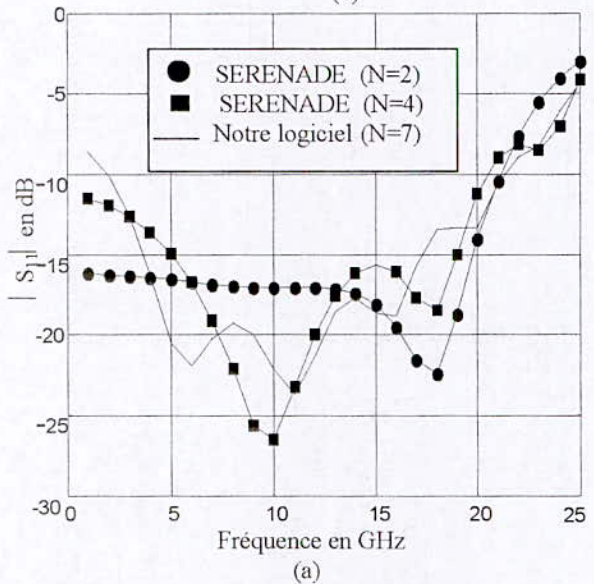
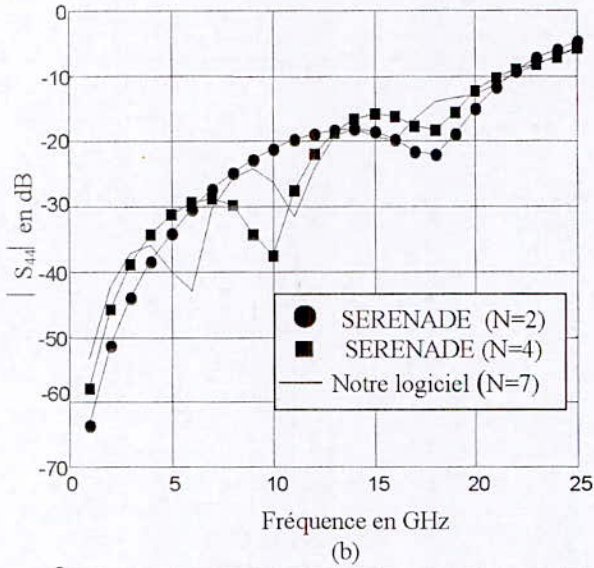


Figure 13 Variation des paramètres S d'un amplificateur distribué à N transistors

5-1 Analyse de la sensibilité

Pour l'évaluation de la sensibilité, nous avons pris l'exemple étudié dans [1] et représenté par la figure 14. Nous avons pour cela appliqué la méthode des réseaux adjoints.

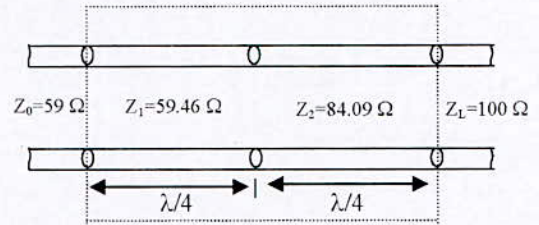


Figure 14 : Transformateur quart d'onde a deux sections

Les sensibilités de S_{11} par rapport à Z_1 et Z_2 , les impédances caractéristiques des deux transformateurs quart d'onde, sont calculées et comparés à ceux de [1]. Cette comparaison, illustrée par le tableau 2, montre des écarts négligeables.

Evaluation de la sensibilité	Résultats [1]	Nos résultats	Ecarts en (%)
$\frac{\partial S_{11}}{\partial Z_1}$	0.016642	0.016818	1.05
$\frac{\partial S_{11}}{\partial Z_2}$	-0.011823	-0.011892	0.50

Tableau 2: Comparaison des valeur données par [1] et celles calculées par notre logiciel.

5-2 Extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT

Nous avons choisi les transistors MESFET et HEMT utilisées dans [8] et [9]. Les tableaux suivants donnent les valeurs des paramètres des éléments des models électriques de ces transistors. Ces valeurs sont obtenues soit par [8] ou par [9] soit par notre logiciel.

1. Pour le MESFET

a) Résistances

Résistances (Ω)	Données [8]	Nos résultats	Ecarts en (%)
R_s	0.75	0.74	1.33
R_g	0.72	0.71	1.39
R_d	0.99	0.98	1.01
R_i	6.5	6.4	1.54

b) Transconductance et conductance

Transconductance et conductance (mS)	Données [8]	Nos résultats	Ecart en (%)
g_m	47.72	47	1.51
g_d	3.61	3.5	3.05

c) Inductance

Inductance (pH)	Données [8]	Nos résultats	Ecart en (%)
L_s	0.037	0.032	13.51
L_g	0.202	0.20	0.99
L_d	0.198	0.199	2.55

d) Capacité

Capacités (fF)	Données [9]	Nos résultats	Ecart en (%)
C_{gd}	0.034	0.03	11.76
C_{gs}	0.35	0.34	2.85
C_{ds}	0.76	0.76	0

2-Pour le HEMT

a) Résistances

Résistances (Ω)	Données [9]	Nos résultats	Ecart en (%)
R_s	0.25	0.23	8
R_g	0.25	0.23	8
R_d	0.5	0.4	20
R_i	22.28	22.11	0.7

b) Transconductance et conductance

Transconductance et conductance (mS)	Données [9]	Nos résultats	Ecart en (%)
g_m	68.4	68.2	0.29
g_d	3.8	3	21.05

c) Inductance

Inductance (pH)	Données [9]	Nos résultats	Ecart en (%)
L_s	0.1	0.1	0
L_g	0.48	0.4	16.66
L_d	0.35	0.34	2.85

d) Capacité

Capacités (fF)	Données [9]	Nos résultats	Ecart en (%)
C_{gd}	4.27	4.1	3.98
C_{gs}	27.9	27.4	1.97
C_{ds}	11.59	11.7	0.94

6- CONCLUSION

Ce travail nous a permis, de développer un logiciel de conception d'analyse des circuits, englobant la quasi majorité des composants, à constantes localisées ou réparties, ainsi que les discontinuités. IL offre également la possibilité d'étudier la sensibilité des circuits par rapport aux paramètres caractérisant leurs composants. Cette opération a un double avantage, à savoir d'une part l'amélioration de la quantité du composant en réservant une attention particulière à ses paramètres les plus sensibles, lors de sa fabrication, et la garantie d'une optimisation rapide et efficace d'autre part.

En plus, ce logiciel dispose d'une option très importante en l'occurrence l'extraction des paramètres des transistors MESFET et HEMT. Cette option est indispensable dans la conception des amplificateurs microondes et plus particulièrement les amplificateurs à large bande.

La généralisation, la rapidité ainsi que la facilité de programmation de la méthode appelée "matrice $[S]$ avec séparation des accès" et la précision de la méthode dite "méthode de réseau adjoint" ont été constatées lors de leur application, ce qui nous conforte dans notre choix.

L'analyse des discontinuités par la méthode "matrice $[S]$ avec séparation des accès" est aisée et montre que leurs effets sont effectivement de plus en plus importants en hautes fréquences. Leur prise en compte permet donc d'améliorer toute conception.

Les équations régissant les paramètres des éléments des transistors (MESFET, HEMT et HBT) sont non linéaires. Leur détermination est plus ou moins difficile, voire impossible, car les méthodes utilisées sont des méthodes itératives dont l'efficacité dépend entre autre du bon choix du vecteur initial. Pour éviter l'emploi de ce genre de méthodes, nous avons proposé la méthode appelée "régression linéaire multiple" qui traite des équations linéaires plus faciles à résoudre.

Les résultats obtenus sont, à quelques pourcents près, égaux à ceux donnés par les travaux de [8,9].

La précision et la non limitation du nombre de circuits de notre logiciel ont été démontrées sur différents réseaux et ce quelles que soient leurs technologies.

Bibliographie

combiné'', Conférence CGE'02, Ecole nationale militaire, Décembre 2002.

- [1] **k.c.Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chadha:** "Computer aided Design of microwave circuits", artech House, INC1980.
- [2] **P.F.Dubois, O.Donzelle:** "La conception assistée par ordinateur des circuit intégrés analogiques", L'écho des recherches N° 148, p.49-60, 2° trimestre 1992.
- [3] **M.C.E. Yagoub :** "Conception et optimisation des circuits micro-ondes linéaires et nonlinéaires". Thèse de doctorat d'état en électronique USTHB1996.
- [4] **Smain Amari, Member, IEEE :** "Sensitivity Analysis of Coupled Resonator Filters", IEEE Trans. On Microwave theory Tech., vol 47, N°10, october 2000.
- [5] **T.c. Edwards :** "Conception des Circuits Micro-Ondes", Masson 1984.
- [6] **Pierre Cornélis :** "Les strip-lines et microstrips", les notes de ON7PC 2002.
- [7] **N.H.L.Koster et Rolf,H.Jansen,** "The Microstrip Step discontinuity: A revised description", IEEE, vol-34, n 02, Février 1986.
- [8] **A. Marouf, M. Trabelsi, R. Aksas :** "Extraction des paramètres du MESFET à l'AsGa dans la gamme 1 à 40 GHz", Proc. Journées sur les Télécommunications JT'99, Tunis, Janvier 99.
- [9] **Francisco E.Rangel Patifio and J.Rodrigo Camacho Pérez :** "Modeling and simulation of pseudomorphic HEMT's for analog circuit design and analysis", Instituto Tecnológico de chihuahua, ELECTRO 2001.
- [10] **G.Dambrine,A.Cappy, F.heliodor and E.Player,** "A new method for determining the FET small signal equivalent circuit", IEEE Trans. On Microwave Theory Thec, pp.1151-1195, july 1988.
- [11] **Yaser Kalf,** "Systematic optimization technique for Mesfet modeling" Phd, Blacksburg virginia, July 2000.
- [12] **M.Rudoph, R.Doemer, and P.heymanm:** "Direct Extraction of HBT Equivalent circuit Element", IEEE Trans. On Microwave theory Tech., vol 47, N°01, January 1999.
- [13] **Mark C. Lau :** "Small signal equivalent circuit extraction from a gallium arsenide mesfet device" Phd, Blacksburg, virginia, july 23, 1997.
- [14] **Philippe C. Besse:** "Régression linéaire multiple" <http://www.lsp.upstlse.fr/Besse/Hyper/modlinhtml/node26.html>.
- [15] **Stéphane Mottelet, Mohamed Elbagdouri :** "Optimisation non-linéaire", Université de Technologie de Compiègne Faculté des Sciences Semlalia Marrakech Automne 2000.
- [16] **Nicolas DELVAL :** "Méthode de Levenberg-Marquardt", <http://asi.insa-rouen.fr/~ndelval/anatum/>
- [17] **N.Behlouli :** "Analyse et conception des coupleurs et diviseurs de puissance micro-ondes". thèse de magister, Ecole Nationale Polytechnique (ENP) Alger 2001.
- [18] **K.Saidi, Y.Oudah, M.Trabelsi, R.Aksas :** "Nouvelle méthode d'analyse d'un amplificateur distribué

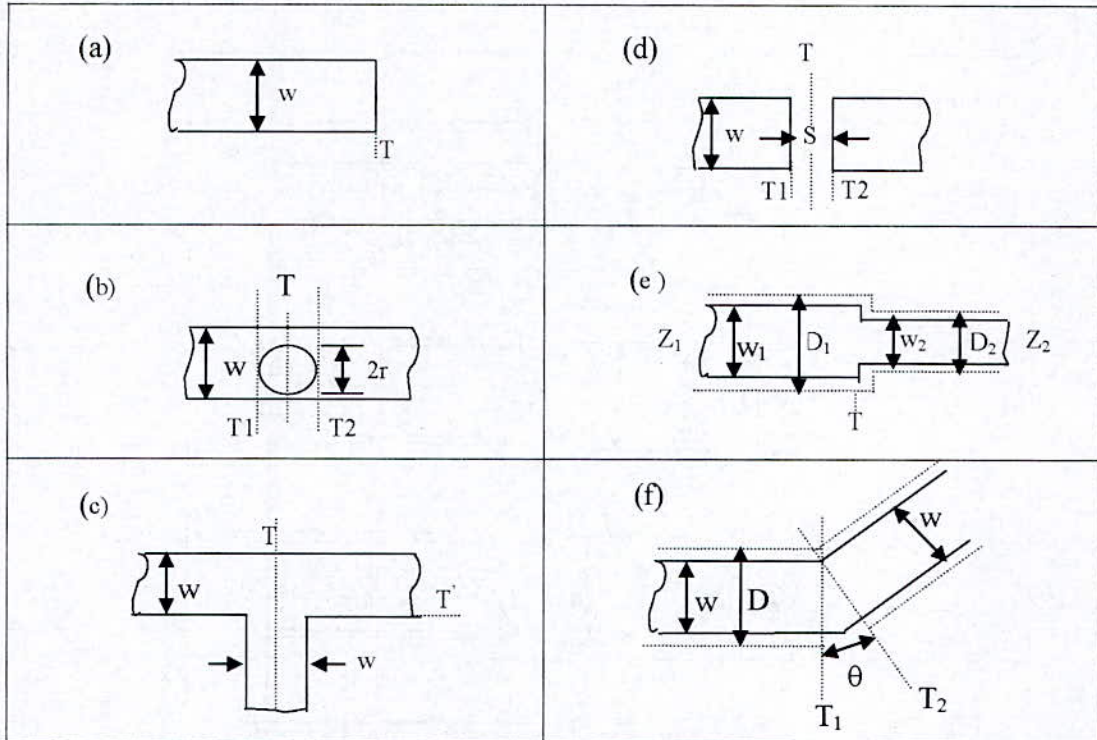


Tableau 1 : Différentes discontinuités de la ligne triplaque , (a) circuit ouvert , (b) trou circulaire , (c) jonction en T,(d) Gap, (e) variation de largeur et (f) coude

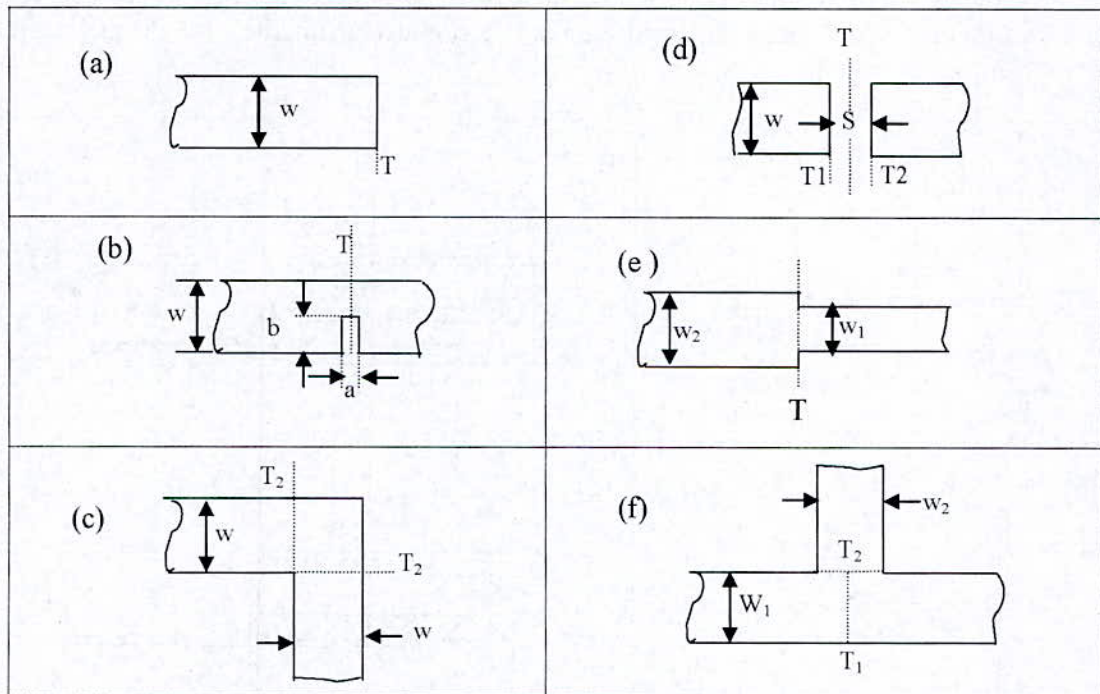


Tableau 2 : Différentes discontinuités de la ligne microruban , (a) circuit ouvert, (b) rainure (c) coude , (d) Gap, (e) variation de largeur et (f) jonction en T

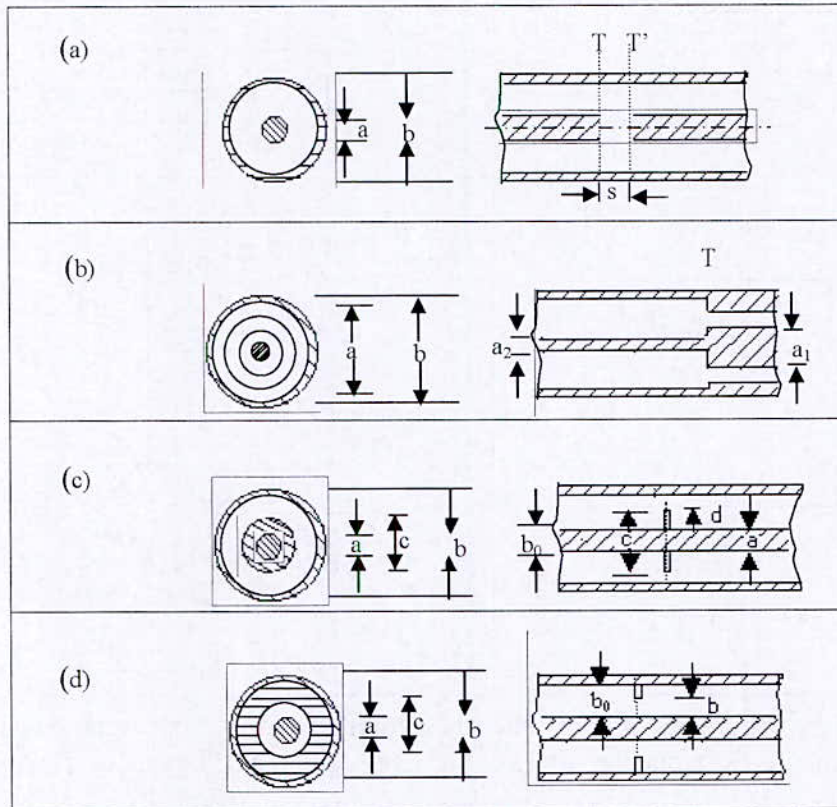
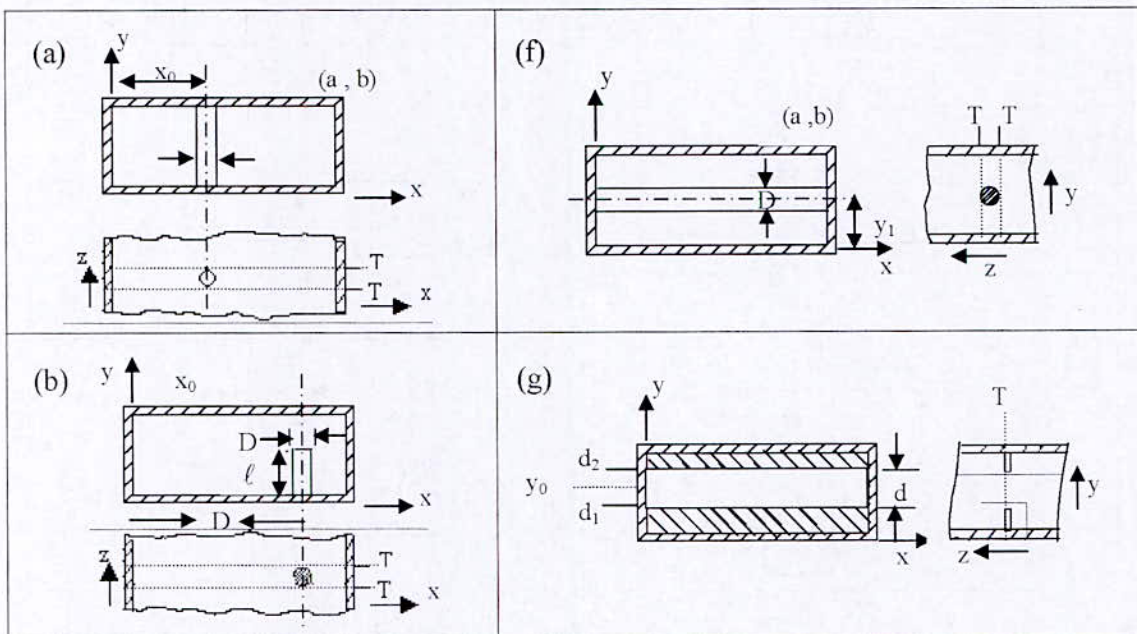


Tableau 3 : Différentes discontinuités de la ligne coaxiale , (a) Gap- capacitif , (b) variation des conducteurs, (c) disque sur le conducteur interne , (d) disque sur le conducteur externe.



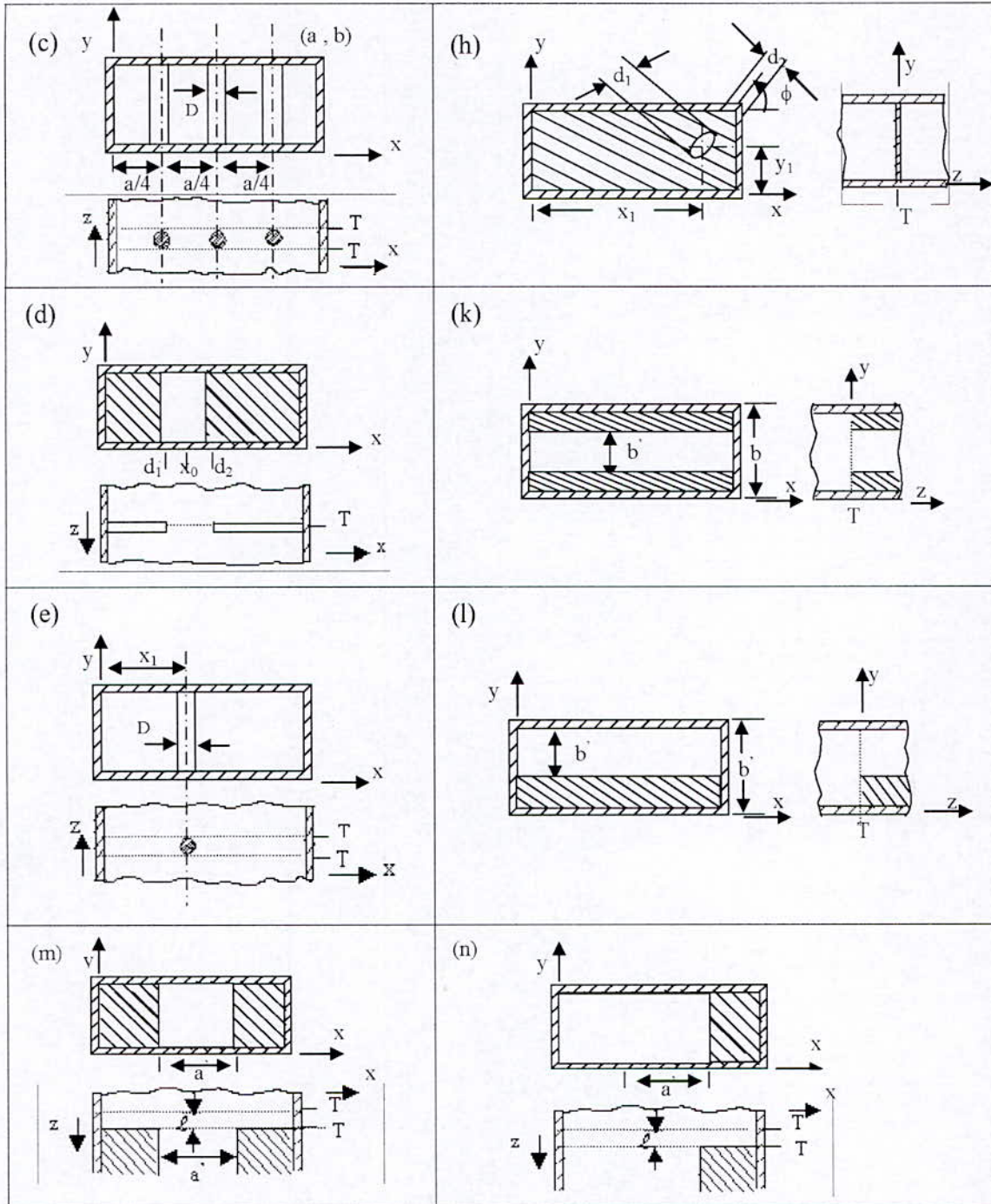


Tableau 4 : Discontinuité guide d'onde, (a) poteau inductif centré, (b) poteau résonnant, (c) triple poteau inductif, (d) poteau diélectrique, (e) fenêtre inductive, (f) poteau capacitif, (g) fenêtre capacitive, (h) ouverture elliptique mince, (k) variation symétrique dans le plan E, (l) variation asymétrique dans le plan E, (m) variation symétrique dans le plan H, (n) variation asymétrique dans le plan H.

Application des algorithmes de commandes H_∞/H_2 sur les problèmes d'Optimisation de Sensibilité Mixte

M. RACHEDI * et A. ZERGUERRAS **

Abstract :

The aim of this work is to apply the H_∞ and H_2 control laws to the Mixed Sensitivity Optimisation problem.

Firstly, the analysis of internal stability, sensitivity minimisation, loop shaping and the resolution of the H_∞ control problem is presented. Then the robust sub-optimal H_∞ controller is designed and implemented. The results obtained are compared to those of the H_2 theory. Finally further researches are presented.

Résumé :

Le but de ce travail est l'application des lois de contrôle H_∞ et H_2 sur les problèmes d'Optimisation de Sensibilité Mixte.

Dans un premier temps, l'analyse de la stabilité interne, de minimisation de sensibilité, de conformation de boucle et aussi de résolution du problème H_∞ standard est présentée. Puis un contrôleur robuste sous - optimal H_∞ est synthétisé et implémenté. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la théorie H_2 . A la fin des recherches en cours seront exposés.

ملخص :

يهدف هذا العمل إلى تطبيق قوانين التحكم " H_2 , H_∞ " على مسألة تقليل الحساسية المثالية.

فتقدم في مرحلة أولى, تحليلا لمسائل الاستقرار الداخلي, تقليل الحساسية, تشكيل الحلقة و كذلك حل مشكل التحكم المثالي النمطي " H_∞ ". ثم يتم تصميم تحكم قوي تحت المثالي " H_∞ ". تقارن النتائج المحصل عليها بنتائج التحكم الكلاسيكي المثالي الخطي الرباعي الغوصي " LQG " (أو نظرية H_2). و في الختام تقدم نظرة على بحوث جارية.

* Maître Assistante à l'USTHB

** Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique

I – Introduction

L'objectif central des problèmes de commande est d'atteindre et de maintenir la stabilité et certaines performances malgré les perturbations ou incertitudes souvent pénalisantes du système à commander. Une commande est dite robuste quant elle présente de bonnes marges de stabilité, c'est à dire une faible sensibilité à des incertitudes, ou à des variations du processus par rapport à son modèle nominal.

L'approche classique qui était utilisée vers les années 1960 était la théorie linéaire quadratique gaussienne LQG [Fri][Ber]. Dans cette approche les incertitudes étaient des perturbations additives modélisées comme des bruits blancs gaussiens possédant des covariances fixes. Le contrôleur LQG garantissait la stabilité en boucle fermée et des performances satisfaisantes en présence de ces perturbations.

Le problème majeur de cette approche est le manque de traitement des incertitudes dans le procédé lui même. En admettant que les bruits sont additives, la théorie stochastique ignore cette importante issue pratique: Les incertitudes dans le procédé lui même sont particulièrement critiques dans les problèmes de commande. C'est dans ce contexte que se situe la commande robuste H_∞ .

Dans un système de commande, la norme H_∞ se présente comme un moyen très approprié pour évaluer aussi bien le niveau des incertitudes que le gain des entrées de perturbations vers les erreurs de sortie. Elle est donc appliquée principalement quant il s'agit de signaux de perturbations et des incertitudes propres au système.

1.1) L'objet de la commande optimale H_∞ "standard" [Bou] [Zho]

La figure (1.1) donne le bloc-diagramme d'un modèle standard.

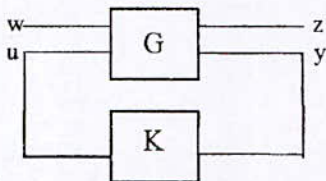


Fig. 1.1 : **Modèle standard**

où "w" représente les perturbations externes, "y" est la mesure accessible pour le contrôleur, "u" est la sortie du contrôleur, et "z" est le signal d'erreur qu'on souhaiterait garder petit. La matrice des fonctions de transfert G ne représente pas seulement le procédé conventionnel mais aussi les fonctions poids, incluses pour spécifier les performances souhaitées.

L'objet de la commande optimale H_∞ est donc: la synthèse d'un contrôleur stabilisant K, minimisant le gain de transfert en boucle fermée de "w" vers "z", T_{zw} (ou $F_b(G,K)$), dans la norme H_∞ , où

$$\|T_{zw}\|_\infty = \sup_w \overline{\sigma}(T_{zw}(j\omega)) \quad (1.1)$$

Le contrôleur H_∞ minimise donc le maximum du gain d'énergie ($\|T_{zw}\|_\infty$), alors que le contrôleur LQG (H_2)

minimise la valeur moyenne du gain ($\|T_{zw}\|_2$), à travers toutes les fréquences ω .

$$\|T_{zw}\|_2 = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} \text{trace}(T_{zw}^*(j\omega)T_{zw}(j\omega))d\omega \right)^{1/2} \quad (1.2)$$

La propriété importante de la norme H_∞ vient de l'application du théorème des petits gains, qui fait que lorsque $\|T_{zw}\|_\infty \leq 1$, le système avec le bloc de diagramme de la figure (1.2) reste stable pour toute incertitude Δ stable, respectant la condition de norme suivante:

$$\|\Delta\|_\infty < 1.$$

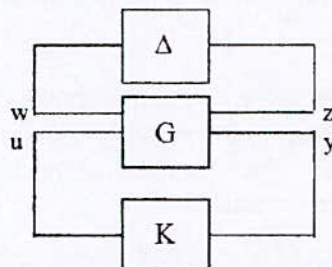


Fig. 1.2 : **Modèle standard avec perturbation Δ**

Ces types d'incertitudes sont appelées "incertitudes non structurées", elles sont dues aux dynamiques négligées. Ce résultat de stabilité robuste est la principale motivation du développement des différentes méthodes H_∞ .

1.2) L'approche temporelle [Glo]

Elle utilise les résultats de la théorie de contrôle optimal classique et permet des techniques de synthèses simples. Elle a progressé d'une manière très importante en 1988 avec l'algorithme de Glover-Doyle [Glo] qui donne une solution très proche de la commande LQG.

1.3) L'approche fréquentielle

Cette théorie a été introduite par Kwakernak [Kwa3]. Le lien entre les deux approches est établi par Grimble [Gri].

Le système est représenté par une matrice polynomiale. La méthode est basée sur la factorisation J-Spectrale et par la résolution d'un couple d'équations de Diophantines. Grimble a illustré la relation entre les résultats obtenus par la méthode polynomiale et ceux de l'approche réussie espace d'état. Il a montré que l'équation de Riccati H_∞ peut être utilisée pour résoudre le problème de la factorisation J-Sprectrale. En effet, il existe une relation simple entre la solution de l'équation de Riccati et celles des équations de Diophantines.

La solution polynomiale est devenue une approche standard acceptée pour le contrôle H_∞ . Plusieurs fonctions permettant de calculer les contrôleurs sous formes de matrices polynomiales sont développées dans le logiciel Matlab, pour les systèmes continus dans le temps.

I.4) Le dualisme performances – stabilité robuste

Ce travail, présente les problèmes de stabilité robuste et des performances des systèmes linéaires invariants dans le temps soumis à des incertitudes non structurées. La stabilité interne et le théorème des petits gains sur lesquels est fondée la théorie H_∞ seront exposés. Sur la base de ce théorème l'approche H_∞ pourra traiter le cas des systèmes non linéaires.

L'algorithme de commande H_∞ sera appliqué sur le problème de sensibilité mixte de "Kwakernaak"[Kwa2] et comparé à la commande H_2 (LQG). Les objectifs à atteindre par cette étude comparative, sont résumés dans les points suivants:

- 1- Etant donné que la commande H_∞ vise à minimiser, à travers toutes les fréquences ω , la valeur maximale du transfert en boucle fermée des entrées de perturbations vers les sorties d'erreurs, alors que la commande H_2 minimise la valeur moyenne de ce transfert, les pics des fonctions de sensibilité et sensibilité complémentaire de la commande H_∞ devraient être moins importants que ceux de la théorie H_2 . En effet, ces pics peuvent être néfastes à la conception des systèmes de commande [Kwa1].
- 2- En présence des incertitudes non structurées, la commande H_∞ devrait être plus robuste que la commande H_2 . Car cette dernière ne considère que les bruits additives et ignore les incertitudes dans le système lui même.
- 3- La théorie H_∞ devrait mieux répondre aux spécifications de robustesse et de performances que la théorie H_2 .

II – Eléments d'analyse de la robustesse et des performances des systèmes L.I.T. [Bou]

Dans ce chapitre, nous allons introduire les différents éléments permettant de faire l'analyse de la robustesse et des performances des systèmes linéaires invariants dans le temps.

Les éléments exposés ne sont pas spécifiques à une approche H_∞ , mais ce sont des notions générales applicables à un système bouclé quel qu'il soit.

Le théorème de base pour l'étude de la stabilité du système contrôlé est le critère de Nyquist .

II.1) Notion de " Loop shaping "

Considérons le système L.I.T, SISO, de la figure (2.1) suivante :

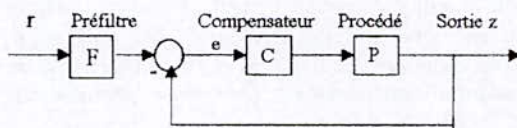


Fig.2.1 : Système à contre réaction

$L(j\omega) = P.C$: le gain de la boucle ouverte.
 Pour conformer la boucle, il faut considérer lors de la conception les points suivant :

- . Stabilité en boucle fermée.
- . Stabilité robuste.

. Une atténuation des perturbations, sans limitation par la capacité du procédé et la corruption du bruit de mesure.

II.2) Stabilité en boucle fermée: (cas monovariabale)

Le système à contre réaction de la figure (2.1) est supposé stable en boucle ouverte. D'après le critère de Nyquist, pour avoir la stabilité en boucle fermée, il faut que le tracé de Nyquist du gain L , n'encercle pas le point -1 .

II.3) Stabilité robuste (Approche linéaire)

Soit P le modèle nominal avec un gain en boucle ouverte L_0 et \tilde{P} le modèle perturbé (système à régler) avec un gain en boucle ouverte L . On suppose que \tilde{P} est linéaire.

1-Définition : (Critère de Nyquist)

La stabilité robuste est la propriété qui permet aux systèmes de rester stable malgré les perturbations qui agissent sur le procédé et sur le régulateur.

Il est donc nécessaire de garder le tracé de Nyquist loin du point (-1) , c'est à dire réaliser des marges de gain, de phase de module et de retard satisfaisantes.

2-Critère de stabilité robuste de Doyle :

On suppose que le système à contre réaction de gain L_0 est stable à l'état nominal. L'objectif est de garder le système à contre réaction stable lorsque le gain passe de L_0 à un gain actuel L de l'état perturbé.

Ceci est réalisé si :

$$\frac{|L(j\omega) - L_0(j\omega)|}{|L_0(j\omega)|} < \frac{1}{|T_0(j\omega)|} \quad \forall \omega \in \mathbb{R} \quad (2.1)$$

$T_0 = \frac{L_0}{1+L_0}$: Fonction de sensibilité complémentaire

$1 - T_0 = \frac{1}{1+L_0} = S_0$: Fonction de sensibilité

La condition de sensibilité robuste de Doyle est seulement suffisante.

II.4) Atténuation des perturbations et bande passante :

Considérons la figure (2.2) suivante :

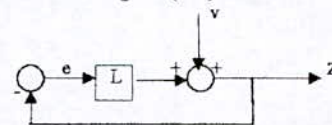


Fig.2.2: Système à contre réaction avec perturbation
 Nous avons :

$$z = \frac{1}{1+L} v = S v \quad (2.2)$$

S : fonction de sensibilité du système en boucle fermée. L'atténuation des perturbations nécessite un $|S|$ petit, or $|S|$ est petit si $|L|$ est grand. Donc pour atténuer les perturbations, il est nécessaire de conformer la boucle de sorte qu'elle soit de gain élevé aux fréquences où l'atténuation de la perturbation est désirée.

L est mis grand à travers une bande de fréquence finie, c'est la bande passe bas, de la fréquence 0 à une fréquence maximale B. B est appelée la bande passante de la boucle fermée. L'atténuation effective de la perturbation est réalisée seulement dans la bande B.

La figure (2.3) montre une forme idéale de la fonction de sensibilité, elle est petite aux basses fréquences et approche la valeur de 1 en hautes fréquences. Les valeurs supérieurs à 1 et les pics sont à éviter, ceci arrive généralement près du point où la courbe atteint le niveau (0db).

La forme désirée pour la fonction de sensibilité S implique une forme bien déterminée pour la fonction de sensibilité complémentaire T=1-S.

T doit être inférieur ou égal à 1 dans les basses fréquences et décroît vers 0 en hautes fréquences. La décroissance de T en fonction de la fréquence est appelée le "roll off".

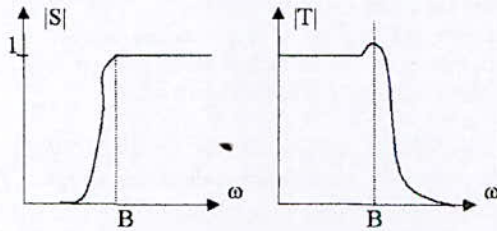


Fig.2.3 : La fonction de sensibilité "idéale" et la fonction de sensibilité complémentaire correspondante

II.5) Conclusion

La fonction de sensibilité S est petite en basse fréquences, ce qui permet d'avoir une atténuation des perturbations B.F.

