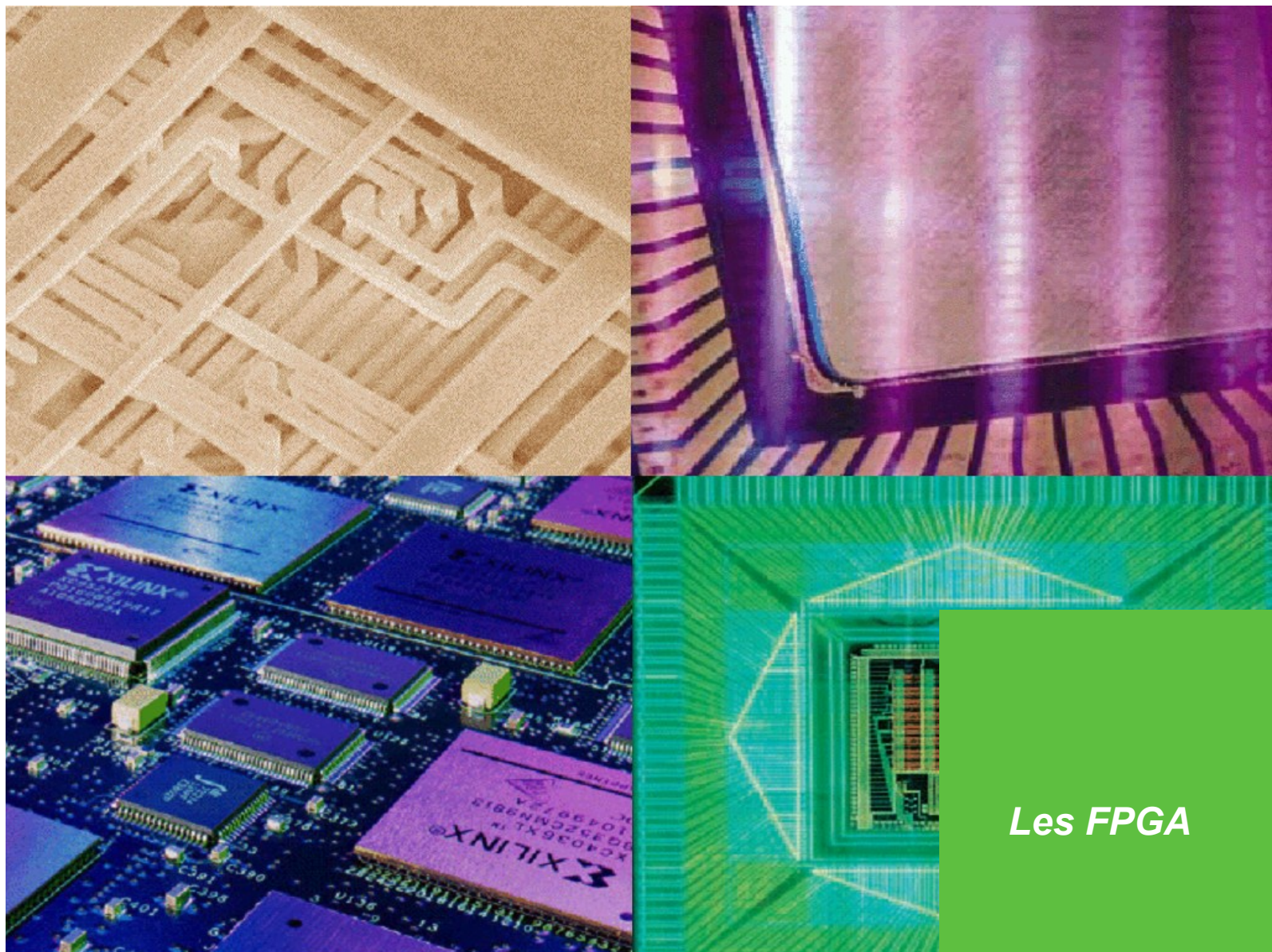


La Revue 3E.I



Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



Les FPGA

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE
ENSEIGNER L'ÉLECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société de l'Électricité, de l'Électronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

N°53 Juin 2008

COURSE DE DRAGSTERS ÉLECTRIQUES PARIS - MAI 2009

Association
Meet

MAÎTRISE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE POUR LES TRANSPORTS

ValoTec

[HTTP://WWW.ASSOCIATION-MEET.ENS-CACHAN.FR](http://www.association-meet.ens-cachan.fr)

ENS
CACHAN

ASSOCIATION-MEET@LISTESENS-CACHAN.FR

SATIE

EEA



SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue Hamelin, PARIS 75 783 CEDEX 16
Tel : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

La Revue 3EI
publication trimestrielle
du **Cercle Thématique 13-01**
de la SEE

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00026, APE 731 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

3EI : Enseigner l'Électrotechnique et l'Électronique Industrielle

La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16	Sommaire du n°53
Directeur de la publication Alain BRAVO Président de la SEE	Thème : Les FPGA
Rédacteur en Chef François BOUCHER	
Adresser les propositions d'article à F. Boucher : revue3ei.art@voila.fr	
Communication Micheline BERTAUX communication@see.asso.fr	
Publicité en Régie TRENDICE CONSEIL	
Philippe MINGORI 01 45 74 96 47	
Martine FERRON 01 45 74 96 48	
Abonnement (4 numéros par an) déc. 2007, mars, juin, sept. 2008. tarifs TTC : <u>Individuel</u> : France et CEE.....36 € Pays hors CEE.....46 € <u>Collectivités</u> France et CEE.....52 € Pays hors CEE.....65 €	p. 2 Éditorial, p. 3 Publications, Informations, p. 5 FPGA de la « glue logic » au System On Programmable Chip Miller Dominique ENS CACHAN p.11 Présentation des principales techniques de contrôle de courant usuelles d'une MCC au moyen d'une implémentation sur cible FPGA N M-W Nauouar, I Bahri, M Abdelatif, I Slama-Belkhodja, LES ENIT TUNIS E Monmasson SATIE IUP GEII CERGY PONTOISE p.21 Utilisation des FPGA pour le contrôle des convertisseurs statiques. Application au transfert de puissance en courant continu (DC-PFC) G. Gateau, J. Regnier, A. M. Llor, H. Piquet, J. Luga Université TOULOUSE
Réalisation et impression Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin	Recherche et développement
Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand	p.29 Dispositif de commande à haut niveau d'intégration pour le pilotage d'actionneur électrique L. Idkhajine, E. Monmasson, SATIE UCP CERGY PONTOISE A. Prata HISPANO SUIZA MOISSY CRAMAYEL p.40 Méthodologie de développement des tests pour une application de contrôle d'un système électrique embarqué pour l'aéronautique J.Y. Midy THALES AVIONICS ELECTRICAL SYSTEMS CHATOU
Dépôt Légal : Juin 2008	Hors thème
Commission Paritaire 1207 G 78028 ISSN 1252-770X	p.50 Maquette Hydro-électrique J.M. Roussel IUT de l'Indre CHATEAUROUX
	Histoire des sciences et techniques
	p.55 Navires de guerre et de commerce à propulsion électrique C. Lordier 1921 (remis en forme par M.M. Le Bihan) p 63 Bulletin d'abonnement pour 2008-2009

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Nous vous présentons dans ce numéro plusieurs articles sur le thème des FPGA (Field Programmable Gate Array) et nous remercions vivement Eric Monmasson qui a dirigé l'organisation de cette partie. Un article complémentaire à cette étude paraîtra dans le numéro de Décembre pour des raisons d'organisation des deux derniers numéros de cette année.

En effet le numéro académique de Septembre, pris en charge par l'académie de Toulouse, s'annonce très copieux, ce qui nous a contraints à faire un numéro de Juin moins volumineux.

On a parlé du navire électrique et on en reparlera, pensant traiter des sujets à la pointe de la nouveauté ... et pourtant! La rubrique Histoire des Sciences nous propose un article de 1921 concernant les essais de navires américains ... à propulsion électrique. Cette rubrique est prête à accueillir tous les sujets que vous proposez. Que ceux qui se sentent l'âme historienne ne se privent pas de nous envoyer leurs articles.

La rubrique Sciences Appliquées n'est pas présente dans ce numéro, mais elle reprendra dans le numéro de Décembre.

Les prévisions pour les thèmes abordés au cours des numéros de l'année 2008/2009 seront

- La pile à combustible pour le mois de Décembre 2008
- La Cogénération pour le mois de Mars 2009
- Le Magnétisme pour le mois de Juin 2009

Notre stock d'articles hors thèmes commence à s'épuiser ; nous sommes certains que vous avez beaucoup d'idées pour le remplir à nouveau et nous comptons sur vous pour nous envoyer des articles pédagogiques : fiches de TP, TD, cours... Nous serions très intéressés par des articles présentant des études de systèmes avec une approche pluridisciplinaire ou bien des retours d'expérience sur l'application du nouveau référentiel en BTS Electrotechnique.

Pour que cette revue qui contribue à la transmission des connaissances puisse continuer de paraître, nous avons toujours besoin de votre aide. Nous comptons sur vous pour saisir toutes les occasions pour faire connaître et faire vivre notre revue. Une attention particulière doit être portée à l'information en direction des jeunes collègues que nous souhaiterions voir abonnés en plus grand nombre.

Nous avons dès maintenant inséré un bulletin d'abonnement pour faciliter la continuité des abonnements d'une année sur l'autre alors :

N' OUBLIEZ PAS DE VOUS ABONNER OU RE-ABONNER !!!

Nous serons heureux de recevoir vos articles que vous aurez déposés dans la boîte aux lettres dont l'adresse e-mail est revue3ei.art@voila.fr. Vous pouvez également nous faire parvenir vos idées, vos réactions, vos suggestions à l'adresse e-mail revue3ei.cour@voila.fr

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

La Revue 3EI
Comité de publication

Hamid BEN AHMED
Jean BONAL
François BOUCHER
Lucien DESCHAMPS
Jean FAUCHER
Gilles FELD
Jean-Philippe ILARY
Chérif LAROUCI
Marie Michèle LE BIHAN
Franck LE GALL
Sylvaine LELEU
Pascal LOOS
Claude OBERLIN
Oviglio SALA
Jean-François SERGENT
Jean-Claude VANNIER
Pierre VIDAL

**Pour vos insertions
publicitaires, contacter :
TRENDICE CONSEIL**

Philippe MINGORI
01 45 74 96 47

Martine FERRON
01 45 74 96 48

Abonnement à la Revue 3EI, année 2007-2008 :

Numéros : 51 (décembre 2007), 52 (mars), 53 (juin) et 54 (septembre 2008).

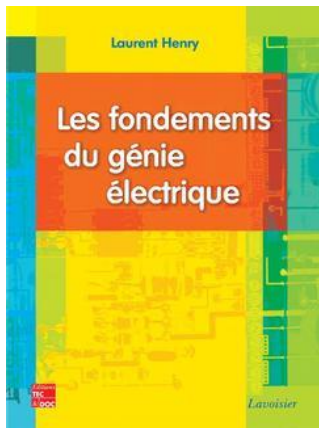
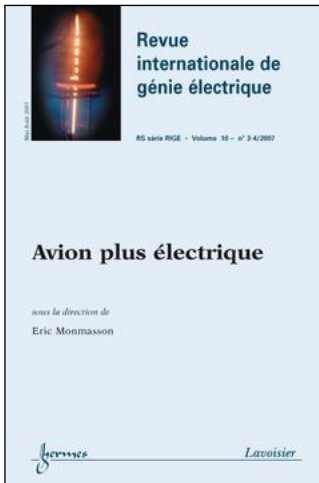
<u>Abonnement individuel :</u>		<u>Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)</u>	
France et Pays de la CEE :	36 €, TTC	France et Pays de la CEE :	52 €, TTC
Pays hors CEE :	46 €, TTC	Pays hors CEE :	65 €, TTC

Une seule adresse :

**La Revue 3EI - SEE,
17, rue Hamelin, 75 783 PARIS Cedex 16**

**pour nous contacter au sujet de votre abonnement écrivez à
revue3ei.cour@voila.fr**



	Les fondements du génie électrique HENRY Laurent TEC et DOC . L'objectif de l'ouvrage est clair : vous permettre de consolider les acquis du secondaire et de bien assimiler les bases du génie électrique. Les prérequis utiles sont rappelés dans chaque chapitre : que vous soyez titulaire d'un bac S ou STI vous n'aurez aucun mal à aborder l'ouvrage. De plus, il n'hésite pas à faire appel à plusieurs disciplines (mathématiques, électronique, électrotechnique, automatique) pour bien illustrer les explications. Cette pluridisciplinarité, caractéristique de la démarche du génie électrique, vous garantit une bonne compréhension du cours et un bon ancrage dans la pratique. Élaboré à partir des nouveaux programmes pédagogiques des IUT et des BTS, l'ouvrage associe les aspects scientifiques et les applications techniques de la discipline, pour ancrer la théorie dans la pratique. Les chapitres sont présentés selon une difficulté croissante pour vous accompagner dans votre progression pédagogique. Pour faciliter le repérage et la navigation dans l'ouvrage, chaque chapitre est conçu de manière identique. Cette présentation unitaire est garante de la cohérence de l'ouvrage, mais aussi de sa rigueur scientifique. Vous retrouverez ainsi dans chaque chapitre : un cours complet et illustré, des exercices d'application corrigés, des résumés avec des fiches de synthèse.
	Avion plus électrique MONMASSON Éric HERMES SCIENCE PUBLICATIONS Avion plus électrique fait état de récentes avancées de la recherche en génie électrique dans le domaine de l'avionique. Ainsi, à l'instar de l'automobile, l'aviation est en train de vivre une profonde mutation technologique. Celle-ci concerne la part croissante au sein des avions d'équipements électriques et ce, au détriment d'équipements hydrauliques et mécaniques assurant les mêmes fonctionnalités. Réduction des masses et des volumes embarqués, réduction des coûts, souplesse d'utilisation accrue et renforcement de la fiabilité sont les principales raisons de cette évolution. Cependant, une semblable révolution technologique dans un domaine aussi sensible ne va pas sans soulever d'épineuses difficultés scientifiques que les équipes de recherche doivent résoudre. Ces difficultés peuvent être regroupées en deux principaux champs d'investigation qu'Avion plus électrique tente de couvrir. Le premier de ces champs consiste à repenser entièrement les réseaux de bord d'énergie électrique. Le second champ d'investigation vise à concevoir de nouveaux actionneurs mieux adaptés aux fortes contraintes inhérentes aux applications avioniques.
	Microcapteurs de gaz MENIL Francis HERMES SCIENCE PUBLICATIONS La détection d'espèces gazeuses constitue un maillon souvent essentiel à la solution de problèmes d'environnement, sécurité, santé, économies d'énergie, contrôles qualité. La nécessité de résoudre ces problèmes, conjuguée aux progrès constants des technologies de miniaturisation, sont à l'origine de l'essor considérable des microcapteurs de gaz depuis une quarantaine d'années. La diversité des espèces à détecter et la diversité des applications impliquent des principes et des technologies excessivement variés, qui rendent difficile la construction d'un document à la fois synthétique, homogène et didactique sur le sujet. Les auteurs ont néanmoins tenté de relever ce défi dans le présent ouvrage. Le rappel de notions de base dans les premiers chapitres facilite le traitement, dans les chapitres suivants des capteurs à électrolyte solide (ex. sonde lambda), des capteurs catalytiques (pellistors), résistifs (ex. oxyde d'étain) et capacitifs (ex. capteurs d'humidité), des GasFET, des capteurs gravimétriques à micropoutre (cantilever) et à ondes acoustiques (SAW), des capteurs optiques, électrochimiques et finalement des capteurs ne mettant en jeu aucun matériau sensible (infrarouge, conductivité thermique, paramagnétisme...). Enfin le dernier chapitre aborde les applications « nez électronique » basées sur des dispositifs « multicapteurs »