La fonction de sensibilité complémentaire T est petite en haute fréquence, ce qui implique une robustesse vis à vis des dynamiques négligées en H.F.

III) La stabilité robuste (Approche non linéaire)

Le modèle P est linéaire, le système à régler P̃ est non linéaire. Le théorème de base pour l'étude de la stabilité du système contrôlé (compte tenu de l'erreur du modèle) ne peut plus être le critère de Nyquist. D'où l'application du théorème des petits gains.

III.1) Théorème des petits gains

Soit le système de la figure (3.1) :
L est stable en sens BIBO.

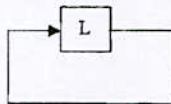


Fig.3.1 : Une boucle de contre réaction

Une condition suffisante pour que la boucle de la figure (3.1) soit stable intérieurement est que :

$$\|L\|_{\infty} < 1 \tag{3.1}$$

où

$$\|L\|_{\infty} = \sup_{\omega} \bar{\sigma}(L(j\omega)) \tag{3.2}$$

Le théorème des petits gains constitue une condition suffisante pour la stabilité interne.

III.2) Le principal modèle de perturbation

L'analyse de la robustesse SISO et MIMO sera explicitée sur ce modèle. Tous les modèles des perturbations (incertitudes) des systèmes peuvent être ramenés à ce cas de figure :

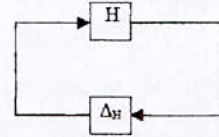


Fig.3.2 : Le principal modèle de perturbation

Le bloc "H" est le système dont on veut étudier la robustesse. Le bloc "ΔH" représente une perturbation (incertitude) de la dynamique du système. Cette perturbation peut être non linéaire, variant dans le temps.

III.3) Stabilité robuste du principal modèle de perturbation

Hypothèses : H et ΔH sont stables au sens BIBO.

Principaux résultats :

a) Pour la stabilité interne, il suffit :

$$\bar{\sigma}(\Delta_H(j\omega)) < \frac{1}{\bar{\sigma}(H(j\omega))} \quad \forall \omega \in \mathbb{R} \tag{3.3}$$

b) Une autre condition suffisante pour la stabilité interne est que :

$$\|\Delta_H\|_{\infty} < \frac{1}{\|H\|_{\infty}} \tag{3.4}$$

c) En particulier une condition nécessaire et suffisante pour la stabilité robuste sous l'effet de perturbations satisfaisant :

$$\|\Delta_H\|_{\infty} \leq 1 \tag{3.5}$$

est que :

$$\|H\|_{\infty} < 1 \tag{3.6}$$

IV) L'optimisation du contrôle H∞ standard ; (Compromis Robustesse /Performance)

Celle-ci est fondée sur le théorème des petits gains et sur les résultats de la stabilité robuste du principal modèle de perturbation. Les performances sont traitées comme un problème de stabilité robuste : elle réalise le meilleur compromis Robustesse/Performance. elle est définie comme suit :

• Pour le principal modèle de perturbation de la figure (4.1), on recherche le contrôleur K qui stabilise le transfert de p vers q (H ou F_p(Pa, K)) et qui rend sa norme infinie inférieure à 1, pour toutes perturbations $\|\Delta_H\|_{\infty} \leq 1$ (Théorème des petits gains).

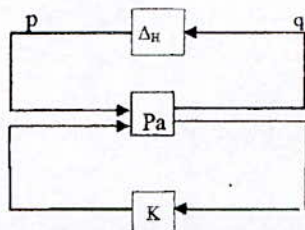


Fig.4.1 : Principal modèle de perturbation

• Cette recherche est une optimisation H_∞ Standard. Tous les problèmes de stabilité robuste et des performances peuvent être ramenés à cette optimisation.

V) La sensibilité mixte de Kwakernaak
Cas particulier du modèle standard [Kwa1]

V.1) Modèle de perturbation fractionnelles

$$L = ND^{-1} \quad (5.1)$$

- D : Dénominateur, matrice rationnelle non singulière.
- N : Numérateur, matrice rationnelle.

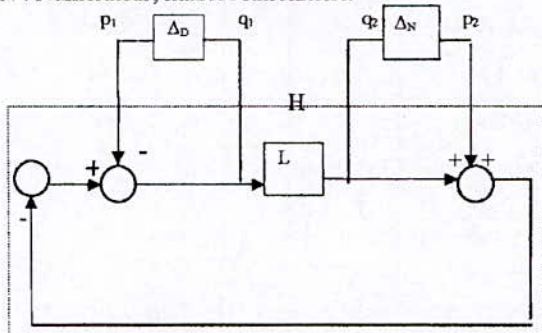


Fig.5.1 : modèle de perturbation fractionnelle

La perturbation du gain L est donnée par :

$$L \rightarrow (I + \Delta_N) L (I + \Delta_D)^{-1} \quad (5.2)$$

Où

$$ND^{-1} \rightarrow (I + \Delta_N) ND^{-1} (I + \Delta_D)^{-1} \quad (5.3)$$

Avec :

$$D^{-1} \rightarrow D^{-1} (I + \Delta_D)^{-1}$$

$$N \rightarrow (I + \Delta_N) N$$

• Δ_D et Δ_N : Perturbations proportionnelles respectives du dénominateur et du numérateur.

Une paramétrisation des perturbations donne :

$$\Delta_D = V\delta_D W_1, \quad \Delta_N = V\delta_N W_2$$

Où V, W_1 et W_2 sont des matrices rationnelles stables choisies convenablement de sorte que :

$$\|\delta_L\| \leq 1,$$

avec :

$$\delta_L = [-\delta_D \quad \delta_N] \quad (5.4)$$

La figure (5.1) est équivalente à celle de la figure (5.2).

La matrice d'interconnexion H est :

$$H = \begin{bmatrix} W_1 S V \\ -W_2 T V \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

L'application du théorème des petits gains, implique la minimisation de la fonction $\|H\|_\infty$ pour toutes perturbations : $\|\delta_L\| \leq 1$. Ceci définit la sensibilité mixte de Kwakernaak.

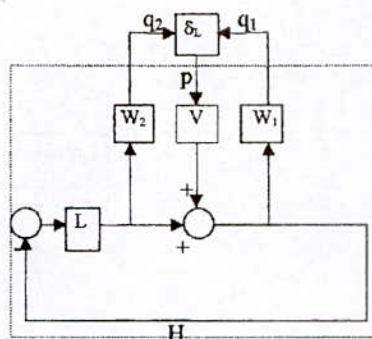


Fig.5.2 : Perturbation fractionnelle avec une paramétrisation

Pour le choix particulier des fonctions poids (en particulier $W_1 V$ grande en basses fréquences et $W_2 V$ grande en hautes fréquences), la solution au problème de sensibilité mixte revient à avoir :

$$|S| \cong \frac{\gamma}{|W_1(j\omega)V(j\omega)|} \quad \text{pour } \omega \text{ petit.} \quad (5.6)$$

et

$$|T(j\omega)| \cong \frac{|P(j\omega)|\gamma}{|W_2(j\omega)V(j\omega)|} \quad \text{pour } \omega \text{ grand} \quad (5.7)$$

où γ est une constante.

V.2) Conclusion

La sensibilité mixte de Kwakernaak, permet par un choix convenable des pondérations fréquentielles de conformer S et T pour que leurs amplitudes respectives soient petites en basse fréquence et haute fréquence

VI) Applications

VI.1) Implémentation pratique du programme H_∞ : (H-infini)

Dans ce travail, nous avons développé dans le logiciel Matlab un programme appelé "H-infini" [Rac]. Il se base sur l'algorithme qui traite le cas le plus général du problème standard [Glo]. Il s'applique aussi bien pour les systèmes SISO que pour les systèmes MIMO.

Pour un système augmenté Pa, un γ_{max} , γ_{min} et une certaine tolérance tol, le programme "H-infini" itère par la méthode de bisection sur le paramètre γ , afin de se rapprocher le mieux possible à la synthèse d'une loi de commande optimale H_∞ . on aboutit à la fin, avec la tolérance tol, à un γ_{opt} optimal au dessous duquel il n'existe pas une solution au problème standard.

L'organigramme de base de ce programme est donné par la figure (fig.6.1).

VI.2) Système SISO :Double intégrateur

La fonction de transfert nominale du procédé SISO est donnée par l'équation (6.1) suivante:

$$P_0(s) = \frac{1}{s^2} \quad (6.1)$$

La fonction de transfert du procédé perturbé est :

$$P(s) = \frac{g}{s^2(1+s\theta)} \quad (6.2)$$

où g nominal est égal à 1, et θ nominal est égal à 0.

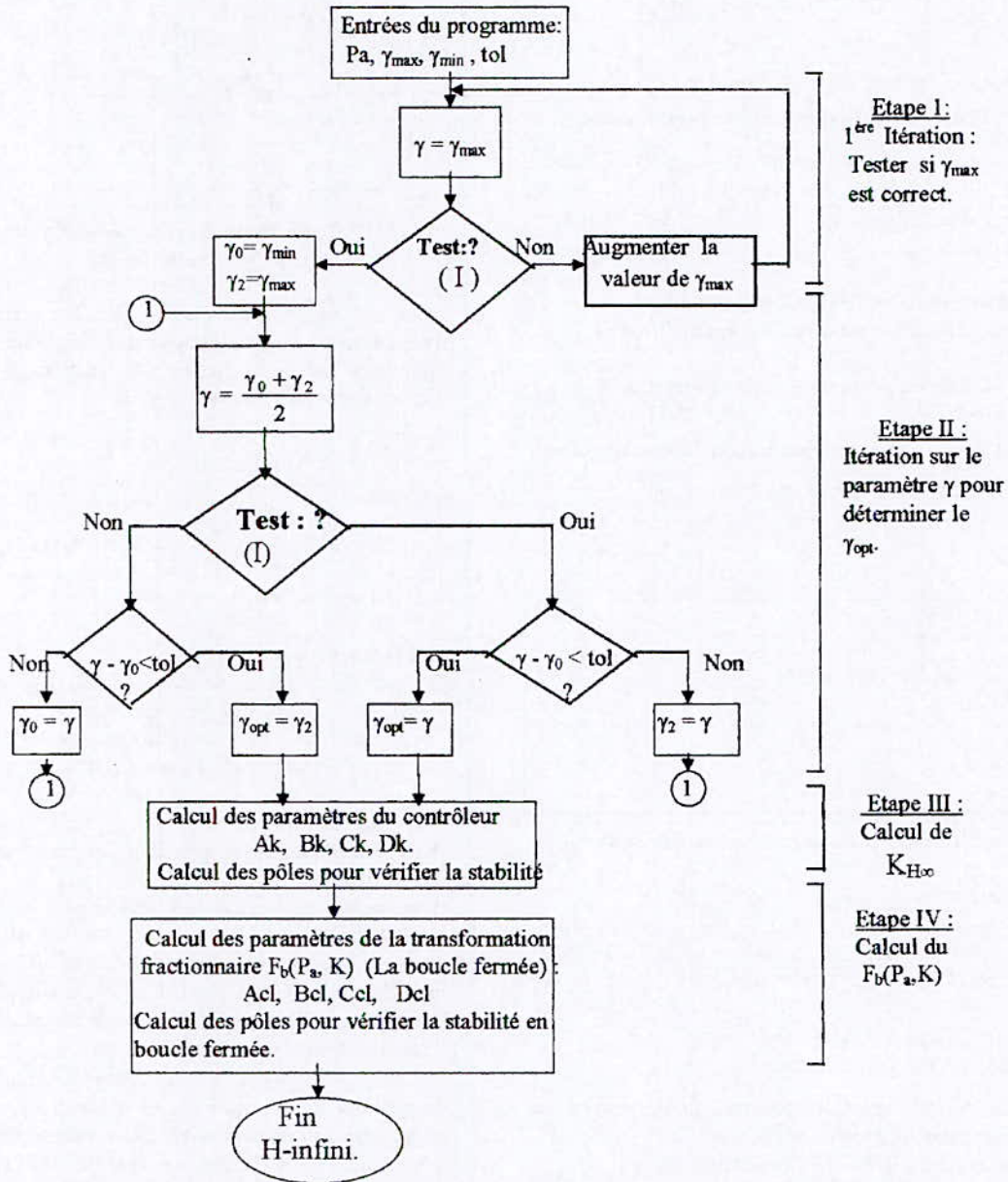


Fig.6.1 : Organigramme de l'algorithme de résolution du problème H ∞ standard

Remarques :

* (I) : Ce test consiste à :

1 - Résoudre l'équation de riccati relative au problème de Contrôle:

a - vérifier que l'hamiltonien H n'a pas de racines sur l'axe imaginaire

b - que la solution X_{inf} ≥ 0.

2 - Résoudre l'équation de Riccati relative au problème de l'observation:

a - vérifier que l'hamiltonien J n'a pas de racines sur l'axe imaginaire.

b - que la solution Y_{inf} ≥ 0.

3 - Vérifier que $\rho(X_{inf} \cdot Y_{inf}) < \gamma^2$.

* Le γ_{opt} déterminé par le programme H-infini représente la norme H ∞ de la boucle fermée F_b(P_a,K).

1) Analyse de la robustesse et des performances:

$$P(s) = \frac{1}{s^2/g} \quad (6.3)$$

Ce qui donne les perturbations relatives du dénominateur et du numérateur suivantes:

$$\frac{D(s) - D_0(s)}{D_0(s)} = \frac{1}{g} - 1 \quad (6.4)$$

$$\frac{N(s) - N_0(s)}{N_0(s)} = \frac{-s\theta}{1+s\theta} \quad (6.5)$$

Problème de sensibilité mixte de Kwakernaak :

$$|S| \cong \frac{\lambda}{|W_1(j\omega)V(j\omega)|} \text{ pour } \omega \text{ petit} \quad (6.6)$$

et

$$|T| = |P \cdot U(j\omega)| \cong \frac{|P(j\omega)\lambda|}{|W_2(j\omega)V(j\omega)|} \text{ pour } \omega \text{ grand} \quad (6.7)$$

Où λ est une constante.

2) Choix des fonctions poids:

$$W_1 = 1 ;$$

$$V(s) = \frac{s^2 + s\sqrt{2} + 1}{s^2} \quad (6.8)$$

Ce qui donne l'allure suivante à $1/|V|$:

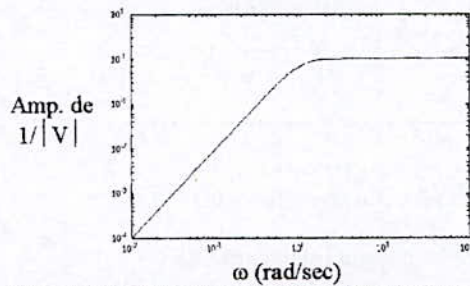
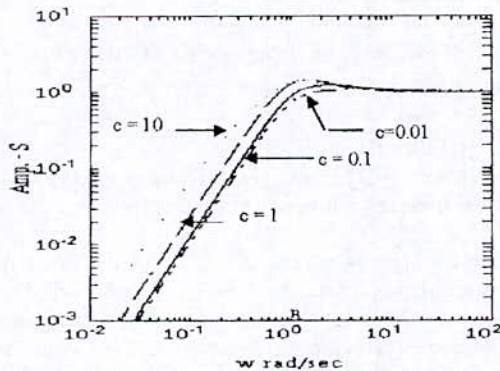


Fig 6.2: Tracé de Bode de l'amplitude de 1/ V.

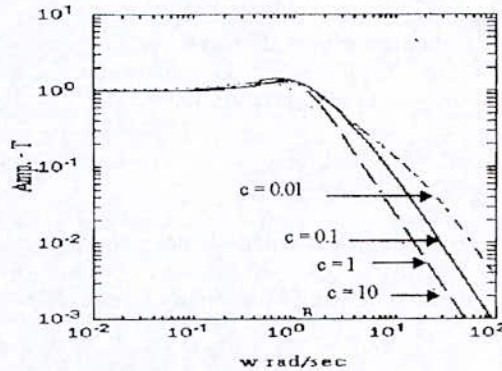
D'après (6.6), l'amplitude de la fonction de sensibilité en basse fréquences est égale à:

$$|S(j\omega)| \cong |\lambda| \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + j\omega\sqrt{2} + 1} \text{ où } \lambda = \text{cte.} \quad (6.9)$$

Pour les hautes fréquences la fonction V est constante et égale à 1.



(a): La sensibilité |S|



(b): La sensibilité complémentaire |T|

Fig. 6.3 : Tracé de bode de l'amplitude de S et de T pour r = 0, pour la commande H∞.

D'après (6.7):

$$|T(j\omega)| = |P(j\omega)U(j\omega)| \cong \frac{|P(j\omega)\lambda|}{|W_2(j\omega)V(j\omega)|} \cong \frac{|P(j\omega)\lambda|}{|W_2(j\omega)|} \text{ pour } \omega \text{ grand.} \quad (6.10)$$

D'où la nécessité de choisir la fonction $W_2(j\omega)$ afin de conformer $T(j\omega)$.

Si on prend:

$$W_2 = c(1 + rs). \quad (6.11)$$

Avec r et c des constantes positives et c différent de 0, nous aurons pour les hautes fréquences, une amplitude de W_2 asymptotique à c (si: r=0) et à crω (si r≠0).

1) r = 0 : La pente (Roll off) en hautes fréquences de

U est égale à 0 (car $|U| \cong \frac{\lambda}{c}$) et celle de T est égale à 2 décades/décade (40dB/décade) car nous avons :

$$|T| \cong |PU| \cong \frac{\lambda}{s^2 c} \text{ pour } \omega \text{ grand} \quad (6.12)$$

2) r ≠ 0: la bande de transition de U est égale à 1décade/décade (20dB/décade), et celle de T à 3décades/décade (60dB/décade).

3) Solution numérique: (commande H_∞ et LQG).

1^{er} cas: r = 0, c.à.d. $W_2 = c$.

Nous avons :

$$|T| \cong \frac{\lambda|P|}{|W_2(j\omega)V(j\omega)|} = |T_{app.}| = \frac{\lambda}{c|s^2 + s\sqrt{2} + 1|} \cong \frac{\lambda}{cs^2} \text{ pour } \omega \text{ grand.} \quad (6.13)$$

$$|S| \cong \frac{1}{|W_1(j\omega)V(j\omega)|} = \frac{1}{|V(j\omega)|} \text{ pour } \omega \text{ petit} \quad (6.14)$$

Les spécifications sont donc:

- Chercher un contrôleur K propre,
- une pente en haute fréquence de T(roll off) égale à 2 décades/décade,
- et une bande passante égale à 1

a) Contrôleur H_∞ :

Faisons varier les valeurs de c, nous obtenons les différentes courbes de la figure (6.3) :

Pour les différentes courbes de la figure (6.3), nous remarquons que la bande passante est égale à 1, la pente de T est de 2 décades/décade.

Pour bien distinguer les différentes courbes de la figure (6.3), nous traçons dans la figure (6.4), pour chaque valeur de c, l'amplitude de S et de 1/V, et dans la figure (6.5), l'amplitude de T et de (Tapp.).

Les figures (6.4) et (6.5) montrent que S suit bien l'allure de 1/V, et T celle de (Tapp.).

Nous allons choisir la plus petite valeur de c qui donne une fonction de sensibilité S à l'intérieur du tracé de la figure (6.2), un tracé de T proche de celui de (Tapp.) et un pic de S et T qui n'est pas très important dans la région de croisement (Cross-over region).

Ceci est illustré dans la figure (6.4) et (6.5). Et nous remarquons pour c=1/10, la fonction de sensibilité S suit parfaitement l'allure du tracé de 1/V, la pente de T est bien parallèle à celle de (Tapp.), et dans les régions

de croisement les pics de S et de T sont relativement petits par rapport aux autres.

Donc prenant c = 1/10, et calculant les paramètres du contrôleur sous-optimal H ∞ .

$$\gamma_{\min}=1, \gamma_{\max}=10 \text{ et } \text{tol} = 0.001: \gamma_{\text{opt}} = 1.2862.$$

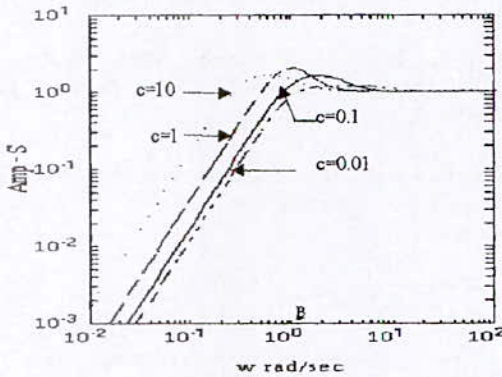
La fonction de transfert du compensateur sous optimal est égale à:

$$K_{H\infty} = 10 \cdot \frac{877.00s + 5434.3}{s^2 + 10849s + 69685} \quad (6.15)$$

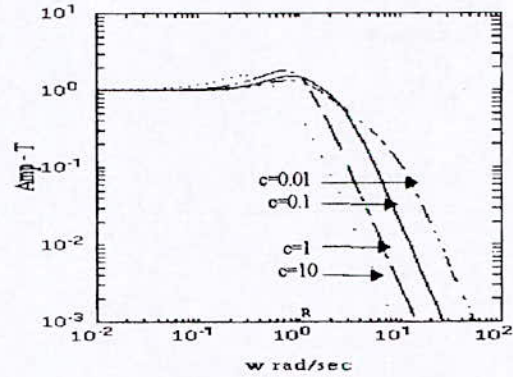
Le compensateur est propre, ses pôles sont stables, et les pôles en boucle fermée sont aussi stable.

b) Contrôleur LQG:

- Faisons varier les valeurs de c, nous obtenons les courbes de la figure (6.6).



(a) : La sensibilité S



(b) : La sensibilité complémentaire |T|

Fig.6.6 : Tracé de bode de l'amplitude de S et de T pour r = 0, pour la commande LQG.

Pour les différentes courbes de la figure (6.6), nous remarquons que la bande passante est de 1.

Le tracé de S et de 1/V dans la figure (6.7), de T et de (Tapp.) dans la figure (6.8) montrent pour les quatre valeurs de c, que le pic de S et de T de la commande LQG est plus important que celui de la commande H ∞ (Fig.6.4 et Fig. 6.5). Dans la figure (6.8), on remarque aussi que le "roll off " (ou pente) de T en hautes fréquences n'est pas parallèle à celui de (Tapp.) (T et (Tapp.) se coupent). Donc le "roll off " de T de la commande LQG est différent de 40dB/décade.

Choisissons c = 0.01, le pic de S et de T pour cette valeur est moins important par rapport aux autres.

$$K_{LQG}(s) = 100 \cdot \frac{1.556 s + 1}{s^2 + 15.5563 s + 121} \quad (6.16)$$

Le contrôleur LQG est propre et stable, ses pôles sont: -7.7782 ± 7.7782j

Les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée sont stables et égales à : -7.77 ± 7.77j, $-\frac{\sqrt{2}}{2}(1 \pm j)$.

2^{ème} cas: r ≠ 0, c.à.d. W₂ = c(1 + rs).

Le "roll off " de T est de 60dB/décade. |Tapp.| sera égale alors à :

$$|T_{app}| = \frac{\lambda}{c|1 + rs| |s^2 + s\sqrt{2} + 1|} \cong \frac{\beta}{|s^3|}, \text{ pour } \omega \text{ grand,}$$

et β une constante donnée.

Les spécifications sont donc:

- Chercher un contrôleur K propre,
- un "roll off " en haute fréquence de 60dB/décade,
- et une bande passante égale à 1.

a) Contrôleur H ∞ :

Nous fixons c à 1/10, pour les différentes valeurs de r, nous obtenons les courbes de la figure (6.9).

Prenons r = 1/10, pour cette valeur, le pic de |S| et de |T| est moins important que pour r = 1, |S| suit bien l'allure de |1/V| et le "roll off " de T est bien égale à 60dB/décade (la pente de T est parallèle à celle de (Tapp.). Ceci est bien illustrée dans la figure (6.10).

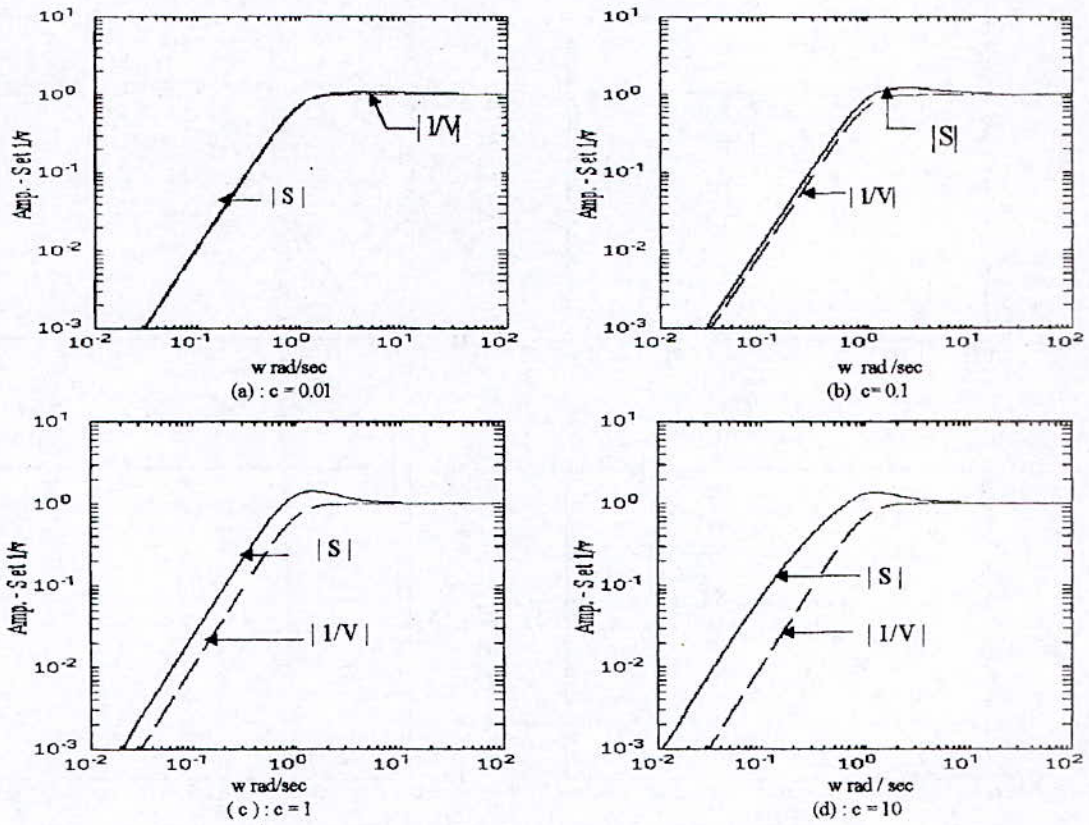


Fig. 6.4 : Tracé de bode de l'amplitude de S et de 1/V pour $r = 0$, pour la commande H_∞

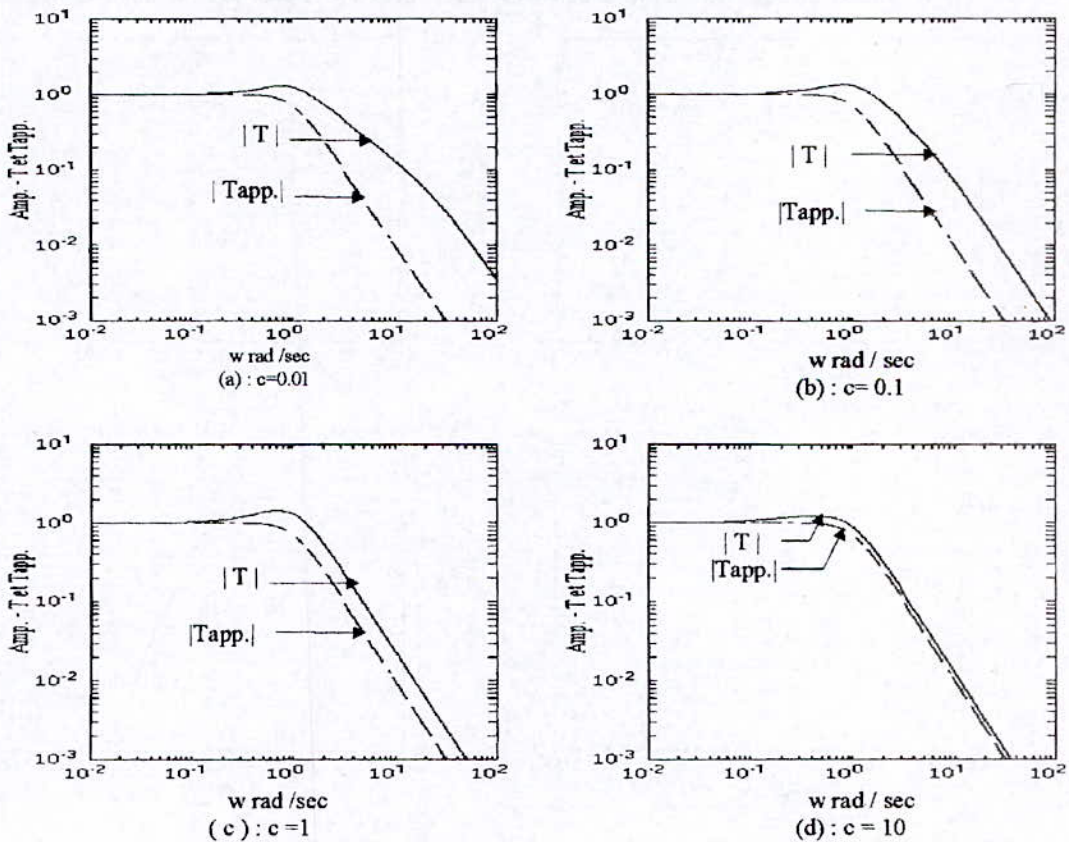


Fig. 6.5 : Tracé de bode de l'amplitude de T et de Tapp. pour $r = 0$, pour la commande H_∞

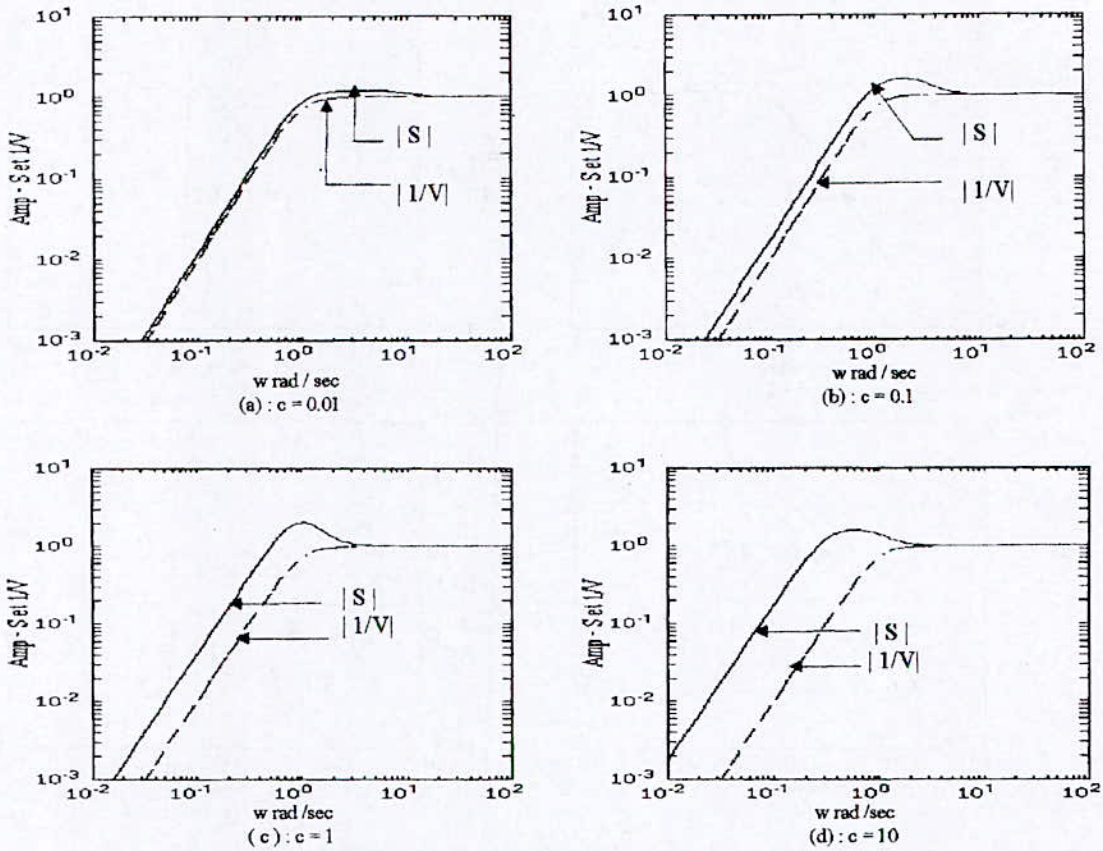


Fig. 6.7 : tracé de bode de l'amplitude de S et de 1/V pour $r = 0$, pour la commande LQG

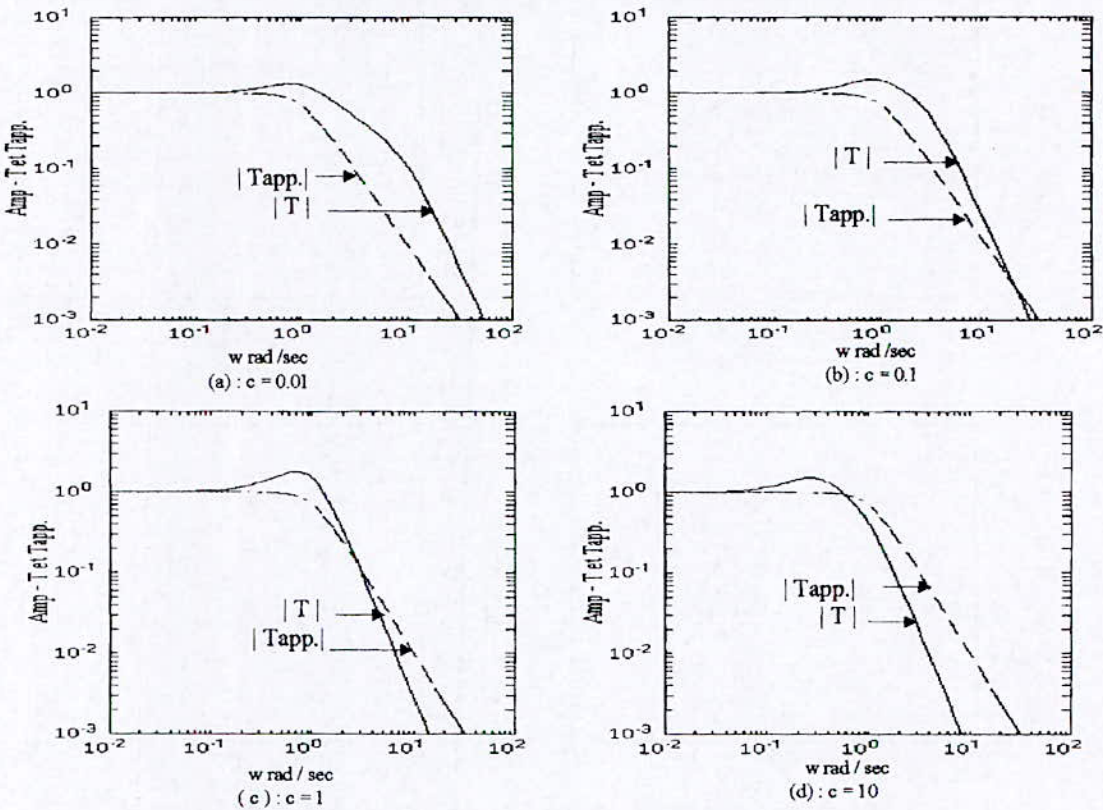


Fig. 6.8 : Tracé de bode de l'amplitude de T et de Tapp. pour $r = 0$, pour la commande LQG.

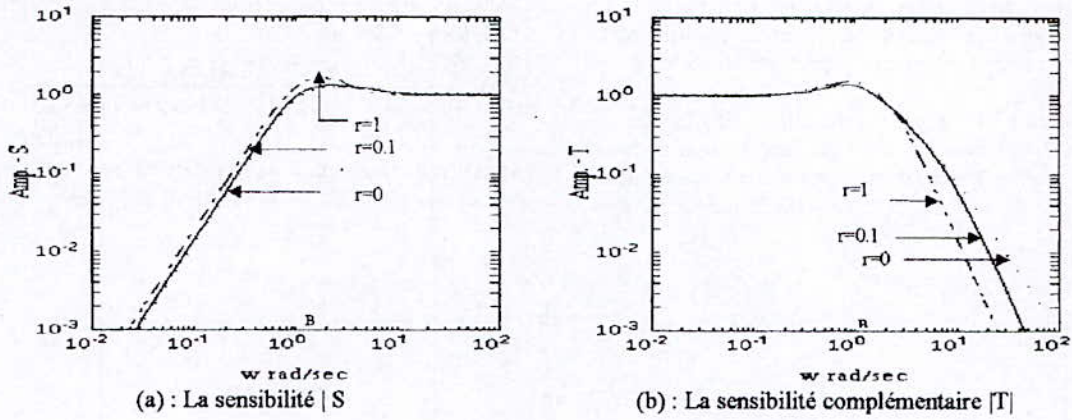


Fig.6.9 : Tracé de bode de l'amplitude de S et de 1/V pour c=0.1, pour la commande H ∞

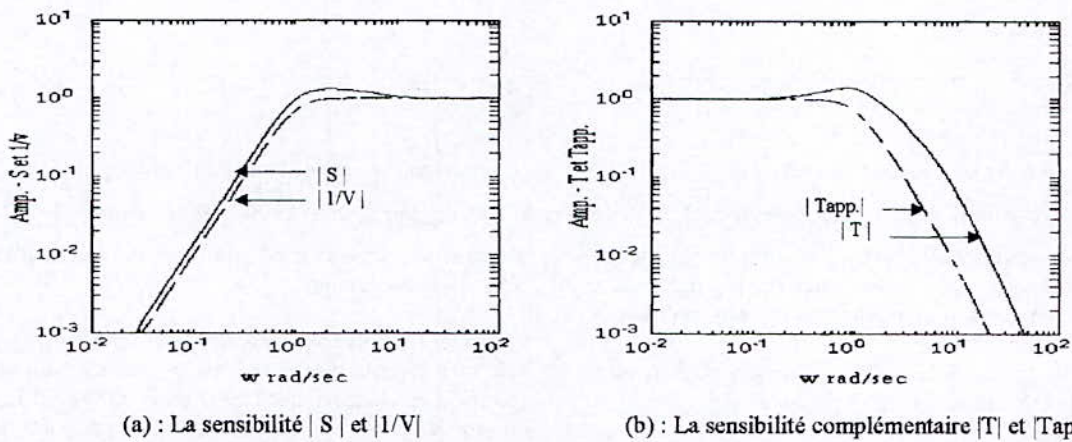


Fig.6.10:Tracé de bode de l'amplitude de S, et de 1/V, de T et de Tapp., pour c=0.1 et r=0.1, de la commande H ∞ .

Calculons alors les paramètres du contrôleur sous optimal H ∞ , pour r = 0.1 et c = 0.1.

$\gamma_{opt} = 1.3834$:

$K_{H\infty}(s) =$

$$= \frac{979975s^2 + 10386420s + 5866709}{s^4 + 10277s^3 + 267490s^2 + 2457668s + 8094908} \quad (6.17)$$

Les pôles de la fonction de transfert de la boucle fermée sont stables et égales à:

$$\frac{\sqrt{2}}{2}(-1 \pm j), -7.33 \pm j, -10251, -10.$$

b) Contrôleur LQG:

Fixons c à 1/100, faisons varier r, nous obtenons les courbes de la figure (6.11).

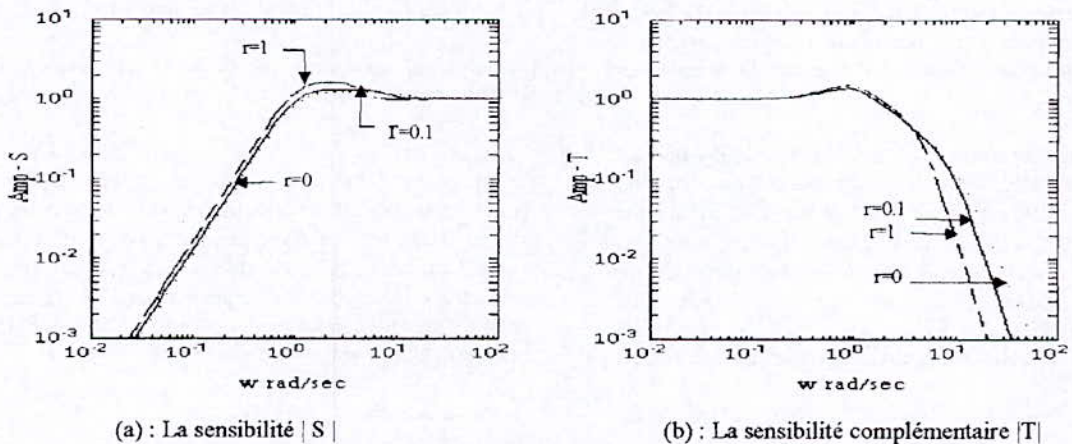
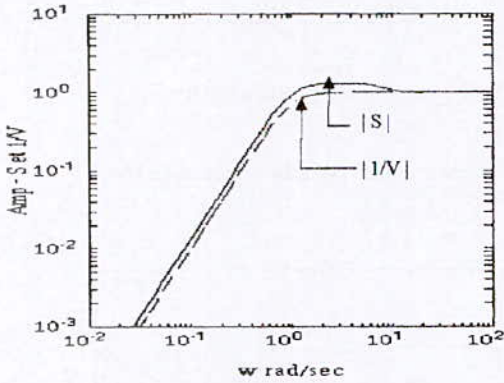


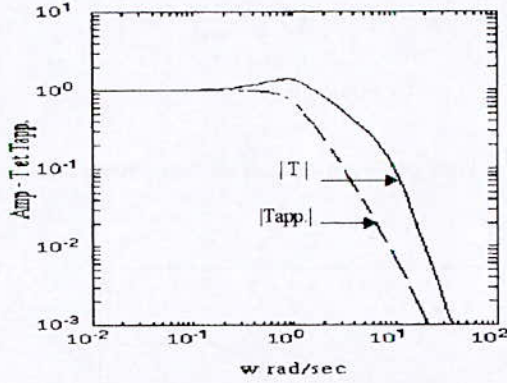
Fig. 6.11 : Tracé de bode de l'amplitude de S et de T pour c=0.01, pour la commande LQG.

Pour les différentes courbes, la bande passante est de 1. Pour $r=0.1$, le pic de S dans la région de croisement (Cross-over region) est moins important que celui de $r=1$.

Prenons alors $r=1/10$, pour cette valeur, $|S|$ suit bien l'allure de $|1/V|$ (avec un léger pic aux environs de la fréquence 1rad/sec), mais comme pour le cas précédent la pente de T est différente de 60dB/B par décade. (Fig.6.12).



(a) : La sensibilité $|S|$ et $|1/V|$



(b) : La sensibilité complémentaire $|T|$ et $|Tapp|$

Fig. 6.12 : tracé de bode de l'amplitude de S, de 1/V, de T et de Tapp., pour $c=0.01$ et $r=0.1$, de la commande LQG

D'après les résultats obtenus, nous constatons que pour cet exemple d'application que les spécifications de robustesse et de performances sont bien réalisées pour la commande H_∞ .

En agissant sur les coefficients des fonctions poids (r et c) nous aboutissons aux bandes passantes et aux "roll-off" souhaités.

Les itérations sur le paramètre γ permettent d'obtenir les contrôleurs sous optimaux qui stabilisent les fonctions de transfert en boucle fermée.

Dans la région de croisement, on remarque des légers pics pour la fonction de sensibilité et sensibilité complémentaire. Ces pics ne sont pas très importants car le système est à minimum de phase (il n'a pas de pôles et de zéros dans le demi plan droit) [Kwa2].

Pour le contrôleur LQG, nous remarquons que le système en boucle fermée est stable, les spécifications de la conception sont plus ou moins réalisées (la bande passante est égal à 1, le contrôleur est stable, propre, S et T sont petites dans leurs régions de fréquences respectives).

Seulement, on remarque pour le contrôleur H_2 , que les pics de S et T, sont plus importants que ceux du contrôleur H_∞ , comme attendu puisque la commande H_∞ est conçue pour minimiser, à travers toutes les fréquences ω , la valeur maximale de l'amplitude du transfert en boucle fermée des entrées de perturbations vers les sorties d'erreurs, alors que la commande H_2 minimise la valeur moyenne de ce transfert. Elle n'est

Calculons, alors les paramètres du contrôleur optimal LQG, pour $r=0.1$ et $c=0.01$.

$$K_{LQG}(S) = \frac{1628.68s^2 + 17286.8s + 10000}{s^4 + 34.4s^3 + 492.1s^2 + 3806.2s + 13263.05} \quad (6.18)$$

Les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée sont stables: $-10, -12, -5.44 \pm 7.27j, -0.7071(1 \pm j)$.

pas donc concernée par ce problème, qui risque d'être néfaste à la conception.

Ce qui est remarqué aussi pour le contrôleur H_2 (LQG), c'est qu'il n'arrive pas à voir les pentes ou "roll-off" spécifiées en hautes fréquences (figures (6.8) et (6.12)), les spécifications de la robustesses, ne sont pas vérifiées pour cet exemple d'application.

Nous allons conclure cet exemple avec une brève analyse pour vérifier si la robustesse de la théorie H_∞ , face aux perturbations dans le système lui même est réelle, comme il est espéré. On va la comparer aussi à celle de la commande LQG, qui n'est pas sensée prendre en charge ces perturbations lors de sa synthèse. Pour cela, prenons le compensateur:

$$K_{H_\infty} = Y/X, \text{ (même chose pour } K_{LQG})$$

le polynôme caractéristique de la boucle fermée du système perturbé est:

$D_{cl}(s) = D(s)X(s) + N(s)Y(s) = (1+s\theta)s^2X(s) + gY(s)$.
Le programme que nous avons développé "Robust" [Rac], nous permet de calculer les lieux des racines de D_{cl} en fixant un des deux paramètres g et θ et faire varier l'autre, la région de stabilité de la figure (6.13) peut être établie pour les compensateurs H_∞ et LQG, calculés précédemment ($c=0.1$ et $r=0.1$). Pour les autres compensateurs l'analyse est similaire.

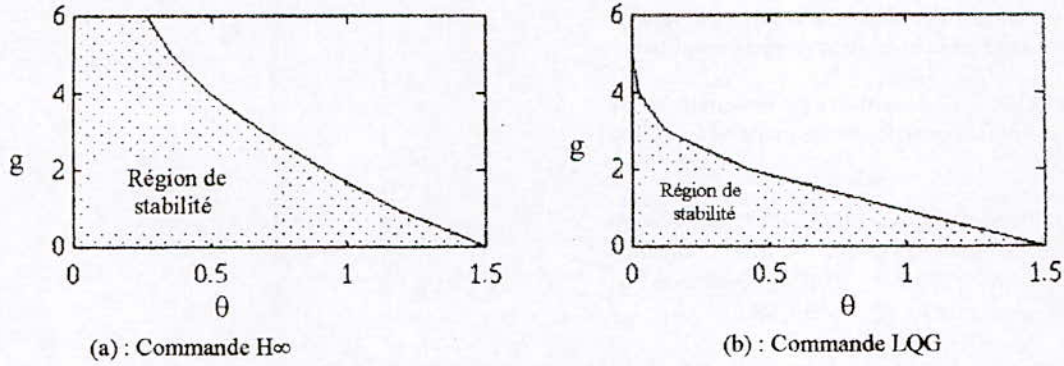


Fig. 6.13 : Région de stabilité

Le diagramme montre que pour $\theta = 0$, le système en boucle fermée de la commande H_∞ est stable pour toutes les valeurs de $g > 0$, donc pour toutes perturbations relatives du dénominateur comprises entre : $-1 < 1/g - 1 < \infty$. Cet intervalle de stabilité est très large. Pour $g = 1$, le système est stable pour : $0 \leq \theta < 1.179$, qui est aussi un grand intervalle de stabilité. ($\theta_{nom} = 0, g_{nom} = 1$).

Pour la commande H_2 , nous remarquons pour $\theta = 0$, que le système en boucle fermée est stable pour les valeurs de g comprises entre $0 < g < 5$, ce qui correspond à : $-0.75 < 1/g - 1 < \infty$. Pour $g = 1$, le système est stable pour : $0 \leq \theta < 0.957$.

Pour l'exemple considéré, et d'après ce qu'il précède, il est clair, que la théorie H_∞ est largement plus robuste que la théorie H_2 , elle supporte une large variation des perturbations dans le système lui-même.

VII Conclusion et recherches en cours

L'application des algorithmes de commande H_∞ / H_2 sur le problème de sensibilité mixte de Kwakernaak a prouvé que :

- 1- Le contrôleur H_∞ est plus robuste que le contrôleur H_2 , il autorise une large variation des paramètres du système par rapport à son modèle nominal.
- 2- Les pics (ou dépassements) dans la région de croisement "cross over region" de S et de T de la commande H_2 sont plus importants que ceux de la commande H_∞ .
- 3 - Les "roll off" de T pour la commande H_2 ne répondent pas aux spécifications de la robustesse.

Les résultats obtenus par la théorie H_∞ offrent des marges plus conséquentes que celles obtenues par la théorie H_2 . Il serait intéressant d'appliquer le contrôle H_∞ au modèle de suspension active des véhicules roulants et de comparer les résultats obtenus à ceux des autres lois de commandes (tel que la logique floue, commande H_2 , théorie de jeux).

Des travaux similaires sont menés par L.Digard et O.Sénarmont [Sen]. Le but de leurs recherches c'est le développement de divers lois de commande appliquées aux suspensions, en prenant en compte dans un premier temps les critères relatifs au compromis isolation / tenue de caisse / tenue de route et dans un second temps les compromis liés au comportement routier. Dans le cadre de leurs études plusieurs stratégies de commande

envisagées (H_∞ , LQG, placement de pôles, skyhook..) seront comparées.

Dans [Per], Une suspension active pour un siège de véhicule routier a été réalisée, afin d'améliorer le confort routier des conducteurs. Dans une première étape, une étude théorique sur les suspensions passives, semi-actives et actives a été développée. Elle a montré les limites des suspensions passives par rapport aux suspensions semi-actives. Puis une modélisation et des simulations numériques du comportement dynamique "contrôlé" du siège ont été effectuées. La dernière phase porte sur la conception et la réalisation du prototype de la suspension active du siège. La caractérisation du système sur un banc d'essai et les performances obtenues en terme d'isolation et de confort sont présentés pour différentes sollicitations stationnaires et transitoires.

L'article de T. Hirata, S. Koizumi et R. Takahashi [Hir], intitulé "H ∞ Control of Railroad Vehicle Active Suspension", Il applique la théorie de contrôle H_∞ pour commander une suspension active. Le but est d'atténuer les vibrations basses fréquences du véhicule de chemin de fer, induites par la résonance de suspension. Ces vibrations affectent le confort des passagers. Elles sont caractérisées par la rotation du véhicule par rapport à son axe transversal, le mouvement latéral, et la rotation par rapport à son axe longitudinal. Un modèle mathématique du véhicule basé sur les équations du mouvement et les dynamiques d'un actionneur pneumatique a été développé. Ses paramètres ont été identifiés par les tests de vibration sur un véhicule expérimental. Les résultats de simulation et expérimental ont prouvé que le système de contrôle résultant a donné des performances supérieures à ceux du contrôle conventionnel des systèmes (LQG).

- La simulation a indiqué:

- (i) le contrôle H_∞ proposé est robuste contre certaines perturbation des paramètres du modèle à proximité de la fréquence de résonance,
 - (ii) il est insensible aux perturbations hautes fréquences, tel que le bruit, grâce au loop shaping.
- Les résultats de la vérification expérimentale sont résumés comme suit:

- (iii) le contrôle H_∞ est efficace pour réduire l'accélération de la rotation par rapport à l'axe longitudinal, l'accélération du mouvement latéral et

particulièrement l'accélération de la rotation par rapport à l'axe transversal est réduite d'une manière importante,

(iv) le contrôle H_{∞} est efficace à proximité de la fréquence de résonance pour chaque mode de vibration.

Références

[Ber] : D.S. Bernstein et W.M.Haddad ; "LQG Control with an H_{∞} performance Bound : A Riccati equation Approach " ; pp .293-304 ; IEEE Transaction on automatic Control, vol.34, N°3, Mars1989.

[Bou] : H. Bourles et F.Aioun ; " Approche H_{∞} et μ - synthèse " ; Ecole d'été d'automatique de Grenoble. 1993.

[Glo] : K.Glover et J.C. Doyle "State space formulae for all stabilising Controllers that satisfy an H_{∞} - Norm bound and relation to risk Sensitivity" ;pp.167-172; System &control Letters 11, 1988.

[Gri] : M.J. Grimble; " Robust Industrial control Optimal Design Approach for Polynomial Systems " ; Prentice Hall ; 1998.

[Fri] : Friedland ; "Control System Design : an introduction to state space methods" ; New York : Mac Graw-Hill ; 1987

[Hir] : T. Hirata, S. Koizumi et R. Takahashi ; " H_{∞} control of Railroad Vehicule Activ Suspension " ; pp.13-24; Automatica, Vol 31, N°1, 1995.

[Kwa1] : H.Kwakernaak; " Robust control -Mixed sensitivity Optimisation " ; Ecole d'été d'automatique de Grenoble, Septembre 1993.

[Kwa2] : H. Kwakernaak ; " Robust control and H_{∞} - Optimizaton - Tutorial Paper " ; pp.255-273 ; Automatica vol.29, N°2, 1993.

[Kwa3] : H. Kwakernaak ; " A polynomial approach to minimax frequency domain optimization of multivariable feedback systems " ; pp 117-156 ; Int. J. Control, vol.44, N°1, 1986.

[Per] : J. Périssé ; " Réalisation d'une suspension active d'un siège de véhicule routier " ; Résumé d'une thèse de Doctorat, publié sur Internet ; 2000.

[Rac] ; M.Rachedi "Analyse et synthèses de commandes robustes : H_{∞} et H_2 " : Thèse de Magister 1997.

[Sen] : O. Sename et L.Dugard ; " commande multivariable de suspensions automobiles " ; Résumé sur des travaux de recherches en cours, publié sur Internet ; 2000.

[Zho] : K. Zhou, J.C. Doyle et K. Glover ; " Robust and optimal Control " ; Prentice Hall, 1996.

PI prédictif pour une spécification de marge de phase dans la commande à relais

M. S. Ait cheikh, D.Kamri, A. Zerguerras

Laboratoire DCCP Ecole Nationale Polytechnique Alger, Algeria

Summary:

The automatic adjustment of PID by the method of Astrom-Hagglund is carried out while inserting a relay in the closed loop in order to produce limit cycles. These make it possible to obtain critical frequency and the critical gain which are used in the determination of the PID. The technique became revolutionnary especially for the systems with delay which lend themselves well to this kind of test. However for such systems predictive regulators are preferred. In this article, an extension of the method of predictive PI to relay control for a specification of phase margin is proposed with an increase in the horizon of prediction and the lifting of the constraint of approximation of the process to a 1st order. The performances of the controller are compared with those of the Smith predictor and Ziegler-Nichols.

Key words : PI, PID, Prediction, relay

Résumé:

Le réglage automatique de PID par la méthode d'Astrom-Hagglund est réalisé en insérant un relais dans la boucle fermée afin de produire des cycles limites. Ces derniers permettent d'obtenir la fréquence critique et le gain critique qui sont utilisées dans la détermination du PID. La technique est devenue révolutionnaire surtout pour les systèmes à retard qui se prêtent bien à ce genre de test. Or pour de tels systèmes les régulateurs prédictifs sont préférés.

Dans cet article, une extension de la méthode du PI prédictif au contrôle à relais pour une spécification de marge de phase est proposée avec une augmentation de l'horizon de prédiction et la levée de la contrainte d'approximation du procédé au 1^{er} ordre. Les performances du contrôleur sont comparées à celles du prédicteur de Smith et Ziegler-Nichols.

Mots clés : PI, PID, prédiction, relais

ملخص :

التعديل الآلي التلقائي لل PID بطريقة Astrom-Hagglund نُقِّدَ بإدخال بدال في الحلقة المغلقة للصنع دورات محدودة. هذا الأخير يسمح بالحصول على الدبذبة الحدية و الربح الحدية المستخدمين في تحديد PID. هذه التقنية احدثت ثورة خاصة في أنظمة التأخر التي تتلائم لتتبع هذا النوع من الاختبارات. اما بالنسبة لبعض أنظمة التعديل بالتنبؤ فهي مفضلة.

في هذه الموضوع تم انجاز طريقة PI تو وقعيه للتحكم من اجل تحديد سعة الطور بالتنبؤ للتحكم للتوصيل لأوفمارجين مواصفات لمرحلة مقترح بزيادة في أوفبريديكشن الأفق و رفع قيد التقريب في الطريقة من الدرجة الأولى.

أداء أريكو مباريد الرئيس بهؤلاء لعراف سميث و Ziegler-Nichols.

1.- Introduction :

La plupart des procédés industriels, réagissent aux sollicitations d'entrées qu'après un certain retard dont l'existence n'est pas contraire au principe de superposition, mais la non-instantanéité qu'elle exprime ne conduit pas à des équations différentielles à coefficients constants. Alors que dans l'étude des systèmes à constantes localisées les phénomènes sont supposés se propager à une vitesse infinie. Ainsi, le retard conduit à des systèmes plus difficiles à étudier mathématiquement. En effet, Le problème posé par les systèmes à retard provient :

- De l'analyse de la stabilité, où presque toutes les techniques développées concernent les systèmes dont la fonction de transfert est rationnelle ou a une réalisation équivalente.

En considérant le système asservi standard de la Fig 1 avec $G(S) = G_0(S)e^{-LS}$, où L représente un retard pur et $G_c(S)$ un régulateur.

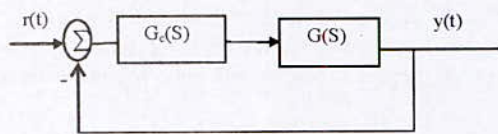


Fig 1 Système asservi standard

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par

$$H_r(S) = \frac{G_c(S)G_0(S)e^{-LS}}{1 + G_c(S)G_0(S)e^{-LS}} \quad (1)$$

Pour l'étude de la stabilité, on montre qu'un système à retard tout comme celui sans retard, est stable si tous ses pôles sont à parties réelles négatives. C'est-à-dire, il faut que les racines de l'équation caractéristique ci-dessous soient à parties réelles négatives :

$$1 + G_c(s)G_0(s)e^{-Ls} = 0 \quad (2)$$

Or lors du développement du terme e^{-Ls} en séries de Maclaurin :

$$e^{-Ls} = 1 - Ls + \frac{(Ls)^2}{2!} - \frac{(Ls)^3}{3!} + \dots \quad (3)$$

L'équation caractéristique aura un nombre infini de racines. Ce qui complique l'analyse de la stabilité du système en boucle fermée sans une simplification au préalable.

- Comme le correcteur ne voit pas l'effet de sa correction immédiatement, dû au retard, l'erreur reste inchangée pendant que la sortie non corrigée est asservie au correcteur. Ce dernier, génère d'autres actions correctives et tend à sur-corriger le système pour la même erreur donnée. D'où l'effet déstabilisant du retard [5][7].

2.- Méthodes de synthèse conventionnelles :

Les principales techniques de commande utilisées pour les systèmes à retard sont : les méthodes de réglage, les méthodes prédictives et celles de la théorie optimale. Cette dernière est peu pratique, elle nécessite plus de capteurs ou d'observateurs pour l'estimation des états. Cet article concerne les méthodes prédictives.

3.- Méthodes prédictives :

Afin résoudre le problème du retard, une technique raisonnable serait de prédire la sortie du système un certain temps auparavant. Cela pourrait être fait en utilisant la sortie retardée et celle de la partie rationnelle du système, afin de compenser au mieux l'effet du retard. Cette technique a conduit à ce qu'on appelle le prédicteur de Smith [5][7] décrit par le bloc diagramme suivant :

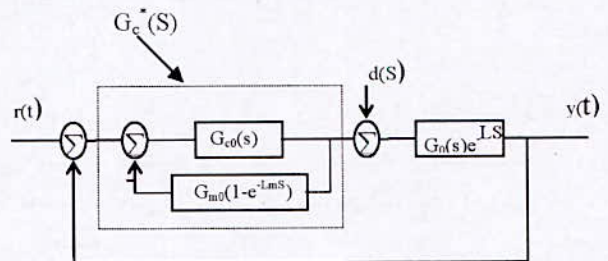


Fig 2 Schéma du prédicteur de Smith

$$G_c^*(s) = G_{c0}(s) / (1 + G_{c0}G_{m0}(1 - e^{-Lms}))$$

$G_c^*(S)$ fonction de transfert du contrôleur de Smith

Toujours dans le même but, Moore (1969, 1970) a cherché de prédire numériquement la sortie d'un modèle du 1^{er} ordre à retard en se basant sur la valeur en cours de celle-ci et celle de l'entrée précédente. Ce qui a conduit au développement d'un prédicteur analytique plus connu sous le nom de prédicteur PI[4][12]. Une généralisation de cette technique a permis de surmonter la contrainte liée à la limitation de la forme du compensateur et son extension aux régulateurs PID.

3.1.- Prédicteur PI :

Considérons le cas où on utilise un compensateur contenant un pur terme de prédiction e^{sl_p} . Celui-ci va annuler l'effet du retard en introduisant une avance de phase et par suite augmenter la rapidité de la réponse du système compensé selon la figure ci-dessous [4].

Où l_p représente une valeur équivalente au retard du système (horizon de prédiction)

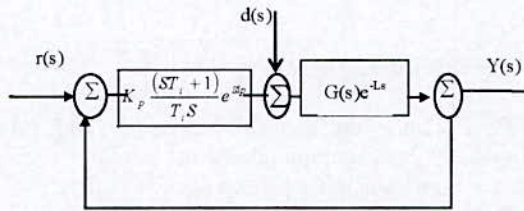


Fig 2 : PPI non réalisable

Le problème est que e^{sl_p} est une pure prédiction qui ne peut être réalisée.

Faisons le développement en séries de Maclaurin du terme e^{sl_p} .

$$e^{sl_p} = 1 + l_p S + \frac{l_p^2}{2!} S^2 + \dots + \frac{l_p^n}{n!} S^n \quad (4)$$

Si $U_1(s) = U(s)e^{sl_p}$ (5)

Où $U_1(s)$ est le signal de sortie du compensateur et $U(s)$ est le signal de commande d'avant la prédiction.

On aura:

$$U_1(t) = U(t) + l_p \frac{d(U(t))}{dt} + \frac{l_p^2}{2!} \frac{d^2(U(t))}{dt^2} + \dots + \frac{l_p^n}{n!} \frac{d^n(U(t))}{dt^n} \quad (6)$$

Cela montre que les dérivées en cours du signal temporel continu $U(t)$, peuvent être utilisées pour anticiper le développement futur du signal. Or la prise de dérivées d'un tel signal en présence de bruit n'est pas faisable à cause de l'amplification de ceux-ci. La solution la plus simple consiste à utiliser les dérivées filtrées aux lieux des dérivées simples. Les dérivées filtrées sont obtenues du filtre de Gawthrop [1987] :

$$\frac{d^i[U_f(t)]}{dt^i} = \frac{S^i}{M(S)} U(t) \quad (7)$$

pour $i = 1, \dots, k$ et $M(S) = \left(1 + \frac{l_p S}{N}\right)^k$ (8)

où $U_f(s) = \frac{U(s)}{\left(1 + \frac{l_p S}{N}\right)^k}$ (9)

Ainsi une réalisation approximative est donnée par :

$$U_1(t) = U_f(t) + l_p \frac{d(U_f(t))}{dt} + \frac{l_p^2}{2!} \frac{d^2(U_f(t))}{dt^2} + \dots \quad (10)$$

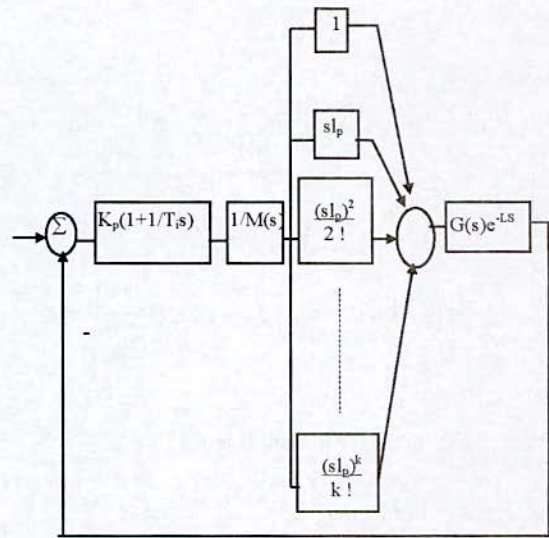


Fig 3 Version réalisable du PPI

Une interprétation de la configuration du PPI montre qu'elle est formée d'un contrôleur PI renforcé par un terme de prédiction. La synthèse du PPI est simple, il y a trois paramètres de réglage. On doit d'abord choisir un l_p convenable puis synthétiser le régulateur PI par la méthode de Ziegler-Nichols ou toute autre méthode.

Pour une structure simple du PPI et comparable à celle du PID, l'ordre de prédiction peut être limité à $k=2$. On montre [Besharati, Gawthrop] que ceci représente un bon compromis entre complexité et performance. Il a été trouvé [4] qu'une raisonnable compensation du retard par rapport à la bande passante du système, exige que $l_p \leq 65\%$ de L .

Cette technique du PI prédictif est jugée très simple à appliquer et peut donner de bons résultats. Ce qui nous a conduit à la combiner au contrôle à relais et déterminer ainsi les paramètres du régulateur PI pour une spécification de marge de phase prédéfinie.

3.2.- PI prédictif dans la commande à relais :

Nous avons essayé de développer la section du PPI pour déterminer les paramètres du régulateur PI à partir de test à relais. Tout en se basant, sur une spécification de marge de phase ϕ_m prédéfinie

En principe le déplacement du lieu critique à une position spécifiée par une marge de phase ϕ_m , est caractérisé par $e^{j(\pi+\phi_m)}$. Nous aurons pour le système compensé :

$$G_c(j\omega_{cr})g(j\omega_{cr}) = e^{j(\pi+\phi_m)} \quad (11)$$

ω_{cr} représente la fréquence critique
Où

$$\left\{ \begin{array}{l} G_c(j\omega_{cr}) \cong K_p \left(1 + \frac{1}{j\omega_{cr}T_i} \right) e^{j\omega_{cr}L_p} \\ |G_c(j\omega_{cr})| = K_p \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_{cr}^2 T_i^2}} \\ \arg G_c(j\omega_{cr}) = \omega_{cr}L_p - \arctg \frac{1}{\omega_{cr}T_i} = \phi_c \end{array} \right. \quad (12)$$

Avec l_p horizon de prédiction, Il apparaît que:

$$\begin{aligned} |G_c(j\omega_{cr})| |G(j\omega_{cr})| e^{j(\pi+\psi+\phi_c)} &= e^{j(\pi+\phi_m)} \\ \Rightarrow \phi_c &= \phi_m - \psi \\ \Rightarrow \omega_{cr}L_p - \phi_m + \psi &= \arctg \left(\frac{1}{\omega_{cr}T_i} \right) \\ \Rightarrow \tg(\omega_{cr}L_p + \psi - \phi_m) &= \frac{1}{\omega_{cr}T_i} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} T_i = \frac{1}{\omega_{cr} \tg(\omega_{cr}L_p + \psi - \phi_m)} \\ K_p = \frac{4M}{\pi a_0} \text{Cos}(\omega_{cr}L_p + \psi - \phi_m) \end{array} \right. \quad (14)$$

où a_0 est la valeur de l'amplitude d'entrée au relais à hysteresis et M la valeur de sortie du relais.

Originellement la valeur de l_p [4] a été limité à $l_p \leq 0,63 L_m$. Dans notre méthode la variable l_p qui est

l'horizon de prédiction peut être augmenté jusqu'à L_m , nous prendrons ainsi :

$$l_p = L_m \quad (15)$$

Le choix de la valeur de l_p pour le contrôle de procédés dont le retard n'est pas apparent, ainsi que l'emploi du prédicteur de Smith, nécessitent l'approximation des procédés par des modèles réduits. Pour cela, nous avons opté pour la technique d'identification de modèle 1^{er} ordre à partir de test à relais décrite par ce qui suit.

4.- Identification de modèle :

Pour établir un modèle du système un relais d'hystérésis h et d'amplitude M est introduit dans la boucle, il est caractérisé par son gain équivalent:

$$N(a) = \frac{4M}{\pi a} \left(\sqrt{1 - \frac{h^2}{a^2}} - j \frac{h}{a} \right)$$

De ce fait le lieu critique du relais devient

$$\begin{aligned} \frac{-1}{N(a)} &= \frac{-a\pi}{4M} \sqrt{1 - \frac{h^2}{a^2}} - j \frac{h\pi}{4M} \\ &= -\frac{a\pi}{4M} \left[\sqrt{1 - \frac{h^2}{a^2}} + j \frac{h}{a} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

a représentant l'amplitude du signal d'entrée du relais

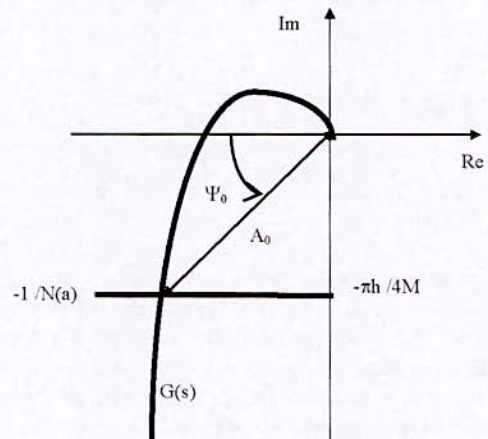


Fig-4 lieu de Nyquist : procédé $G(s)$ sous test à relais

Avec:

$$A_0 = \frac{a_0 \pi}{4M} \quad (17)$$

$$\Psi_0 = \arcsin(h/a_0) \quad (18)$$

L'objectif est d'identifier les trois paramètres du modèle du 1^{er} ordre suivant :

$$G_m(s) = \frac{k_m e^{-L_m s}}{1 + T_m s} \quad (19)$$

Pour le gain statique K_m du procédé, nous pensons qu'un test à relais préliminaire est toujours nécessaire pour confirmer le *signe* du gain statique et estimer la fréquence des oscillations afin de caler le filtre éventuellement présent dans la chaîne de mesure. Ce test peut être profitable en injectant un faible biais dans le relais. Ce qui permet de déplacer la composante continue de la sortie du système et pouvoir ainsi calculer le gain statique directement [1][9][11].

Comme la commande et la sortie du système sont des signaux périodiques, ils peuvent être développés en série de Fourier. Leurs premières harmoniques sont alors obtenues, et leurs coefficients permettent d'avoir la valeur en un point de la réponse fréquentielle

$$G(0) = \frac{\int_0^{T_{cr}} y(t) dt}{\int_0^{T_{cr}} u(t) dt} = K_m \quad (20)$$

Alors que le gain A_0 à la fréquence ω_{cr} est donné par :

$$|G(j\omega_{cr})| = \frac{\int_0^{T_{cr}} y(t) e^{-j\omega_{cr} t} dt}{\int_0^{T_{cr}} u(t) e^{-j\omega_{cr} t} dt} = A_0 \quad (21)$$

Où $\omega_{cr} = 2\pi / T_{cr}$ est la fréquence critique (22)

C'est une formule qui calcule la valeur exacte du gain à la fréquence ω_{cr} . Une valeur approchée est donnée par l'approximation de l'équivalent harmonique équation (17). Pour les systèmes du 1^{er} ordre décrit par l'équation 19, A_0 est donné par :

$$A_0 = \frac{K_m}{\sqrt{(\omega_{cr} T_m)^2 + 1}} \quad (23)$$

Ce qui permet de calculer la constante de temps T_m .

$$\Rightarrow T_m = \frac{\sqrt{(K_m / A_0)^2 - 1}}{\omega_{cr}} \quad (24)$$

Or d'après la figure-4, nous avons :

$$\pi + \Psi = 2\pi - L_m \omega_{cr} - \arctg(T_m \omega_{cr}) \quad (25)$$

Ce qui donne :

$$L_m = \frac{1}{\omega_{cr}} (\pi - \Psi - \arctg(T_m \omega_{cr})) \quad (26)$$

Ainsi, le modèle de l'équation-19 est complètement identifié par le système d'équations suivantes : (20), (24), (26) et qui donnent après développement

$$\begin{cases} k_m = \frac{a_0 \pi}{4M} \sqrt{(\omega_0 T_m)^2 + 1} \\ T_m = \frac{Tu}{2} \left[\operatorname{Ln} \left(\frac{MK_m + a_0}{MK_m - a_0} \right) \right]^{-1} \\ L_m = T_m \operatorname{Ln} \left(\frac{MK_m - h}{MK_m - a_0} \right) \end{cases} \quad (27)$$

5.- Simulation:

Pour juger les performances de la méthode du PI prédictif présentée, nous avons simulé le commande d'un grand nombre de procédés de différentes dynamiques. Pour chaque exemple, nous comparons les résultats obtenus avec ceux obtenus par les méthodes de synthèse habituellement utilisées pour les systèmes à retard.

Les trois méthodes de synthèse à comparer dans ce contexte sont alors les suivantes :

- a- Notre PI prédictif noté : PPI
- b- Prédicteur de Smith noté : PS
- c- Méthode Ziegler-Nichols modifiée notée : ZNM[2]

Rappelons que le PS utilise le modèle obtenu dans sa configuration alors que son compensateur primaire est déterminé selon la méthode d'Atrom-Hagglund-modifiée [1][2]. Notre PPI nécessite seulement l'identification du retard. Pour la méthode Ziegler-Nichols, les paramètres de l'oscillation sont utilisés pour calculer le régulateur principal.

Quatre procédés de moyenne réglabilité et de différentes dynamiques sont considérés à titre de démonstration.

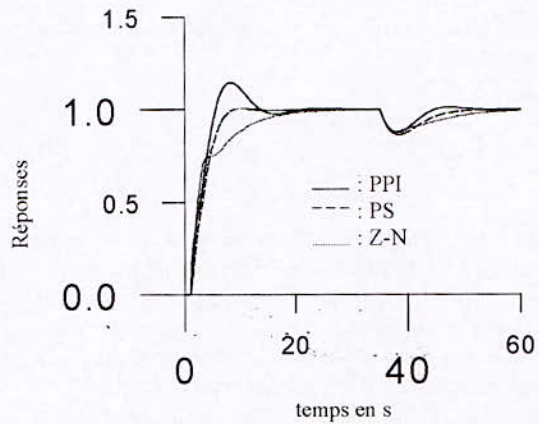
$$G_1(s) = \frac{e^{-s}}{(2s+1)^2}; \quad G_2(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^3}$$

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)^5}; \quad G_4(s) = \frac{1-s}{(s+1)^5}$$

Dans les deux premiers procédés, les retards sont apparents, pour ces exemples l'horizon de prédiction est pris égal au retard. Les deux autres exemples ($G_3(s)$ et $G_4(s)$) ne sont pas des procédés à retard et doivent être réduits afin de faire apparaître ces derniers. Il est à noter que les modèles du premier ordre qui décrivent les systèmes étudiés ne sont utilisés que dans le but d'ajuster le régulateur PI prédictif et que les systèmes sous contrôle sont ceux décrits par les fonctions de transfert. De plus les processus ci-dessus ont été soigneusement choisis pour leur bonne réponse compensée par une structure PID obtenue par la méthode de Ziegler-Nichols modifiée. Les figures ci-après montrent les réponses indicielles de quatre procédés compensés par les trois méthodes considérées. Relativement parlant, de très bonnes performances sont obtenues avec notre PI prédictif pour les trois premiers exemples. Comme nous pouvons le constater aussi bien au niveau de l'état transitoire, le temps de réponse semble le même si ce n'est plus petit, que durant l'état permanent du système, notre PI prédictif apporte au système de très bonnes performances. Lors des variations de charge pendant l'état permanent la réponse du PI prédictif est plus rapide que celles des deux autres méthodes. Le dernier exemple est à déphasage non minimal, le retard apparu après réduction est très grand ce qui dégrade les performances du PI prédictif ainsi que celles des autres régulateurs. En tous cas la simulation sur un très grand nombre d'exemples, montre que le PI prédictif ne convient pas pour les procédés ayant de longs temps morts, néanmoins et à cause de sa simplicité son utilisation peut être préférée pour tous les procédés de réglabilité moyennement faibles.