RESELEC : Appel à candidatures 2008/2009

Le Réseau National de Ressources en Électrotechnique – RéSéLec - recherche des professeurs désireux de publier leurs travaux pédagogiques, novateurs et attractifs, sur notre serveur national durant l'exercice 2008/2009. Toutes les propositions seront examinées, mais les axes suivants sont particulièrement soulignés. Il y est souhaité des propositions sur :

- **L'éco-conception :**
 - ◇ Exemples d'études comparatives de produits ou de systèmes éco-conçus et non éco-conçus ayant des usages identiques,
 - ◇ Recherche d'améliorations en vue d'une démarche d'éco-construction : des produits : matériaux, fixations, réutilisation des pièces, valorisation énergétique des éléments dans le recyclage lors du démantèlement ou des ouvrages : matériaux, isolation, surfaces vitrées, orientation, ventilation, valorisation énergétique des éléments dans le recyclage lors du démantèlement,
 - ◇ Comportement thermique des bâtiments, éco-construction visant à minimiser les besoins : mesures = emploi d'une caméra thermique, simulation thermique du bâtiment,
 - ◇ L'analyse historique des applications, les sauts technologiques dans les procédés où l'énergie occupe une place importante : exemples de productions visant l'efficacité énergétique et approche d'une démarche d'éco-conception pour un produit.
- **L'utilisation d'espaces numériques de travail :**
 - ◇ Documents pédagogiques interactifs,
 - ◇ Pilotage de systèmes à distance,
 - ◇ Exploitation de mesures à distance.
- **Des énergies renouvelables et applications dans :**
 - ◇ L'habitat dit "à énergie positive",
 - ◇ Le couplage réseau de petits producteurs d'électricité de type « éolien », « photovoltaïque » ou « petit hydraulique », éventuellement dans le cadre d'un village, (sur une île, petit village d'un pays en voie de développement...).

Rémunération

La rémunération se fera en H.S.E, attribuées par une commission de choix, présidée par Monsieur Claude BERGMANN, Inspecteur Général. Ces HSE seront payées par les Rectorats en fin d'année scolaire 2008/2009, après validation de votre production.

Cette rémunération n'est possible que pour les professeurs du secondaire de l'enseignement public ne bénéficiant pas de décharge de service, totale ou partielle, hors des TOM.

Dossier de candidature

Votre dossier de candidature doit être rempli en ligne. Depuis le site du Réselec : www.iufmrese.cict.fr

L'avis de votre Inspecteur complètera **obligatoirement** votre dossier afin de le rendre recevable par la commission de choix. L'enregistrement de votre dossier vous sera alors communiqué.

Date limite d'envoi du dossier (avec avis de l'Inspecteur) : 10 septembre 2008 -

Le Réseau National de Ressources en Électrotechnique vous remercie vivement par avance de votre candidature et de votre contribution au rayonnement et à l'évolution du génie électrique.

FPGA : de la "glue logic" au System On Programmable Chip

MILLER Dominique

ENS Cachan Bretagne, Campus de Ker Lann, 35170 BRUZ

Résumé : Les FPGAs représentent la dernière évolution mature des circuits logiques programmables. Pour en comprendre l'architecture actuelle, un bref historique de l'évolution de la logique programmable est présenté. Puis l'accent est mis sur les fonctionnalités particulières des FPGA (mémoire, multiplieurs, PLL, etc..) qui permettent d'intégrer un système complet sur une puce configurable par l'utilisateur.

1. Quelques dates et acronymes

- 1978 : premiers PALs commercialisés (MMI)
- 1983 : premiers GALs effaçables électriquement (Lattice)
- 1984 : premiers ancêtres du FPGA : le LCA de Xilinx (600 à 1500 portes, volatile).
- 1985 : premiers FPGAs commercialisés (Xilinx)
- 1992 : premiers FPGAs Altera (15000 portes)
- 2001 : lancement du VIRTEX II (Xilinx, 10 millions de portes)
- 2008 : STRATIX IV (Altera) : 680000 Logic Elements, 22,4 Mbits de RAM, 1360 multiplieurs câblés 18*18 bits, horloges internes 600 MHz
- **PLD** : Programmable Logic Device, terme générique
- **PAL, PLA** : Programmable Logic Array ou Array Logic, appellations commerciales déposées, premières versions de circuits logiques programmables autres que les PROMs
- **GAL** : Generic Array Logic, appellation commerciale déposée. PALs dont la structure d'entrée/sortie est une macrocellule configurable
- **SPLD** : Simple ou Small PLD, terme générique pour PALs, GALs
- **CPLD** : Complex PLD : association de plusieurs GALs dans un même circuit
- **LE** : Logic Element : brique de base des FPGA
- **LAB** : Logic Array Bloc : ensemble de LEs
- **EAB, EBR** : Embedded Array Bloc ou Embedded Block Ram : bloc mémoire embarqué dans les FPGA
- **FPGA** : Field Programmable Gate Array : "mer" de LEs, regroupés en LABs, associés à des EAB et autres fonctions spéciales (PLL, multiplieurs, etc..)

2. Evolution de la logique programmable de la PROM au CPLD

Le premier composant programmable utilisable comme simple fonction combinatoire fut la mémoire

PROM. Pour cet usage il existait des petites mémoires 256, 512 ou 1024 mots de 8 bits, à interpréter comme des circuits programmables à respectivement 8, 9 ou 10 entrées et 8 sorties. Aujourd'hui pour une telle fonction on ne parle plus de mémoire mais de LUT (Look Up Table). La particularité de la PROM est de pouvoir réaliser, pour chacune des sorties, n'importe quelle fonction combinatoire portant sur l'ensemble des entrées, ce qui n'est pas le cas des PAL, CPLD et même FPGA. Ceci est possible parce que pour une PROM à N entrées (2^N mots) les 2^N mintermes (termes produits complets portant sur les N entrées) sont élaborés par 2^N portes ET à N entrées (décodeur d'adresse), la valeur de chaque bit du mot de sortie étant obtenue par le OU de mintermes sélectionnés (porte OU à N entrées programmables). Cette structure est schématisée selon la figure 1

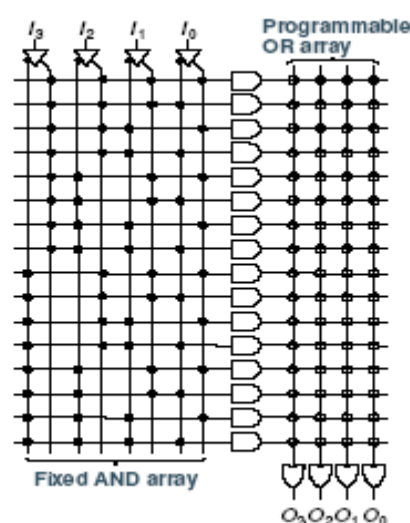


Figure 1 : structure d'une PROM de 16 mots de 4 bits

Cette solution consiste à écrire une équation logique sous la forme canonique de la somme (logique) de chacun des mintermes à '1' dans la table de karnaugh

représentant la fonction, sans effectuer de simplification, alors que précisément dans la plupart des applications une équation logique peut s'écrire, une fois simplifiée, sous forme de la somme de quelques termes produits non complets :

$$a + b \cdot \bar{c} = a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot b \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c}$$

Cela conduit donc à une structure à "haute intégration" (en termes de nombre de portes ET) mal utilisée. En 78, apparaissent les premiers PLD permettant d'élaborer les termes produits non complets nécessaires aux équations. Deux structures ont coexisté quelques années, le PLA (figure 2) et le PAL (figure 3). Noter que dans ces 2 exemples il y a 6 entrées, ce qui aurait conduit, dans une PROM à 2^6 portes ET à 6 entrées câblées contre, ici, 16 portes ET à 12 entrées programmables

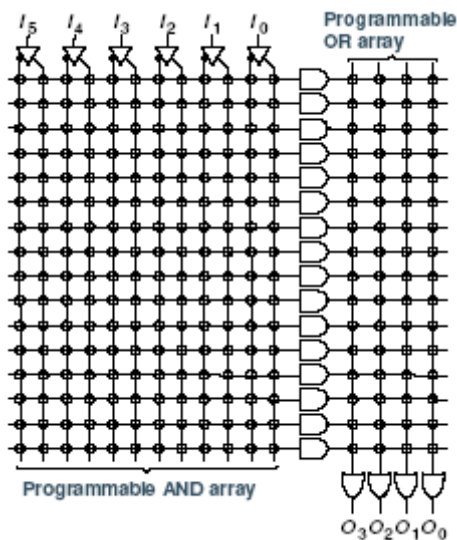


Figure 2 : structure d'un PLA de 6 entrées 4 sorties

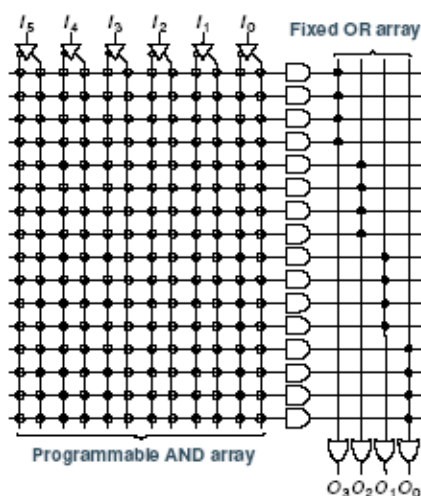


Figure 3 : structure d'un PAL de 6 entrées 4 sorties

Dans un PLA, chaque sortie peut utiliser n'importe lequel des termes produits (OU programmables) alors que dans un PAL, chaque sortie est le OU d'un nombre fixé de termes produits (OU câblés), sachant qu'un terme produit nul n'intervient pas dans l'équation de sortie. Dans un PAL, si un même terme produit apparaît dans 2 équations de sorties, il devra être élaboré deux fois. Le nombre de portes ET est totalement décorrélié du nombre d'entrées, et est en général beaucoup plus petit que 2^N ce qui permet de réduire l'intégration et donc d'accroître la rapidité. Quoiqu'il en soit, l'utilisateur ne dispose que d'un nombre limité de termes produits, et il ne pourra implanter sa fonction que si l'ensemble de ses équations n'en nécessitent pas plus. Probablement pour des raisons dues à la complexité de rendre programmable les portes ET et OU des PLA, ceux-ci ont été rapidement abandonnés au profit des seuls PAL. Dans un premier temps les sorties de ceux-ci étaient spécialisées (combinatoire active à l'état haut ou bas, registre) puis, vers 85 sont apparus les GAL (Generic Array Logic) dont la sortie est une macrocellule configurable (figure 4)

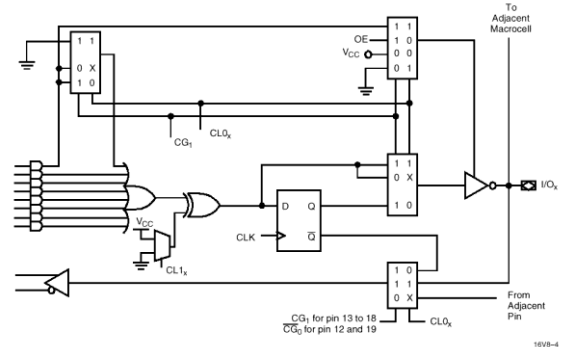


Figure 4 : macrocellule de sortie d'un GAL

A noter sur la figure 4 que la sortie, qu'elle soit combinatoire ou registre ne peut être la somme que d'au plus 7 ou 8 termes produits selon la configuration. Cette génération de composants, dotée d'au plus 10 macrocellules, de 10 entrées et 10 entrées/sorties permet d'implanter de la « glue logic » et de petits séquenceurs. Points importants : le temps de propagation est indépendant de l'équation réalisée et toutes les bascules utilisent une seule et unique horloge et les mêmes signaux de SET ou RESET

La génération suivante consiste à intégrer plusieurs PAL (en fait des GAL) reliés entre eux par une matrice d'interconnexion, pour obtenir un CPLD (figure 5). Chaque PAL dispose classiquement de 16 macrocellules dont 8 enfouies (non connectées aux sorties, donc utilisables pour des variables internes, utiles pour les machines d'état). Plus de souplesse est apportée sur le nombre de termes produits affectés à chaque macrocellule. Par exemple (CPLD Cypress) chaque

PAL reçoit de la matrice d'interconnexion 36 variables à partir desquelles 80 termes produits peuvent être élaborés, distribuables, avec des restrictions, de 1 à 16 sur chacune des 16 macrocellules.

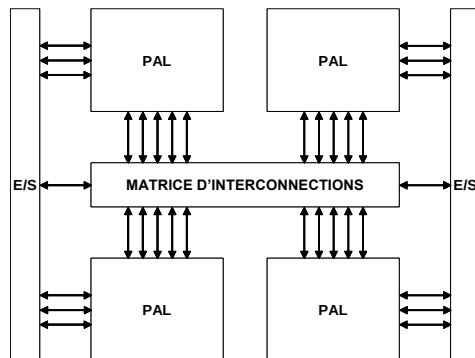


Figure 5 : structure générale d'un CPLD

On a donc toujours la restriction d'au plus 16 termes produits pour une sortie (ou une variable interne), 80 termes produits en tout pour chaque PAL. Par le biais des rétroactions de toutes les sorties des macrocellules vers la matrice d'interconnexion, on peut étendre la complexité des équations (pris en charge par le logiciel de synthèse) mais le temps de propagation dépend alors de l'équation. Il y a de 2 à 4 horloges, mais toutes les bascules d'un PAL utilisent la même, ce qui limite les possibilités d'implanter des structures multi-horloges. De tels CPLD sont caractérisés par le nombre total de macrocellules, en général multiple de 16, de 32 à 1024. Il peut y avoir des points durs d'affectations des termes produits contradictoires avec des contraintes de routages externes. Aujourd'hui tous les CPLD sont en technologie FLASH, donc non volatile, et programmable in situ via le standard JTAG.

3. De la macrocellule au "logic element"

Des études statistiques ont montré que pour la première génération de CPLD le taux moyen d'utilisation du silicium était faible (on parle de 25% ?) dû au fait de vouloir amener un "grand" nombre de termes produits, portant sur toutes les variables disponibles, à un nombre limité de macrocellules censées chacune matérialiser une variable. L'étape suivante a alors consisté à mettre à disposition un très grand nombre (plusieurs centaines de milliers aujourd'hui) de "logic elements" (LE, figure 6) qui sont ni plus ni moins des macrocellules classiques mais ne travaillant que sur très peu de variables, typiquement 4, choix qui résulte d'un compromis surface/vitesse. La LUT permet d'obtenir n'importe quelle équation portant sur ces 4 variables. Les LEs sont regroupés (en général par 8) en Logic Array Bloc (LAB, figure 7)) avec propagation d'un LE au voisin de signaux de "retenue" (élaboré par la LUT, donc réalisant une équation

quelconque) et de cascade (simple ET entre la sortie de la LUT et du cascade IN).

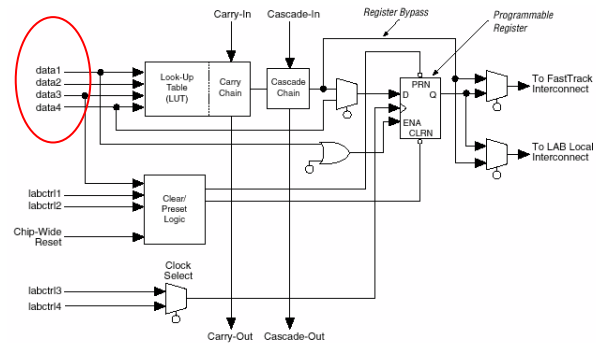


Figure 6 : organisation typique d'un Logic Element

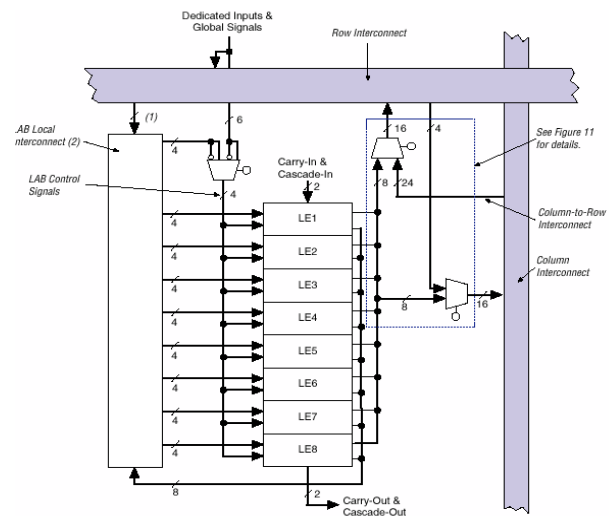


Figure 7 : organisation typique d'un Logic Array Bloc

Les entrées/sorties de tous les LE d'un LAB sont connectées via un bus local rapide. Et tous les LE d'un LAB partagent la même horloge et les mêmes signaux SET/RESET des bascules. Les LAB, dispersés sur tout le silicium sont connectables entre eux par des bus quadrillant le circuit, ces mêmes bus permettant d'accéder aux blocs d'entrées/sorties (figure 8).

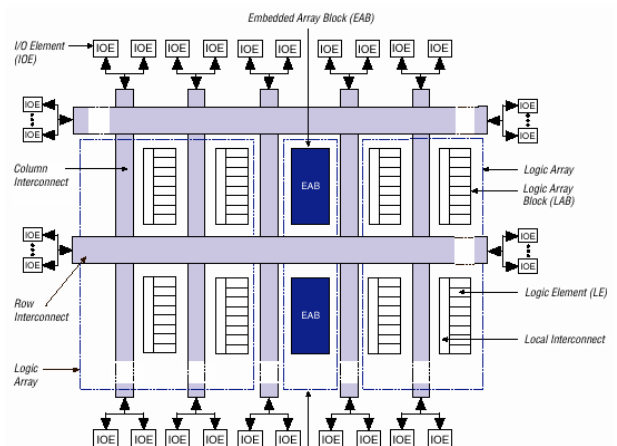


Figure 8 : répartition et interconnexion des LAB

La conséquence immédiate de cette structure, qui est peu ou prou celle des FPGA actuels, est que la réalisation de fonctions devient un problème complexe de routage interne au composant, et que du coup, le temps de propagation dépend considérablement de l'implantation. Le grand nombre de LEs et la complexité du réseau de routage n'a été possible, dans un premier temps, que par l'utilisation de cellule de mémoire RAM statique (SRAM) pour la configuration, qui est donc perdue lors de la mise hors tension. Un mécanisme de reconfiguration par lecture (série ou parallèle) d'une EEPROM externe est nécessaire. Aujourd'hui la situation est la suivante :

- Les FPGA à hautes densités (jusqu'à plus de 500000 LEs) sont volatiles. Avec une EEPROM externe série, le temps de reconfiguration peut être de plusieurs dizaines voire centaines de ms.
- Il existe des FPGA à plus faible nombre de LEs (40000 max), où chaque cellule SRAM est doublée d'une cellule FLASH intégrée, ce qui permet une reconfiguration "instantanée" (1 ms)
- Il existe des CPLD organisés autour de LEs et LABs (Altera) et non volatiles. Ce qui les distingue des FPGA est l'absence de fonctionnalités supplémentaires (mémoire, multiplieurs, PLL, etc..)

Le fait de s'appuyer sur des cellules SRAM permet d'envisager la configuration dynamique au moins partielle du FPGA, fonctionnalité réservée à des usages très spécifiques.

Au-delà du nombre de LEs et LABs, les FPGA se caractérisent par un plus ou moins grand nombre de fonctionnalités supplémentaires, décrites ci-dessous

4. mémoire embarquée

De nombreuses applications nécessitent de la mémoire traditionnelle. Même si un grand nombre de LEs permettent de matérialiser de la mémoire vive (on parle alors de RAM distribuée), ce n'est pas une solution efficace en termes de surface de silicium. Aussi trouve-t-on des blocs mémoires embarqués (EAB ou EBR) de capacité exprimée en kbits voire Mbits, mais qui sont configurables en format et accès. La figure 9 donne les configurations possibles d'un bloc mémoire de 18 kbits, pouvant varier de 16384 mots de 1 bits à 512 mots de 36 bits (ou 32 bits de données + 4 bits de parité)

DIDO Bus Width (w - p bits)	DIP/DOP Bus Width (p bits)	Total Data Path Width (w bits)	ADDR Bus Width (r bits)	No. of Addressable Locations (n)	Block RAM Capacity (bits)
1	0	1	14	16,384	16,384
2	0	2	13	8,192	16,384
4	0	4	12	4,096	16,384
8	1	9	11	2,048	16,432
16	2	18	10	1,024	16,432
32	4	36	9	512	16,432

Figure 9 : configurations d'un bloc mémoire de 18 kbits

Du point de vue accès les blocs mémoires peuvent être configurés en simple port ou doubles ports (voire même quadruples ports sur les FPGA les plus performants)

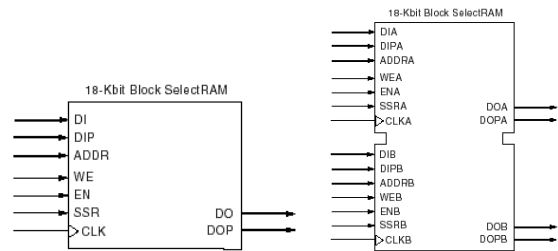


Figure 10 : configuration en simple ou double port

Xilinx propose aujourd'hui jusqu'à 552 blocs de 18kbits (ou 288 blocs de 36 kbits) utilisables en RAM classique (simple ou double port) ou en FIFO. Altera propose dans ses FGA simultanément quelques dizaines de blocs de 144 kbits et quelques centaines de blocs de 9 kbits.

5. multiplieurs câblés

On trouve aujourd'hui de quelques dizaines à plus de 1000 multiplieurs câblés à virgule fixe 18x18-36 bits, signés ou non signés, asynchrones ou synchrones. Un produit est donc effectué en quelques ns. Associés aux blocs mémoires, auxquels ils sont connectables directement, ils permettent d'implanter de façon particulièrement efficace toutes opérations de type produit-accumulation, c'est-à-dire toute équation récurrente

$$y(n) = \sum a_i \cdot x(n-i),$$

pour la réalisation d'un correcteur échantillonné, de filtrage numérique, corrélation, etc.... Pour une équation récurrente d'ordre N, si l'on dispose d'assez de ressources pour une implantation directe, la solution FPGA sera, à même fréquence d'horloge, N fois plus performante que la solution DSP pour laquelle, il faudra au moins N cycles CPU.

6. cœurs CPU hard vs soft

Pour faire cohabiter logique câblée (programmable) et système(s) programmé(s), les constructeurs ont rapidement proposé des FPGA avec un ou plusieurs cœurs CPU implantés en hardware. Par exemple, parmi bien d'autres :

- Excalibur d'Altera : cœur RISC 32 bits ARM9 cadencé à 200 MHz
- Virtex-II Pro de Xilinx : 1 à 4 cœurs power PC (32 bits RISC) à 125 MHz.

Toutefois la tendance serait plutôt de proposer des blocs IP (Intellectual Property) pour une implantation "soft", c'est-à-dire s'appuyant uniquement sur les ressources d'un FPGA standard. On trouve soit des cœurs classiques (8051, Z80, 68000, etc..) soit des

solutions à la demande, tel le NIOS d'Altera (figure 11). Non seulement on peut choisir le format (16 ou 32 bits) mais également le type d'implantation, en choisissant la vitesse au détriment des ressources utilisées ou réciproquement.

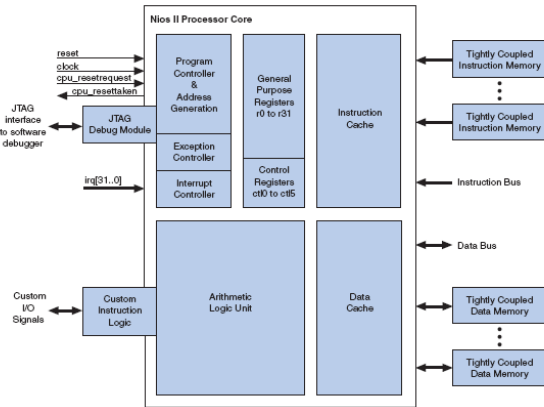


Figure 11 : cœur CPU NIOS d'Altera

Associé à d'autres IP, le bus Avalon et les extensions nécessaires, il est possible de réaliser un système complet (figure 12). Pour pouvoir faire tourner un programme conséquent (en termes de taille du programme et du volume de données traitées), il peut être nécessaire d'implanter de la mémoire de programme et/ou de données à l'extérieur du FPGA, en utilisant les IP contrôleurs de mémoires externes

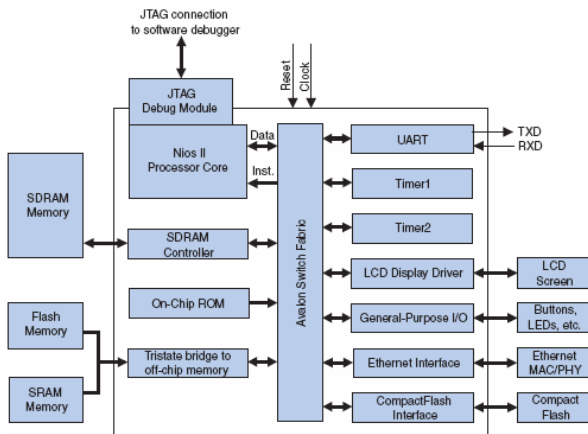


Figure 12 : système complet autour du CPU NIOS

Un autre intérêt du CPU "soft" est de pouvoir créer son propre jeu d'instructions. Toujours pour le cœur NIOS, il est proposé jusqu'à 256 instructions définies par l'utilisateur. Pour l'exécution d'une telle instruction, l'Unité Arithmétique et Logique du CPU sera shuntée par un bloc combinatoire ou séquentiel décrit par l'utilisateur (figure 13).