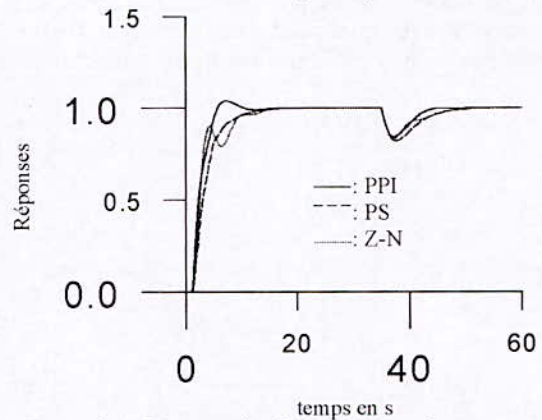
6.- Conclusion:

De nouvelles expressions pour le réglage du PI prédictif à partir de test à relais, ont été présentées. C'est la première fois où le réglage du PI prédictif se fait pour une spécification de marge de phase et avec un horizon de prédiction égal au temps mort du procédé à contrôler. Ce qui permet de prédire la sortie du système sans aucun retard. Le compensateur présenté ne souffre d'aucun réglage préliminaire ni de problème d'implantation, tout est obtenu à partir de test à relais. Pour le calcul ou bien la mesure du gain et de la fréquence critique [14] différentes méthodes peuvent être utilisées telle que la méthode du gain équivalent où il est nécessaire de résoudre le système d'équations complexes à deux inconnues correspondant au dénominateur de la fonction de transfert du système avec relais. Dans le cas où une composante statique perturbatrice venait à s'installer, un simple filtre passe bas nous permettrait de l'éliminer [13]. Dans notre cas nous choisissons une valeur de L_p convenable selon le temps mort du système et de sa constante de temps dominante puis nous accordons et ajustons la partie du PI par la méthode Ziegler-Nichols basée sur la



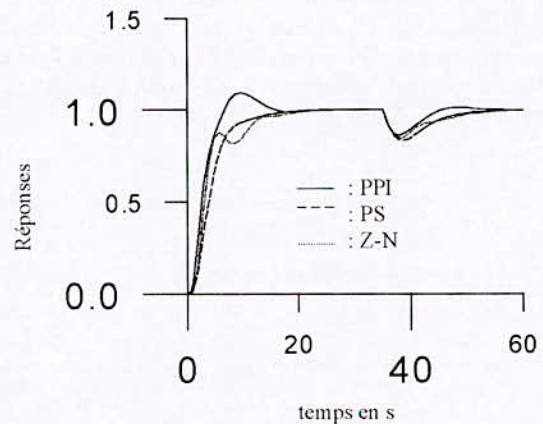
Exemple1: Réponses indicielles du système compensé

$$G_1(s) = \frac{e^{-s}}{(2s+1)^2}$$



Exemple2: Réponses indicieuses au système compensé

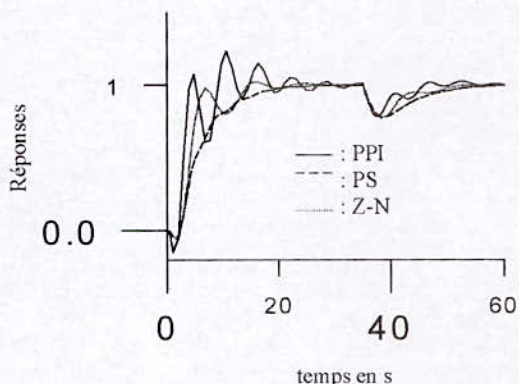
$$G_2(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^3}$$



Exemple3: Réponses indicielles du système compensé

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)^5}$$

connaissance du gain et de la fréquence critique. La comparaison des performances avec celles du prédicteur de Smith et Ziegler-Nichols modifiée, montre peut être pas la supériorité mais du moins une robustesse aussi forte que celle des deux autres méthodes étudiées avec en plus une simplicité d'implémentation et une grande souplesse de réglage. Néanmoins, la simulation sur un très grand nombre d'exemples confirme bien que la technique ne peut être applicable pour les systèmes classifiés à retard dominant, dont la valeur du retard n'excède pas quatre fois la constante de temps.



Références bibliographiques :

- [1] K. J Astrom et T. Hagglund: Automatic tuning of simple regulators for phase and amplitude margins specification. Proceeding IFAC workshop on adaptative systems in control and signal processing. 1983
- [2] K. J. Astrom et C. C. Hang et B. C. Ho: Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula. IEEE proceeding -D, vol 138, n° 1991
- [3] D.P.Atherton: Stability of non-linear systems 1984. Research studies press of John Wiley and sons LTD
- [4] A. Besharati Rad et Wai .Lun .Lo : Predictive PI controller .Int . J of control. Vol 60, n°5, 1994.
- [5] Isaac. Horowitz : some properties of delayed control .Int. J. of control , vol 38 , n° 5, 1983
- [6] Jin Hyun park, Su Whan Suag and In-beum-Lee Improved Relay autotuning with static Load disturbance , Automatica , vol 33 , n°4 , 1997
- [7] Z. Palmor: Stability properties of smith dead-time controller. Int. J. of control , vol 32 , n° 6 ,1980
- [8] Z.palmor and M.Blan: An auto-tuner for smith dead-time compensator. Int. J of control, vol 60, n°1 ,1994
- [9] Qing-Gwo Wang , Chang-Chiech Hang and B. Zon Low-order Modelling from relay feedback. Ind. Eng. Chem Res. Vol 36 , 1997
- [10] Stih-Haus Shem, Juin-Sheng Wu, and C.-ching Yu Autotune identification under load disturbance. Ind. Eng. Chem Res, vol 35 , 1996
- [11] Shih-Haur Shen, Juin-Shen Wu and C. Ching Yu Use of Biased-relay feedback for system identification. Aiche. Journal , vol 42, n° 4 , 1996
- [12] S.K.P Wong and D.E. Seborg A theoretical Analysis of Smith and Analytical predictors . Aiche.Journal, vol 32. n° 10, 1986
- [13] D.Kamri Commande à relais dans les systèmes à retard Thèse de Magister Ecole Nationale Polytechnique Alger 1999
- [14] N.Kara Conception d'un contrôleur PID non linéaire pour la compensation des systèmes non linéaires. Thèse de Magister Ecole Nationale Polytechnique Alger 1995

Exemple4: Réponses indicielles du système compensé

$$G_4(s) = \frac{1-s}{(s+1)^5}$$

Approche de Commande Décentralisée par Réseaux de Neurones Adaptatifs avec Analyse de la Stabilité : Application aux Robots

D. BOUKHETALA, F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT & N.K. M'SIRDI*
Laboratoire de Commande des Processus Ecole Nationale Polytechnique

10 Avenue Pasteur BP 182 El Harrach Algiers Algeria

* Laboratoire de Robotique de Versailles U.V.S.Q

10-12 Avenue de l'Europe 78140 Velizy France

e-mail: dboukhetala@yahoo.fr

ملخص:

هذا العمل يخصص التحكم اللامركزي التلاومي للأنظمة المتشابهة اللاخطية باستعمال الشبكات العصبونية الاصطناعية، حيث قمنا باقتراح طريقة تعتمد على تقريب الدالة اللاخطية لنموذج النظام بواسطة شبكة عصبونية. قانون التحكم المطور تم استنتاجه باستعمال نظرية ليابونوف من أجل ضمان استقرار النظام. تم البرهان على فعالية الطريقة المقترحة عن طريق المحاكاة العددية بتطبيقها على ذراع آلية من نوع PUMA560. النتائج المحصل عليها أثبتت نجاعة النظام.

كلمات مفتاحية: تحكم لامركزي، شبكات عصبونية، استقرار، أذرع آلية.

Abstract: In this paper a decentralized control approach using adaptive artificial neural networks (ANN) is proposed for manipulator robots. This control scheme is an extension to the decentralized case of an existing one, which was proposed by F.L Lewis in the centralized context. In order to deduce the control law, ANN's approximation functions theory is used. The stability of the closed loop system is proved by using Lyapunov stability theory. Simulations on the PUMA560 robot model are performed to highlight the feasibility and the performances of the proposed control technique.

Key words: Decentralized control, neural networks, stability, robot.

Resumé: Dans ce travail, une approche de commande décentralisée par réseaux de neurones adaptatifs des robots manipulateurs est proposée. Cette technique de commande constitue une extension au cas décentralisée d'une approche déjà développée par F.L. Lewis dans un contexte centralisé. Lors de l'élaboration de la loi de commande, la théorie d'approximation des fonctions par les réseaux de neurones est utilisée. La stabilité du système en présence des réseaux de neurones est également démontrée en utilisant la théorie de Lyapunov. Afin de tester la faisabilité et les performances du schéma proposé, une application pour la commande en poursuite de trajectoire du robot PUMA560 est effectuée.

Mots clés : Commande décentralisée, réseaux de neurones, stabilité, robot

Approche de Commande Décentralisée par Réseaux de Neurones Adaptatifs avec Analyse de la Stabilité : Application aux Robots

D. BOUKHETALA, F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT & N.K. M'SIRDI*
 Laboratoire de Commande des Processus Ecole Nationale Polytechnique

10 Avenue Pasteur BP 182 El Harrach Algiers Algeria

* Laboratoire de Robotique de Versailles U.V.S.Q

10-12 Avenue de l'Europe 78140 Velizy France

e-mail: dboukhetala@yahoo.fr

Resumé : Dans ce travail, une approche de commande décentralisée par réseaux de neurones adaptatifs des robots manipulateurs est proposée. Cette technique de commande constitue une extension au cas décentralisé d'une approche déjà développée par F.L. Lewis dans un contexte centralisé. Lors de l'élaboration de la loi de commande, la théorie d'approximation des fonctions par les réseaux de neurones est utilisée. La stabilité du système en présence des réseaux de neurones est également démontrée en utilisant la théorie de Lyapunov. Afin de tester la faisabilité et les performances du schéma proposé, une application pour la commande en poursuite de trajectoire du robot PUMA560 est effectuée.

Mots clés : commande décentralisée, réseaux de neurones, stabilité, robot

1. INTRODUCTION

L'apparition des réseaux de neurones artificiels a ouvert des perspectives prometteuses dans le développement technologique. Grâce à leurs capacités d'approximation des fonctions non linéaires, ils ont été utilisés avec beaucoup de succès dans le domaine de l'identification et de la commande des systèmes physiques, en particulier pour les systèmes non linéaires [1], [2]. Parmi les méthodes développées dans ce sens, on peut citer entre autres :

-La commande supervisée [3], [4],[5],[6] : Le réseau recopie une loi de commande existante afin d'améliorer les performances grâce aux capacités de généralisation dont il jouisse.

-La commande inverse [3], [4], [1] : Cette commande consiste à rechercher d'abord un modèle inverse du processus qu'on apprend au réseau. Ce dernier sera placé en série avec le processus à commander.

-La commande à régulateur auto-ajustable [7]: Dans cette structure de commande, un modèle suffisamment précis du système doit être établi afin de l'utiliser pour la construction d'une stratégie de commande. Le réseau de neurone est entraîné pour modéliser le système. Les sorties des réseaux seront utilisées pour l'optimisation d'un critère, sur la base duquel la loi de commande sera ensuite développée.

-La commande adaptative avec modèle de référence (MRAC) [1] : Le réseau est utilisé pour que le système suive un modèle de référence. L'erreur de poursuite est utilisée pour ajuster les poids du réseau.

Il est à noter que pour toutes les approches citées ci dessus aucune analyse de la stabilité du système n'est établie.

Cependant, l'apparition des travaux de Lewis [8],[9] a ouvert de grandes perspectives pour la commande par réseaux de neurones avec preuve de la stabilité. En se basant sur ses travaux, un certain nombre de résultats ont été obtenus [10], [11], [12].

Le travail présenté dans ce papier constitue une contribution à la commande décentralisée adaptative par réseaux de neurones avec analyse de la stabilité. Dans la structure de commande proposée, le robot est considéré comme un système interconnecté où chaque articulation représente un sous système qui sera commandé par une station de commande locale [6]

2. MODELE DYNAMIQUE DECENTRALISE

Etant donné le modèle dynamique décentralisé du robot de l'équation (2) mis sous la forme suivante :

$$m_{ii}(q) \ddot{q}_i(t) + b_{ii}(q, \dot{q}) \dot{q}_i(t) + g_i(q) + \bar{c}_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = u_i(t) \quad i = 1, \dots, n \quad (1)$$

Avec

$$\begin{aligned} \bar{c}_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) &= \sum_{j=1}^n m_{ij}(q) \ddot{q}_j(t) + \sum_{j=1}^n b_{ij}(q, \dot{q}) \dot{q}_j(t) + \\ k_{ii}(q, \dot{q}) q_i(t) &+ \sum_{j=1}^n k_{ij}(q, \dot{q}) q_j(t) - u_{pi}(t) \quad i = 1, \dots, n \end{aligned} \quad (2)$$

Ce modèle caractérise la dynamique de chaque articulation en tenant compte des interactions avec le reste du robot.

Ces équations peuvent être exprimées en terme d'erreur de poursuite filtrée

$$r_i(t) = \dot{e}_i(t) + \lambda_i e_i(t); \quad \lambda_i \in \mathfrak{R}^+ \quad (3)$$

d'où

$$\dot{r}_i(t) = \ddot{e}_i(t) + \lambda_i \dot{e}_i(t) \quad i = 1, \dots, n \quad (4)$$

En multipliant (4) de part et d'autre par $m_{ii}(q)$, nous obtenons

$$m_{ii}(q) \dot{r}_i(t) = m_{ii}(q) \ddot{q}_i(t) - \dot{m}_{ii}(q) \dot{q}_i(t) \quad (5)$$

En remplaçant le terme $m_u(q)\dot{q}_i(t)$ par son expression de (1) et après quelques manipulations mathématiques nous obtenons la dynamique de l'erreur filtrée locale

$$m_u(q)\dot{r}_i(t) = -\frac{1}{2}b_u(q,\dot{q})r_i(t) + f_i(x_i) + \bar{c}_i(q,\dot{q},\ddot{q}) - u_i(t) \quad (6)$$

avec

$$f_i(x_i) = -\frac{1}{2}b_u(q,\dot{q})r_i(t) + b_u(q,\dot{q})(\dot{q}_{di}(t) + \lambda_i e_i(t)) + m_u(q)(\ddot{q}_{di}(t) + \lambda_i \dot{e}_i(t)) + g_i(q) \quad (7)$$

où $x_i = (e_i, \dot{e}_i, q_{di}, \dot{q}_{di}, \ddot{q}_{di})^T$

Cette dernière équation représente une fonction non linéaire.

3. COMMANDE DECENTRALISEE PAR RESEAUX DE NEURONES ADAPTATIFS

Le problème consiste à synthétiser une loi de commande locale à base de réseaux de neurones adaptatifs assurant ainsi la convergence de l'erreur de poursuite et la bornitude des différents paramètres intervenant dans cette loi. Pour cela, nous proposons la loi de commande suivante :

$$u_i(t) = \hat{f}_i(x_i) + k_{r_i} r_i(t) + v_{r_i}(t) \quad (8)$$

$\hat{f}_i(x_i)$ est une estimation en temps réel de la fonction non linéaire définie par (7).

En remplaçant (8) dans (6) nous obtenons l'équation de l'erreur en boucle fermée

$$m_u(q)\dot{r}_i(t) = -(k_{r_i} + \frac{1}{2}b_u(q,\dot{q}))r_i(t) + f_i(x_i) - \hat{f}_i(x_i) - v_{r_i}(t) + \bar{c}_i(q,\dot{q},\ddot{q}) \quad (9)$$

Sachant que les réseaux de neurones artificiels jouissent de la propriété d'approximateurs universels de fonctions non linéaires, nous allons les utiliser pour approximer de la fonction $f_i(x_i)$.

3.1. APPROXIMATION DES FONCTIONS NON LINEAIRES PAR LES RESEAUX DE NEURONES A COUCHES

Nous montrons ici comment les réseaux à couches sont utilisés pour approximer des fonctions non linéaires $f_i(x_i)$.

Ceci est basé principalement sur le théorème suivant :

Théorème [15]:

Soit $\phi(x)$ une fonction non constante, bornée, monotone et croissante et K une région bornée de R^n et $F(x_1, \dots, x_n)$ une fonction réelle continue définie sur K , alors, pour tout $\varepsilon > 0$, il existe un entier N et des constantes réelles C_j, θ_j ($j=1, \dots, N$) et W_{ij} ($i=1, \dots, N; j=1, \dots, N$) tels que :

$$\hat{F}(x_1, \dots, x_N) = \sum_{i=1}^N C_i \phi(\sum_{j=1}^N W_{ij} x_j + \theta_j) \quad (10)$$

satisfait

$$\max(|F(x_1, \dots, x_N) - \hat{F}(x_1, \dots, x_N)|) < \varepsilon$$

La forme de l'équation (10) indique que la fonction peut être approximée par un réseau de neurones à trois couches dont la structure est donnée par la figure 1.

Chaque sortie du réseau est exprimée par

$$y_i = \sum_{j=1}^l \left[W_{ij} \cdot \sigma \left[\sum_{k=1}^n V_{jk} x_k + \theta_{V_j} \right] + \theta_{W_i} \right], \quad i=1, \dots, m \quad (11)$$

Sous une représentation matricielle l'expression (11) devient

$$Y = W^T \cdot \sigma(V^T \cdot X + \Theta_V) + \Theta_W \quad (12)$$

Avec

$$Y \in \mathfrak{R}^m, X \in \mathfrak{R}^n, \sigma(Z) = [\sigma(Z_1), \dots, \sigma(Z_l)], Z \in \mathfrak{R}^l$$

$\sigma(\cdot)$: Fonction d'activation (sigmoïde).

$V^T \in \mathfrak{R}^{L \times n}$: Matrice des poids (entrée-couche cachée).

$W^T \in \mathfrak{R}^{m \times L}$: Matrice des poids (couche cachée-sortie).

$\theta_{V_j}, \theta_{W_i}$: Paramètres du biais.

Pour plus de détail sur les réseaux de neurones, le lecteur est amené à consulter les références spécialisées entre autres [1], [4],[16],...

Dans le schéma de commande en boucle fermée, un réseau de neurone est utilisé afin d'estimer en temps réel la fonction couple non linéaire $f_i(x_i)$ pour chaque loi de commande locale.

En supposant qu'il existe des poids idéaux W_i et V_i du réseau permettant la reconstruction de la fonction $f_i(x_i)$, cette dernière peut être exprimée en terme de réseau comme suite:

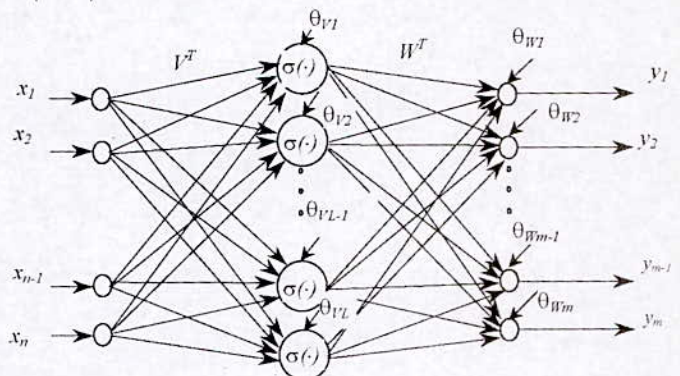
$$f_i(x_i) = W_i^T \cdot \sigma(V_i^T \cdot x_i) + \varepsilon_i(x_i) \quad (13)$$

où $\varepsilon_i(x_i)$ est une erreur de reconstruction supposée bornée.

On désigne l'estimée de la fonction $f_i(x_i)$ par

$$\hat{f}_i(x) = \hat{W}_i^T \cdot \sigma(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \quad (14)$$

\hat{W}_i et \hat{V}_i sont les estimées des poids W_i et V_i respectivement.



Couche d'entrée Couche cachée Couche de sortie

Figure 1. Structure d'un réseau de neurone à trois couches.

Les notations suivantes sont adoptées pour les erreurs d'estimation des différentes variables pour $i=1, \dots, n$:

- Erreur de l'estimation de la fonction
$$\tilde{f}_i(x_i) = f_i(x_i) - \hat{f}_i(x_i) \quad (15)$$
- Erreur de l'estimation des poids du réseau

$$\begin{cases} \tilde{V}_i = V_i - \hat{V}_i \\ \tilde{W}_i = W_i - \hat{W}_i \\ \tilde{Z}_i = Z_i - \hat{Z}_i \end{cases} \quad (16)$$

Avec $Z_i^T = [W_i^T \ V_i^T]$.

- Erreur d'estimation de la sortie de la couche cachée
$$\tilde{\sigma}_i = \sigma_i - \hat{\sigma}_i = \sigma_i(V_i^T \cdot x_i) - \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \quad (17)$$

Le développement en série de Taylor de la fonction d'activation du réseau i donne

$$\sigma_i(V_i^T \cdot x_i) = \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) + \sigma'_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \cdot \tilde{V}_i^T \cdot x_i + O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)^2 \quad (18)$$

où

$$\sigma'_i(\hat{z}_i) = \frac{d(\sigma_i(z_i))}{dz_i} \Big|_{z_i = \hat{z}_i}$$

En notant $\hat{\sigma}'_i = \sigma'_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i)$, nous aurons

$$\tilde{\sigma}_i = \sigma'_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \cdot \tilde{V}_i^T \cdot x_i + O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)^2 = \hat{\sigma}'_i \cdot \tilde{V}_i^T \cdot x_i + O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)^2 \quad (19)$$

3.2. DETERMINATION DE LA STRUCTURE DE COMMANDE

Afin d'établir le schéma de commande, nous donnons les hypothèses et les propriétés suivantes nécessaires pour le développements qui suivent.

Hypothèses :

H1: Les poids idéaux sont bornés c'est-à-dire qu'il existe des constantes V_{mi}, W_{mi} et Z_{mi} tels que:

$$\begin{cases} \|V_i\|_F \leq V_{mi} \\ \|W_i\|_F \leq W_{mi} \\ \|Z_i\|_F \leq Z_{mi} \end{cases} \quad (20)$$

Où $\|\cdot\|_F$ désigne la *norme Frobenienne* définie comme suit:

Soit les matrices $A \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{m \times n}$, et $X \in \mathbb{R}^n$

La *norme Frobenienne* à les propriétés suivantes:

$$\|A\|_F^2 = \text{trace}(A^T \cdot A) = \sum_{i,j} a_{ij}^2 \quad (21)$$

$$\langle A, B \rangle_F = \text{trace}(A^T \cdot B) \quad (22)$$

$$\|A \cdot X\|_F \leq \|A\|_F \cdot \|X\| \quad (23)$$

H2: Les trajectoires de référence sont bornées par une constante positive Q_{di} , c'est à dire

$$\{q_{di}, \dot{q}_{di}, \ddot{q}_{di}\} \leq Q_{di} \quad (24)$$

Propriétés :

P1: Pour la fonction sigmoïde, le terme du 2^{ème} ordre dans le développement en série de Taylor défini dans (18) vérifie l'équation suivante :

$$\|O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)\|^2 \leq c_{i1} + c_{i2} \cdot \|\tilde{V}_i\|_F \quad (25)$$

c_{i1}, c_{i2} sont des constantes positives. La preuve de cette propriété est donnée dans [17].

Pour le bras manipulateur défini par (1) et (2) nous avons pour $i=1, \dots, n$:

P2: $\bar{m}_i \leq m_i(q) \leq \bar{m}_i$, \bar{m}_i, \bar{m}_{i2} constantes positives.

P3: $b_{ii}(q_i, \dot{q}_i) \leq b_{ii}(q_i) |\dot{q}_i|$ avec $b_{ii}(q_i) \in C^1$.

P4: $\dot{m}_i(q) = b_{ii}(q_i, \dot{q}_i)$.

P5: $u_{pi} < b_{pi}$, b_{pi} sont des constantes positives.

En remplaçant dans l'équation (15) $f_i(x_i)$ et $\hat{f}_i(x_i)$ par leurs expressions respectives (13) et (14) et en tenant compte de (18) nous aurons

$$\begin{aligned} \tilde{f}_i(x_i) = & \tilde{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) + \hat{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \tilde{V}_i^T \cdot x_i + \\ & \tilde{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \tilde{V}_i^T \cdot x_i + W_i^T \cdot O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)^2 + \varepsilon_i(x_i) \end{aligned} \quad (26)$$

En remplaçant (26) dans (9) la dynamique de l'erreur en boucle fermée devient

$$\begin{aligned} m_{ii}(q) \dot{r}_i(t) = & -(k_{vi} + \frac{1}{2} b_{ii}(q, \dot{q})) r(t)_i + \tilde{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) + \\ & \tilde{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \tilde{V}_i^T \cdot x_i + \omega_i(t) - v_{ri}(t) \end{aligned} \quad (27)$$

avec

$$\omega_i(t) = \tilde{W}_i^T \cdot \sigma_i(\hat{V}_i^T \cdot x_i) \tilde{V}_i^T \cdot x_i + W_i^T \cdot O_i(\tilde{V}_i^T \cdot x_i)^2 + \varepsilon_i(x_i) + \bar{c}_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) \quad (28)$$

Supposons que cette dernière fonction est majorée comme suit [17] :

$$|\omega_i(t)| \leq S_i \varphi_i \quad (29)$$

avec

$$S_i \varphi_i = \zeta_{i0} + \zeta_{i1} \|z_i\| + \zeta_{i2} \|z_i\|^2 + \zeta_{i3} \|\hat{W}_i\|_F + \zeta_{i4} \|V_i\|_F + \zeta_{i5} \|\dot{V}_i\|_F + \zeta_{i6} \|\hat{W}_i\|_F$$

$$z_i = [e_i \ r_i]^T$$

et
$$S_i = \begin{bmatrix} 1 & \|z_i\| \|z_i\|^2 & \|\dot{V}_i\|_F & \|\dot{W}_i\|_F & \|\dot{V}_i\|_F \times \|\dot{W}_i\|_F \end{bmatrix}$$

$$\varphi_i = [\zeta_{i0} \ \zeta_{i1} \ \zeta_{i2} \ \zeta_{i3} \ \zeta_{i4} \ \zeta_{i5}]^T$$

Les éléments du dernier vecteur sont des constantes positives dépendant des caractéristiques physiques du robot et des bornes des perturbations et des trajectoires.

Le problème de la commande adaptative décentralisée par réseau de neurone consiste à synthétiser pour chaque articulation (sous système) une loi de commande adaptative de la forme (8), en tenant compte de (14) et ce afin d'assurer la stabilité du système en boucle fermée.

Si on choisit le signal $v_{Ri}(t)$ (terme robuste) et les lois d'adaptation des différentes variables comme suit :

$$v_{Ri} = \frac{r_i (S_i \hat{\varphi}_i)^2}{(S_i \hat{\varphi}_i)^T r_i + \delta_i} \tag{30}$$

$$\dot{\delta}_i = -\gamma_i \delta_i \tag{31}$$

$$\delta_i(0) > 0 \text{ et } \gamma_i > 0$$

$$\dot{\hat{\varphi}}_i = \Gamma_i S_i^T |r_i| = -\tilde{\varphi}_i \tag{32}$$

et si l'algorithme d'ajustement des poids est réalisé par

$$\begin{cases} \dot{W}_i = F_{wi} \cdot \sigma'_i r_i^T \\ \dot{V}_i = F_{vi} \cdot x_i \cdot (\sigma'_i \cdot \dot{W}_i \cdot r_i)^T \end{cases}, \tag{33}$$

avec $\Gamma_i = \Gamma_i^T > 0$, $F_{vi} = F_{vi}^T > 0$, $F_{wi} = F_{wi}^T > 0$

on peut montrer que l'erreur de poursuite filtrée en boucle fermée tend asymptotiquement vers zéro est les poids des réseaux sont bornés.

Le schéma correspondant à la loi de commande développée est illustré par la figure 2.

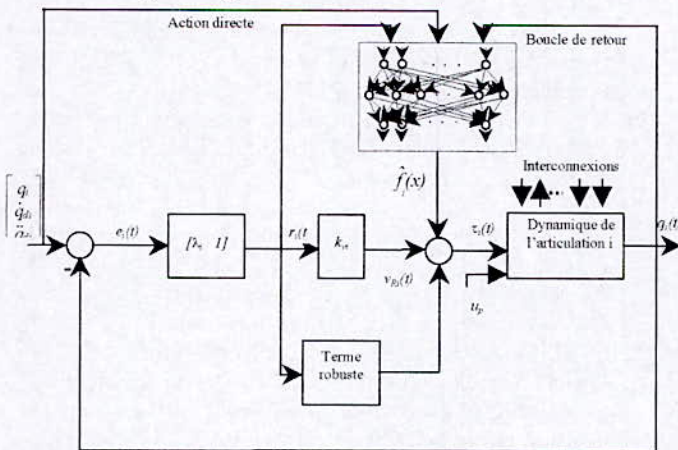


Figure 2. Schéma de structure de la commande adaptative

Preuve de la stabilité

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$L_i = \frac{1}{2} m_{wi} r_i^2 + \frac{1}{2} tr(\tilde{W}_i^T F_{wi}^{-1} \tilde{W}_i) + \frac{1}{2} tr(\tilde{V}_i^T F_{vi}^{-1} \tilde{V}_i) + \frac{1}{2} \tilde{\varphi}_i^T \Gamma_i^{-1} \tilde{\varphi}_i + \frac{\delta_i}{\gamma_i} \tag{34}$$

En dérivant cette fonction par rapport au temps et en utilisant (27), nous obtenons

$$L_i = -k_{wi} r_i^2 + \frac{1}{2} r_i (m_{wi} - b_{mwi}) - r_i v_{Ri} - \delta_i - |r_i| S_i \tilde{\varphi}_i + r_i w_i + tr(\tilde{W}_i^T F_{wi}^{-1} \dot{\tilde{W}}_i + \tilde{W}_i^T \sigma'_i r_i) + tr(\tilde{V}_i^T F_{vi}^{-1} \dot{\tilde{V}}_i + \tilde{V}_i^T x_i (\sigma'_i \dot{W}_i r_i)^T) \tag{35}$$

En tenant compte de la propriété P4

De l'équation (29), et sachant que $\tilde{\varphi}_i = \varphi_i - \hat{\varphi}_i$, nous pouvons écrire

$$r_i w_i - |r_i| S_i \varphi_i \leq 0 \tag{36}$$

Il en résulte

$$\begin{cases} \dot{L}_i \leq -\frac{1}{2} k_{wi} r_i^2 + \dot{L}_{i1} + \dot{L}_{i2} \\ \dot{L}_{i1} = |r_i| S_i \hat{\varphi}_i - r_i v_{Ri} - \delta_i \\ \dot{L}_{i2} = tr(\tilde{W}_i^T F_{wi}^{-1} \dot{\tilde{W}}_i + \tilde{W}_i^T \sigma'_i r_i) + tr(\tilde{V}_i^T F_{vi}^{-1} \dot{\tilde{V}}_i + \tilde{V}_i^T x_i (\sigma'_i \dot{W}_i r_i)^T \end{cases} \tag{37}$$

En remplaçant dans (37) v_{Ri} par son expression (30) nous aurons :

$$L_{i1} = \frac{\delta_i |r_i| (S_i \hat{\varphi}_i)}{(S_i \hat{\varphi}_i)^T r_i + \delta_i} - \delta_i \leq 0 \tag{38}$$

Sachant que $\tilde{W}_i = W_i - \hat{W}_i$, $\tilde{V}_i = V_i - \hat{V}_i$ et en appliquant les lois

d'adaptation paramétrique (33) dans l'expression de L_{i2} , nous pouvons trouver aisément

$$\dot{L}_{i2} = 0 \tag{39}$$

des équations (37), (38), (39) nous déduisons

$$\dot{L}_i \leq 0 \tag{40}$$

L'équation (40) implique que L_i , r_i , W_i , V_i et φ_i sont bornés. On peut aussi montrer que \dot{r}_i est bornée c'est à dire que r_i est uniformément continue.

4. RESULTATS DE SIMULATION

Afin de tester la faisabilité du schéma de commande proposé, des simulations ont été effectuées sur le modèle du robot PUMA 560 (voir Annexe) en considérant uniquement des trois premières articulations. La trajectoire de référence est cycloïdale en utilisant le test Leahvy. La méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre avec un pas de simulation $dt = 0.001 \text{ sec}$ a été utilisée.

Les paramètres de commande sont choisis comme suit :

$$\gamma_i = 5, \delta_i(0) = 30, k_{vi} = 200, \lambda_i = 10, \quad i = 1 \dots 3$$

Ils seront les même pour tout les réseaux.

Les paramètres des différents réseaux utilisés sont :

$$F_{w1} = 0.05, \quad F_{v1} = 0.001$$

$$F_{w2} = 0.5, \quad F_{v2} = 0.001$$

$$F_{w3} = 0.5, \quad F_{v3} = 0.001$$

Chaque réseau est à trois couches, la couche cachée contient dix neurones et les fonctions d'activation sigmoïdales sont données par :

$$\sigma_j = \frac{5}{1 + \exp(-0.1 \times j \times \text{net}_j)} \quad j = 1 \dots 10$$

net est le vecteur de sortie de la couche cachée.

Les poids sont tous initialisés à zéro, ce qui ne pose pas de problème à l'instant initial car le terme robuste et le terme proportionnel dérivée agissent le temps que le réseau commence l'adaptation.

Le vecteur d'entrée du $i^{\text{ème}}$ réseau est

$$x_i = (e_i, \dot{e}_i, q_{di}, \dot{q}_{di}, \ddot{q}_{di})$$

Un test de robustesse vis à vis de la variation de la charge a été effectué en simulant, à l'instant $t=0.75 \text{ sec}$, la chute d'une masse de 5 Kg manipulée par le robot. Les résultats de la figure 4 montrent la robustesse de la commande ainsi que les allures acceptables des signaux de commande.

Un autre test qui consiste à vérifier la robustesse de la commande par rapport à la décentralisation a été également effectué, dans lequel nous simulons la rupture de la commande au niveau de la seconde articulation. Les résultats de la figure 5 montrent que les autres stations de commande prennent en charge cette perturbation d'une manière convenable.

5. CONCLUSION

Dans ce papier, une approche de commande décentralisée adaptative à base de réseaux de neurones à couches a été proposée. Cette approche constitue une extension au cas décentralisée d'un schéma déjà développé pour la commande centralisée.

Dans la structure proposée, chaque unité de commande locale utilise une loi de commande composée de trois termes. Le premier terme représente un régulateur à action proportionnelle et dérivée à gains fixes. Le second terme est un signal délivré par un réseau de neurones adaptatif estimant une certaine fonction non linéaire. Le dernier terme est introduit pour compenser, au niveau de chaque sous système, l'effet des erreurs de constructions, des perturbations, des dynamiques non modélisées ainsi que l'effet des interconnexions avec les autres sous systèmes.

La stabilité du schéma de commande est prouvée en se basant sur des hypothèses et propriétés liées aux modèles du robot et la théorie de Lyapunov.

La loi de commande proposée a été appliquée pour la commande en poursuite de trajectoire d'un robot de type PUMA560 où la robustesse a été prouvée. Il est à noter que dans cette structure, les réseaux de neurones ne nécessitent aucun apprentissage *off-line*. L'adaptation se fait on line et les poids pourront être initialisée à zéro.

En outre, contrairement aux méthodes de commandes adaptatives classiques, la synthèse de la commande ne nécessite pas la connaissance préliminaire du modèle du robot. On peut également envisager l'utilisation d'autres types de réseaux de neurones comme les réseaux à bases radiales RBF, les réseaux récurrents ou dynamiques [18], [19]. Néanmoins, la preuve de la stabilité doit se conformer aux caractéristiques de ces réseaux.

6. REFERENCES

- [1] K.S. Narendra and K. Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical Systems using Neural Networks," *IEEE Trans, Neural Networks*, vol. 1, pp. 4-27, 1990.
- [2] K.S. Narendra and K. Parthasarathy, "Gradient Methods for the Optimisation of Dynamical Systems Containing Neural Networks," *IEEE Trans, Neural Networks*, vol. 2, NO. 2, pp. 252-262, 1990.
- [3] K.J. Hunt and al, "Neural Networks for Control Systems- A Survey," *Automatica*, vol. 28, NO. 6, pp. 1083-1112, 1992.
- [4] W. T. Miller, R. Sutton, P.J. Werbos, *Neural Networks for Control*, The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, London, 1992.
- [5] B. Hamzi, S. Labiod, D. Boukhetala and F. Boudjema, "Supervised Control Using Dynamical Neural Networks with Application to an Inverted Pendulum," *International IFAC-IFIP-IMACS Conference on Control of Industrial Systems*, 20-22 May 1997, Belfort, France.
- [6] D. Boukhetala, F. Boudjema, M. Djebiri, M.S. Boucherit and N.K. M'Sirdi, "Decentralized neural network controller for trajectory tracking of robot manipulator," *Archives of Electrical Engineering*, Journal of Poland Academy vol.L N° 3, 2001, pp.297-311.
- [7] F. C. Chen, "Backpropagation Neural Networks for Nonlinear Self-Tuning Adaptive Control," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 10, pp. 44-48, 1990.
- [8] F. L. Lewis and al, "Neural Net Robot Controller With Guaranteed Tracking Performances," *Proc. IEEE Int. Symp. Intelligent Control*, 1993.
- [9] F. L. Lewis, A. Yesildirek and k. Liu, "Neural net robot controller with guaranteed stability," *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, Vol. 5, no. 2, pp. 103-108, 1993.
- [10] C. M. Kwan and al, "Robust Neural Network Control of Flexible-Joint Robots," *Proceeding of the 34th Conference in decision & Control*, pp. 1296-1301, December 1995.
- [11] C. M. Kwan and al, "Robust Adaptive Control of Robots Using Neural Network: Global Tracking Stability," *Proceeding of the 34th Conference in decision & Control*, pp. 1846-1850, December 1995.
- [12] S. M. Ziauddin and A. M. S. Zalzal, "Model-Based Neural Networks Compensation for Uncertainties of

Robotic Arms, *IFAC 1996, 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA*, pp 157-162.