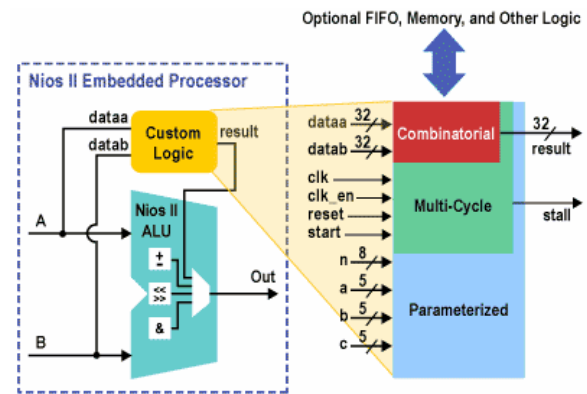


Figure 13 : mécanisme d'une instruction personnalisée

7. horloges et PLL

Les PLL rendent de nombreux services dans un FPGA :

- Multiplication de fréquence pour élaborer des horloges internes à plusieurs centaines de MHz à partir d'oscillateurs externes de quelques dizaines de MHz
- De façon générale synthèse de fréquence avec un facteur de multiplication N/R
- Génération de signaux multiphasés pour des séquenceurs performants
- Synchronisation d'horloges en différents points du FPGA.

On trouve donc dans les FPGAs des Digital Clock Management (DCM, quelques unités, figure 14) permettant d'obtenir tout un jeu d'horloges en quadrature les unes des autres et dont on peut régler finement la phase par rapport à l'horloge de référence.

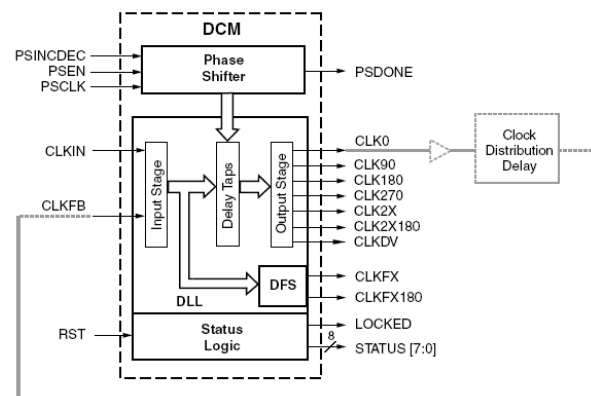


Figure 14 : bloc DCM (Xilinx)

Dans un système séquentiel synchrone fonctionnant à haute fréquence, les horloges doivent être traitées avec soin. Plus le nombre de portes traversées est grand, plus l'horloge aura un jitter important. Pour limiter celui-ci, les horloges sont des signaux spécifiques avec des trajets qui leur sont propres. Il n'est pas interdit d'utiliser un signal quelconque comme horloge, mais la qualité de celle-ci sera dégradée (un avertissement est donné à l'utilisateur). Quoiqu'il en soit, la dispersion des LEs sur la puce conduit à une dispersion des temps de

propagation des horloges, ce qui peut conduire à un dysfonctionnement d'un système que l'on croit synchroniser à une même horloge. L'utilisation de PLLs intégrées permet d'améliorer le fonctionnement, en permettant de synchroniser une horloge en un point quelconque de la puce à une horloge de référence (figure 15).

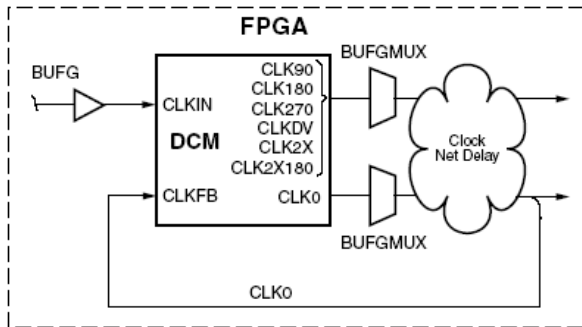


Figure 15 : compensation du temps de propagation d'une horloge par PLL

8. du FPGA à l'ASIC

Le dilemme FPGA vs ASIC est classique. L'ASIC permet la conception d'un composant optimum moyennant un coût et un temps de développement important, rentable seulement pour un volume important de pièces. Le développement sur FPGA est rapide, permet de nombreux allers-retours et est moins coûteux, mais le prix de revient par composant devient prohibitif pour des grandes séries.

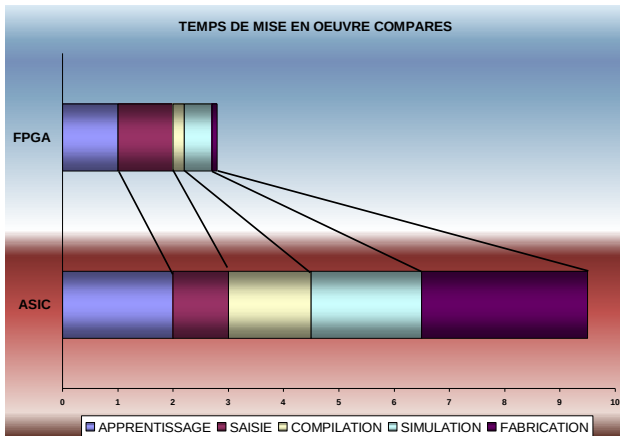


Figure 16 : du FPGA à l'ASIC

En 2000, au delà de 200000 pièces l'ASIC était plus rentable (crossover). En 2004 le crossover se situait à 1 millions de pièces. Les principaux fabricants de FPGA proposent une solution de "hard copy" (appellation commerciale d'Altera) consistant à fabriquer directement un ASIC image du FPGA (fig 16 17). L'ASIC obtenu ne sera pas aussi performant qu'avec une conception spécifique mais le temps de

développement reste court, pour un prix par composant moyen.

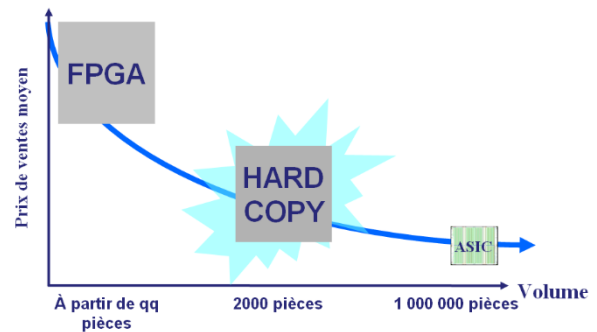


Figure 17 : du FPGA à l'ASIC

10. conclusion

Au départ la logique programmable n'a servi qu'à intégrer la "glue logic" inévitable autour d'une structure centrale de type processeur(s), DSP, ASIC. Avec l'accroissement de l'intégration (+55% par an), de la vitesse (+35% par an), des fonctionnalités diverses qui conduit aux FPGA actuels, ceux-ci deviennent le cœur même des systèmes conduisant à ce qu'on appelle un System On Programmable Chip (SOPC). La mise au point de tels systèmes suppose de disposer des outils logiciels adéquats. Hormis pour les cœurs CPU qui se programmeront en C ou assembleur, le reste est a priori à décrire par un langage de description type VHDL. A noter qu'il existe plusieurs chaînes de conception mixte "hardware in the loop" (Simulink et le blockset Xilinx System Generator, Labview FPGA, etc..) qui permettent de décrire à haut niveau les fonctionnalités que l'on souhaite intégrer dans un FPGA lui-même au cœur d'un système modélisé par ailleurs, de faire une simulation réaliste et de produire le code VHDL.

Présentation des principales techniques de contrôle de courant usuelles d'une machine à courant continu au moyen d'une implantation sur cible FPGA

N Mohamed-Wissem NAOUAR¹, Imen BAHRI², Myriam ABDELLATIF³,
Ilhem SLAMA-BELKHODJA⁴, Éric. MONMASSON⁵

1,2,3,4 L.S.E-ENIT BP 37-1002 Tunis Belvédère, Tunisie,

email : Wissem_naouar@yahoo.fr¹ bahri_i82@yahoo.fr², abdellatif.myriam@yahoo.fr³, Ilhem.slama@enit.rnu.tn⁴

5 SATIE-IUP GEII, rue d'Eragny, 95031 Cergy-Pontoise, France,

email : Eric.monmasson@u-cergy.fr

Résumé : Ce travail présente le développement d'un banc d'essais à but pédagogique pour le contrôle d'une machine à courant continu (MCC) alimentée par un hacheur quatre quadrants. Le contrôle de ce système est basé sur les composants programmables de type FPGA (Field Programmable Gate Array) qui sont utilisés comme support pour l'implantation des algorithmes de commande. La plateforme expérimentale développée permet de tester plusieurs algorithmes de contrôle de courant, aussi bien dans le cadre de travaux d'enseignement, que dans le cadre de travaux de recherche. Par ailleurs, elle permet d'appréhender d'une manière simple les caractéristiques des techniques de contrôle de courant usuelles pour la commande d'une machine à courant continu. Une description du dispositif expérimental ainsi que de nombreux exemples d'utilisation en travaux pratiques, illustrés par des relevés expérimentaux, sont présentés dans ce travail

Mots clés : Machine à courant continu, FPGA, Hacheur quatre quadrants, FPGA, Contrôle courant

I. INTRODUCTION

L'objectif de ce travail est le développement d'un dispositif expérimental assurant la régulation du courant d'une machine à courant continu (MCC) à travers la commande d'un hacheur quatre quadrants. L'application considérée permet d'analyser en détail le principe théorique, ainsi que la réalisation expérimentale, de plusieurs techniques de contrôle de courant couramment utilisées dans la commande des systèmes électriques. Il s'agit notamment de la commande par hystérésis et celle par régulateur PI associé à une Modulation de Largeur d'Impulsions MLI [1]. Cette application s'inscrit dans le cadre d'un bureau d'études qui s'adresse à des élèves ingénieurs en année terminale (3^{ème} année) Génie Electrique, option Systèmes Electriques de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) [2].

Les différentes étapes du travail pédagogique de l'application considérée sont réparties comme suit :

- Modélisation sur Matlab-Simulink des équations du hacheur et d'une machine à courant continu.
- Présentation du principe théorique d'une commande par hystérésis pour la régulation du courant d'une machine à courant continu.
- Présentation du principe théorique ainsi que de l'objectif d'une Modulation de Largeur d'Impulsions MLI.
- Synthèse des paramètres du régulateur PI pour la régulation du courant parcourant l'induit de la machine à courant continu.

- Simulation sur Matlab-Simulink d'une commande directe et indirecte du courant de l'induit de la machine à courant continu. La commande directe étant basée sur l'utilisation d'un correcteur à hystérésis, tandis que la commande indirecte est basée sur l'utilisation d'un régulateur PI associé à une MLI.
- Codage et implantation sur cible FPGA des algorithmes de commande. Le passage de l'algorithme de commande à l'architecture à implanter est effectué en suivant des étapes bien définies qui correspondent à une méthodologie de développement appropriée [3].
- Validation expérimentale des algorithmes implantés sur le banc d'essais.

La structure du dispositif expérimental développé est donnée par la figure 1. Cette structure est principalement constituée de quatre parties :

- **Partie Puissance :** Cette partie comporte un hacheur quatre quadrants alimentant l'induit d'une machine à courant continu. Elle inclue aussi une source de tension continue à l'entrée du hacheur. Cette source est fournie à partir d'un dispositif d'électronique de puissance composé d'un autotransformateur monophasé, d'un pont redresseur monophasé et d'un étage de filtrage comportant deux capacités (2200µF/400V) mises en série. Le primaire de l'autotransformateur est lié à un réseau alternatif monophasé (230V/50Hz) et son secondaire est lié aux milieux des bras du pont

redresseur. La présence de cet autotransformateur en amont du pont redresseur permet de générer aux bornes des capacités de filtrage une tension continue U variable selon son rapport de transformation.

- **Partie Interface Puissance/Commande** : Cette partie assure le traitement électronique des signaux électriques échangés entre la partie puissance et la partie commande. Elle est constituée d'éléments tels que le capteur de courant, l'électronique de conversion analogique numérique A/N et l'électronique de pilotage des interrupteurs de puissance.

- **Partie Commande** : Cette partie permet de traiter dans un sens les signaux électriques générés par la partie interface et dans un autre d'envoyer les signaux de commande vers le hacheur. Elle est basée sur une carte FPGA Spartan2 XCs100PQ208 (100.000 portes

logiques) utilisée comme support pour l'implantation des algorithmes de commande.

- **Partie Interface Homme/Machine** : Cette partie permet le contrôle de l'état du système à travers un échange bidirectionnel d'informations entre le manipulateur et le système commandé. Pour ce faire, un ordinateur hôte permet dans un sens d'envoyer des consignes vers la carte FPGA et dans un autre d'acquiescer des informations sur l'état du système. Cette liaison entre l'ordinateur hôte et la carte FPGA est assurée par une liaison série duplexe. D'autre part, cette partie comporte aussi de l'électronique de conversion numérique analogique permettant de visualiser sur oscilloscope l'évolution de certaines variables numériques traitées par l'algorithme de commande.

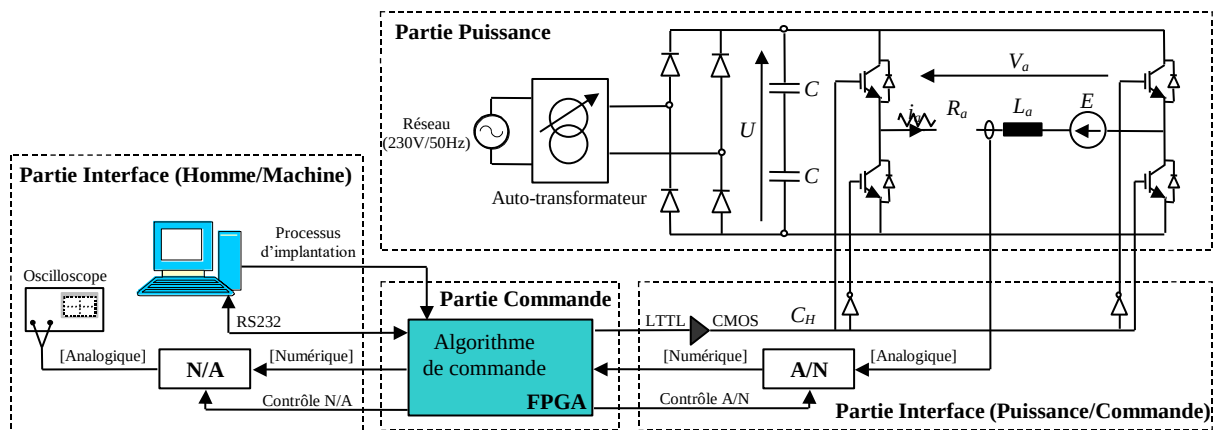


Figure 1. Structure du dispositif expérimental

II. MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR ET DE LA MACHINE À COURANT CONTINU

A. Modélisation du hacheur

Le signal de commande $C_H(t)$ est une fonction binaire qui sélectionne la tension appliquée à la charge connectée aux milieux des bras du hacheur. Cette fonction est suffisante pour caractériser le fonctionnement du hacheur. En effet, les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la tension d'entrée U . D'autre part, l'interrupteur du haut (respectivement du bas) du premier bras (respectivement du deuxième bras) et l'interrupteur du bas (respectivement du haut) du deuxième bras (respectivement du premier bras) possèdent le même signal de commande $C_H(t)$ (respectivement $\bar{C}_H(t)$). La fonction binaire $C_H(t)$ est définie comme suit :

- $C_H(t)=1$ si l'interrupteur du haut du premier bras ainsi que l'interrupteur du bas du deuxième bras sont fermés.
- $C_H(t)=0$ si l'interrupteur du haut du premier bras ainsi que l'interrupteur du bas du deuxième bras sont ouverts.

A partir de la figure 1, l'expression de la tension V_a aux bornes de l'induit de la machine à courant dépend de l'état logique du signal de commande C_H comme le montre la relation (1).

$$\begin{aligned} \text{si } C_H(t) &= 1 \text{ alors } V_a(t) = +U \\ \text{si } C_H(t) &= 0 \text{ alors } V_a(t) = -U \end{aligned} \quad (1)$$

Ainsi, une manière simple pour la modélisation d'un hacheur quatre quadrants est donnée par la relation (2) qui calcule la tension appliquée aux bornes de la machine à courant continu en fonction de la tension du bus continu U et du signal de commande $C_H(t)$.

$$V_a(t) = U[C_H(t) - \bar{C}_H(t)] = U[2C_H(t) - 1] \quad (2)$$

B. Modélisation de la machine à courant continu

La machine à courant continu est constituée de deux parties :

- **L'inducteur (stator)** : La fonction du stator est de créer un flux magnétique d'excitation Φ_f dans lequel seront plongées les spires du circuit d'induit.
- **L'induit (rotor)** : Il est alimenté par une tension continue V_a (qui provient normalement d'un circuit d'électronique de puissance).

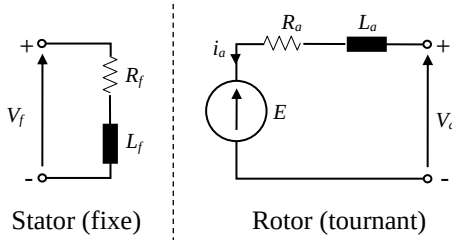


Figure 2. Schéma électrique d'une machine à courant continu

Le flux Φ_f dans le bobinage rotorique est produit par le bobinage du stator. Ce flux est ajusté selon le courant d'excitation i_f de l'inducteur comme le montre la relation suivante :

$$\Phi_f = k i_f \quad (3)$$

Où k est une constante qui dépend de la construction de la machine.

La relation mathématique de base caractérisant la relation entre la tension V_a aux bornes de l'induit de la MCC et le courant i_a qui le parcourt est donnée par l'équation suivante :

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E(t) \quad (4)$$

Où R_a et L_a sont respectivement la résistance et l'inductance de l'induit.

La tension E est appelée force électromotrice (FEM) et est proportionnelle à la vitesse de rotation angulaire Ω du rotor de la MCC et au flux Φ_f . La tension E s'exprime comme suit :

$$E = K \Phi_f \Omega \quad (5)$$

Lorsque les spires de l'induit sont parcourues avec un courant (le courant d'induit i_a), un couple électromagnétique est alors produit. Ce couple s'exprime comme suit :

$$C_{em} = K \Phi_f i_a \quad (6)$$

A partir des équations (5) et (6), on peut déduire l'équation de conservation de puissance suivante :

$$E i_a = C_{em} \Omega \quad (7)$$

L'équation mécanique d'une MCC est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \quad (8)$$

Où J est le moment d'inertie, et C_r le couple résistant qui s'exprime comme suit :

$$C_r = C_{r0} + f \Omega \quad (9)$$

Où C_{r0} est le couple résistant sec et f est le coefficient de frottement visqueux.

En appliquant la transformée de Laplace aux équations (4) et (8), on obtient les relations suivantes :

$$i_a = \frac{1}{R_a + L_a s} (V_a - E) \quad (10)$$

$$\Omega = \frac{1}{f + J s} (C_{em} - C_{r0}) \quad (11)$$

La figure 3 présente le schéma bloc de modélisation d'une MCC déduit à partir des équations (10) et (11). Sur cette figure, le terme k_e est supposé égal à $k \Phi_f$.

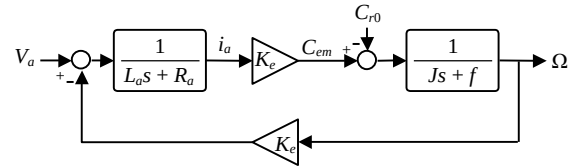


Figure 3. Schéma bloc d'une machine à courant continu

III. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR HYSTÉRÉSIS

Un des moyens les plus simples pour assurer un bon contrôle du courant est la commande par hystérésis connue aussi sous le nom de commande en fourchette. Les principaux avantages de ce type de contrôle sont les suivants :

- Contrôle instantané des trajectoires de courant avec une bonne précision.
- Protection contre les pics de courants.
- Très bonne dynamique du système.
- Compensation des effets de changement des paramètres.
- Compensation des temps morts.
- Compensation des fluctuations de tension du bus continu et des sources alternatives.

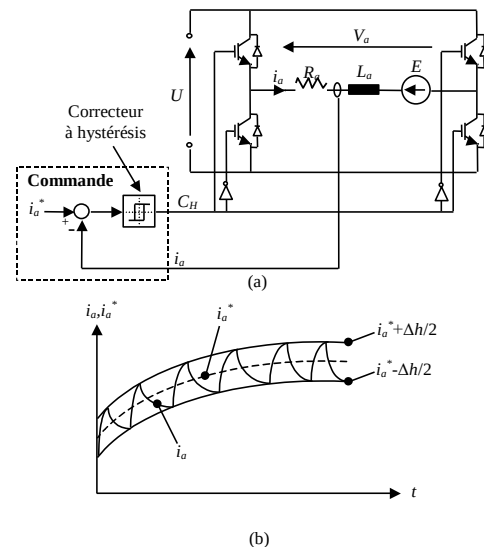


Figure 4. (a) Schéma fonctionnel d'une commande par hystérésis (b) Fonctionnement d'une commande par hystérésis

La figure 4.a présente le schéma fonctionnel d'une commande par hystérésis pour le contrôle du courant d'une machine à courant continu à travers la commande d'un hacheur quatre quadrants. Le principe de

fonctionnement d'une telle commande est donné par la figure 2.b. Si le courant mesuré i_a est inférieur au courant de référence i_a^* , augmenté d'une demi largeur de bande $\Delta h/2$, la tension de sortie du hacheur est forcée à $+U$ pour que le courant croisse le plus vite possible. Sinon, si le courant i_a est supérieur au même courant de référence i_a^* diminué d'une demi largeur de bande $\Delta h/2$, alors la tension de sortie du hacheur est forcée à $-U$ pour que le courant décroisse le plus vite possible.

Afin de réaliser un tel mode de fonctionnement, le correcteur à hystérésis agit selon la différence Δi_a entre le courant de référence i_a^* et le courant mesuré i_a ($\Delta i_a = i_a^* - i_a$), et ce en générant le signal de commande C_H selon la caractéristique de commutation donnée par la figure 5.

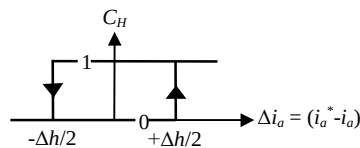


Figure 5. Caractéristique de commutation d'un correcteur à hystérésis

Ainsi, l'état logique du signal de commande C_H est défini par la relation (12). Il est à noter qu'à l'intérieur de la zone d'hystérésis, le signal de commande est soit au niveau logique haut, soit au niveau logique bas, selon l'état du basculement précédent.

$$\begin{cases} \text{si } \Delta i_a > \Delta h / 2 & \text{alors } C_H = 1 \\ \text{si } -\Delta h / 2 \leq \Delta i_a \leq \Delta h / 2 & \text{alors } C_H = C_H \text{ (12)} \\ \text{si } \Delta i_a < -\Delta h / 2 & \text{alors } C_H = 0 \end{cases}$$

La figure 6 présente les résultats de simulation sur Matlab-Simulink de la commande par hystérésis. Ces résultats correspondent à des réponses du courant i_a à des échelons du courant de référence i_a^* , et ce pour une largeur de bande des correcteurs à hystérésis égale à 0.4A.

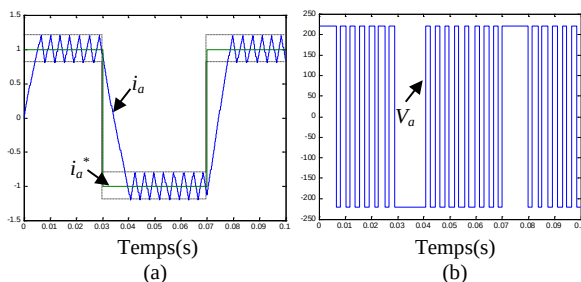


Figure 6. Résultats de simulation de la commande par hystérésis ($U=220V$, et $\Delta h=0.4A$)

(a) Allure du courant i_a (b) Allure de la tension V_a

Avec une telle structure de régulation, la répartition des instants de commutation est assez irrégulière. Par la suite, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance est variable. Elle dépend essentiellement :

- De la largeur de bande des correcteurs à hystérésis. La diminution de cette largeur de bande a pour effet une augmentation de la fréquence de commutation.

- De la tension du bus continu U . Si U augmente alors la fréquence de commutation augmente.
- De l'inductance de la charge L_a . Si L_a augmente alors la fréquence de commutation diminue.
- De la résistance de la charge R_a . Si R_a augmente alors la fréquence de commutation diminue.
- Du courant i_a parcourant la charge. Si l'amplitude du courant i_a augmente alors la fréquence de commutation diminue.
- De la vitesse de rotation Ω . Si Ω augmente alors la FEM E augmente et la fréquence de commutation diminue.

A noter que pour une machine donnée (R_a et L_a varient peu), la fréquence de commutation dépend essentiellement de la largeur de bande des correcteurs à hystérésis, de la tension du bus continu et de la vitesse de rotation. Elle dépend aussi, mais d'une manière beaucoup moins sensible de l'amplitude du courant i_a .

Par ailleurs, les limites de la fréquence de commutation du convertisseur de puissance imposent la définition d'une largeur de bande minimale du correcteur à hystérésis afin de limiter les pertes par commutation lors de fonctionnements à hautes fréquences de commutation. Une manière approximative simple pour déterminer la largeur de bande minimale $\Delta i_{a\min}$ pour que la fréquence de commutation ne dépasse pas une fréquence de commutation maximale $F_{\max}$ des interrupteurs de puissance est donnée par la relation suivante :

$$\Delta i_{a\min} = \frac{U}{2L_a F_{\max}} \quad (13)$$

Fréquence de commutation (KHz)

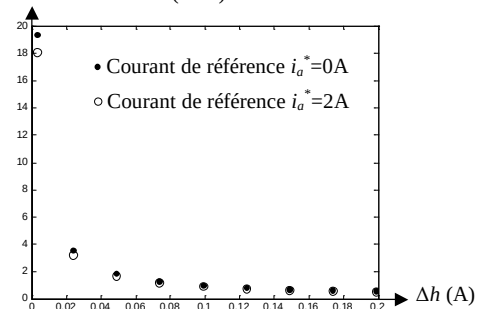


Figure 7. Evolution de la fréquence de commutation d'un interrupteur de puissance en fonction de la largeur de bande du correcteur à hystérésis

La figure 7 montre les résultats de simulation de l'évolution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance du hacheur quatre quadrants en fonction de la largeur de bande des correcteurs à hystérésis, et ce pour une vitesse de rotation très faible et pour différentes valeurs du courant de référence. Ces résultats sont obtenus en régime permanent et pour une tension du bus continu U fixée à 220V. Les paramètres R_a et L_a de la charge utilisée sont ceux donnés en annexe. La fréquence de commutation maximale des interrupteurs de puissance est prise égale à 20 KHz. Il est à remarquer que, pour une largeur de bande égale à $\Delta i_{a\min}$, la fréquence de commutation obtenue est légèrement inférieure à 20 KHz.

IV. PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

L'objectif d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions MLI [4] est d'imposer, à chaque période de hachage, une tension moyenne aux bornes de l'induit de la MCC égale à la tension de référence. La figure 8 présente le schéma fonctionnel de principe d'une commande en MLI d'un hacheur quatre quadrants.