- [13] D. Shukla and F. W. Paul, Computationally Efficient Control of Nonlinear Systems using Orthonormal Activation Function Based Neural Networks, *IFAC 1996, 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA*, pp 55-60.
- [14] S. Ge. Shuzhi, Robust Adaptive Control of Robots Based on Static Neural Networks, *IFAC 1996, 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA*, pp 139-144.
- [15] A. Belmehdi et al, Commande Linéarisante par Feedback Utilisant les Réseaux de Neurones Multicouches. Application à un Bras de Robot à Trois Degrés de Liberté. *Proceeding of the IEEA, Vol. 2*, pp 88-92. Dec.1997.
- [16] J. A. Freeman, D. M. Skapura, Neural Networks Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1992.
- [17] F. L. Lewis, C.M. Kwan, D. M. Dawson, robust adaptive control of robots using neural network : global tracking stability, *IEEE conference on decision & control*, New Orleans, 1995.
- [18] A. Kosco, *Neural network and fuzzy systems*, Edition Prentice Hall 1992.
- [19] A. Krakasoglu et al, Identification and Decentralized Adaptive Control using dynamical Neural Networks with Application to Robotic Manipulators, *IEEE, Trans. Neural Networks*, Vol. 4, No.6, Nov. 1993.
- [20] B. Armstrong, O. Khatib & J. Burdick, The explicit dynamic model and inertial parameters of the PUMA 560 arm, *Proc. 1986 IEEE Int. Conf. On Robotics and Automation*, San Francisco, CA, 1986, 510-518.

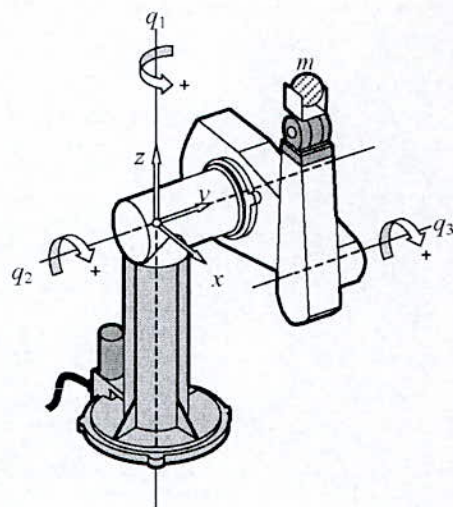


Figure 3. Schéma du robot PUMA 560

$$\begin{aligned}
 m_{11} &\approx 2.57 + 1.38 C_2^2 + 0.30 S_2 S_3 + 7.44 \times 10^{-1} C_2 S_{23}, \\
 m_{12} = m_{21} &\approx 6.90 \times 10^{-1} S_2 - 1.34 \times 10^{-1} C_{23} + 2.38 \times 10^{-2} C_2, \\
 m_{13} = m_{31} &\approx -1.34 \times 10^{-1} C_{23} - 3.97 \times 10^{-3} S_{23}, \\
 m_{22} &\approx 6.79 + 7.44 \times 10^{-1} S_3, \\
 m_{23} = m_{32} &\approx 0.333 + 3.72 \times 10^{-1} S_3 - 1.10 \times 10^{-2} C_3, \\
 m_{33} &\approx 1.16.
 \end{aligned}$$

Les éléments de Coriolis et centrifuge $B(q, \dot{q})$:

$$\begin{aligned}
 b_{11} &\approx (-2.76 S_2 C_2 + 7.44 \times 10^{-1} C_{223} + 0.60 S_2 C_3 - 2.13 \times 10^{-2} (1 - 2 S_2 S_3)) \dot{q}_2, \\
 b_{12} &\approx (6.90 \times 10^{-1} C_2 + 1.34 \times 10^{-1} S_{23} - 2.38 \times 10^{-2} S_2) \dot{q}_2 \\
 &\quad + (2.67 \times 10^{-1} S_{23} - 7.58 \times 10^{-3} C_{23}) \dot{q}_3, \\
 b_{13} &\approx (7.44 \times 10^{-1} C_2 C_{23} + 0.60 S_2 C_3 + 2.20 \times 10^{-2} C_2 S_{23} - 2.13 \times 10^{-2} (1 - 2 S_2 S_3)) \dot{q}_1 \\
 &\quad + 0.5 (2.67 \times 10^{-1} S_{23} - 7.58 \times 10^{-3} C_{23}) \dot{q}_3, \\
 b_{21} &\approx -0.5 (-2.76 S_2 C_2 + 7.44 \times 10^{-1} C_{223} + 0.60 S_2 C_3 - 2.13 \times 10^{-2} (1 - 2 S_2 S_3)) \dot{q}_1, \\
 b_{22} &\approx (2.20 \times 10^{-2} S_3 + 7.44 \times 10^{-1} C_3) \dot{q}_3, \\
 b_{23} &\approx 0.5 (2.20 \times 10^{-2} S_3 + 7.44 \times 10^{-1} C_3) \dot{q}_3, \\
 b_{31} &\approx -0.5 (7.44 \times 10^{-1} C_2 C_{23} + 0.60 S_2 C_3 + 2.20 \times 10^{-2} C_2 S_{23} - 2.13 \times 10^{-2} (1 - 2 S_2 S_3)) \dot{q}_1, \\
 b_{32} &\approx -0.5 (2.20 \times 10^{-2} S_3 + 7.44 \times 10^{-1} C_3) \dot{q}_2, \\
 b_{33} &= 0.
 \end{aligned}$$

Terme de gravitation $G(q)$

$$\begin{aligned}
 g_1 &= 0, \\
 g_2 &\approx -37.2 C_2 - 8.4 S_{23} + 1.02 S_2, \\
 g_3 &\approx -8.4 S_{23} + 0.25 C_{23}.
 \end{aligned}$$

La matrice Jacobienne $J(q)$

ANNEXE

Modèle du robot PUMA560.

Nous présentons le modèle dynamique du robot en supposant que les trois dernières articulations sont à l'arrêt (Figure 3). Afin de faciliter l'écriture, les abréviations suivantes sont adoptées pour les fonctions trigonométriques : C_i, S_i, C_{ij}, S_{ij} et C_{ijk} désignent respectivement $\cos(q_i), \sin(q_i), \cos(q_i + q_j), \sin(q_i + q_j)$ et $\cos(q_i + q_j + q_k)$.

Le modèle dynamique des trois premières articulations du robot est :

$$M(q) \ddot{q} + B(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = u - m J^T(q) [J(q) \ddot{q} + \dot{J}(q, \dot{q}) \dot{q} + g]$$

où $q^T = [q_1, q_2, q_3]$ est le vecteur des coordonnées généralisées, m la charge (masse), $J(q)$ la matrice Jacobienne et $g^T = [0 \ 0 \ +9.81]$.

Les expressions des éléments des matrices M, B et G sont:

[20]:

Matrice d'inertie $M(q)$

$$\begin{aligned}
 j_{11} &= -S_1(a_2 C_2 + a_3 C_{23}) - (d_2 + d_3)C_1 - d_4 S_1 S_{23}, \\
 j_{12} &= -C_1(a_2 S_2 + a_3 S_{23}) + d_4 C_1 C_{23}, \\
 j_{13} &= -a_3 C_1 S_{23} + d_4 C_1 C_{23}, \\
 j_{21} &= C_1(a_2 C_2 + a_3 C_{23}) - (d_2 + d_3)C_1 + d_4 C_1 S_{23}, \\
 j_{22} &= -S_1(a_2 S_2 + a_3 S_{23}) + d_4 S_1 C_{23}, \\
 j_{23} &= -a_3 S_1 S_{23} + d_4 S_1 C_{23}, \\
 j_{31} &= 0, \\
 j_{32} &= -(a_2 C_2 + a_3 C_{23}) - d_4 S_{23}, \\
 j_{33} &= -a_3 C_{23} - d_4 S_{23},
 \end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned}
 a_2 &= 0.4319 \text{ m}, \quad a_3 = -0.0203 \text{ m}, \\
 b_2 &= 0.2435 \text{ m}, \quad b_3 = -0.0934 \text{ m} \text{ et } b_4 = 0
 \end{aligned}$$

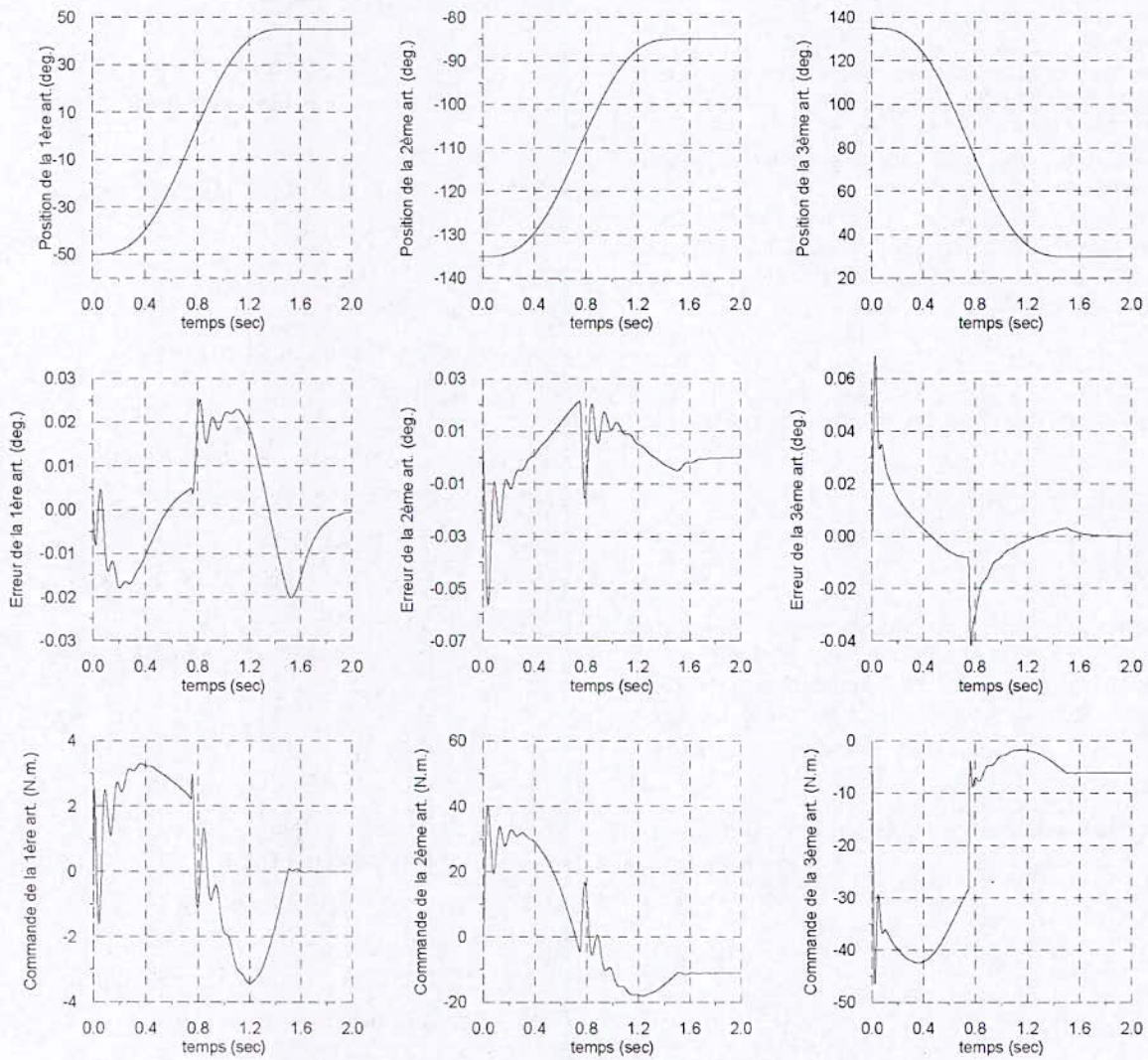


Figure 4. Réponses temporelles des différentes articulations en utilisant la commande adaptative par RNA (test de variation de la charge de 5 Kg).

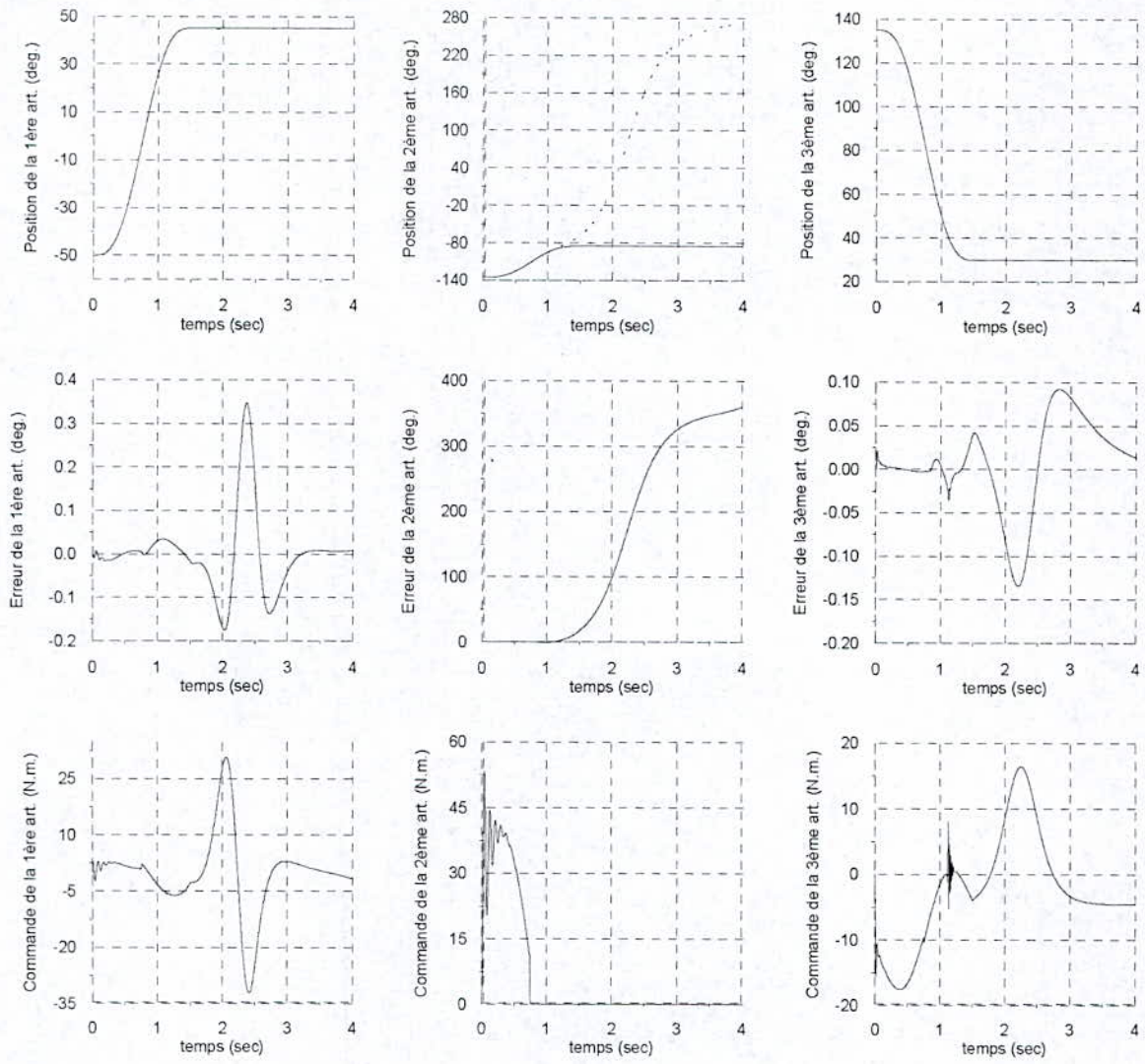


Figure 5. Réponses temporelles des différentes articulations en utilisant la commande adaptative par RNA (test de rupture de liaison)

PWM STRATEGY OF A SEVEN-LEVEL NPC VOLTAGE SOURCE INVERTER. APPLICATION TO THE SPEED CONTROL OF THE PMSM.

A. TALHA* , E. M. BERKOUK** , M. S. BOUCHERIT** , G. MANESSE***

*Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (ITS), BP 32 El-Alia 16111 Bab-Ezzouar Alger, ALGERIE

Tél : (213) 50 17 72, Fax : (213) 2 52 16 89, E-mail: abtalha@hotmail.com

**Laboratoire de Commande des Processus. Ecole Nationale Polytechnique d'Alger – 10, rue Hassen Badi, El Harrach, Alger, ALGERIE – BP 182

Fax : (213) 2 52 29 73, E-mail : emberkouk@yahoo.fr

***Laboratoire d'Electricité Industrielle – CNAM-Paris – 292, rue Saint Martin – 75141 Paris cedex 03, France.

ABSTRACT

In this paper, we present one PWM strategy which uses six bipolar carriers to control the seven-level NPC voltage source inverter. We firstly present the speed control of the PMSM by using the field oriented control. For that, we elaborate a working model of this inverter, without presumption on its control, using DESIGN method associated to Petri nets [1] [2].

Then, we develop a control model of this converter using instantaneous and generating connection functions [1]. One space vector modulation PWM algorithm is proposed. In the last part, we study the performances of the speed control of PMSM fed by this inverter. The results obtained are full of promise to use the inverter in high voltage and great power applications as electrical traction.

Keywords : Petri nets, seven-level, Multilevel, Voltage source inverter, NPC, PWM strategy, Vector modulation, Speed control, PMSM, Drive, Knowledge, Model control.

1 INTRODUCTION

In this paper, we present a new multilevel voltage source inverter (VSI): a seven-level NPC VSI used in high voltage and great power applications. In the first part, we remind the model of the permanent magnet synchronous machine (PMSM). Then, we develop a working model of this inverter, without presumption on its control, by using the DESIGN method associated to Petri nets [1] [2]. Then, the optimal complementary law of this converter and its knowledge model using switch and half arm connection functions are proposed too. This knowledge model is useful for simulation of the

PWM algorithms. In order to develop digital PWM strategies, we elaborate a control model for this inverter by using generating functions [3] [4]. As application of this control model, we develop a PWM strategy which uses six bipolar carriers. We study, for this PWM algorithm, the characteristics of the output voltages and the performances of the speed control of the PMSM fed by the seven-level NPC VSI controlled by this strategy. The results obtained are full of promise to use this inverter in high voltage and great power applications as electrical traction.

2 PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE DRIVE

2.1 Permanent magnet synchronous machine (PMSM) modelling

The Park model of the permanent magnet synchronous machine, with P pairs of poles, is defined by the following equations system:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q\omega \\ L_d\omega & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \omega \Phi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

The electromagnetic torque is given by the following expression.

$$C_{em} = P[\Phi_d I_{qs} - \Phi_q I_{ds}] = P[(L_d - L_q) I_{ds} + \Phi_f] I_{qs} \quad (2)$$

The current and the voltages of the Park model of the machine are related to the real currents and voltages by the following transformation, where X represents a current or a voltage and $\theta_e = P\theta_m$.

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 The principle of the field oriented control of the PMSM

The control strategy often used consists to maintain the current i_d equal to zero, and to control the speed by the current i_q via the voltage U_q (figure 1) [13] [14].

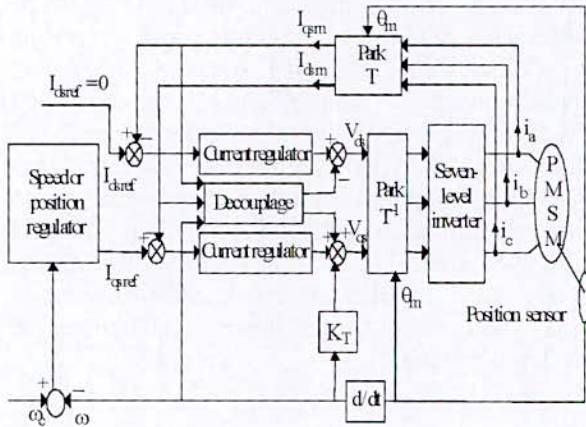


Figure 1. The field oriented control of the PMSM

3 MODELLING OF SEVEN-LEVEL NPC VOLTAGE SOURCE INVERTERS

3.1 The three-phase seven-level NPC VSI structure

The three-phase seven-level NPC VSI is a new conversion structure used to feed, with variable frequency and voltage, a high power alternating current machines. Several structures are possible for seven-level inverters [5]. In this paper, we study the neutral point clamping (NPC) structure (Figure2). This converter is constituted by three arms and six DC voltage sources. Every arm has twelve bi-directional switches, eight in series and four in parallel, and two diodes DD_{k0} and DD_{k1} which permit to have zero voltage for V_{kM} . Every switch is composed by a transistor and a diode in anti-parallel.

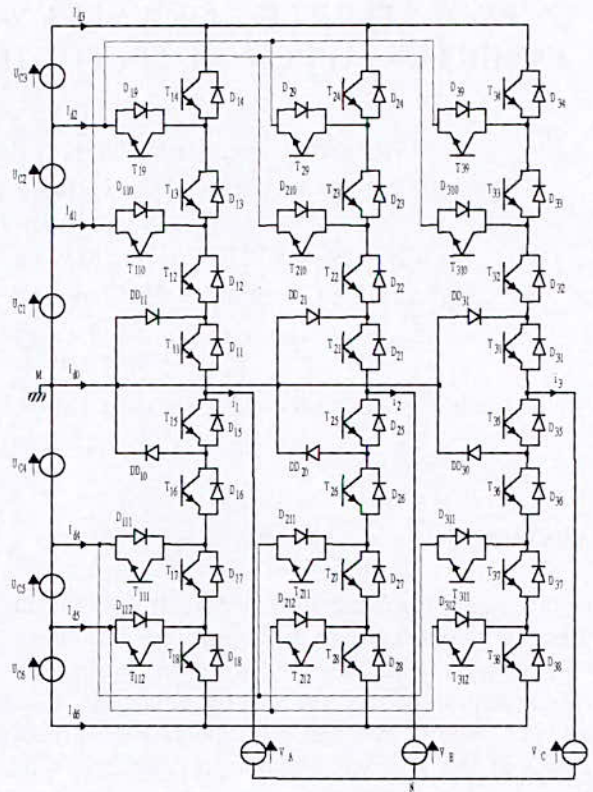


Figure 2 Three-phase seven-level NPC voltage source inverter

In order to develop the model of the inverter without presumption on its control, we should follow these steps [2] [7] [8] [9]:

- ◆ We represent each pair transistor-diode by a bi-directional switch (Figure3).
- ◆ We modelize an arm, and then we deduce the model of the whole inverter.

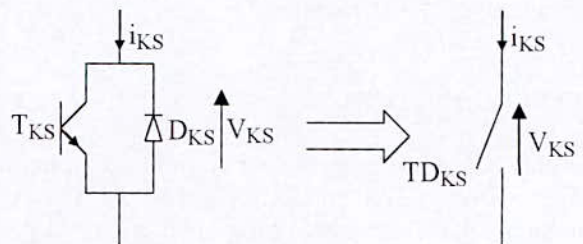


Figure 3 Equivalent bi-directional switch to pair transistor-diode

A topologic analysis of an arm shows nine possible configurations. These different configurations are presented in figure 4. Table 1 gives the electrical components which characteris each configuration.

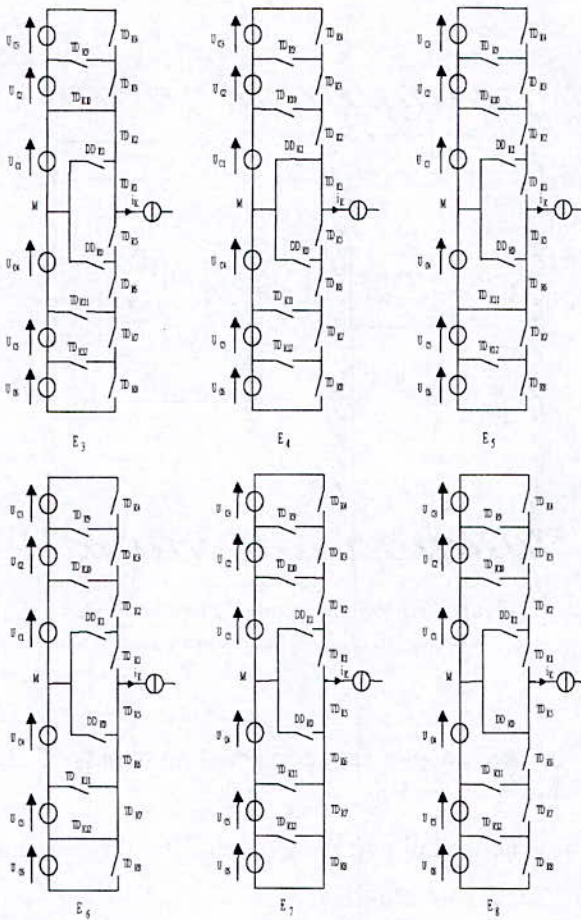


Figure4. Different configurations of an arm K of the inverter

Configuration	Electrical quantities
E ₀	$I_K = 0$
E ₁	$V_K = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} = 3U_C$
E ₂	$V_K = U_{C1} + U_{C2} = 2U_C$
E ₃	$V_K = U_{C1} = U_C$
E ₄	$V_K = 0$
E ₅	$V_K = -U_{C4} = -U_C$
E ₆	$V_K = -U_{C4} - U_{C5} = -2U_C$
E ₇	$V_K = -U_{C4} - U_{C5} - U_{C6} = -3U_C$
E ₈	$V_K = 0$

Table1. Electrical quantities corresponding to each configuration of an arm K of the inverter

3.2 KNOWLEDGE MODEL

A converter is in controllable mode if the transitions between different configurations depend only on the external control [1] [2] [7] [4]. The switch connection function F_{ks} indicates the opened or closed state of the switch TD_{ks} . This function is defined as follows:

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{if } TD_{ks} \text{ is closed} \\ 0 & \text{if } TD_{ks} \text{ is opened} \end{cases} \quad (4)$$

We define too a half arm connection function F_{km}^b with:

k: arm number.

$$m = \begin{cases} 0 & \text{for the lower half arm} \\ 1 & \text{for the upper half arm} \end{cases} \quad (5)$$

The function F_{km}^b is equal to one if the four switches of the corresponding half arm are closed, and zero in the other cases.

For an arm k of the three-phase seven-level NPC VSI, several complementary laws controls are possible. The control law which permits an optimal control of this inverter is:

$$\begin{cases} B_{K5} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K6} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K7} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K8} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad (6)$$

Where B_{ks} represents the gate control of the switch T_{ks} .

Table2 represents the excitation table of the switches of an arm of this converter.

V_{km}	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}
$3U_c$	1	1	1	1
$2U_c$	1	1	1	0
U_c	1	1	0	0
0	1	0	0	0
$-U_c$	0	0	1	1
$-2U_c$	0	0	0	1
$-3U_c$	0	0	0	0

Table2. Excitation table of the switches of an arm of the seven-level NPC inverter

The output voltages of the inverter relatively to the middle point M (Figure2) are defined as follows:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{111}+F_{112}+F_{11}^b \\ F_{211}+F_{212}+F_{21}^b \\ F_{311}+F_{312}+F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112}+F_{11}^b \\ F_{212}+F_{21}^b \\ F_{312}+F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} \quad (7)$$

$$- \begin{bmatrix} F_{113}+F_{114}+F_{10}^b \\ F_{213}+F_{214}+F_{20}^b \\ F_{313}+F_{314}+F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114}+F_{10}^b \\ F_{214}+F_{20}^b \\ F_{314}+F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6}$$

The system (7) shows that a seven level NPC voltage source inverter can be considered as six two-level voltage source inverters or three three-level voltage source inverters in series [6].

The simple output voltages are defined as follows:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{111}+F_{112}+F_{11}^b \\ F_{211}+F_{212}+F_{21}^b \\ F_{311}+F_{312}+F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112}+F_{11}^b \\ F_{212}+F_{21}^b \\ F_{312}+F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} \right. \quad (8)$$

$$\left. - \begin{bmatrix} F_{113}+F_{114}+F_{10}^b \\ F_{213}+F_{214}+F_{20}^b \\ F_{313}+F_{314}+F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114}+F_{10}^b \\ F_{214}+F_{20}^b \\ F_{314}+F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6} \right\}$$

The simple conversion matrix is defined as follows:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Figure5 shows the global knowledge model of the three-phase seven-level NPC voltage source inverter associated to the DC input voltage source and its three-phase load.

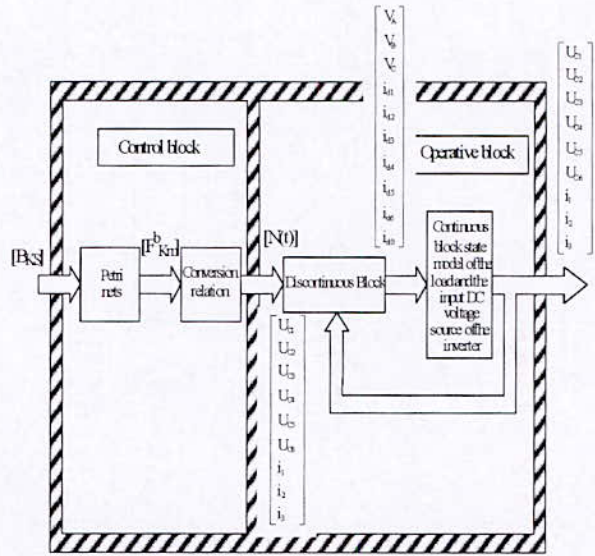


Figure5. Knowledge model of the three-phase seven-level NPC voltage source inverter

The above figure shows the two main parts of the knowledge model:

- ◆ The control part is represented by the working Petri nets of the inverter.
- ◆ The operative part is constituted by a discontinuous block which generates the internal inputs, and a continuous block which represents the state model of the load and its input voltage source.

3. PWM STRATEGY OF THE SEVEN-LEVEL NPC VSI

In this part, we present a PWM algorithm of the seven-level NPC voltage source inverter, the space vector modulation strategy with six bipolar carriers [6] [8] [10] [11].

This strategy is characterised by two parameters:

- The modulation index m is defined as a ratio between the carrier frequency f_p and the reference voltage frequency: $m = \frac{f_p}{f}$.

- The modulation rate r is the ratio between the magnitude V_m of the reference voltage and three times of the carrier's magnitude U_{pm} : $r = \frac{V_m}{3U_{pm}}$

The principle of this strategy consists to use the intersections of one or many references waves generally sinusoidal, with one or many triangular or saw tooth waves. Its principle is presented in the figure6.

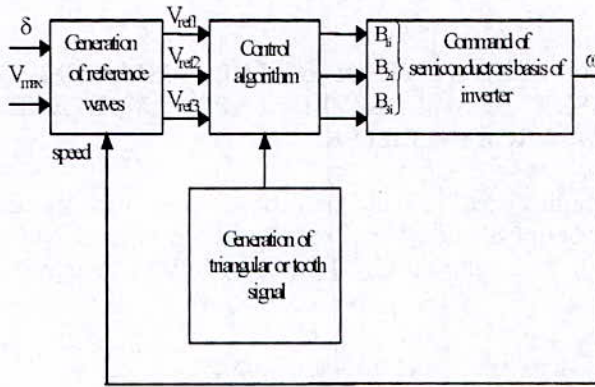


Figure6. Principle of space vector strategy with six bipolar carriers

This control strategy uses six triangular carriers have from equations [9] [12]:

$$\begin{cases}
 U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c * \left(4 * \frac{t}{T_p} - 1\right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\
 U_c * \left(-4 * \frac{t}{T_p} + 3\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\
 U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + \frac{T_p}{6} \\
 U_{p3}(t) = U_{p1}(t) + 2 * \frac{T_p}{6} \\
 U_{p4}(t) = -U_{p1}(t) + 3 * \frac{T_p}{6} \\
 U_{p5}(t) = -U_{p1}(t) + 4 * \frac{T_p}{6} \\
 U_{p6}(t) = -U_{p1}(t) + 5 * \frac{T_p}{6}
 \end{cases} \quad (10)$$

Figure7 shows the signals of this strategy.

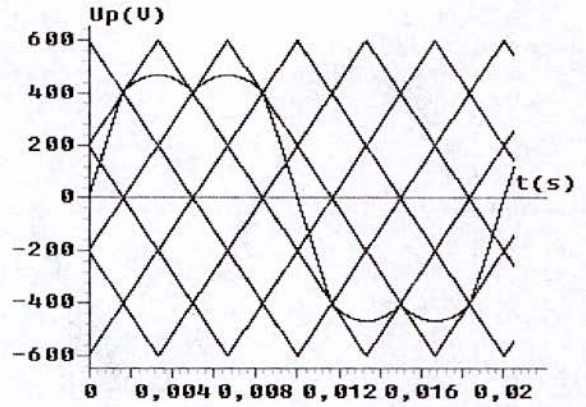


Figure7. Space vector modulation strategy with six bipolar carriers

Simulation results

Figures 8, 9 and 10 show some characteristics of this algorithm. We note:

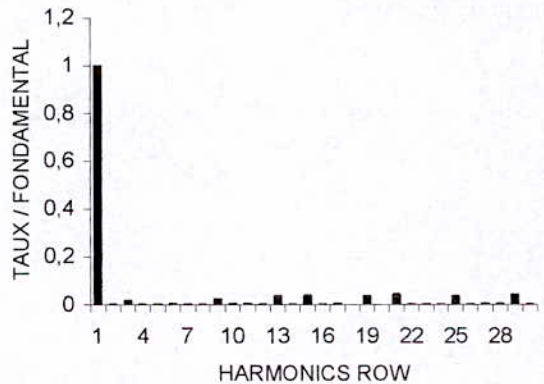
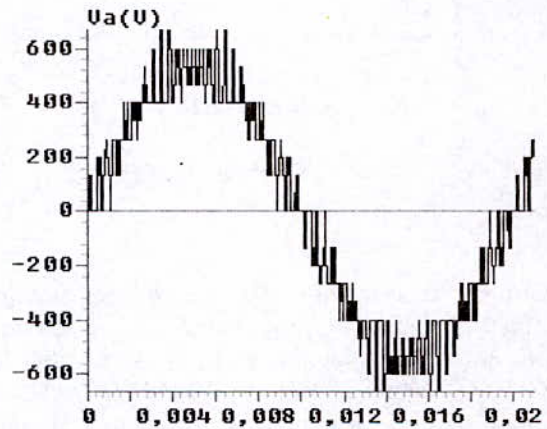


Figure8. The output voltage and its harmonics spectrum (m=9, r=0.8)

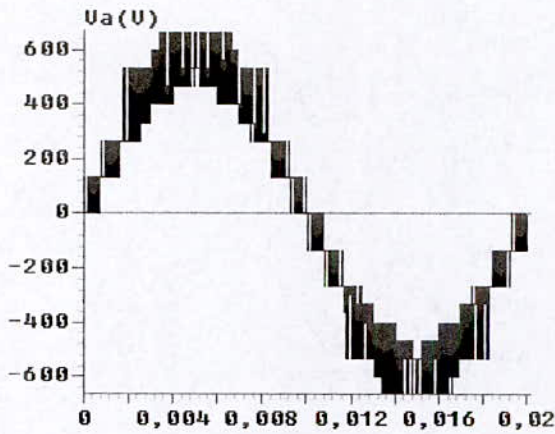


Figure9. The output voltage and its harmonics spectrum ($m=24r=0.8$)

- For even values of m , the output voltages present symmetry relatively to the quarter of the period. Then, only odd harmonics exist. These harmonics gather by families centred around frequencies multiple of $6mf$. The first family centred around frequency $6mf$ is the most important in view of the magnitude (Figure8).

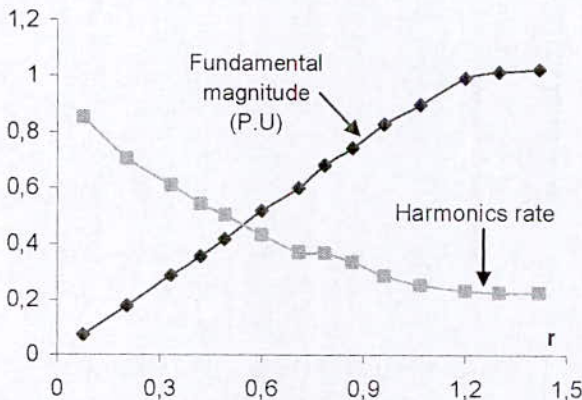


Figure10. The adjusting characteristic of the output voltage of the inverter ($m=6$)

- The modulation rate r lets linear adjusting of fundamental magnitude from $r = 0$ to $r_{max} = 1,2$ (Figure10).
- The harmonics rate decreases when r increases (Figure10).

4. SPEED CONTROL OF THE PMSM FED BY THE SEVEN-LEVEL NPC VOLTAGE SOURCE INVERTER

In this part, we study the performances of the speed control of the PMSM fed by the seven-level NPC inverter controlled by the proposed PWM strategy.

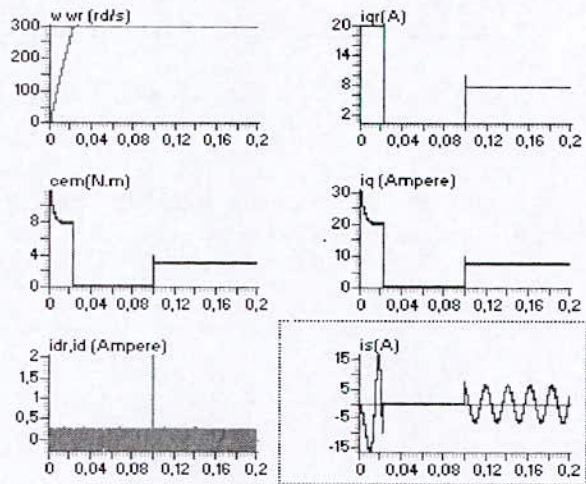


Figure11. Seven-level NPC inverter-PMSM cascade ($m=6$)

The results of the speed control algorithm of the PMSM show:

- The current i_d is practically null.
- The speed follows exactly its reference.