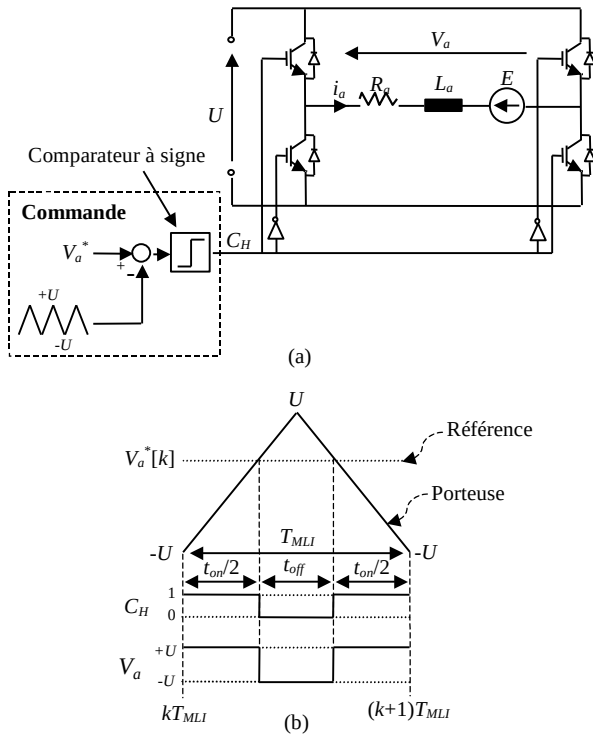


Figure 8. (a) Schéma fonctionnel de la commande par MLI (b) Principe de fonctionnement d'une commande par MLI

Sur la figure 8, t_{on} et t_{off} réfèrent respectivement au temps mis par le signal de commande C_H au niveau logique haut et au niveau logique bas. T_{MLI} étant la période de la porteuse. $V_a^*[k]$ est la tension de référence durant la $k^{ème}$ période de hachage du signal triangulaire de la porteuse.

Le signal de commande C_H est au niveau logique haut lorsque la tension de référence est supérieure à la porteuse et au niveau logique bas sinon. La tension V_a aux bornes de l'induit de la MCC est donc égale à $+U$ si la tension de référence est supérieure à la porteuse et à $-U$ sinon.

Durant une $k^{ème}$ période de hachage T_{MLI} , l'expression de la tension moyenne V_{amoy} s'écrit comme suit :

$$V_{amoy}[k] = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} V_a(t) dt \quad (14)$$

A partir de la figure 8.b et en explicitant l'équation (14), l'expression de la tension moyenne devient :

$$V_{amoy}[k] = \frac{1}{T_{MLI}} (Ut_{on}[k] - Ut_{off}[k]) \quad (15)$$

$$= \frac{U}{T_{MLI}} (2t_{on}[k] - T_{MLI}) = U(2\frac{t_{on}}{T_{MLI}} - 1)$$

Le rapport cyclique α_H correspondant à la $k^{ème}$ période de hachage s'exprime comme suit :

$$\alpha_H[k] = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} C_H(t) dt = \frac{t_{on}}{T_{MLI}} \quad (16)$$

Ainsi, à partir des relations (15) et (16), l'expression de la tension moyenne V_{amoy} s'exprime en fonction du rapport cyclique α_H comme suit :

$$V_{amoy}[k] = U(2\alpha_H[k] - 1) \quad (17)$$

Par ailleurs, en appliquant le théorème de Thalès au triangle formé par les sommets de la porteuse, il est possible d'exprimer la tension de référence $V_a^*[k]$ durant la $k^{ème}$ période de hachage en fonction du rapport cyclique $\alpha_H[k]$ comme le montre la relation suivante :

$$\frac{U - V_a^*[k]}{2U} = \frac{t_{off}}{T_{MLI}} = \frac{T_{MLI} - t_{on}}{T_{MLI}} \quad (18)$$

$$\downarrow$$

$$V_a^*[k] = U(2\alpha_H[k] - 1)$$

La MLI permet donc de générer, à partir d'une tension de référence donnée, un rapport cyclique α_H dont l'expression est la suivante :

$$\alpha_H[k] = \frac{V_a^*[k]}{2U} + \frac{1}{2} \quad (19)$$

Ainsi, à partir des relations (17) et (18), la MLI permet de générer à chaque période de hachage un rapport cyclique α_H de telle sorte que la relation (20) soit vérifiée. Cette relation met en évidence l'objectif de la MLI mentionné précédemment.

$$V_a^*[k] = V_{amoy}[k] \quad (20)$$

Cependant, la génération des rapports cycliques doit tenir compte des limitations suivantes :

$$0 \leq \alpha_H[k] \leq 1 \quad (21)$$

A partir des relations (18) et (21), les limitations des rapports cycliques font que la tension de référence doit être comprise entre $-U$ et $+U$. Par la suite, la tension moyenne maximale que peut générer le hacheur quatre quadrants commandé en MLI est aussi comprise entre $-U$ et $+U$.

A noter que pour retrouver la relation (20) et satisfaire les limitations de la relation (21), l'amplitude de la porteuse doit être impérativement comprise entre $-U$ et $+U$.

A partir des relations (17) et (19), il est possible de vérifier les cas limites suivants :

$$\begin{aligned} V_a^*[k] = +U & \quad V_a^*[k] = -U \\ \downarrow (19) & \quad \downarrow (19) \\ \alpha_H[k] = 1 & \quad \alpha_H[k] = 0 \\ \downarrow (17) & \quad \downarrow (17) \\ V_{amoy}[k] = +U & \quad V_{amoy}[k] = -U \end{aligned} \quad (22)$$

V. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR RÉGULATEUR PI

Ce paragraphe porte sur la commande par un régulateur PI du courant d'une machine à courant continu alimentée par un hacheur quatre quadrants. La figure 9 montre le schéma de principe de cette commande. L'entrée du régulateur PI est l'erreur Δi_a entre le courant de référence i_a^* et le courant mesuré i_a . Le régulateur PI permet de calculer la tension de référence V_{RL}^* à appliquer aux bornes de la charge (R_a, L_a). Ensuite, la compensation de la force électromotrice E permet la génération de la tension de référence V_a^* . Cette dernière est comparée par la suite à la porteuse de la MLI afin de générer le signal de commande C_H du hacheur quatre quadrants.

La fonction de transfert d'un régulateur PI est donnée par la relation suivante :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{(s + K_i / K_p)}{s} \quad (23)$$

Afin d'assurer les meilleures performances vis-à-vis de la dynamique du système et pour rendre le contrôle moins sensible aux erreurs paramétriques, l'utilisation de la structure de commande donnée par la figure 9 doit tenir compte des critères suivants :

- L'augmentation du gain K_p permet de réduire l'effet des incertitudes dues aux erreurs d'estimation de paramètres et à la présence de paramètres additifs.
- Il faut assurer une estimation précise de la force électromotrice afin d'assurer la compensation des perturbations internes à la charge.
- Il faut limiter la tension de sortie du régulateur PI, et ce en limitant le terme intégral afin de s'éloigner des effets de saturation.

Dans le cadre de ce travail, la force électromotrice est supposée estimée avec précision et la synthèse des paramètres du correcteur PI est basée sur la méthode basique de compensation de pôles. Le schéma de principe de la boucle de régulation du courant i_a est donné par la figure (10).

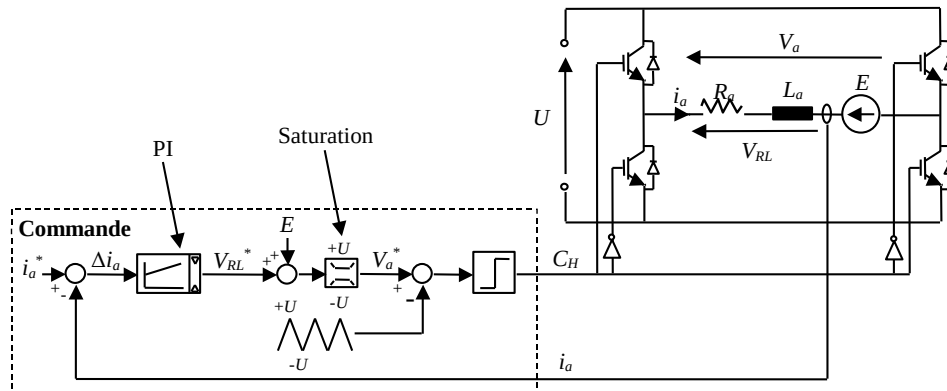


Figure 9. Schéma fonctionnel de la commande par régulateur PI

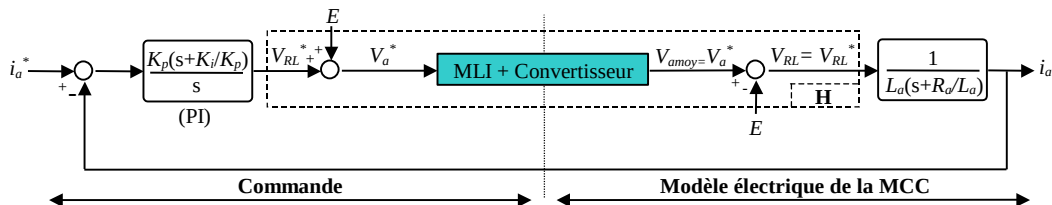


Figure 10. Boucle de régulation du courant i_a avec régulateur PI

Selon la relation (20) et en effectuant la compensation de la force électromotrice E , la fonction de transfert H donnée par la figure 8 est ramenée à l'identité. Une forme simplifiée de la boucle de régulation du courant i_a est donc donnée par la figure 11.

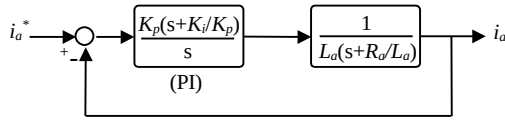


Figure 11. Boucle de régulation simplifiée du courant i_a

A partir de la figure 11, l'expression de la fonction de transfert de la boucle de régulation du courant i_a est la suivante :

$$\frac{i_a}{i_a^*} = \frac{\frac{1}{s} \frac{K_p(s + K_i/K_p)}{L_a(s + R_a/L_a)}}{1 + \frac{1}{s} \frac{K_p(s + K_i/K_p)}{L(s + R_a/L_a)}} \quad (24)$$

La compensation des pôles est effectuée en imposant le rapport K_i/K_p égal à R_a/L_a . Dans ce cas, la fonction de transfert de la boucle de régulation du courant i_a devient :

$$\frac{i_a}{i_a^*} = \frac{1}{1 + \frac{L_a}{K_p} s} = \frac{1}{1 + T_F s} \quad (25)$$

Où T_F est la constante de temps de réponse du courant i_a en boucle fermée.

La fonction de transfert de la boucle de régulation du courant i_a est donc une fonction de transfert du 1^{er} ordre dont la constante de temps T_F est donnée par la relation suivante :

$$T_F = \frac{L_a}{K_p} \quad (26)$$

La relation (26) montre que pour augmenter la dynamique de régulation du courant i_a , il faut augmenter le gain K_p du correcteur PI. Le choix de la constante de temps en boucle fermée permet donc de déterminer les paramètres du correcteur PI de la boucle de régulation du courant i_a selon les relations suivantes :

$$K_p = \frac{L_a}{T_F} \quad (27)$$

$$K_i = K_p \frac{R_a}{L_a} \quad (28)$$

La figure 12 présente les résultats de simulation obtenus pour une constante de temps en boucle fermée T_F imposée égale à 10ms. La fréquence de la porteuse est fixée égale à 1 KHz. Ces résultats montrent que la réponse à un échelon du courant de référence i_a^* est celle d'un système du premier ordre et que le courant i_a met un temps égal à 10ms pour atteindre 63.3% de sa valeur en régime permanent.

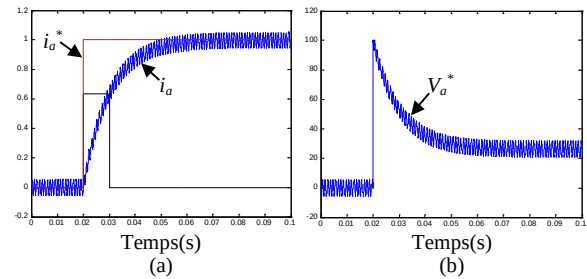


Figure 12. Résultats de simulation de la commande par régulateur PI ($U=220V$, $T_F=10ms$, $MLI=1KHz$) (a) Allure de la réponse du courant i_a à un échelon du courant de référence i_a^* (b) Allure de la tension de référence V_a^*

VI. VALIDATION EXPÉRIMENTALE

La figure 13 présente l'architecture de contrôle globale implantée sur cible FPGA. Outre l'algorithme de commande, cette architecture inclut aussi une interface d'acquisition des courants et une interface série assurant la communication entre le FPGA et un ordinateur hôte via la liaison série RS232. Le protocole de communication par liaison série permet d'envoyer les consignes de références à partir de l'ordinateur hôte vers la carte FPGA, et ce en utilisant des interfaces graphiques développées sur Matlab. Ces interfaces graphiques sont données par la figure 14. Par ailleurs, une interface de conversion numérique analogique permet d'assurer la conversion numérique analogique de certaines variables internes du régulateur afin de pouvoir les visualiser sur oscilloscope.

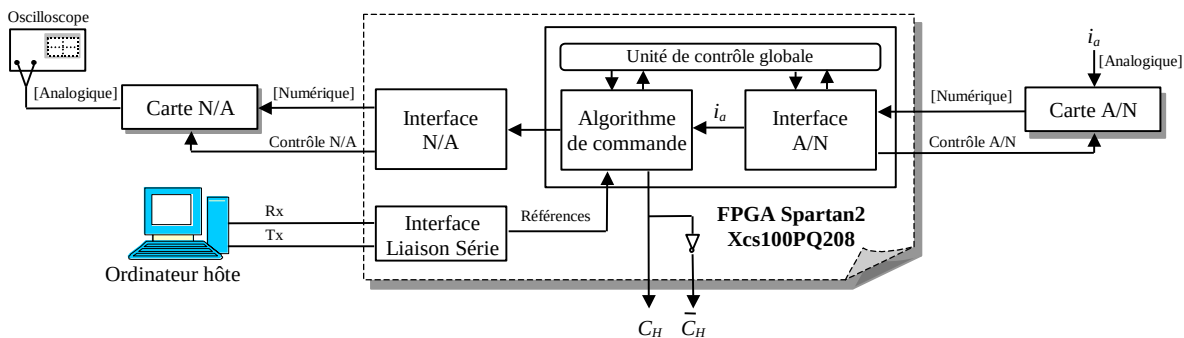


Figure 13. Architecture de contrôle globale à base de FPGA

Après une description détaillée du principe théorique de la commande par hystérésis et par PI associé à une MLI, les élèves ingénieurs sont alors amenés à effectuer le travail suivant :

-Etape n° 1 : Simulation du système

Durant cette étape, les élèves ingénieurs développent dans un premier temps les modèles de simulations en continu des algorithmes de commande par hystérésis et par régulateur PI associé à une MLI. Ensuite, ces algorithmes sont normalisés et discrétisés afin de développer des modèles de simulation unitaires discrétisés. Par la suite sont développés les modèles de simulation unitaires discrétisés à virgule fixe en utilisant la toolbox Fixed Point de Matlab Simulink. Cette dernière étape de simulation permet de choisir un nombre de bits et une période d'échantillonnage de telle sorte que les performances souhaitées de l'algorithme de commande soient préservées après discrétisation et quantification.

-Etape n° 2 : Conception de l'architecture de l'algorithme de commande

Durant cette étape, les élèves ingénieurs développent l'architecture matérielle de l'algorithme de commande, et ce pour une commande par hystérésis et une commande par régulateur PI associé à une MLI. La figure 15 présente les architectures de commandes développées. Elles sont construites en utilisant des modules réutilisables déjà prêts fournis dans une bibliothèque. Il s'agit des modules du correcteur à hystérésis (hys), du régulateur PI (reg_pi) et de MLI monophasée (mli_mono). Les tableaux 1, 2 et 3 présentent des extraits des formulaires de chacun de ces modules permettant aux élèves ingénieurs de comprendre leur mode de fonctionnement et de savoir les paramétrer. Par la suite, chaque architecture de commande est testée à part en l'insérant dans l'architecture de contrôle globale de la figure 13. L'architecture de contrôle globale est téléchargée sur la cible FPGA et les consignes de référence sont envoyées à partir du PC vers la carte FPGA via une liaison série, en utilisant les interfaces graphiques présentées dans la figure 14.

Signal	E/S	Type	Description
X_{refi}	Entrée	Signé (n bits)	Valeur de référence
X_i	Entrée	Signé (n bits)	Valeur mesurée
Eps	Entrée	Signé (n bits)	Demie largeur de bande
Start	Entrée	Signal 1 bit	Active le module du correcteur à hystérésis
Clk	Entrée	Signal 1 bit	Horloge, active au front montant
Reset	Entrée	Signal 1 bit	Remise à zéro asynchrone
C_i	Sortie	Signal 1 bit	Signal de commande

Tableau 1. Table d'entrées/sorties du module du correcteur à hystérésis

Signal	E/S	Type	Description
Clk	Entrée	Signal 1 bit	Horloge, active au front montant
Reset	Entrée	Signal 1 bit	Remise à zéro asynchrone
Start	Entrée	Signal 1 bit	Active le module du correcteur à hystérésis
Yref	Entrée	Signé (n bits)	Valeur de référence
y	Entrée	Signé (n bits)	Valeur mesurée
Kp	Entrées Génériques	Entier	Gain proportionnel du régulateur PI
Ki		Entier	Gain intégral du régulateur PI
SatH		Entier	Saturation haute de la sortie du PI
SatL		Entier	Saturation basse de la sortie du PI
Fin	Sortie	Signal 1 bit	Indique la fin du calcul de la sortie u
u	sortie	Signé (n bits)	Sortie de commande du régulateur PI

Tableau 2. Table d'entrées/sorties du module du régulateur PI

Signal	E/S	Type	Description
Start	Entrée	Signal 1 bit	Active le module du correcteur à hystérésis
Clk	Entrée	Signal 1 bit	Horloge, active au front montant
Reset	Entrée	Signal 1 bit	Remise à zéro asynchrone
Vref	Entrée	Signé (n bits)	Tension de référence
Sel_porteuse	Entrée	Signal 2 bit	Sélection de la fréquence de la porteuse ('00' pour 4.88KHz, '01' pour 2.44KHz, '10' pour 1.22KHz et '11' pour 0.81KHz)

Tableau 3. Table d'entrées/sorties du module de la MLI monophasé

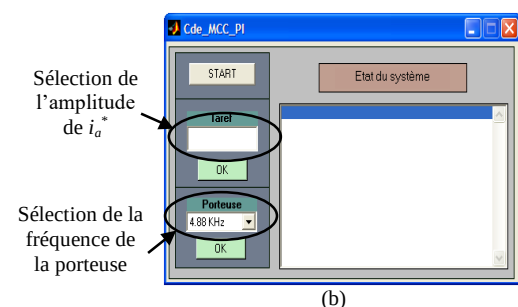
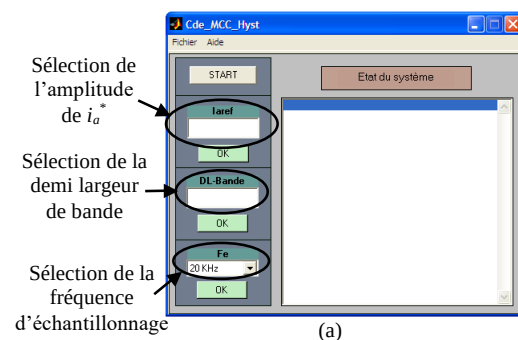


Figure 14. Interface graphique pour l'envoi des consignes de référence (a) Contrôle par hystérésis (b) Contrôle par PI

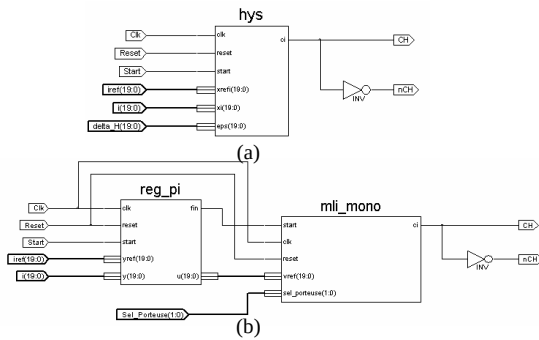


Figure 15. Architecture de l'algorithme de commande basé sur (a) Correcteur à hystérésis (b) Régulateur PI

Lors de la réalisation des essais expérimentaux, la tension du bus continu est fixée à 220V. La figure 16 présente les résultats expérimentaux obtenus pour une commande par hystérésis. Lors des régimes transitoires, les correcteurs à hystérésis font que le hacheur délivre le maximum de tension (+U ou -U) permettant ainsi d'avoir une dynamique très rapide (Ici 5ms pour un transitoire de 0 à + I_{sn}). La figure 17 montre les résultats expérimentaux obtenus pour une commande par PI associé à une MLI. Il est à remarquer que la réponse du courant est celle d'un système du premier ordre et que les oscillations en régime permanent sont constantes. Ces oscillations dépendent de la fréquence de la porteuse. Elles diminuent lorsque la fréquence de la porteuse augmente. Par contre, la dynamique du système est plus lente que celle d'une commande par hystérésis.

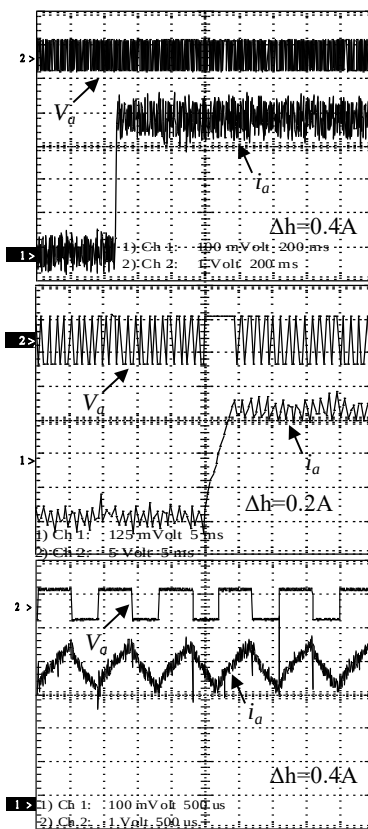


Figure 16. Allure de la tension V_a et du courant i_a pour une commande par hystérésis

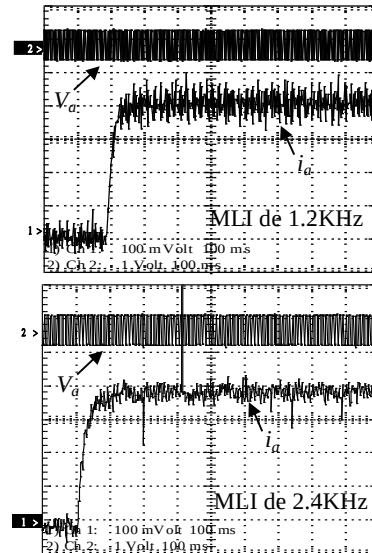


Figure 17. Allure de la tension V_a et du courant i_a pour une commande par régulateur PI

VII. CONCLUSION

Dans ce travail a été présenté un module pédagogique basé sur un banc d'essais pour le contrôle du courant d'une machine à courant continu à travers la commande d'un hacheur quatre quadrants. Ce module est un bureau d'études destiné à des élèves ingénieurs génie électrique en année terminale. Son contenu consiste en :

- Une modélisation et simulation du système commandé.
- Codage et implantation des algorithmes de commande sur un FPGA.
- Validation expérimentale et manipulation du banc d'essais.

A noter que la réalisation expérimentale du banc d'essais s'est voulue standard, c'est-à-dire qu'il est possible de tester plusieurs algorithmes de commande avec le même environnement matériel. Par ailleurs, elle donne la flexibilité de changer de types de convertisseurs pour travailler sur d'autres structures de systèmes électriques. D'autre part, ce bureau d'études permettra aux élèves ingénieurs d'appréhender d'une manière simple la commande de machines électriques puisque la commande développée pour la régulation d'une machine à courant continu peut aussi être exploitée pour la commande d'autres machines électriques (Machine asynchrone, machine synchrone,...) en la synthétisant de manière similaire sur plusieurs axes.

ANNEXE

Paramètres de la charge machine à courant continu

$$R_a = 26 \, \Omega \quad L_a = 1 \, \text{H}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] I. Slama-Belkhodja, “*Entraînements Electriques à vitesse variable*”, Polycopié de cours, édition Mai 2003
- [2] www.enit.rnu.tn
- [3] M-W. Naouar, “*Implantation sur cible FPGA d’algorithmes pour la commande de systèmes électriques*”, Mastère Système Electriques, soutenu Mai 2004 à l’Ecole Nationale d’Ingénieurs de Tunis.
- [4] E. Monmasson, J. Faucher, “*Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle destinée au pilotage d’un onduleur triphasé*”, (I) Revue 3EI, n°8, pp 23-63, mars 1997

Utilisation des FPGA pour le Contrôle des Convertisseurs Statiques. Application au Transfert de Puissance en Courant Continu (DC-PFC)

Guillaume GATEAU, Jérémie REGNIER, Ana M. LLOR, Hubert PIQUET, Jacques LUGA

Guillaume.Gateau@laplace.univ-tlse.fr

Département Génie Electrique / Automatique, 2 rue Camichel, 31071 Toulouse Cedex 7

Résumé : Cet article présente un projet d'enseignement de la commande numérique des convertisseurs statiques. Basé sur un système numérique de contrôle performant utilisant une architecture de type DSP-FPGA, il permet d'étudier les différents principes de régulation d'une cellule de commutation. Toujours en forte croissance dans le monde industriel, l'utilisation de techniques numériques récentes (utilisation de DSP et de FPGA) pour le pilotage des convertisseurs statiques permet un grand nombre de possibilités associé à une grande souplesse d'utilisation. Cet enseignement a donc pour objectif de familiariser les étudiants de deuxième et troisième année d'Ecole d'ingénieur (Département Génie Electrique / Automatique à l'ENSEEIH) avec cette approche, par le biais de cas d'études simples, comme la réalisation d'une source de courant contrôlée à l'aide d'une cellule de commutation, jusqu'à des applications plus complexes à plusieurs cellules comme le transfert de puissance en courant continu.

Mots clés : Techniques numériques, FPGA, DSP, contrôle des convertisseurs, VHDL

1 INTRODUCTION

L'utilisation de techniques numériques pour la commande des convertisseurs statiques est de nos jours une étape essentielle dans le cursus d'un ingénieur en Génie Electrique. L'utilisation croissante de ces techniques dans le monde industriel justifie amplement l'introduction de cet enseignement dans le programme des études [1]. De nombreux travaux de recherche ont également su mettre en évidence l'intérêt de ces techniques, comme par exemple l'utilisation des FPGAs pour le contrôle de systèmes électriques [2,3,6,9,10,11,12], pour l'intégration d'observateurs [5,7,8] ou encore pour la présentation de nouvelles méthodologies de synthèse [4].

L'objectif est de familiariser les étudiants avec des architectures de type FPGA-DSP à travers le pilotage d'une cellule de commutation à IGBT. Nous souhaitons que l'élève réalise une approche complète sur la mise en œuvre de ce type de solution, en abordant aussi bien les aspects liés à l'informatique industrielle que les aspects plus applicatifs et pratiques liés au système commandé.

Les manipulations sont menées en alternance avec des cours théoriques généraux sur les FPGA, les DSP et les principes de commande d'une cellule de commutation. Nous proposons à l'étudiant de découvrir des notions de programmation en VHDL des FPGA (réalisation d'une MLI intersective et d'une fourchette de courant), de mettre en œuvre la communication avec le

DSP, de déterminer et d'implanter un algorithme de régulation. Pour ne pas aborder que les aspects liés à l'informatique industrielle, et rappeler que notre objectif est de commander un système du Génie Electrique, une part non négligeable du travail est également consacrée aux simulations du comportement électrique de la cellule avec différents modes de pilotage et aux essais avec puissance.