5. CONCLUSION

In this paper, we have developed the knowledge model of the three-phase seven-level NPC voltage source inverter. The using of a half arm connection functions allows to obtain analogous models of two-level NPC inverter, and shows that a seven-level inverter can be considered as equivalent to six two-level inverters or three three-level inverters in series.

Also, we have presented a space vector modulation strategy with six bipolar carriers. For application, we have studied the performances of the speed control of the PMSM fed by this inverter.

The results of this strategy thanks a clear improvement for the harmonics row and get widen the adjustment linear area without modifying the performances of the speed control of a PMSM fed by this inverter[2][3].

The results obtained are full of promise to use this inverter in great power and high voltage industrial fields as the electrical traction.

6. REFERENCES

- [1] G. Gheraia, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Modelling and control of seven level NPC voltage source inverter. Application to high power induction machine drive. ", The European Physical Journal, 2001.
- [2] E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", PHD thesis, Paris, 1995.
- [3] E.M. Berkouk et al, "High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control", IEEE conference, Stockholm, June 1995.
- [4] Y. Ben Romdhane et al, "Elaboration and comparison of different methods for neutral point voltage control of NPC inverter", IEEE Conference, Stockholm, June 1995.
- [5].E.M. Berkouk et al, "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", International Journal "systems Analysis Modelling Simulation" (SAMS) published by "Gordon and Breach Science Publishers", Volumes 18-19 pages 511-521, 1995.
- [6] A. Talha, Magister Thesis, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne , Alger, 1999.
- [7] H.Gheria, E.M.Berkouk, G.Manesse," Position control of an induction machine fed by a NPC seven level inverter ", ICEM'98, Turkey 1998.
- [8] A. Talha, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Algebraic PWM strategies of seven levels NPC voltages source inverters. Application to the speed control of the PMSM. ", EM'99, Greece 1999.
- [9] A. Talha, E. M. Berkouk, G. Manesse, "La stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses unipolaire d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la MSAP commandée en vitesse. ", JTEA'2002, Sousse Nord, Tunisie2002.
- [10] Richard Lund, Madhav D. Manjrekari, Peter Steimer, Thomas A. Lipo, " Control strategies for a hybrid seven-level inverter ", EPE 1999.
- [11] J. K.Steinke," Control strategy for a three phase AC traction drive with three-level GTO PWM inverter", PESC'88, Kyoto 1988.
- [12] A. Talha, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Four PWM strategies of seven levels voltages source inverters. Application to the PMSM speed control. ", CICEM, Chine 1999
- [13] Y. Takeda et al, "Most suitable control method for permanent magnet synchronous motors", ICEM'88, Pisa, September 1988.
- [14] Y. Fu et al, "Digital control of a PM synchronous actuator drive system with a good power factor", IMACS'91 world congress, Dublin, July 1991.

Magnetic Control of Low Earth Orbit Microsatellite and its Application on ALSAT-1 First Algerian Microsatellite

A.M. SI MOHAMMED

Centre National des Techniques Spatiales, Lab. Instrumentation Spatiale.
1, Avenue de la Palestine BP 13 31200 - ARZEW, ORAN, ALGERIE
Tel: 0 41 47 39 19, Fax: 213 41 47 36 65, Arezki_s@yahoo.fr

Abstract-The aim of this paper is the modelling of a non gravitational force of the earth magnetic field and its application to the stabilisation of ALSAT-1 first Algerian microsatellite. This paper describes 1) the attitude dynamic, 2) the modelling of the earth magnetic field, 3) the magnetic torquer control. Simulation results will be presented.
Key words: Magnetic, Attitude, Control, Simulation, Microsatellite.

Résumé- le but de cet article est la modélisation de la force non gravitationnelle due au champ magnétique terrestre d'une part, et d'autre part l'application de cette perturbation à la stabilisation du premier microsatellite Algérien ALSAT-1. Dans cet article nous aborderons 1) la dynamique d'attitude, 2) la modélisation du champ magnétique terrestre, 3) le contrôle par magnétocoupleur. Des simulations seront présentées.

Mots clés : Magnétique, Attitude, Contrôle, Simulation, Microsatellite.

ملخص- الهدف من هذا المقال هو وضع نموذج رياضي للقوة غير الجاذبية الناتجة عن المجال المغناطيسي الأرضي و تطبيقاته لإستقرار أول قمر إصطناعي جزائري السات-1. في هذه الدراسة سوف نتطرق إلى النقاط التالية و هي (1) ديناميكية الإستقرار، (2) النموذج الرياضي للمجال المغناطيسي الأرضي، (3) المراقبة بالعزم الكهرومغناطيسي. وفي الختام دراسة تظاهرية.
كلمة المفتاح: المغناطيس، الحالة الزاوية، المراقبة، التظاهر، القمر الإسطناعي ذو الحجم الصغير.

1. INTRODUCTION

Attitude determination provides the information needed for attitude control. Attitude control is the process of changing the orientation of spacecraft. It roughly comprises two areas:

- Attitude stabilisation: maintaining an existing orientation;
- Attitude slew maneuver: controlling the spacecraft from one attitude to another.

However, the two requirements are not totally distinct. For example, the stabilisation of a satellite with one axis towards the Earth implies a continuous maneuver relative to its inertial orientation. The control accuracy typically depends on the actuators and control algorithms.

The limiting factor for attitude control is typically the performance of the actuator hardware and control software. Although with autonomous control systems, it may also be the accuracy of the orbit or attitude information. An attitude control system is both the process and the hardware by which the attitude is controlled. In general, an attitude control system consists of the following four major components (as shown in Fig. 1) attitude sensors, control logic, attitude actuators, vehicle dynamics.

An attitude sensor locates known reference targets such as the Sun or the Earth's centre to determine when control is required, what torques are required, and how to generate them. The attitude actuator is the mechanism that supplies the control torques. Control systems can be classified as either an open loop system in which the control process includes human interactions (e.g. attitude data from the attitude sensors is analysed, and a control analyst occasionally sends command to the spacecraft to activate the control hardware), or a closed loop feedback system in which the control process is entirely electrical or computer controlled (e.g. attitude sensors sends attitude data to an on-board computer which determines the attitude and then activate the control hardware). Further there are two types of attitude control mechanisms: active attitude control in which continuous decision making and hardware operation is required (the most common sources of torques for active control systems are gas jets, electromagnetic coils, and reaction wheels) and passive attitude control which makes use of environmental torques to maintain the spacecraft orientation (gravity gradient and permanent magnets are common passive attitude control methods).

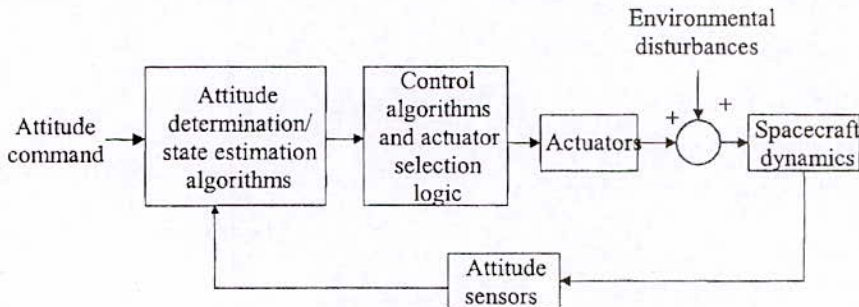


Figure 1 Schematic Diagram of a Satellite Attitude Control System

2. ATTITUDE DYNAMICS

The dynamics of the spacecraft in inertial space governed by Euler's equations of motion can be expressed as follows in vector form

$$I\omega_B^I = N_{GG} + N_D + N_M + N_T - \omega_B^I \times (I\omega_B^I + h) - \dot{h} \quad (1)$$

Where ω_B^I , I , N_{GG} , N_D , N_M and N_T are respectively the inertially referenced body angular velocity vector, moment of inertia of spacecraft, gravity-gradient torque vector, applied magnetorquer control firing, unmodelled external disturbance torque vector such as aerodynamic or solar radiation pressure.

The rate of change of the quaternion is given by

$$\dot{q} = \frac{1}{2} \Omega q = \frac{1}{2} \Lambda(q) \omega_B^O \quad (2)$$

Where,

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{oz} & -\omega_{oy} & \omega_{ox} \\ -\omega_{oz} & 0 & \omega_{ox} & \omega_{oy} \\ \omega_{oy} & -\omega_{ox} & 0 & \omega_{oz} \\ -\omega_{ox} & -\omega_{oy} & -\omega_{oz} & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\Lambda(q) = \begin{bmatrix} q_4 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & q_4 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & q_4 \\ -q_1 & -q_2 & -q_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Where,

$\omega_B^O = [\omega_{ox} \ \omega_{oy} \ \omega_{oz}]^T$ = body angular velocity vector referenced to orbital coordinates.

The angular body rates referenced to the orbit coordinates can be obtained from the inertially referenced body rates by using the transformation matrix A:

$$\omega_B^O = \omega_B^I - A\omega_0 \quad (5)$$

If we assume the satellite in a near circular orbit with average orbital angular rate ω_0 , then

$\omega_0^B = [0 \ -\omega_0 \ 0]^T$ is a constant rate vector.

The kinematic equations can be derived by using a spacecraft referenced angular velocity vector ω_B^R as follows:

$$\begin{aligned} \dot{\phi} &= \omega_{Rx} \cos \psi - \omega_{Ry} \sin \psi \\ \dot{\theta} &= (\omega_{Rx} \sin \psi + \omega_{Ry} \cos \psi) \sec \phi \\ \dot{\psi} &= \omega_{Rz} + (\omega_{Rx} \sin \psi + \omega_{Ry} \cos \psi) \tan \phi \end{aligned} \quad (6)$$

Where,

$\omega_B^R = [\omega_{Rx} \ \omega_{Ry} \ \omega_{Rz}]^T$ body relative angular velocity in any reference coordinate frame.

3. EARTH MAGNETIC FIELD MODELLING

The earth's magnetic field B can be expressed as the gradient of a scalar potential function V,

$$B = -\Delta V \quad (7)$$

The nature of solenoid to Laplace's equation

$$\Delta^2 V = 0 \quad (8)$$

V can be conventionally represented by a series spherical harmonics.

$$V(r, \alpha, \beta) = r_1 \sum_{k=1}^n \left(\frac{a}{r}\right)^{n+1} \sum_{m=0}^n A_{mn} P_{nm}(\alpha) \quad (9)$$

Where

$$A_{mn} = g_n^m(\alpha) \cos m\beta + h_n^m(\alpha) \sin m\beta$$

A : Equatorial radius earth (6371.2 Km adopted for the International Geomagnetic Reference Field, IGRF)

g_n^m, h_n^m : Gaussian coefficients ;

R : Geocentric distance ;

α : Coelevation ;

β : East longitude from Greenwich which define any point in space.

4. MAGNETIC TORQUER CONTROL

Any reaction and momentum wheel 3-axis stabilised satellite must employ a momentum management algorithm to restrict the wheel momentum within allowable limits. Momentum build-up naturally occurs due to the influence of external disturbance torques, for example, the torques due to passive gravity gradient, aerodynamic and solar forces, and active control torques from magnetorquers. These disturbances to the body of an attitude-controlled satellite cause an accumulation of momentum on the reaction and momentum wheels. The added momentum may cause saturation of the reaction and momentum wheel speed. Moreover, the existence of large angular momentum in the satellite causes control difficulties when attitude controllers are implemented, because the momentum provides the satellite with unwanted gyroscopic stability. Therefore, the management of three-axis wheel momentum is required in order to counteract the influence of persistent external disturbance torques. The following cross-product control law is used to achieve the control objectives stated above

$$M = \frac{e \times B}{\|B\|} \quad (10)$$

Where

e : error vector for a magnetorquer cross-product controller;

B : Magnetometer measured magnetic field vector.

The attitude is obtained from a full state Extended Kalman filter (EKF). This filter take measurement vectors (in the frame body) from magnetometer with 0.3 microTesla noise and sun sensor with 0.1 degree noise and by combining them with corresponding modelled vectors (in a reference frame), estimate the attitude and attitude rate. The EKF estimator is implemented for earth-pointing spacecraft undergoing only small rotation angles. The system model used in this estimator is based on Euler angles, and simplified in order to reduce the complexity and processing time for accommodation on an on-board processor that has limited memory space.

The assumptions of the simplified EKF estimator are listed as follows

- The spacecraft is nominally Earth pointing with either a certain spin rate in Z-.
- The spacecraft has a symmetric structure on X and Y-axes.
- The orbit of the spacecraft is near circular with an almost constant angular rate.

The system noise model has zero mean.

The state vector to be estimated is 6 dimensional such that

$$\mathbf{x} = [\phi \ \theta \ \psi \ \dot{\phi} \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}] \quad (11)$$

Using the cross-product control law with the error vector for a magnetorquer cross-product controller implemented on ALSAT-1 is given by

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} Kd_x \frac{\omega_{ox}}{\omega_0} \\ Kd_y \frac{\omega_{oy}}{\omega_0} \\ \frac{Kd_z}{\omega_0} (\omega_{oz} - \omega_{oz_ref}) + Kp_\psi (\psi - \psi_{ref}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

With Kp is the proportional gain, Kd is the derivative gain, $\omega_{ox}, \omega_{oy}, \omega_{oz}$ are the X, Y and Z orbit referenced angular rate of the satellite in radian/second, ω_{ozref} is the reference Z angular rate in radian/second, ψ is the Yaw angle in radian, and ψ_{ref} is the reference yaw angle in radian. The orbit reference angular rate and the angle in Eq. (12) are obtained from a full state Extended Kalman Filter (EKF).

5. SIMULATION RESULTS

A 98° inclination, circular orbit at an altitude of 860 km was used during the simulation tests. The following matrix of inertia is assumed for Alsat-1 during tests

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 153 & 0 & 0 \\ -0.25 & 153 & 0.0005 \\ 0.1 & 0 & 5 \end{bmatrix} \text{kgm}^2 \quad (13)$$

The magnetic moment in the orthogonal X, Y and Z-axes was assumed to be equal to 10 Am² each. The reaction/momentum wheels has a MOI of 8.10⁻⁴ kgm² and the maximum speed is ± 5000 rpm, this gives a maximum angular momentum of 0.42 Nms. The maximum wheel torque is 5 milli-Nm.

We assume that we have gravity gradient torque and aerodynamic torque as external torque.

An IGRF model was used to obtain the geomagnetic field values. A sampling period of TS = 10 seconds was utilised for the discrete filter algorithm. To initialise the filter we use the yaw filter.

The satellite is left to nutate and librate freely for the two orbits in order to converge the filter. At the start of the third orbit the magnetorquer is activated.

The satellite is left to librate freely for the two orbits starting from an initial attitude of 3 degrees roll, 0 degree pitch, 0 degree yaw, 0 degree/second roll rate, 0 degree/second pitch rate and 0.6 degree/second yaw rate. At the start of the third orbit the magnetorquer is activated and within one orbits the pitch and roll librations are damped to nadir pointing error of less than 1 degree, the yaw angle is controlled to 0 degree. At the start of the eighth orbit the yaw angle is commanded to 170 degree for six orbits.

The total accumulated on time of magnetorquer is approximately 13000 seconds during an active control window of 12 orbits (72000 seconds). This gives an average magnetorquer power drain of 0.15 Watt from the start until the attitude is achieved.

We obtain the following results

Table 1: Lists the Euler angles RMS for the last three orbits ($\psi_{ref} = 0.0$ degree).

	Roll [degree]	Pitch [degree]	Yaw [degree]
Average	0.52*10 ⁻²	10 ⁻²	0.88*10 ⁻¹
STD [1-σ]	0.24*10 ⁻¹	0.29*10 ⁻¹	0.19
RMS	0.25*10 ⁻¹	3*10 ⁻²	0.22

Table 2: Lists the Euler angles RMS for the last three orbits ($\psi_{ref} = 170.0$ degree).

	Roll [degree]	Pitch [degree]	Yaw [degree]
Average	-8.7*10 ⁻⁴	-85*10 ⁻⁴	170.30
STD [1-σ]	0.94*10 ⁻¹	0.38*10 ⁻¹	0.33
RMS	0.95*10 ⁻¹	0.39*10 ⁻¹	170.30

Table 3: Lists the error Euler angles RMS for the last three orbits ($\psi_{ref} = 0.0$ degree).

	Error Roll [degree]	Error Pitch [degree]	Error Yaw [degree]
Average	-0.3*10 ⁻²	0.41*10 ⁻¹	-0.3*10 ⁻¹
STD [1-σ]	0.46*10 ⁻¹	0.18	0.17
RMS	0.46*10 ⁻¹	0.19	0.18

Table 4: Lists the error Euler angles RMS for the last three orbits ($\psi_{ref} = 170.0$ degree).

	Error Roll [degree]	Error Pitch [degree]	Error Yaw [degree]
Average	11*10 ⁻⁴	0.4*10 ⁻¹	-54*10 ⁻³
STD [1-σ]	0.25*10 ⁻¹	0.17	0.14
RMS	0.25*10 ⁻¹	0.18	0.15

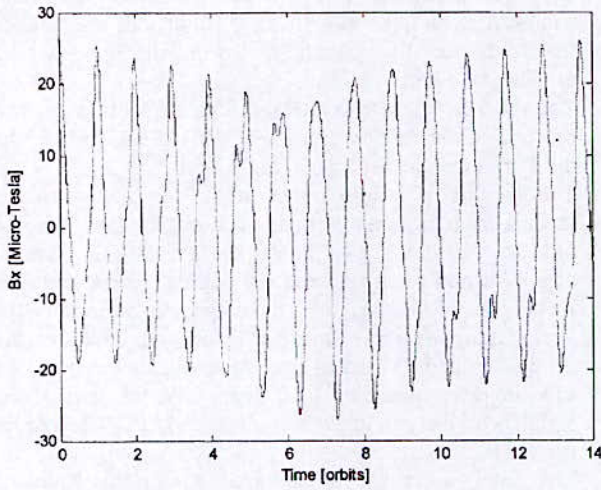


Figure 2 B-Field (X-axis)

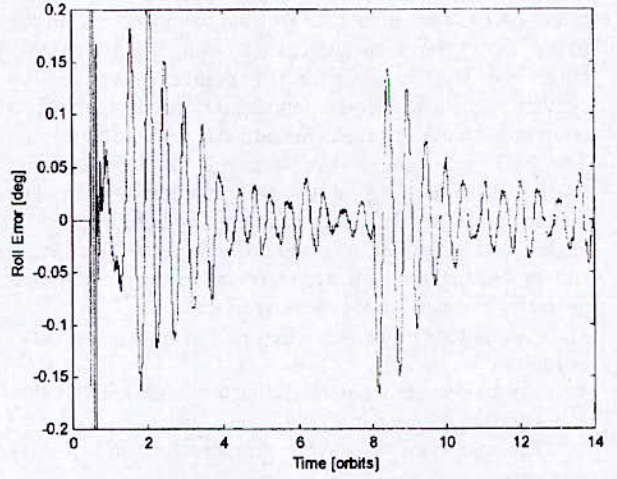


Figure 5 Roll Attitude error during Magnetorquer Yaw Phase Control

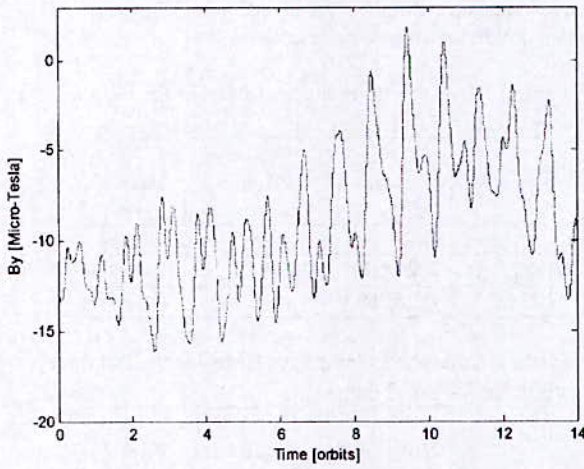


Figure 3 B-Field (Y-axis)

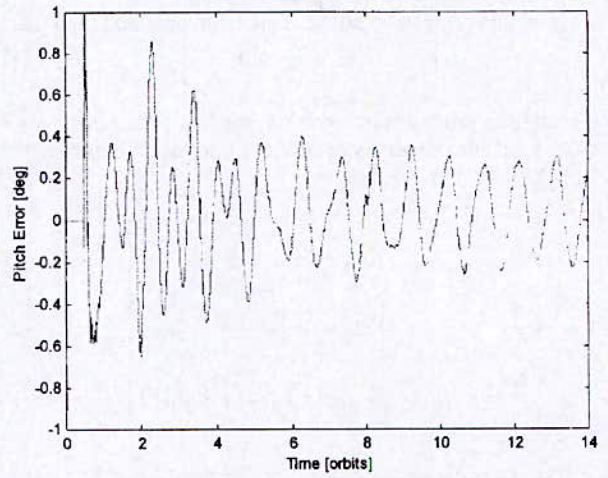


Figure 6 Pitch Attitude error during Magnetorquer Yaw Phase Control

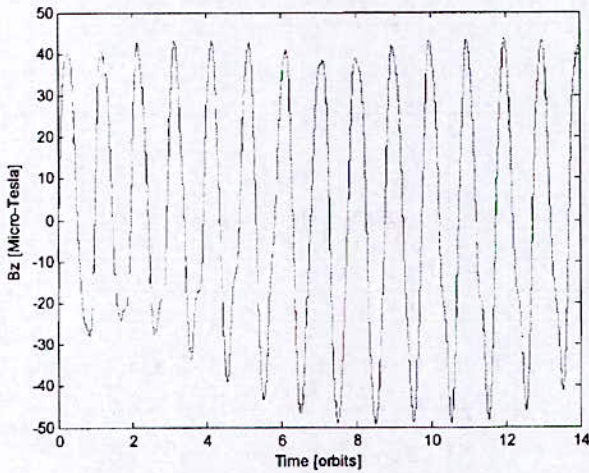


Figure 4 B-Field (Z-axis)

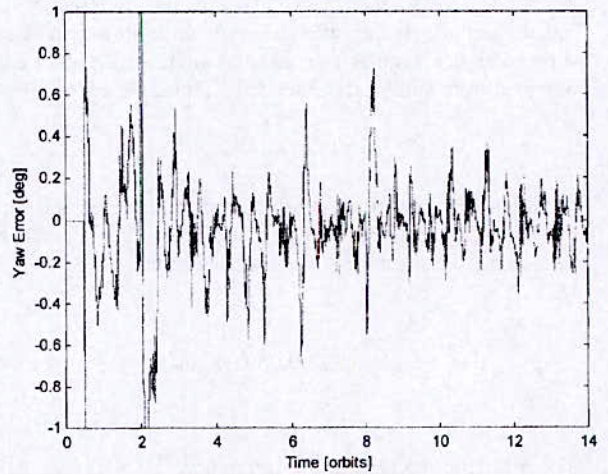


Figure 7 Yaw Attitude error during Magnetorquer Yaw Phase Control

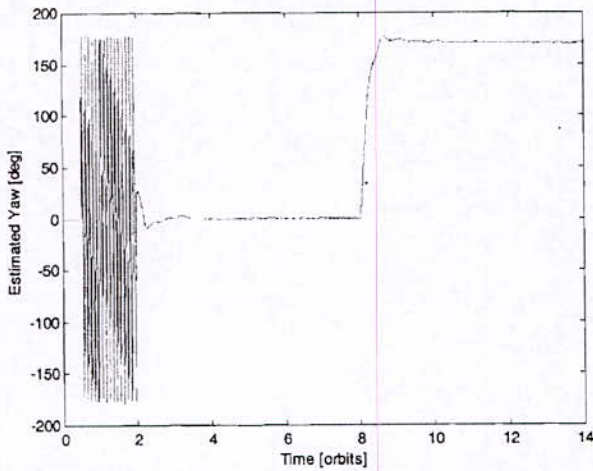


Figure 8 Yaw Attitude during Magnetorquer Yaw Phase Control

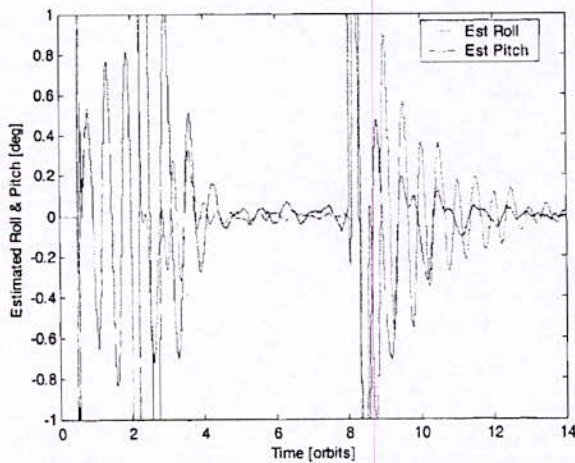


Figure 9 Roll and Pitch Attitude during Magnetorquer Yaw Phase Control

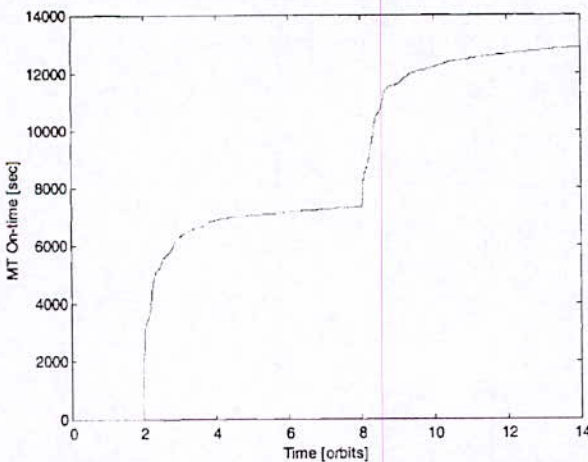


Figure 10 Magnetorquer on time during libration damping and yaw phase control

6. CONCLUSION

Alsat-1 attitude requirements are tabulated below

Bore-sight pointing (Roll/Pitch)	≤ 1.0 degree (1σ)
Bore-sight rotation (Yaw)	≤ 0.5 degree (1σ)
Attitude stability (rate) during imaging	≤ 0.005 degree/second (1σ)

The results we have obtained indicate, the roll, pitch, yaw and yaw rate achieves the requirement values by using magnetorquer cross-product.

This controller was designed to keep the microsatellite in accurate nadir pointing attitude. A cross product magnetorquer control law will damp out undesired pitch and roll libration and control either a constant yaw rate or a fixed yaw angle. This control mode will be regarded as the nominal attitude determination control system mode for the microsatellite.

7. REFERENCES

- [1] F. Martel, P.K. Pal and M. Psiaki, "Active Magnetic Control System for Gravity Gradient Stabilized Spacecraft", Proceedings of the 2nd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Utah State University, September 1988.
- [2] J.R. Wertz, (ed.) "Spacecraft Attitude Determination and Control", D. Reidel Publishing Company, Dordrecht, The Nederland, 1985.
- [3] J.J. Levalois et J. Kovalesky, "Géodésie Spatiale", Tome 4 1974, edition Eyrolles.
- [4] M.S. Hodgart and P.S. Wright, "Attitude Determination Control and Stabilisation of UoSAT12", Journal of the Institution of Electronic Radio Engineers, Vol. 57 N°5 pp. 151, October 1997.
- [5] O. Zarrouati, "Trajectoires Spatiales", CNES, Edition CEPADUES 1987.
- [6] W.H. Steyn, "A Multi-Mode Attitude Determination and Control System for Small Satellite", Ph.D (Engineering), University of Stellenbosch, December 1955.
- [7] Vladimir A. Chabotov, "Spacecraft Attitude Dynamics and Control", Krieger Publishing Company Malabar, Florida 1991.
- [8] W.H. Steyn, Y. Hashida, V. Lappas, "An Attitude Control System and Commissioning Results of the SNAP-1 Nanosatellite", Proceedings of the 14th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Utah State University, September 2001.
- [9] W.H. Steyn, Y. Hashida, "In Orbit Attitude and Control Commissioning of the UOSAT-12", Proceedings of the 4th ESA International Conference on Spacecraft Guidance, Navigation and Control Systems, ESTEC, Noordwijk, The Nederland, 18-21 October 1999, (ESA SP-425, February 2000).

REALIZATION OF THREE PHASE THREE LEVEL NPC VOLTAGE SOURCE INVERTER FOR HIGH-POWER INDUCTION MOTOR

M. Gaad, E. M. Berkouk*

Laboratoires de technologie industrielle (L.T.I) Université de Bejaia, Tel 034 21 43 33. Fax 213 34 21 60 98

*Laboratoire de commande des processus. E.N.P El Harrach, Alger

E-mail medgaad@yahoo.fr
emberkouk@yahoo.fr

Abstract--A multilevel approach seems to be best suited to facing problems arising from the use of high-power converters. The study PWM and realization of pulse-width modulation strategy to control three-phase multilevel voltage source inverter (VSI) are presented. Experimental results of the inverter feeding the induction motor show that the proposed command is very effective.

Keywords--pulse-width modulation, Neutral point clamping, multilevel inverter, triangulo-sinusoidal command, IGBT, induction motor.

Introduction

The multilevel converters are based on the neutral point clamped inverter topology proposed by Nabae. The multilevel voltage source inverter is recently applied in many industrial applications such as ac power supplies, static VAR compensatory, drive systems, etc.

One of the significant advantages of multilevel configuration is the harmonic reduction in the output waveform without increasing frequency. Thus three-level inverters can be operated at lower switching frequency ($f_{sw} < 500\text{Hz}$).

A PWM inverter switches states many times during a single cycle of the resulting output voltage. At the time of this writing, reference voltage with frequencies as high as 12 kHz are used in PWM inverter designs, so the components in a PWM inverter must change states up to 24,000 times per second. PWM inverter need high-power high-frequency components such as GTO, thyristors, IGBTs have the advantage transistors for proper operation, so they are preferred components for building PWM Inverters.

Three phase induction motor are used frequently in industry. They are simple, rugged, low cost and easy to maintain. They run essentially at constant speed from zero to full load.

I. Basic operation

I.A. General Structure

The NPC multilevel inverter uses capacitors in series to divide up the dc bus voltage into of voltage levels. To produce m levels of the phase voltage, an m-level NPC inverter needs m-1 capacitors on the dc bus. A three-phase three-level NPC inverter is shown in Fig. 1. The dc bus consists of three capacitors, i.e. C1, C2. For a dc bus voltage V_{dc} , the voltage across each capacitor is $V_{dc}/2$ and each device voltage stress will be limited to one capacitor voltage level $V_{dc}/2$ through clamping diodes.

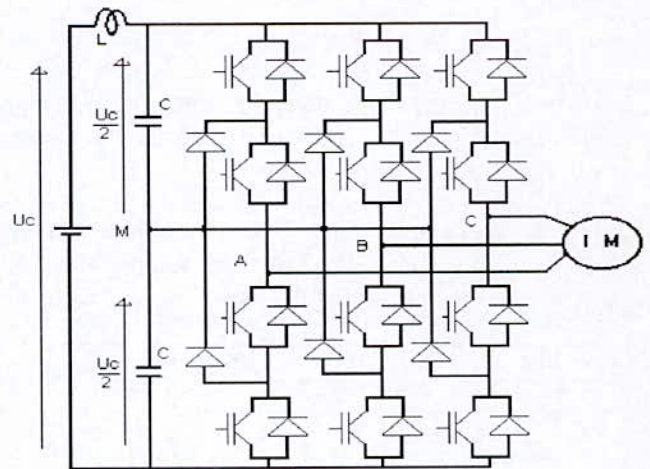


Fig. 1 Three phases three-level NPC inverter

I. B. Different configurations of the inverter

To describe the different sequences of the inverter function, let us consider the possible states of the first leg switches (fig. 2):

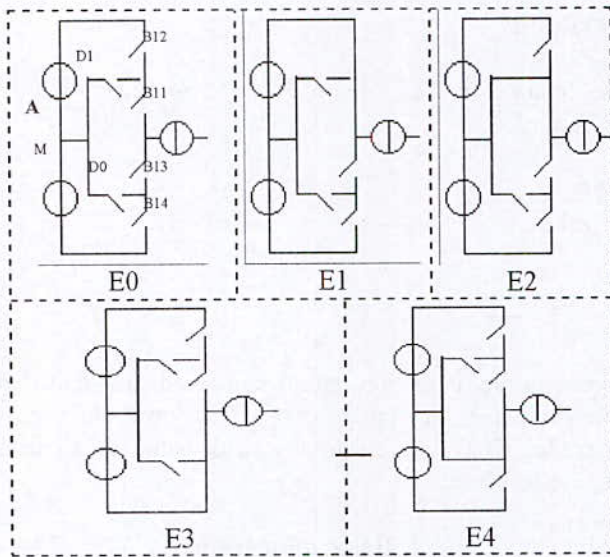


Fig. 2: Different configurations of a leg

The three-level inverter has the advantages that the blocking voltage of each switching device is one half of dc-link voltage whereas full dc-link voltage for two-level inverter.

I. C. Complementary command

We define the complementary control of the inverter leg as follows [1]:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

It was demonstrated [1] that the command given by relationship (1-1) is the one which gives the three levels $U_c, 0, -U_c$ in an optimum way.

Table 1 shows the state of the switches and the corresponding output voltage of the inverter. Where V_k ($k=a, b, c$) is the potential of the leg

Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Vk
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	Unknown
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{c1}

Table 1

II. Realisation of Pulse width modulation (PWM)

The one carrier PWM three level inverter algorithm is

$$\begin{cases} (|V_{ref.1}| \leq U_p) \Rightarrow B_{11} = 1, B_{12} = 0 \\ (|V_{ref.1}| > U_p) \text{ et } (V_{ref.1} > 0) \Rightarrow B_{1.1} = B_{1.2} = 1 \\ (|V_{ref.1}| > U_p) \text{ et } (V_{r.1} < 0) \Rightarrow B_{1.1} = B_{1.2} = 0 \end{cases}$$

Where: V_{ref} is called modulating signal
 U_p is the carrier signal

Table 2 shows the truth table of the algorithm [3]

A	B	B11	B12
0	0	1	0
0	1	0	0
1	1	1	1
1	0	1	0

Table 2

Where:

$A=1$ when $v_{ref} > 0$ if not $A=0$

$B=1$ when $|v_{ref}| > U_p$ if not $B=0$

The logical expressions of B11 and B12 are:

$$B_{11} = \overline{B_{14}} = \overline{B} + A \quad B_{12} = \overline{B_{12}} = AB$$

The synoptic diagram of the proposed realisation of the proposed strategy is shown in Fig. 6[2] [3].

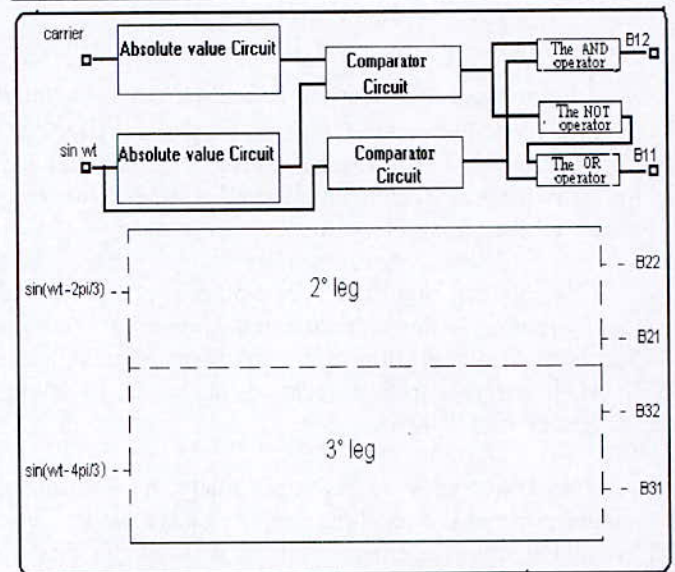


Fig. 6 Synoptic of the proposed PWM strategy

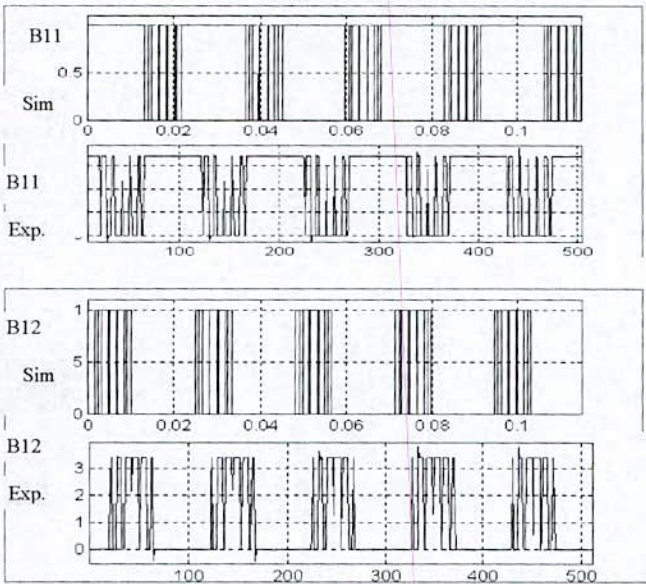


Fig. 7 Sequences of upper-leg

The simulation and experimental sequences of upper-leg are shown in fig. 7; the graphs presented in Fig are showing simulation and experimental line current and phase voltage.

III. Simulation and Experimental Results of induction motor feed PWM

The block diagram of inverter feeding induction motor is represented in fig. 8.

For the verification and test of PWM modulation circuits fed induction motor described above, a reduced power model has been realised in the research lab. IGBT's from INTERNATIONAL RECTIFIER (**IRGBC40F**) and power diode from THOMSON (**BYT30PI 1000**) were used. The load is a three-phase 1kW induction motor with rated parameters given below

Δy 220/380 V 4,7A /2,7 A
2830Tr/min, 50Hz

The no-load test of induction motor measure the rotational losses of the motor and provide information about its magnetisation current. The Inverter carrier

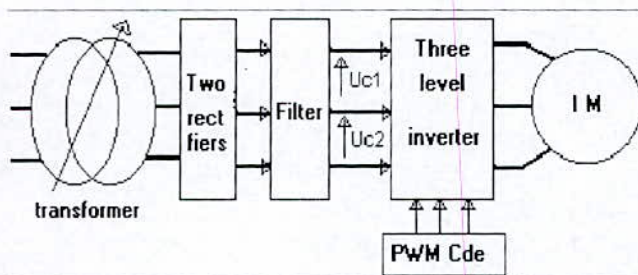


Fig. 8 Block diagram I.M fed PWM

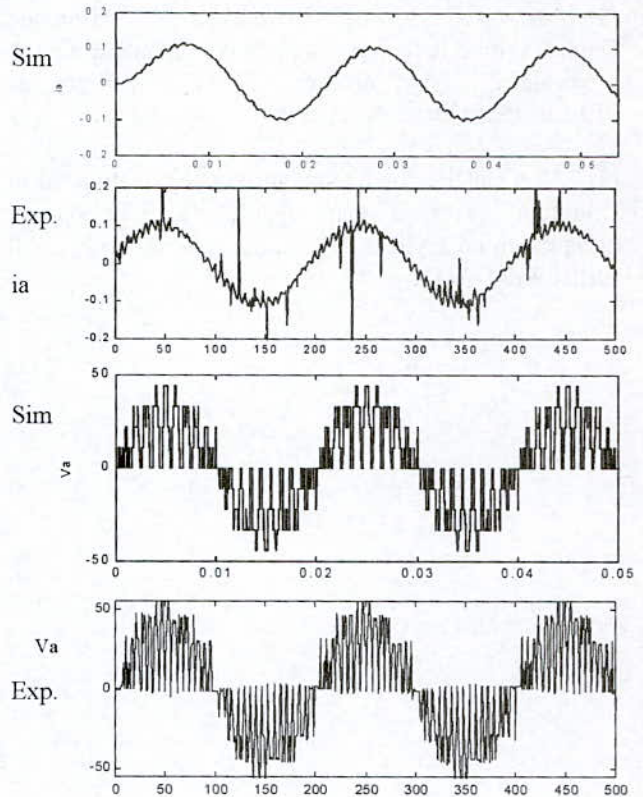


Fig. 9 load current and voltage

Frequency 830 Hz, $U_{ab}=50V$ (line to line rms voltage).

The graphs presented in Fig 9 are showing simulation and experimental line current and phase voltage.

Conclusion

Simulation and experimental results show the feasibility of such a system. The low commutation frequency of three-level inverters permits a realisation of an optimal control by relatively simple tools. With a high number of semiconductor devices, current quality is improved and weight reduced by avoiding heavy current filters

The control voltage can be controlled by microcomputer in a manner much more sophisticated than that described here.

References

- [1] E. M. Berkouk., Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux. *Thèse de doctorat, C.N.A.M, PARIS 1995*

[2] M. Gaad E. M. Berkouk*, K. ALiouane, Contribution à la réalisation de la commande d'un bras d'onduleur à trois niveaux. 2^{ème} Conf. Intern sur l'Electrotechn Oran Nov. 2000

[3] M. Gaad, Modélisation et Réalisation d'un Onduleur à Trois Niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone. Thèse de Magister, E.M.P, Juillet 2000. Alger.

Détection automatique des voyelles courtes emphatisées de l'Arabe Standard

M. Aissiou* et M. Guerti **

(*) : Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, BP 182, 16200 El-Harrach ENP, Algérie
Fax : 021.52.29.73

Email: aissoumm@yahoo.fr

(**) : Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, BP 182, 16200 El-Harrach ENP, Algérie.
Fax : 021.52.29.73

Email : mahniag@hotmail.com

ملخص

إن الكشف للأصوات اللغوية هام في الإستكشاف الآلي للكلام. بحيث يعتبر جزءا لا يتجزء من وحدة الإستكشاف الصوتي لهذا السبب، إهتمنا بكشف آليا المصوتات القصيرة العربية وذلك تحت تأثير التفخيم و التضخيم بغية كشفهم. تحقيقا لذلك، درسنا خصوصيات نظام مصوتات اللغة العربية الفصحى بصفة عامة والمصوتات القصيرة المفخمة على وجه الخصوص. إن نظامنا الكشفي مبني على حصر القطع المصوتة بالبحث على النقاط العظمى للدالة الطيفية المعرفة بالطاقتة المختزلة والمعالجة معلوماتيا. وقد تم التوصل إلى هذه الدالة من خلال التحويل المعلمي للإشارة الصوتية وباستعمال خوارزمية التجزئة من نوع تقديم إرتجاع. هذه الطريقة التي طبقت على مدون متكون من جمل عربية عديدة تم تسجيلها من طرف متكلم واحد، مكنت من تحقيق نسبة عالية للحركات المفخمة.

كلمات مفتاحية

المصوتات القصيرة للغة العربية الفصحى، التفخيم والتضخيم، الكشف الآلي، والإستكشاف الآلي للكلام.

Abstract

The automatic detection of phonemes is important since it represents a part of Speech Automatic Recognition. Therefore, the purpose of our work is to detect automatically short vowels of Standard Arabic in emphatic context, in order to be recognized. For that, we have studied vocalic system characteristics of Standard Arabic generally, and emphasized short vowels specially. Our detection system is based on the vocalic segments localization. We search the maxima of the Reduced Energy Computing spectral function noted (REC). This function is obtained from vocalic signal parameterization and by using forward-backward segmentation algorithm. This method is applied for a corpus which is composed of several sentences of Standard Arabic, registered by one speaker. It has allowed us to obtain a high rate of emphasized short vowels detection.

Key words: short vowels of Standard Arabic, emphasis, segmentation, automatic detection, Speech Automatic Recognition.

Résumé

La détection automatique des phonèmes est importante car elle fait partie de la Reconnaissance Automatique de la Parole (RAP). De ce fait, nous nous sommes intéressés à détecter automatiquement les voyelles courtes ou brèves de l'Arabe Standard (AS) en contexte emphatique pour des fins de reconnaissance. Pour cela, nous avons étudié les caractéristiques du système vocalique de l'Arabe Standard en général, et les voyelles courtes emphatisées en particulier. Notre système de détection est basé sur la localisation des segments vocaliques en recherchant les maxima de la fonction spectrale notée REC (Reduced Energie Computing). Cette fonction est obtenue à partir de la paramétrisation du signal vocal et l'utilisation de l'algorithme de segmentation de type Forward-Backward. Cette méthode a été appliquée à un corpus de plusieurs phrases de en AS, enregistré par un seul locuteur, et a permis d'obtenir un taux élevé de détection des voyelles courtes emphatisées.

Mots clés : Voyelles courtes de l'Arabe Standard, emphase, segmentation, détection automatique, Reconnaissance Automatique de la Parole.

1. Introduction

Dans ce travail, nous présentons la détection automatique des voyelles courtes de l'Arabe Standard en contexte emphatique et ceci en vue d'une application en **Reconnaissance Automatique de la Parole (RAP)**. Il s'agit d'un module intégrant des algorithmes de segmentation a priori du signal et de détection d'activités vocaliques. Pour aboutir aux résultats, nous avons utilisé un corpus de logatomes porteurs, relativement neutre d'un point de vue articulatoire et acoustique $[# c_E v_e c_E v_e #]$, enregistré par un seul locuteur ou monolocuteur avec :

$[#]$ ≡ Silence ;

$[c_E]$ ≡ Consonnes emphatiques ;

$[v_e]$ ≡ Voyelles emphatisées.

Cette étude est complétée par une expérience de détection des trois voyelles courtes emphatisées $[a_e, u_e, i_e]$ respectivement fatha, damma et kasra.

2. Notions sur la reconnaissance automatique du signal vocal

La Reconnaissance Automatique de la Parole consiste à faire interpréter par une machine des mots, des phrases ou un discours, prononcés par un ou plusieurs locuteurs. Donc le but ultime poursuivi en la RAP est la communication en langage naturel avec une machine (ordinateur, robot parlant, etc.) [1]. Les systèmes de la RAP sont généralement constitués de deux unités principales, le module de **Décodage Acoustico-Phonétique (DAP)** et le module de modélisation du langage.

Usuellement, nous distinguons en reconnaissance de la parole deux approches, l'une globale et l'autre analytique permettant d'appréhender la reconnaissance de la parole.

Dans l'approche globale, l'unité de base sera le plus souvent le mot considéré comme une entité globale, c'est-à-dire non décomposée. L'idée de cette méthode est de donner au système une image acoustique de chacun des mots qu'il devra identifier par la suite. Cette opération est faite lors de la phase d'apprentissage, où chacun des mots est prononcé une ou plusieurs fois. Cette méthode a pour avantage d'éviter les effets de coarticulation, c'est-à-dire l'influence d'un son sur un autre son contigu. Cette méthode est cependant limitée

aux petits vocabulaires prononcés par un nombre restreint de locuteurs (fig. 1).

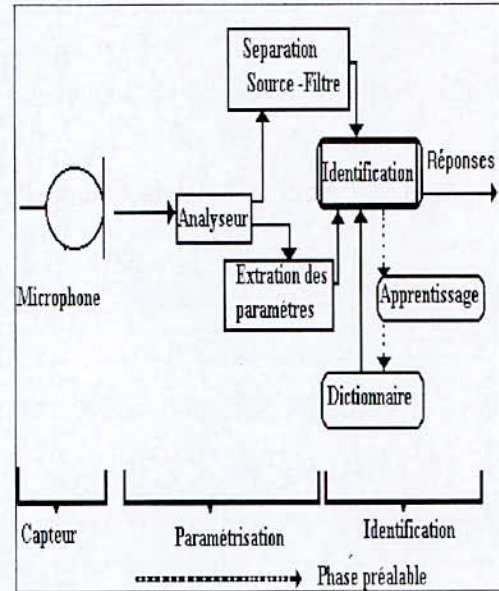


Figure 1 : Système de reconnaissance automatique de mots par l'approche globale [1].

L'approche analytique, qui tire partie de la structure linguistique des mots, tente de détecter et d'identifier les composantes élémentaires (phonèmes, syllabes, etc.). Ces dernières sont les unités de base à reconnaître. Cette approche a un caractère plus général que la précédente. Pour reconnaître de petits vocabulaires, il suffit d'enregistrer dans la mémoire de la machine les principales caractéristiques des unités de base. Pour la reconnaissance de mots isolés à grand vocabulaire, la méthode globale ne convient plus car la machine nécessiterait une mémoire et une puissance considérable pour stocker les images acoustiques de tous les mots du vocabulaire. Il est de plus, impensable de faire dicter à l'utilisateur l'ensemble des mots que l'ordinateur a en mémoire. Dans ce cas, c'est la méthode analytique qui est utilisée. Les mots ne sont pas mémorisés dans leur intégralité, mais traités en tant que suite de phonèmes.

Le phénomène de la coarticulation est produit en présence des consonnes emphatiques de l'Arabe Standard qui sont plus énergétiques que les autres (fig.3).

Les voyelles sont traditionnellement décrites en termes de caractéristiques spectrales statiques, souvent référencées sous le terme de cibles acoustiques. Ainsi la

représentation de ces cibles dans l'espace de leurs 2 ou 3 premiers formants constitue une topologie de référence très utile pour l'étude comparative des langues d'un point de vue phonologique [2].

Cependant si la structure de ces triangles vocaliques reste relativement invariante, elle subit des translations, homothéties, voire rotation, importante entre locuteurs. De plus, ces cibles sont souvent non atteintes, lorsque ces voyelles sont coarticulées avec des consonnes dans la parole naturelle. Ce phénomène est connu sous le nom de réduction de transitions formantiques "undershoot" [4].

Son extension dépendra de variables multiples tels que la vitesse d'articulation, le contexte consonantique, les stratégies individuelles etc. [5].

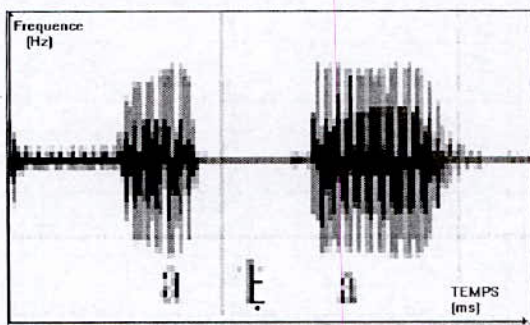


Figure 2 : Comparaison entre les voyelles [a] et [a'] de l'Arabe Standard prononcées dans le mot [mat.arun].

Le premier module permet, à partir d'une analyse paramétrique du signal à reconnaître, de définir quel est l'élément acoustique qui est le plus probablement produit. Cet élément peut être de différents types : phonèmes, diphtones, syllabes, etc.

Cette étape franchie, il est nécessaire de mettre en correspondance une suite d'éléments acoustiques avec une forme lexicale.

Les premiers modules de traitement dans un système de reconnaissance de la parole sont les suivants [2] :

- acquisition et modélisation du signal à travers la numérisation et le calcul de la Transformée de Fourier Discrète (Discret Fourier Transform en Anglais) ;
- paramétrisation du signal vocal par l'extraction des paramètres du signal sonore tels que l'énergie, Mel Frequency Cepstral Coefficients (MFCC), Lineaire Predicting Coefficients (LPC), Perceptual Linear Predicting

coefficients coefficients (PLP), Taux de Passage par Zéro (TPZ) [1] ;

- identification acoustique des éléments à reconnaître.

3. Caractérisation du système vocalique de l'Arabe Standard

Le terme de voyelle revêt à la fois une signification orale, il fait référence à une catégorie de sons, et une signification écrite puisqu'il renvoie aussi aux symboles utilisés dans le langage écrit pour transcrire ces sons. L'histoire du langage a longtemps dissocié ces deux aspects, et aujourd'hui, si les voyelles sont présentes à l'oral dans la majorité des langues du monde, certaines écritures ne les représentent pas comme dans le cas de l'Arabe Standard non vocalisé. La voyelle joue en effet un rôle double dans la communication, bien plus fort à l'oral qu'à l'écrit.

Une voyelle [haraka] en Arabe est caractérisée par :

- un passage libre de l'air dans le conduit vocal ;
- le lieu de la plus forte constriction (fermeture) du conduit vocal sur le plan articulaire ;
- les formants ou bien les renforcements spectraux qui correspondent aux fréquences de résonance du conduit vocal, sur le plan acoustique (fig. 3).

Pour étudier les voyelles, il faut tenir compte :

- du point d'articulation (antérieur ou avant, postérieur ou arrière) ;
- du degré d'aperture (ouvert, fermé) ;
- de la forme des lèvres.

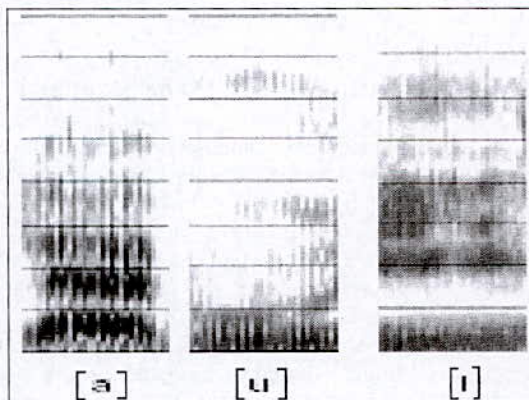


Figure 3 : Spectrogramme des voyelles courtes de l'Arabe Standard.

Le système vocalique de l'A.S se compose de trois voyelles brèves [fatha], [d_amma] et [kasra] qui s'opposent aux trois voyelles longues [a:, u:, i:] qui sont réalisées par un allongement temporel des voyelles brèves [6].

L'A.S n'a que deux degrés d'aperture pertinents :

- [i, i:] et [u, u:] sont des voyelles fermées ;
- [a, a:] sont des voyelles ouvertes.

Et possède également trois lieux d'articulation :

- [u, u:] sont postérieures (et arrondies) ;
- [i, i:] sont antérieures (et étirées) ;
- les voyelles [a, a:] sont médianes (et ouvertes) (fig. 4).

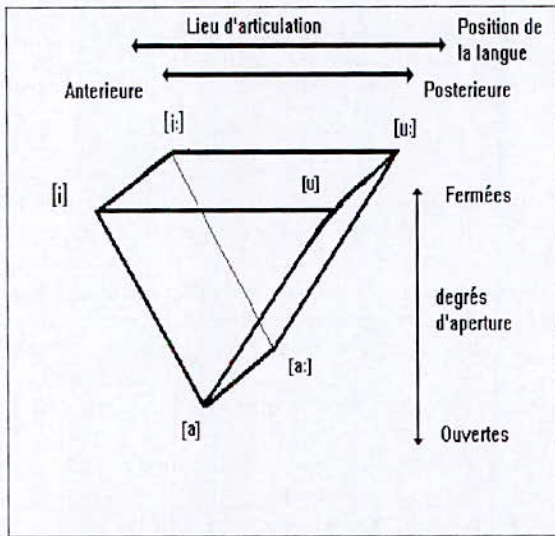


Figure 4 : Système vocalique de l'Arabe du point de vue articuloire.

4. Caractéristiques de l'Arabe Standard

L'arabe Standard se compose de vingt huit (28) consonnes qui peuvent prendre des formes légèrement différentes selon qu'elles sont situées en position isolée, initiale, médiane ou finale, dans le mot (tabl.1).

L'emphase est une particularité des langues sémitiques. Au premier abord, il s'agit d'une qualité de certaines consonnes.

Les consonnes emphatiques proviennent d'anciennes triades sémitiques (groupes triangulaires de trois consonnes), comprenant une sourde, une sonore et une emphatique.

Un moyen commode pour étudier les emphatiques est de les opposer aux consonnes simples correspondantes.

Consonnes de l'Arabe Standard	Alphabet Phonétique International (A.P.I)
ء	ʔ
ب	b
ت	t
ث	θ
ج	dʒ
ح	ħ
خ	χ
د	d
ذ	ð
ر	r
ز	z
س	s
ش	ʃ
ص	ʂ
ض	d-
ط	t
ظ	d.
ع	ʕ
غ	ɣ
ف	f
ق	q
ك	k
ل	l
م	m
ن	n
ه	h
و	w
ي	j

Tableau 1 : Alphabet Phonétique International des sons de l'Arabe Standard.

L'opposition d'emphase est limitée à trois consonnes: [t]/ [t̤], [d]/ [ð], [s]/ [ʂ].

Quant à l'emphase de [d.] n'est pas phonologiquement pertinente, puisque ce phonème ne se distingue d'aucun autre phonème que par un seul trait (fig. 7).

Les emphatiques possèdent trois qualités [7] :

- [tafʕi:m], ce phénomène donne une impression acoustique particulière "épaisse, grasse". Il s'applique aux consonnes et aux voyelles ;
- [ʔiʔba:q], son opposé [ʔinfita:h] recouvre en partie les notions d'emphase et l'absence d'emphase ;
- [ʔistiʕla:ʔ], il correspond à l'élévation de la langue vers le palais, qu'elle soit pliée ou non.

En présence des consonnes emphatiques qui sont plus énergétiques que les autres, il se produit le phénomène de coarticulation. Ce dernier permet au locuteur de concilier anticipation (préparation du geste) et rétentation (inertie, économie du geste) en maintenant les traits perceptifs pertinents. Cette négociation locuteur/auditeur se traduit d'un point de vue acoustique par une assimilation régressive et/ou progressive des configurations vocaliques adjacentes.

Dans notre cas l'ensemble des voyelles courtes en contexte des consonnes emphatiques deviennent emphatisées (mufaḫḫama) [8]. Dans la réalisation acoustique, les trois phonèmes fondamentaux [a, u, i] comportent diverses variantes. La présence des consonnes emphatiques [R, l, j, q, h, ɣ, ʂ, d, t, θ] reportent en arrière le point d'articulation des voyelles suivantes, de sorte qu'elles deviennent [α, o, e] (fig. 5).

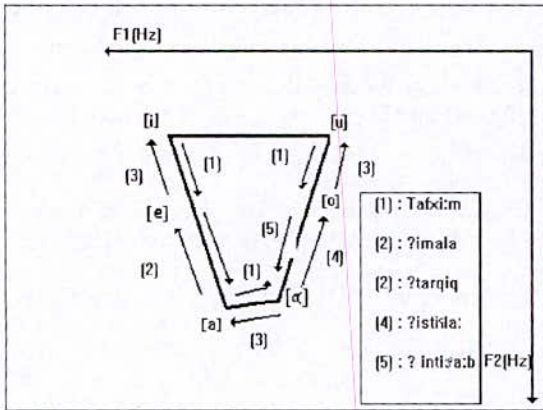


Figure 5 : Système vocalique de l'Arabe Standard sur le plan acoustique [1].

5. Détection vocalique

Nous avons choisi de baser notre module de détection vocalique sur la recherche d'événements caractéristiques des voyelles à partir d'une analyse spectrale. La méthode consiste donc à rechercher une fonction spectrale du signal et à établir des critères de localisation des segments.

5.1. Espace de représentation du signal vocal

La paramétrisation du signal vocal est obtenue par une analyse cepstrale classique en RAP aboutissant à un vecteur de coefficients MFCC (fig. 6).

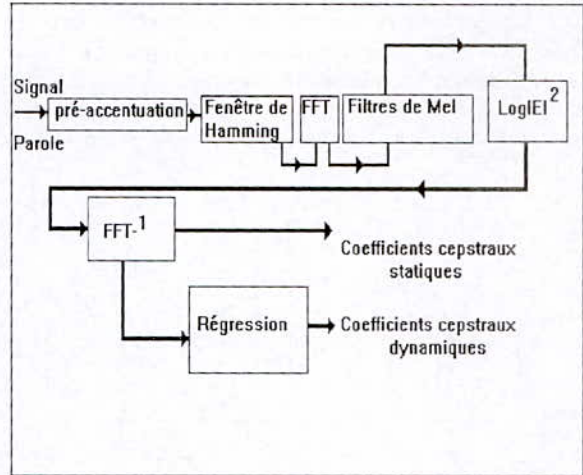


Figure 6 : Schéma synoptique de la chaîne de paramétrisation Cepstrale.

L'analyse spectrale est pratiquée sur une fenêtre glissante de 32 ms, avec un recouvrement de 16 ms. Nous obtenons par FFT, les valeurs de l'énergie ainsi que sa répartition fréquentielle selon l'échelle perceptive de Mel (fig.7, 8).

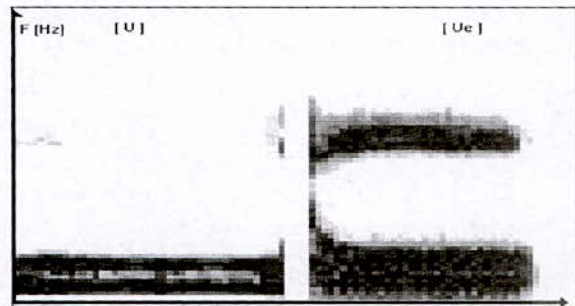


Figure 7 : Spectrogramme de la Voyelle courte [u] et de son opposée emphatisée [u_e] ou [o].

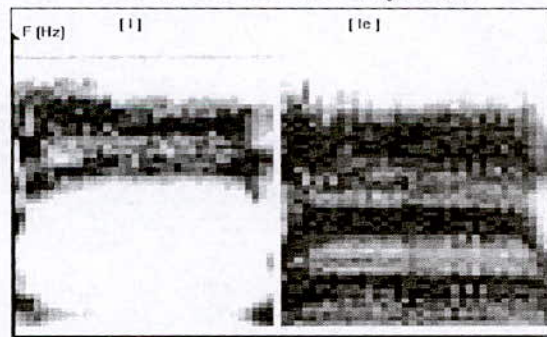


Figure 8 : Spectrogramme de la Voyelle courte [i] et de son opposée emphatisée [i_e] ou [e].

Nous effectuons un changement d'échelle car la contribution des hautes fréquences à la perception des sons de la parole est faible par rapport à celle des basses fréquences. L'échelle Mel est linéaire à basses fréquences est logarithmique en hautes fréquences (fig. 9).

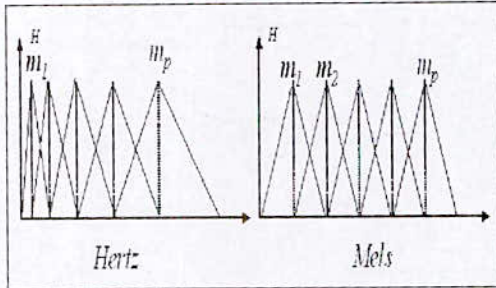


Figure 9 : Répartition des filtres triangulaires sur les échelles fréquentielles et Mel.

Ce changement d'échelle est donné par :

$$M = \frac{1000}{\text{Log} 2} \log\left(1 + \frac{f}{1000}\right) \quad (01)$$

Les coefficients Mel cepstraux (Mel Frequency Cepstral Coefficients) sont obtenus par [1]:

$$MFCC_i = X_k \cos\left[i\left(k - \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{N}\right] \quad (02)$$

Il résulte de cette analyse un vecteur d'énergie dans 24 canaux spectraux (centrés sur des fréquences allant de 100 à 5600 Hz) pour chaque trame du signal vocal (fig. 10).

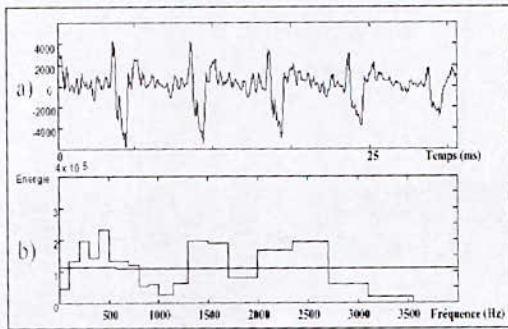


Figure 10 : Analyse spectrale en canaux de Mel pour la voyelle [a] :

- a) fenêtre de l'analyse de [a] ;
- b) décomposition de l'énergie de [a] en canaux de Mel.

5.2. Segmentation automatique du signal vocal

Le signal de parole est décrit par une suite de zones quasi stationnaires; chacune est caractérisée par un modèle statistique **Auto-Régressif Gaussien (ARG)** paramétré par un vecteur de coefficients de régression et la variance d'un bruit blanc centré.

Deux modèles AR M_0 et M_1 sont calculés à tout instant à partir du signal acoustique. Le premier modèle est calculé sur une fenêtre de longueur croissante, débutant à l'instant de la rupture précédente. Il permet d'établir un modèle adaptatif du segment courant [9]. Le modèle M_1 est quant à lui estimé sur une fenêtre courte glissante, il permet d'établir un modèle de l'événement courant, c'est-à-dire de la trame du signal étudié. Lorsque la distance sur longueur statistique entre une fenêtre de ces deux modèles diverge au delà d'un seuil fixé; nous considérons que l'événement modélisé par M_1 ne correspond plus à la zone homogène modélisée par M_0 : il y a donc rupture. Le critère de rupture est calculé par un test de divergence de Kullback qui mesure l'entropie mutuelle notée par W_n entre deux lois conditionnelles correspondantes à deux modèles AR [10]. La détection d'une rupture est alors liée à un Changement de pente de la statistique (fig. 11).

Une rupture est détectée à partir du test d'hypothèses :

- M_0 : il n'existe pas de rupture, $E(w_n / H_0) = 0$;
- M_1 : il existe une rupture à l'instant r , $r < n$, $E(w_n / H_1) < 0$.

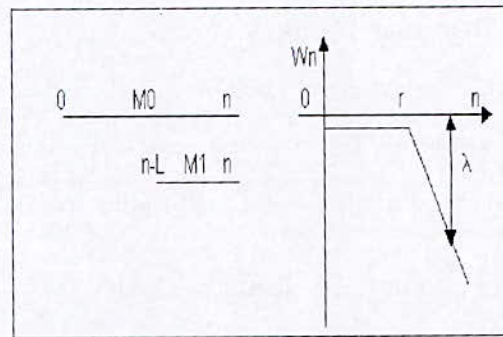


Figure 11 : Test de divergence de Kullback [8].

L'algorithme de segmentation que nous avons utilisé est connu sous le nom d'algorithme de divergence directe et rétrograde "forward-backward". Il a été évalué

sur de nombreux corpus afin d'étudier sa robustesse face à différents environnements (parole naturelle, bruitée) [10].

La localisation des frontières entre ces zones se résume à détecter un changement des coordonnées de ce vecteur. Nous avons utilisé cet algorithme qui présente une meilleure fiabilité en diminuant le nombre de frontières omises et en complétant l'analyse "forward" par une analyse "backward". Les unités détectées peuvent être regroupées en trois classes :

- des segments courts (de longueur inférieure à 20 ms) correspondant au chevauchement de gestes articulatoires brefs (amortissement de la structure formantique lors de la fermeture du conduit vocal, explosion d'une plosive, etc.) ;
- des segments transitoires entre deux phonèmes ;
- des segments quasi stationnaires qui matérialisent la partie stable des sons, en particulier la partie centrale d'une voyelle [11].

5.3. Détection des activités vocales

La méthode de détection employée est basée sur une analyse statistique du signal dans le domaine temporel. Elle repose sur la segmentation obtenue par l'algorithme de divergence forward-backward.

Pour chacun des segments obtenus, une décision parole/silence est prise par rapport à un seuil d'activité notée T_a , définie par :

$$T_a = \alpha \cdot \min_{S_i} (\sigma_{S_i}(z)) \quad (03)$$

Avec $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$

Où : Z est le signal acoustique ;
 S est la suite de N segments vocaliques ;
 $\sigma_{S_i}(z)$ est l'écart-type du signal Z calculé sur le $i^{ème}$ segment ;
 α est un coefficient expérimentalement fixé .

Afin d'éliminer d'éventuels effets de bords, la décision parole/silence est prise pour chaque segment noté S_i sur un segment tronqué noté S'_i ne comportant pas les points de début et de fin du segment (fig. 12).

La règle de décision est alors :

- Si $\sigma_{S'_i}(z) > T_a$ alors le segment est étiqueté parole ;

- Si $\sigma_{S'_i}(z) \leq T_a$ alors le segment est étiqueté silence.

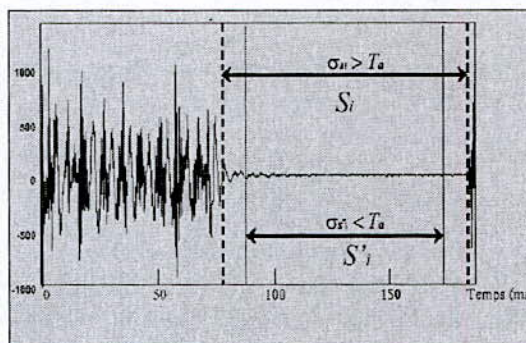


Figure 12 : Prise en compte des effets de bords dans la décision parole/silence du segment vocalique [i].

La durée des segments est également prise en compte puisque les silences d'une durée inférieure à 150 ms sont considérés comme locutoires (silence d'occlusions, pauses courtes). Tandis que les segments plus longs sont assimilés à des zones de non-activités [12].

5.4. Algorithme de détection des segments vocaliques

L'algorithme de détection proposé ne repose pas sur une classification supervisée mais sur une localisation directe d'événements caractéristiques des voyelles (fig.13).

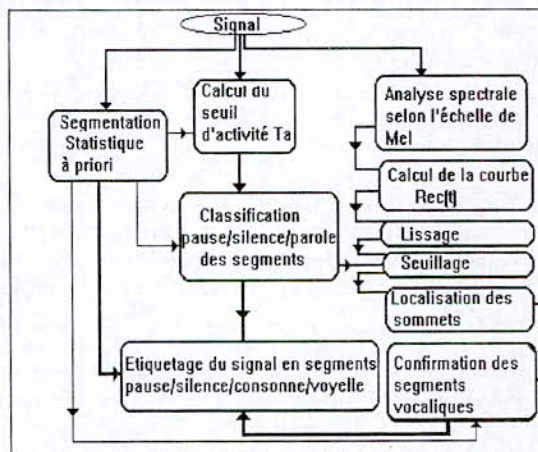


Figure 13 : Schéma de détection des segments vocaliques.

Il permet de garantir au mieux les deux critères suivants :

- indépendance vis à vis de la langue parlée ;
- indépendance vis à vis des conditions d'enregistrement.

Cet algorithme est basé sur l'étude de la fonction spectrale **Reduced Energie Computing (REC)** qui est donnée par :

$$REC(t) = \frac{E_{BF}(t)}{E(t)} \sum_1^{24} \alpha_i(E_i(t) - \bar{E}(t)) \quad (04)$$

Avec :

$E_{BF}(t)$ est l'énergie basse fréquence (dix filtres de Mel centrés sur des fréquences inférieures à 01 kHz) telle que :

$$E_{BF}(t) = \sum_{i=1}^{10} \alpha_i E_i(t) \quad (05)$$

où :

$E_i(t)$ est l'énergie calculée dans le $i^{ième}$ filtre de Mel. $E(t)$ est l'énergie totale calculée pour la trame " t", telle que :

$$E(t) = \sum_{i=1}^{24} \alpha_i E_i(t) \quad (06)$$

La nouvelle fonction spectrale $Rec(t)$ est alors définie par :

$$Rec(t) = \frac{E_{BF}(t)}{E(t)} \sum_{i=1}^{24} \alpha_i (E_i(t) - \bar{E}(t)) \quad (07)$$

L'équation (07) permet de mesurer l'adéquation entre la distribution spectrale d'une trame de signal et la structure vocalique de $Rec(t)$ [11].

A priori, les maxima de cette fonction localisent précisément les segments vocaliques présents dans le signal.

Afin de renforcer la robustesse de cette détection, un lissage est appliqué à la courbe, de manière à éliminer d'éventuels sommets parasites. Le filtre appliqué est un filtre moyenneur classique s'étendant sur trois trames (48 ms) [13].

Malgré le lissage, il persiste certains lobes parasites de faibles amplitudes pour certains sons voisés et pour certaines voyelles peu énergétiques. En effet, au cours de l'élocution, l'énergie vocalique peut être très variable (phénomènes d'accentuation, de réduction vocalique) et il s'avère délicat de distinguer les lobes significatifs (voyelles fermées) des lobes parasites. Donc, nous avons placé un seuil sur la courbe $Rec(t)$. Ce seuil noté S_e a été expérimentalement fixé au dixième de la valeur moyenne de $Rec(t)$ sur l'énoncé de "T" trames.

$$S_e = \frac{1}{10.T} \sum_{t=1}^T Rec(t) \quad (08)$$

Seuls les lobes dont la valeur au sommet dépasse ce seuil sont validés comme étant des segments vocaliques. Aussi, nous n'avons considéré que les segments dont la durée est supérieure à 15 ms, seuls susceptibles de correspondre à des voyelles.

La mise en œuvre des différents traitements décrits aboutit à un étiquetage du signal sous forme de segments homogènes de types :

- pause : il se produit lorsque le locuteur s'interrompt plus de 150 ms ;
- silence : il s'agit d'un silence plus court ;
- consonne : lorsqu'aucune voyelle n'est pas présente dans le segment ;
- segment vocalique en cas de la présence d'une voyelle.

6. Commentaires

Notre expérience est réalisée sur un corpus de phrases en AS, monolocuteur. Chaque phrase du corpus est étiquetée sous forme de segments phonémiques du signal. Cela permet de calculer efficacement des taux de détection des différentes voyelles et d'évaluer la nature des fausses insertions consonantiques (fig. 14).

L'analyse des résultats de la détection vocalique montre que l'algorithme développé enregistre des performances intéressantes.

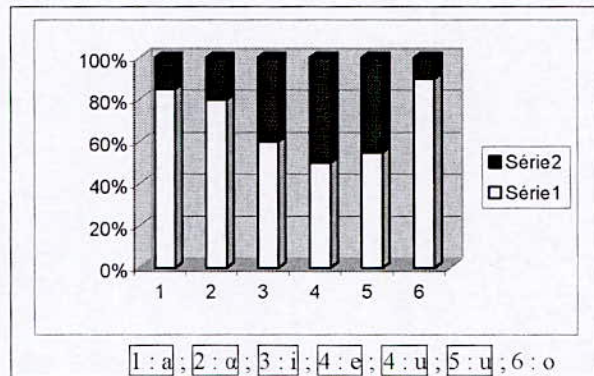


Figure 14 : Taux de détection des voyelles courtes emphatisées et non emphatisées de l'AS.

Série 1 : Segments détectés.

Série 2 : segments non détectés.

Les voyelles emphatisées sont détectées à 83% car elles sont caractérisées par de fortes valeurs d'énergie par rapport à leurs homologues non emphatisées (fig. 15).

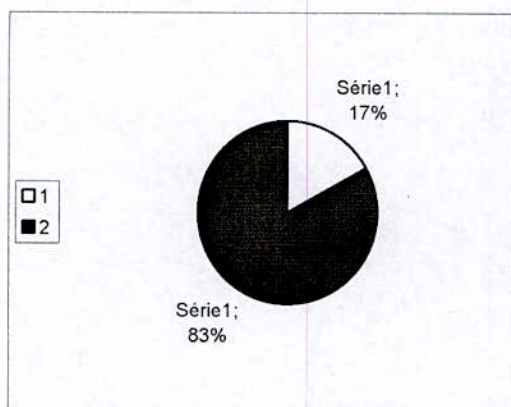


Figure 15 : Taux de reconnaissance des voyelles courtes emphatisées de l'AS.

- 1 : taux de reconnaissance des voyelles emphatisées.
 2 : taux de reconnaissance des voyelles non emphatisées.

7. Conclusions

A travers cette étude, nous avons présenté une méthode de détection des voyelles courtes de l'Arabe Standard en contexte emphatique en vue de la reconnaissance de la parole continue. Pour cela, nous avons décrit les systèmes vocaliques de l'AS sur les plans articulatoire et acoustique ainsi que l'algorithme utilisé pour la détection de ces segments vocaliques indépendamment des conditions d'enregistrement et sans avoir eu recours aux données étiquetées.

Cette étude a été complétée par une application de détection des voyelles courtes emphatisées sur un corpus de plusieurs phrases de l'AS enregistré par un seul locuteur.

Les résultats obtenus ont montré que la méthode utilisée a permis d'avoir un taux de localisation et de détection des voyelles courtes emphatisées qui avoisine 83%, meilleur que celui de leurs homologues non emphatisées dont la valeur moyenne ne dépasse pas les 65%. Cela s'explique par le fait que les premières sont plus énergétiques que les secondes et que la méthode utilisée se base essentiellement sur l'énergie des segments vocaliques.

8. Références bibliographiques

[1] J.P.Haton, Pierell J.M., Perennou G., Caelen J., Gauvain J.L., "Reconnaissance automatique de la parole", Paris, afcet Dunod, Bordas, 1991.
 [2] R. Soch, "Organisation temporelle en production de la parole. Emergence de catégorie sensori-motrices phonétiques". Thèse de doctorat, Université Stendhal-

Grenoble 3 et institut de la communication parlée de Grenoble, 1998.

[3] B. Lindblöm, «Phonetic universals in vowels systems, in Experimental Phonology», Ohala J.J.Ed, New-York, Academic Press, 13-44, 1986.

[4] T. Gay, "Effect of speaking rate on vowel formant movements", JASA, 63, 223-230, 1978.

[5] I. Znagui, & M. Yeou, «The role of coarticulation in the perception of vowel quality in moderne Standard Arabic», 6th International Conference on Spoken Language Processing, October 3-6, Philadelphia, Vol.3, PP.1605-1608, 1996.

[6] L.Abou Haider, "Variabilité et invariance du système vocalique de l'Arabe Standard". Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, Besançon, 1991.

[7] J. Cantineau, "Cours de phonétique Arabe", Klincksiek, Paris, 1960.

[8] M.L.Benzaoui, M.Guerti, "Durée intrinsèque des voyelles de l'Arabe Standard", SNAS, 99. 9- 10/11/99 Annaba, Algérie, 1999.

[9] Demolin, Mertens, Soquet, "Real time MRI and articulatory coordinations in vowels Proceeding", 5th Speech Production Seminar, 93-96, 2000.

[10] R.André-Obrecht, "A New Statistical Approach for Automatique Speech Recognition", IEEE TRANS, On ASSP, Vol36, N°1, PP. 29-40, 1988.

[11] S.Young, "Acoustic Modeling for large Vovabulary Continuous Speech Recognition", dans Computational Models of Speech Patterns Processing dans Nato Springer-Vedag, Berlin, 1998.

[12] N.Vallée, "Systèmes vocaliques : de la typologie aux prédictions", thèse de doctorat, univ.Stendhal. Grenoble, 1994.

[13] J. Schroeter and M. M. Sondhi, «Techniques for estimating vocal tract shapes from the speech signal". IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2(1):133--150, January 1994.

Application des Algorithmes Génétiques en vue de la Reconnaissance Automatique des Voyelles de l'Arabe Standard

M. Aissiou* et M. Guerti **

(*) : Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Bp. 182, 16200 El-Harrach ENP, Algérie.
Fax : 021.52.29.73

E-mail: aissoumm@yahoo.fr

(**) : Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Bp. 182, 16200 El-Harrach ENP, Algérie.
Fax : 021.52.29.73

E-mail : mahniag@hotmail.com

ملخص

يهدف هذا العمل إلى استكشاف ألياً المصوتات العربية باستعمال الخوارزميات الوراثية تحقيقاً لذلك، قمنا بتحليل مدون متكون من عدة جمل، مسجلة من طرف متكلم واحد مستعملين في ذلك تقنية التشفير التنبؤي الخطي، فتحصلنا على مجموعة من العوامل الموافقة، هذه الأخيرة تؤخذ كمرجع أثناء التحليل المعلمي. إن الدالة التكيفية للنموذج الوراثي المطبق تم تعريفها وتعتبر هامة من أجل الوصول إلى تقييم الحلول الممكنة. تقوم الخوارزميات الوراثية بالبحث على عظمى الدالة العكسية للدالة التكيفية في بحثها على الحلول المناسبة. إن هذه الطريقة مكنتنا من الحصول على نتائج مشجعة.

كلمات مفتاحية :

نموذج الخوارزميات الوراثية، الاستكشاف الألي للكلام، المصوتات العربية.

Abstract

The aim of this work is to apply Genetic Algorithms at Standard Arabic vowels Automatic Recognition. For that, we have analyzed a corpus composed of several sentences, registering by only one speaker, using Linear Predicting Coding method. It results a set of discriminating parameters vectors, which serves as reference for the Parameterization Genetic Modelisation. The adaptation or Fitness function of the Genetic Model has been definite. The Genetic Algorithms which search to maximize the inverse function of the Fitness one, allow as to obtain interesting results.

Key words: Genetic Algorithms Modelisation, Speech Automatic Recognition, Standard Arabic vowels.

Résumé

Le but de ce travail est l'application des Algorithmes Génétiques (AG) à la Reconnaissance Automatique des voyelles de l'Arabe Standard (AS). Pour cela, nous avons analysé un corpus de plusieurs phrases enregistrées par un seul locuteur, par la technique du Codage Prédicatif Linéaire (LPC). Ce qui a permis d'obtenir un ensemble de vecteurs de paramètres pertinents, servant de référence pour la Modélisation Génétique de Paramétrisation. La fonction d'adaptation ou Fitness du modèle génétique, ainsi obtenu, a été définie. Les AG qui cherchent les maxima de la fonction inverse de la fonction Fitness, nous ont permis d'obtenir des résultats encourageants.

Mots clés : Modélisation Génétiques, Reconnaissance Automatique de la Parole, Voyelles de l'Arabe Standard.

1. Introduction

La Reconnaissance Automatique de la Parole (RAP) s'applique à ce jour sur de nombreux signaux de qualités différentes (fréquence d'échantillonnage, quantification, codage, conditions d'enregistrement, etc.). Par conséquent, le problème de l'adaptation des modèles acoustiques à un nouvel environnement, se pose avec acuité.

Notre travail s'inscrit dans le domaine de la RAP. D'une manière générale, il consiste à reconnaître les voyelles de l'Arabe Standard (AS) en parole continue.

L'objectif visé est de trouver un modèle qui permet de faire de la RAP sur tout type du signal parole. Pour cela, nous avons centré notre travail sur l'automatisation du traitement des vecteurs acoustiques en utilisant les techniques des Algorithmes Génétiques (AG).

Pour aboutir aux résultats, nous avons utilisé un corpus de logatomes porteurs, relativement neutre d'un point de vue articulatoire et acoustique [# CVCV #], enregistré par un seul locuteur ou mono locuteur avec :

[#] ≡ Silence ;
[C] ≡ Consonnes ;
[V] ≡ Voyelles.

Les AG font partie d'une nouvelle génération d'algorithmes appelés algorithmes évolutionnaires. Ils ont été conçus en se basant sur les principes de la génétique et de la reproduction naturelle.

2. Décodage Acoustico-Phonétique

La Reconnaissance Automatique de la Parole consiste à faire interpréter par une machine des mots, des phrases ou un discours, prononcés par un ou plusieurs locuteurs. Donc le but ultime poursuivi en la RAP est la communication en langage naturel avec une machine (ordinateur, robot parlant, etc.) [1]. Autrement dit, la RAP est le processus qui consiste à décoder un signal acoustique de parole en une suite de mots effectivement prononcés (fig.1).

Le Décodage Acoustico-Phonétique (DAP) représente le premier maillon de reconnaissance. Tous les traitements ultérieurs sont largement tributaires de la qualité de cette transcription phonétique. Le but recherché par cette étape est d'obtenir une chaîne ou un treillis d'unités minimales qui, le plus souvent sont des pseudo phonèmes, car les unités obtenues ne correspondent pas forcément à des phonèmes.

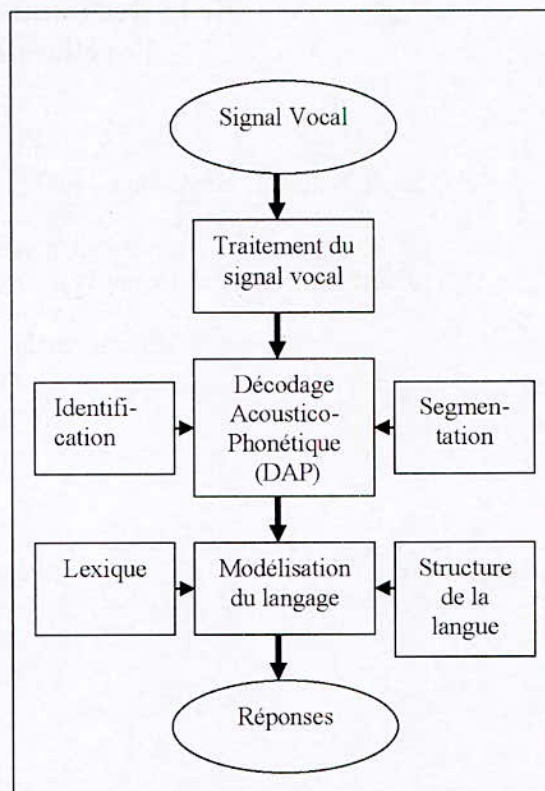


Figure 1 : Principaux éléments d'un système de Reconnaissance Automatique de la Parole.

La difficulté du problème tient pour une grande part à la variabilité inter et intra locuteur et à la nature continue de la parole qui, par le fait de la coarticulation, montre une forte interaction des sons les uns sur les autres.

Traditionnellement, dans un système de RAP, le module de la DAP s'insère entre le module de traitement du signal et les modules linguistiques.

Les différentes étapes de la DAP sont :

- l'extraction des paramètres pertinents ou utiles (indices, corrélats acoustiques, etc.) du signal parole à partir de son traitement acoustique ;
- la segmentation de la parole en unités définies ;
- l'identification ou classification de ces unités ou du moins leur donner des attributs significatifs (étiquettes de classes ou de macro-classes, traits, etc.) (fig. 2).

Ces différentes fonctions interagissent entre elles et avec les modules linguistiques environnants.

3. Formants

Les formants sont les maxima de la courbe de réponse en fréquences du conduit vocal. Chaque son a ses formants caractéristiques. Ces derniers, nous permettent de décrire aussi bien les cibles vocaliques correspondant aux zones stables, que les zones de transition (passage entre deux sons consécutifs). Ce qui montre leur très grande importance pour l'analyse acoustique (fig. 2).

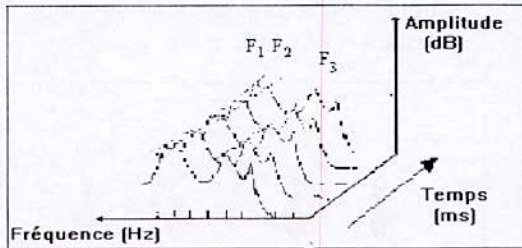


Figure 2: Empreinte obtenue par la Prédiction Linéaire (LPC).

Au moins trois formants sont exigés pour produire ou reconnaître les différentes voyelles. Les valeurs des formants sont très influencées par le lieu d'articulation. Ils donnent une image de la configuration articulaire du conduit vocal car elles correspondent aux fréquences de résonance de ce dernier [2, 3].

4. Système vocalique de l'Arabe Standard

Le terme de voyelle revêt à la fois une signification orale, il fait référence à une catégorie de sons, et une signification écrite puisqu'il renvoie aussi aux symboles utilisés dans le langage écrit pour transcrire ces sons. L'histoire du langage a longtemps dissocié ces deux aspects, et aujourd'hui, si les voyelles sont présentes à l'oral dans la majorité des langues du monde, certaines écritures ne les représentent pas comme dans le cas de l'Arabe Standard non vocalisé. La voyelle joue en effet un rôle double dans la communication, bien plus fort à l'oral qu'à l'écrit.

Une voyelle [haraka] en Arabe est caractérisée par :

- un passage libre de l'air dans le conduit vocal ;
- le lieu de la plus forte constriction (fermeture) du conduit vocal sur le plan articulaire ;
- les formants ou bien les renforcements spectraux qui correspondent aux fréquences de résonance du conduit vocal, sur le plan acoustique.

Pour étudier les voyelles, il faut tenir compte :

- du point d'articulation (antérieur ou avant, postérieur ou arrière) ;
- du degré d'aperture (ouvert, fermé) ;
- de la forme des lèvres.

Le système vocalique de l'A.S se compose de trois voyelles brèves [fatha], [d_amma] et [kasra] qui s'opposent aux trois voyelles longues [a:, u:, i:] qui sont réalisées par un allongement temporel des voyelles brèves [2].

5. Notions sur les Algorithmes Génétique

Les AG sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : croisement, mutation, sélection, etc. (fig. 3)

Ils utilisent les principes de la survie des structures les mieux adaptées, les échanges d'informations pseudo-aléatoires. Ils reposent de manière intensive sur le hasard, mais ne sont pas purement aléatoires [4].

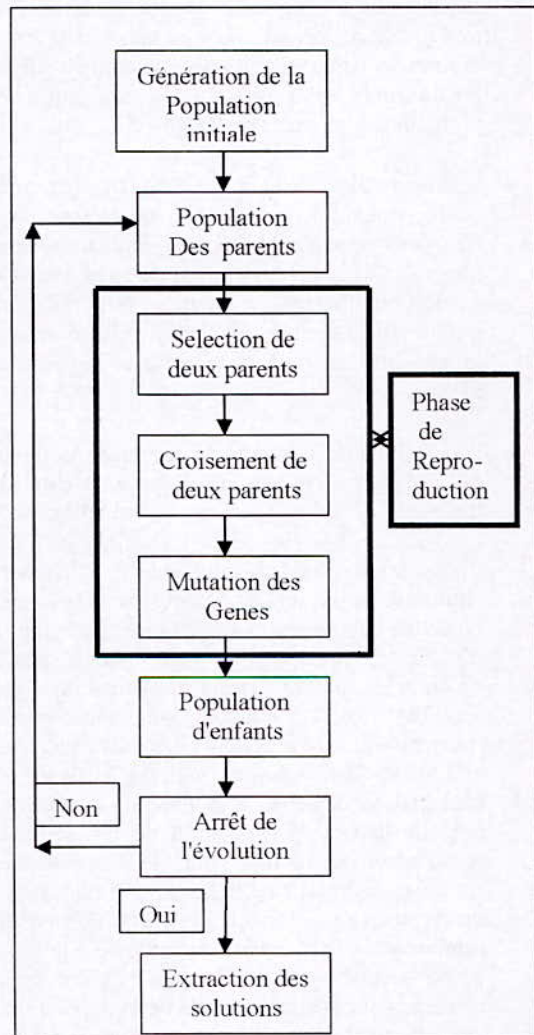


Figure 3 : Squelette d'un Algorithme Génétique.

En RAP, les AG ont été utilisés avec succès pour optimiser les modèles de Markov Cachés, les modèles de réseaux de neurones, etc.

L'utilisation des AG en tant que modèle de paramétrisation et de classification numérique, est actuellement en cours d'expérimentation, à travers le monde. Cependant, les recherches commencent à donner des résultats, de plus en plus probants.

Pour les utiliser, nous devons suivre les étapes suivantes :

- le codage des éléments de la population, cette étape associée à chacun des points de l'espace d'état a une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Les codages réels sont désormais largement utilisés, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles [5] ;
- la mise en place d'un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population non homogène d'individus qui sert de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important, car il peut influencer sur la rapidité de convergence vers l'optimum global ;
- la définition de la fonction à optimiser. Celle-ci est appelée fonction d'adaptation, (fitness fonction) ou fonction d'évaluation de l'individu. La fonction d'évaluation ou d'adaptation, associe un coût à chaque chromosome. Il faut distinguer entre la fonction objective et la fonction d'adaptation. Autrement dit, Cette fonction qui est appelée aussi fonction de *qualité*, quantifie la qualité d'un candidat à la solution ou son degré d'adaptation. Dans certains cas, elles peuvent être identiques, mais en général la fonction d'adaptation dépend de la fonction objective, laquelle dépend de la nature du problème à résoudre. La solution optimale du problème est obtenue à partir de la fonction d'évaluation du chromosome. Dans le cas d'un problème de minimisation, la solution est associée à la plus petite valeur trouvée de la fonction d'adaptation calculée pour chaque individu de la population. Dans le cas d'une maximisation, alors la valeur la plus grande de la fonction sera prise en compte [6] ;
- l'utilisation des opérateurs de reproduction permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état.

L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états. La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. (fig. 4

- la définition des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêts, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

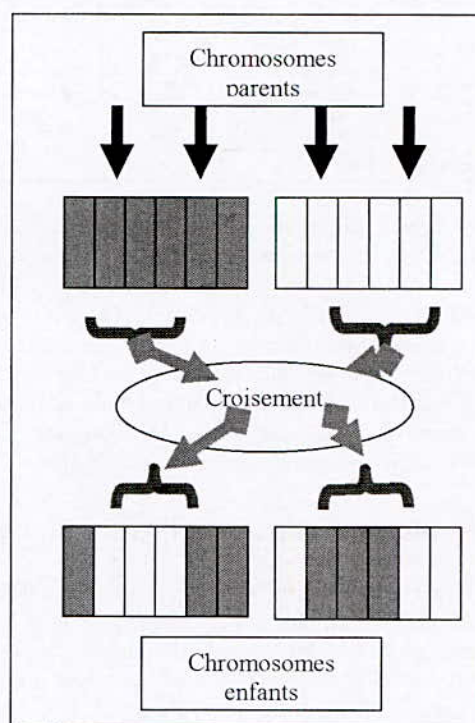


Figure 4: Croisement à découpage de chromosomes en deux points.

6. Modélisation génétique

L'Algorithme Génétique consiste à chercher, parmi les différents segments acoustiques d'une séquence vocale, des structures qui correspondent à celles des vecteurs de références représentatifs de chaque classe. La recherche de cette correspondance se fait au niveau de la phase d'évaluation, d'une manière mathématique [7].

A ce niveau, nous ne parlons pas d'unités phonétiques, mais uniquement de deux ensembles de vecteurs acoustiques de même dimension.

Pour associer les entités à reconnaître en classes, il suffit de trouver une correspondance analytique entre les deux ensembles des vecteurs acoustiques respectivement des séquences vocales et des entités à reconnaître de référence. Une classe est un ensemble

de vecteurs acoustiques peu distants, au sens d'une mesure d'affinité donnée par la fonction d'adaptation.

Etant donné que les vecteurs de la population initiale représentent l'espace de recherche des solutions potentielles au problème, l'AG aura pour tâche d'effectuer sur ces vecteurs initiaux un grand nombre de modifications, réorganisations, mutations, pour tenter de produire le meilleur (au sens de la fonction d'adaptation) vecteur de solution potentielle (ou les principaux meilleurs vecteurs).

6.1. Choix des données de référence

Le choix du type et la fiabilité des indices et les paramètres acoustiques utiles des voyelles à reconnaître est très important. Ces derniers, sous formes de vecteurs acoustiques, constituent l'ensemble de données de référence pour l'AG. L'AG se réfère à cette ensemble, durant la phase d'évaluation des solutions potentielles au problème.

Pour le modèle génétique, nous avons représenté chaque voyelle par un vecteur des trois premiers formants noté C_k tels que :

$$(01) C_k = (F_{k1}, F_{k2}, F_{k3})$$

La valeur moyenne de référence de chacun des trois premiers Formants pour les six voyelles, peut être obtenue expérimentalement en utilisant le sonographe Kay 5500 (tab. 1).

Formants (Hz)	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}
voyelles			
[a]	600	1520	2580
[i]	280	2360	2780
[u]	300	760	2320
[ā]	560	1502	2520
[ī]	260	2360	2760
[ū]	320	660	2340

Tableau 1 : Valeurs moyennes des trois premiers formants des six voyelles de l'AS.

6.2. Modèle Génétique

Pour construire le modèle génétique, nous avons suivi deux principales étapes : la création de la

population initiale et la définition de la fonction d'adaptation [8].

6.2.1. Création de la population initiale

La création de la population d'initialisation des AG passe inévitablement par la définition de l'individu de la population [7].

L'individu choisi pour le premier modèle, est un chromosome dans les gènes contiennent les coefficients a_{ij} de plusieurs segments s_j du continuum vocal du corpus choisi. Nous avons fixé expérimentalement le nombre de segments successifs concaténés à 10 afin de réduire, sensiblement, le nombre de cycles de fonctionnement de l'AG.

La population initiale du modèle est constituée d'un nombre égal à " $\frac{n}{10}$ " d'individus ou chromosomes.

6.2.2. Choix de la mesure de dissemblance

Dans toute approche de reconnaissance, le choix de l'espace de représentation du signal est étroitement lié à celui de la distance définie dans cet espace [9].

Les distances spectrales sont utilisées pour comparer les vecteurs de paramètres.

Une mesure assez générale de la distance dans un espace métrique est donnée par l'indice de Minkowski. Celui-ci englobe, sous forme générale, le cas particulier des mesures Euclidiennes. L'indice se définit de la manière suivante :

$$d(i, j) = \left(\sum_{k=1}^K w(x_{ik} - x_{jk})^\mu \right)^{\frac{1}{\mu}} \quad (02)$$

Pour $\nu = \mu = 2$ et si les poids sont égaux à 1, cette mesure donne la mesure Euclidienne traditionnelle qui est très utilisée pour les données quantitatives.

Dans l'espace défini par j variables, la distance Euclidienne entre les individus i et i' est :

$$d^2(i, i') = \sum_j (x_{ij} - x_{i'j})^2 \quad (03)$$

6.2.3. Fonction d'adaptation du modèle

La fonction d'adaptation doit être la plus discriminant possible. Ce caractère discriminant porte sur deux aspects complémentaires :

- la cohésion interne du classement qui est le degré d'affinité des segments à l'intérieur de chaque classe ;
- la différenciation du classement qui correspond à la dissimilarité des classes entre elles [10].

La fonction d'adaptation F_k proposée est égale à la distance Euclidienne entre les vecteurs à formants obtenus à partir des vecteurs à coefficients de prédiction des segments acoustiques et les vecteurs à formants de la classe n° k des voyelles. Soit :

$$F_k = \sqrt{(a_{ij} - F_{k1})^2 + (a_{ij} - F_{k2})^2 + (a_{ij} - F_{k3})^2} \quad (04)$$

$k = 1, \dots, 6 ; \quad i = 1, \dots, 10 \quad j = 1, \dots, n .$

Ces vecteurs à coefficients de prédiction sont obtenus en analysant le signal vocal par la méthode du Codage de Prédiction Linéaire (LPC) qui nous permet de représenter le signal par un nombre réduit de paramètres pertinents. (fig. 5)

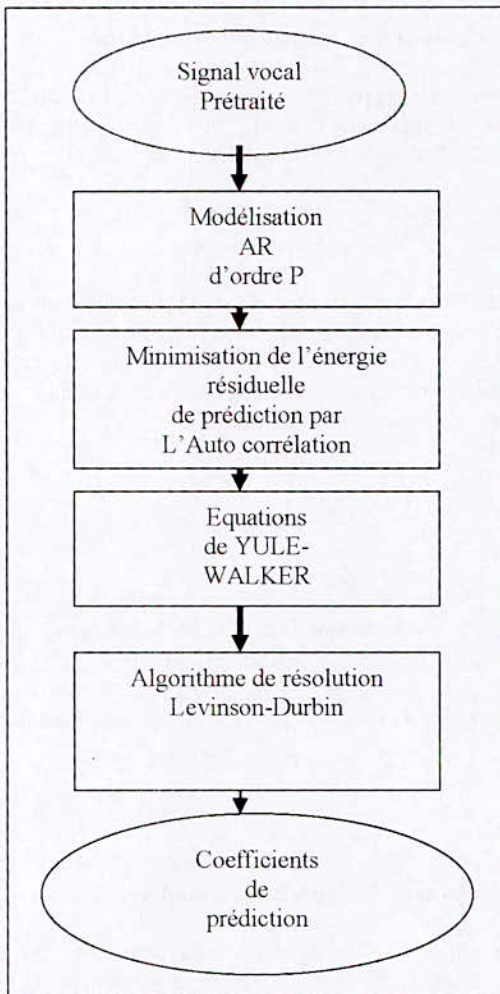


Figure 5 : Différentes étapes de la LPC.

La LPC consiste à prédire la valeur d'un échantillon de parole à partir d'un développement limité des échantillons précédents sur une base polynomiale orthogonale. Elle se fonde sur les connaissances de la production de la parole en supposant que le modèle de production est linéaire.

Nous avons choisi cette technique d'analyse car elle est basée sur un modèle de production simple de la parole, mais cohérent et réversible.

6.2.4. Evaluation de la fonction d'adaptation

Pour évaluer les solutions potentielles à notre problème, Il faut minimiser au maximum cette fonction d'adaptation pour pouvoir décider du type de classes d'appartenance des segments acoustiques ou les ensembles de ces segments [11].

La recherche de ces extréma peut donner deux types de résultats :

- l'obtention d'un maximum signifie l'existence de la voyelle recherchée dont la classe est bien définie. Dans ce cas nous continuons la recherche de la même voyelle pour le reste du continuum vocal ;
- la fin du continuum vocal qui signifie qu'il n'y a pas de voyelle de la classe k dans le continuum vocal. Dans ce cas, nous répétons le travail déjà effectué pour les autres types de voyelles.

Pour cela, il suffit de maximiser la fonction inverse, c'est-à-dire chercher les extréma de la fonction inverse notée F_a :

$$F_a = 1/F \quad (05)$$

7. Résultats et commentaires

L'expérimentation a porté sur un corpus de plusieurs phrases de la parole continue de l'Arabe Standard, enregistré par un seul locuteur dans un milieu très peu bruité.

L'Algorithme Génétique a été développé sur le logiciel Matlab 5.1.

A l'initialisation de l'algorithme le nombre de classes de départ est égal à 3. La probabilité de croisement p_c a été fixée à 0.8 et celle de la mutation p_m à 0.05. Le nombre de générations (ou itérations) de l'algorithme était de 900.

Nous avons choisi, pour le modèle génétique :

- un codage réel ;
- la technique de la mutation uniforme ;
- la technique de la sélection par roulette ;
- la technique du croisement multipoints.

Voyelle orale de l'AS	Nbre total des voyelles du corpus	Nbre de voyelles reconnu	Taux de reconnaissance
[a]	15	12	80.00
[u]	08	07	62.50
[i]	09	05	77.77
[ā]	07	04	71.42
[ū]	06	04	66.66
[ī]	06	04	66.66

Tableau 2 : Taux de reconnaissance des voyelles de l'AS par le modèle génétique.

Nombre de générations	Taux de la voyelle [a] reconnu (%)
100	27.10
200	64.44
300	77.12
400	80.00

Tableau 3 : Evolution du taux de reconnaissance De la voyelle [A] au fil des générations.

Probabilité des Croisement (P_c)	Taux de voyelles reconnues (%)
0.80	78.20
0.75	80.00
0.70	76.53
0.65	64.15
0.60	61.85
0.50	54.21
0.58	52.00
0.575	51.05
0.574	50.85

Tableau 4 : Influence de la probabilité de croisement sur le taux de reconnaissance des voyelles.

L'analyse des résultats montre que l'algorithme développé enregistre des performances intéressantes.

A partir de ces résultats, nous remarquons que :

- le taux de reconnaissance globales des voyelles du corpus est de 72.54 % ;
- le taux de reconnaissance des voyelles courtes est plus important que celui des voyelles longues. Les premiers formants de la voyelle [i] sont fortement influencés par les consonnes emphatiques adjacentes. De plus, il est plus judicieux d'introduire le paramètre de durée comme paramètre de référence, afin que l'AG puisse être plus précis dans la prise de décision ;
- les taux de reconnaissance diffèrent d'une voyelle à l'autre. Cela permet de conclure que des contraintes indépendantes au modèle génétique, influent sur les performances de ces derniers. Le choix des valeurs des formants des voyelles et les effets de la coarticulation [12] ;
- le taux de reconnaissance est influencé par les valeurs respectives de la probabilité de croisement et celle de la mutation. Cette influence devient de plus en plus grande à chaque fois que la valeur de probabilité de croisement diminue. La recherche des solutions se limite à une partie de l'espace de recherche réelle, quand la valeur de probabilité de croisement est mal choisie [13] ;
- le taux de reconnaissance de la voyelle [a] est le plus important par rapport à ceux des autres voyelles. Cela peut s'expliquer par le fait que les deux premiers formants de la voyelle [a] sont moins affectés au voisinage des consonnes d'arrière pharyngales et laryngales.

8. Conclusions

A travers cette étude, nous avons présenté une méthode d'automatisation paramétrique des voyelles de l'Arabe Standard en utilisant les Algorithmes Génétiques, en vue de la reconnaissance de la parole continue.

Pour cela, nous avons commencé ce travail par une étude des caractéristiques des voyelles de l'AS ainsi que le Décodage Acoustico-Phonétique. Ensuite, nous avons décrit le fonctionnement des Algorithmes Génétiques.

Dans ce contexte, nous avons un modèle génétique de paramétrisation du signal vocal. Ce dernier, a été appliqué à un corpus de plusieurs phrases de l'AS enregistré par un seul locuteur.

Les résultats obtenus ont montré que l'utilisation des AG a permis d'avoir un taux de reconnaissance intéressant.

Nous pouvons dire que pour améliorer les performances des AG, il devient nécessaire d'augmenter le nombre des paramètres pertinents (énergie, transitions formantiques, etc.) représentatifs des segments acoustiques du signal vocal. En effet, dans l'entourage des consonnes **emphatiques** **toutes les voyelles deviennent** emphatisées. Cette emphatisation se traduit par l'intensification de l'énergie de ces voyelles [14].

En outre un bon choix des valeurs de probabilités des opérateurs de reproduction évite aux AG de converger prématurément vers des solutions à vérifier ou de ne pas converger du tout [13].

9. Références Bibliographiques

- [1] J. Haton, J. Caelen, J. M. Pierrel, G. Perrenou, J. L. Gauvain "La Reconnaissance Automatique de la Parole". Dunod, Paris, France, 1991.
- [2] S.H.Al Ani "Arabic Phonology an acoustical and physiological investigation", Ed.Mouton, 1970.
- [3] J. Makhoul J.Wolf. "Linear Prediction and the Spectral Analysis of Speech", BBN Report, N°2304, 1972.
- [4] J.H. Holland. "Adaptation in Natural and Artificial Systems". University of Michigan Press 1975.
- [5] C.L Bridges, D.E. Goldberg. "An analysis of multipoint crossover". In Proceedings of the Foundation of Genetic Algorithms. Foga, 1991.
- [6] L. Ingber, B. Rosen. "Genetic Algorithms and very fast simulated re-annealing. Mathematical Computer Modeling", 16 (11):87--100, 1992.
- [7] Z. Michalewicz. "Genetic Algorithms plus Data Structures equals Evolution Programs. Springer-verlag, 1992.
- [8] M. Aissiou, M. Guerti, "Application des Algorithmes Génétiques en vue de la Reconnaissance des voyelles de l'Arabe Standard", A.J.O.T., International Publication, Série A, Vol. 16, N°1, apparition 09.2003.
- [9] J.R. Koza, "Genetic Programming II", The MIT Press, 1994
- [10] N. Cristianini, J. Shawe-Taylor. "Support Vector Machines". Cambridge, University, Press, 2000.
- [11] R. Gilleron, M. Tommasi. "Découverte de Connaissances à partir de données". Technical report, Grappa - Université de Lille 3, 2000.
- [12] J.F. Bonnot, "Etude expérimentale de certains aspects de la gémination et de l'emphase en Arabe ", Actes du 9ème ICPS, Copenhague, Vol.1, 1979.
- [13] Z. Michalewicz, C.Z. Janikov. "Handling constraints in Genetic Algorithms". In Proceedings of the Fourth International Conference on Genetic Algorithm. ICGA, 1991 1991.
- [14] M. Aissiou, M. Guerti, "Détection Automatique des Voyelles Courtes Emphatisées de l'Arabe Standard", A.J.O.T., International Publication, Série A, Vol. 16, N°1, apparition 09.2003.

Thesauria 2002

THESES DE DOCTORAT D'ETAT

En électronique, Génie électrique et Automatique

- 1-Hamami née Mitiche Latifa 21/11 DT: Berkani Daoud
Systèmes de reconnaissance de l'écriture arabe imprimée
- 2-Ryad Kechroud 08/04 DT :M.Kerkar et H.Shener
Contribution à la modélisation des machines électriques par la méthode des éléments finis associée aux multiplicateurs de Lagrange.
- 3-Trabelsi Mohamed 02/07 DT : R. Aksas
Contribution à l'analyse et l'amélioration des performances des amplificateurs distribués et a ondes progressives.
- 4-Azaoui Boubaker /05 DT : Chabane Mabrouk et Hanitsh Rolf
Concept and réalisation of three phase Brushless DC Motor (BLDCM) for solar application.
- 5-Ouchar Ali 08/12 DT: R.Aksas
Etude et conception des dispositifs monolithiques Micro-ondes en Arséniure de Gallium. Application à la conception d'un oscillateur intégré contrôle en tension.
- 6- Boukhetala djamel 02/10 DT :M.S.Bouchrit et M.K.Msirdi
Contribution à la commande décentralisée des systèmes complexes interconnectés.

THESES DE MAGISTER

En électronique

- 1-Hassaine Lynda DT: M.Haddadi et A.Malek
Modélisation et simulation d'un système de conditionnement de puissance pour la poursuite du point de puissance maximale dans les systèmes photovoltaïques
- 2-Hima Abdelkader 17/04 DT :M.Mehenni
Mesure de fiabilité d'une liaison numérique
- 3-Sarni Yacine DT :A.Belouchrani et R.Sadoune
Etude Implémentation sur FPGA d'un système de communications a spectre étalé basé sur une modulation CHIRP
- 4-Semmar Bedri DT : R.Aksas
Analyse d'une antenne YAGI en technologie microruban par la méthode de l'équation intégrale
- 5-Kabouche Radia 27/04 DT :C.Larbes
Etude et élaboration d'une technique MLI a élimination d'harmonique optimale
- 6-Khider Moussa /05 DT :C.Larbes
Commande de vitesse en temps réel de moteur asynchrone triphasé
- 7-Adjrad M. 17/04 DT :M.Mehenni
Application du filtrage de kalman étendu a l'identification d'un CHIRP
- 8-Hadj Mohammed Idriss DT: Hadj Arabe et C.Larbes
Modélisation du générateur photovoltaïque

En Génie électrique et Electrotechnique

- 1-Bouhafis Ali 06/03 DT :A.Mekhaldi et M.Teguar
Comportement des surfaces isolantes sous pollution non-uniforme : Elaboration d'un algorithme de contournement
- 2-Meghezzi Larafi Mohammed 19/02 DT :R.Derriche
Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée

3-Abdi Sif -Eddine

Influence de vieillissement thermique sur les propriétés de l'huile de transformateur

Thesauria 2003

THESES DE MAGISTERE

En électronique

1-Oadah Yahia

Conception d'amplificateurs micro-ondes a large bande.

2-Benamira Elyes

Codeur de la parole par interpolation de la forme d'ondes.

Berkani

3-Ahmed Said Aziz

Implémentation d'un codeur de parole multipulse a 8 kb/s en temps réel sur TMS 320C30.

4-Farah Farid

Caractérisation acoustique des sans emphatiques de l'arabe standard

5-Soubaihi Khaled

Etude et réalisation d'un hacheur de tracking du point de puissance maximale (MPPT) a contre réaction de tension.

6-Diaf Fatiha

Reconnaissance automatique de formes : Application au tri automatique de grain de semences.

En Génie Electrique

1-Bouakrif Farah

Commande par apprentissage itératif : Application sur robotique

Contents/ Sommaire

Avant propos	1
B-1- Electronique-Micro-Ondes	
1 A.Ouchar, R.Aksas, « Conception des circuits monolithiques Micro-Ondes : Application à la conception d'un oscillateur intégré contrôlé en tension ».	4
2 Y.Ouadah, M.Trabelsi, « Conception d'amplificateurs micro-ondes à larges bandes ».	25
3 K.Saidi, M.Trabelsi, R.Aksas, « Conception et développement d'un logiciel d'analyse des réseaux micro-ondes ».	35
B-2- Automatique-Commande	
1 M.Rachedi, A.Zerguerras, « Application des algorithmes de commandes H /H aux problèmes d'optimisation de sensibilité mixte ».	48
2 M.S.Ait-Cheikh, D.Kamri, A.Zerguerras, « PI prédictif pour une spécification de marge de phase dans la commande de phase ».	62
3 D.Boukhatala, F.Boudjemaa, M.S.Boucherit, M.K.Msirdi, « Approche de commande décentralisée par réseaux de neurones adaptatif avec analyse de la stabilité : Application aux robots ».	69
4 A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit, G.Manesse, « PWM Strategy of a seven-level NPC Voltage Source inverter : Application to the speed control of PMSM ».	79
5 A.M.Si-Mohamed, « Magnetic control of low earth orbit Micro satellite and its application on ALSAT –1 First Algerian Micro satellite ».	86
6 M.Gaad, E.M.Berkouk, « Realisation of the three phase three-level NPC voltage source inverter for high-power induction Motor ».	91
B-3- Parole- Reconnaissance	
1 M.Aissiou et M.Guerti, « Détection automatique des voyelles courtes emplatissées de l'arabe standard ».	95
2 M.Aissiou et M.Guerti, « Application des algorithmes génétiques en vue de la reconnaissance des voyelles de l'arabe standard ».	105

Sommaire

Avant propos.....3

B-1- Electronique-Micro-Ondes

1 A.Ouchar, R.Aksas, « Conception des circuits monolithiques Micro-Ondes: Application à la conception d'un oscillateur intégré contrôlé en tension »7
2 Y.Ouadah, K.Saidi, M.Trabelsi, R.Aksas « Conception d'amplificateurs micro-ondes à large bande»29
3 K.Saidi, M.Trabelsi, R.Aksas « Conception et développement d'un logiciel d'analyse des réseaux micro-ondes » 39

B-2- Automatique-Commande

1 M.Rachedi, A.Zerguerras, « Application des algorithmes de commandes H_{∞}/H_2 aux problème d'optimisation de sensibilité mixte ».....53
2 M.S.Ait-Cheikh, K.Djekidel, A.Zerguerras « PI prédictif pour une spécification demarge de phase dans la commande à relais ».....67
3 D.Boukhetala, F.Boudjema, M.S.Boucherit, M.K.M'Sirdi « Approche de commande décentralisée par réseaux de neurones adaptatifs avec analyse de la stabilité : Application aux robots »75
4 A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit, G.Manesse « PWM Strategy of a seven- level NPC Voltage Source inverter : Application to the speed control of PMSM».....85
5 A.M.Si Mohamed « Magnetic control of low earth orbit Micro satellite and93 its application on ALSAT –1 First Algerian Micro satellite ».
6 M.Gaad, E.M.Berkouk « Realisation of the three phase three-level NPC voltage source inverter for high-power induction Motor ».....99

B-3- Parole- Reconnaissance

1 M.Aissiou, M.Guerti « Détection automatique des voyelles courtes emphatisées de l'arabe standard »103
2 M.Aissiou, M.Guerti « Application des algorithmes génétiques en vue de la reconnaissance automatique des voyelles de l'arabe standard ».....113