Après une première partie introductive permettant de situer le contexte de cet enseignement, la seconde partie sera consacrée à la présentation du système de commande utilisé pour réaliser cet enseignement. La troisième partie sera dédiée à la présentation des différentes solutions envisagées pour le pilotage des cellules de commutation. Une dernière partie sera consacrée à la présentation d'une architecture à plusieurs cellules adaptée au transfert de puissance en continu (DC-PFC), ainsi qu'aux des résultats expérimentaux obtenus.

L'article se terminera par une conclusion faisant le bilan sur les deux premières années de mise en œuvre de ce nouveau programme d'enseignement.

2 PRESENTATION DU SYSTÈME DE COMMANDE DÉDIÉ

Avant d'entrer dans le détail des travaux, nous allons tout d'abord effectuer une brève présentation du système numérique développé pour servir de support à cet enseignement. Il est à noter que cet ensemble est également utilisé dans de nombreux projet de recherche au Laplace [5,7,8].

Le système de pilotage est constitué d'un DSP (Texas Instrument TMS320C6713) associé à une carte d'interface permettant, d'une part, de piloter les interrupteurs d'un convertisseur statique (utilisation d'un FPGA ALTERA ACEX1K100), et, d'autre part, de gérer les mesures de tension et de courant provenant du système au moyen de convertisseurs Analogique/Numérique.

La figure 1 présente le synoptique de ce système constitué de trois cartes bien distinctes : une carte DSP, une carte fille numérique supportant le FPGA connectée au DSP et une carte fillette recevant les systèmes de conversion analogique / numérique.

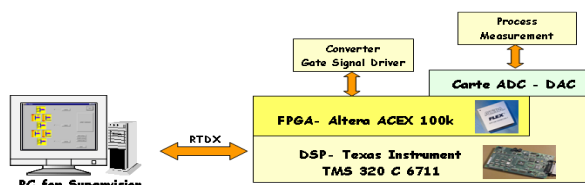


Figure 1 : Synoptique de la carte dédiée

Le résumé des capacités du système de commande complet est dans le tableau I :

Horloge DSP	225MHz
Capacité de calcul en virgule flottante DSP TMS320C6713	1350 MFLOPS
Mémoire interne DSP	256KO
Mémoire externe SDRAM 100MHz	16 MBytes
Connexion PC Hôte	USB 2.0
Entrée / Sorties Numériques Bidirectionnelles	24 bits
Entrée / Sorties Numériques Unidirectionnelles	32 bits
Conv. Ana/ Num (Temps de conversion 1 us)	2 x 4 voies avec échantillonnage synchrone
Conv. Ana/ Num (Fmax = 40MHz)	2 x 1 voies
Conv. Num/ Ana (setting time 100 ns)	2 x 2 voies
FPGA Altera ACEX 1K100	100 000 portes

TABLEAU I : CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DU SYSTÈME

L'architecture détaillée de cet assemblage est donnée en figure 2. On distingue la carte DSP (DSKC6713), la carte FPGA (MPAB_NUM) et la carte de conversion Analogique/Numérique (MPAB_ANA).

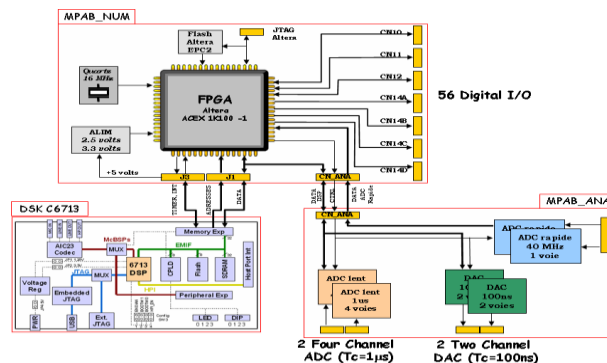


Figure 2 : Synoptique interne de la carte MPAB

Il est important de noter que les convertisseurs analogiques/numériques « rapides » (10 bits) peuvent fonctionner jusqu'à une fréquence de conversion de 40 MHz et sont reliés directement au FPGA. Cela nous permet donc d'envisager la réalisation d'une fourchette de courant numérique (fonctionnement en quasi-analogique), toujours délicate à réaliser. Dans ce cas le DSP peut simplement être utilisé pour effectuer une supervision du montage.

La figure 3 montre une photographie du système de commande ainsi obtenu.

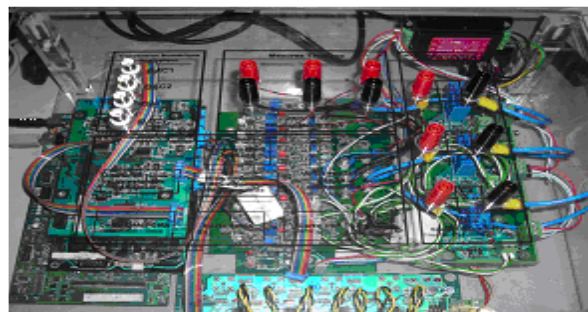


Figure. 3 : Photo de l'environnement de commande numérique proposé

La conception du système de contrôle permet l'utilisation du FPGA seul pour le contrôle du système. Il est donc possible d'envisager une synthèse de loi de commande dans le FPGA sans jamais utiliser le DSP. Cette possibilité nous permet d'obtenir une plus grande souplesse dans le choix de l'architecture de commande.

3 ETUDE ET DEVELOPPEMENT DU PILOTAGE D'UNE CELLULE DE COMMUTATION-RÉALISATION D'UNE SOURCE DE COURANT

3.1 Principes généraux

Nous rappelons dans un premier temps aux étudiants les principales lois de comportement et les principes élémentaires de commande en courant d'une cellule de commutation.

3.1.1 Rappel sur la cellule de commutation

La figure 4 montre le schéma de la cellule de commutation utilisée. Les interrupteurs K1 et K2 sont commandés de manière complémentaire, α représentant le rapport cyclique du bras.

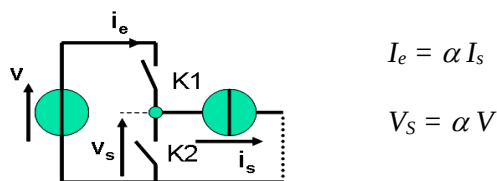


Figure 4 : Schéma de la cellule de commutation

Comme l'illustre la figure 5, nous proposons, à partir d'un organe de pilotage, de contrôler le courant dans l'inductance à la sortie du bras en générant sur les interrupteurs de puissance les ordres appropriés.

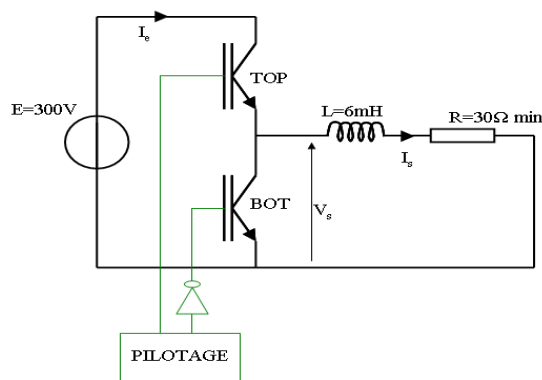


Figure 5 : Schéma de principe du contrôle du courant dans une cellule de commutation

Plusieurs solutions sont possibles pour ce cahier des charges et nous abordons deux techniques différentes : la commande directe par fourchette de courant et la commande indirecte avec régulateur échantillonné et MLI.

3.1.2 Choix de l'architecture de commande

Les deux solutions proposées pour la commande de la cellule (directe et indirecte) présentent l'avantage de conduire à deux architectures de commande différentes. La première sera implantée avec seulement le FPGA et la seconde mettra en œuvre l'ensemble FGPA-DSP. Une réflexion concernant la justification de ce choix s'impose alors : quelle architecture choisir pour quelle application ? Quelles fonctionnalités doivent être gérées par le FPGA, par le DSP ? Nous sensibilisons les étudiants au fait que le FPGA est un circuit câblé, donc plus rapide que le DSP qui fonctionne comme un processeur et doit interpréter des instructions. Ainsi, quand il s'agit d'implanter la commande directe par fourchette de courant ou la génération de signaux MLI, qui sont de simples comparaisons avec des grandeurs de références, le

FPGA est plus approprié. Le DSP est quant à lui mieux adapté à des tâches de calculs numériques et possède des facilités pour gérer les aspects temps réels. Il sera donc associé au FPGA pour mettre en place la régulation de courant indirecte, plus consommatrice d'opérations mathématiques.

3.2 Commande Directe : Pilotage par fourchette de courant

3.2.1 Principe de la fourchette de courant

La figure 6 rappelle le principe d'une commande directe par fourchette de courant.

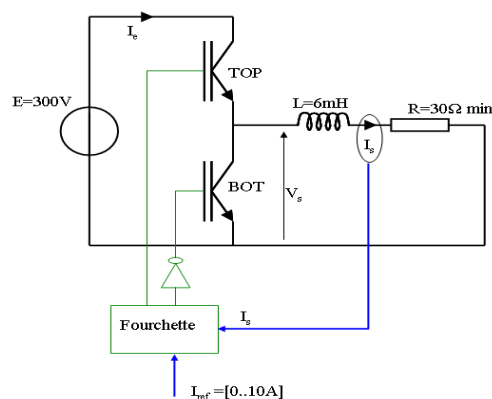
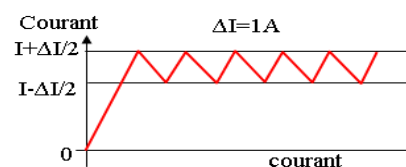
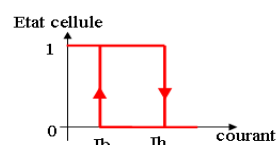


Figure 6 : Schéma de principe du contrôle direct par fourchette de courant

Il s'agit de maintenir le courant dans une bande délimitée par deux bornes extrémales centrées autour d'un courant de référence I_{ref} . L'amplitude de cette bande, dite bande d'hystérésis, est nommée ΔI . La commande doit s'assurer que le courant reste compris entre $I_b = I_{ref} - \Delta I/2$ et $I_h = I_{ref} + \Delta I/2$ (Fig. 7(b)). L'interrupteur TOP passe à l'état bas quand le courant atteint la borne supérieure et à l'état haut quand il atteint la borne inférieure. Il conserve son état à l'intérieur de la bande (voir figure 7).



(a) – Allure du courant contrôlé par hystérésis



(b) – Gestion de l'état de la cellule

Figure 7 : Principe de la commande par hystérésis.

3.2.2 Implantation de la fourchette de courant numérique

L'implantation de la commande directe de courant par utilisation d'une fourchette est réalisée à l'aide d'un composant numérique de type FPGA associé à un convertisseur analogique/numérique (voir figure 8).

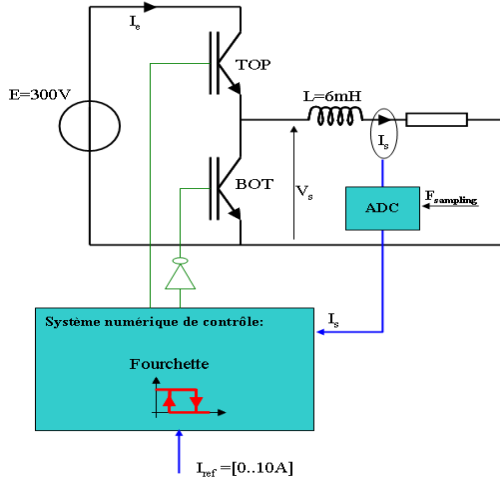


Figure 8 : Schéma de principe du contrôle direct par fourchette de courant

La programmation s'effectuera en VHDL à l'aide d'un bloc, comme illustré en figure 9. La figure 10 montre une partie du code VHDL de la fourchette de courant. La programmation est assez simple ce qui facilite pour les étudiants la prise en main du langage VHDL, inconnu pour la plupart d'entre eux. Dans un premier temps, pour la phase de simulation sous QUARTUS, les entrées courant mesuré, courant de référence ainsi que la largeur de la bande d'hystérésis (DELTA_I), seront spécifiées directement en VHDL par stockage de valeurs dans des mémoires.

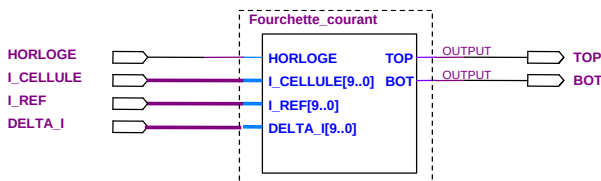


Figure 9 : Schéma d'implantation de la fourchette de courant en VHDL

```
architecture F1 of fourchette is
begin
  process (clk)
  begin
    if rising_edge(clk) then
      if (I_mes <= (I_ref - deltaIref))
      then top <= '1';
      bot <= '0';
      elsif (I_mes >= (I_ref + deltaIref))
      then top <= '0';
      bot <= '1';
      end if;
    end if;
  end process;
end F1;
```

Figure 10 Extrait du code VHDL de la fourchette de courant

Les étudiants doivent alors réaliser et comparer des simulations fonctionnelles et temporelles sur le schéma proposé afin de comprendre la répercussion des éventuels retards associés à une implantation réelle sur le composant.

Pour améliorer la conception de la fourchette et aller plus loin dans la maîtrise du VHDL, nous abordons également l'apparition possible de rebonds de la commande dus aux oscillations du courant mesuré lors des commutations des interrupteurs de puissance.

Nous proposons alors aux étudiants d'implanter un compteur à l'intérieur du bloc fourchette qui inhibe la comparaison entre les deux courants pendant un temps légèrement supérieur à un temps mort. De cette façon, on peut s'affranchir des oscillations de courant pendant la phase transitoire. La fourchette de courant ainsi réalisée est testée expérimentalement.

La deuxième partie de l'étude consiste à faire intervenir le DSP pour la saisie des valeurs de courant de référence et de l'amplitude de la fourchette. Ces valeurs seront passées au FPGA par l'intermédiaire de registres au format adéquat. Le courant mesuré sera obtenu à partir du convertisseur CAN rapide directement connecté au FPGA et fonctionnant à une fréquence de 20 MHz.

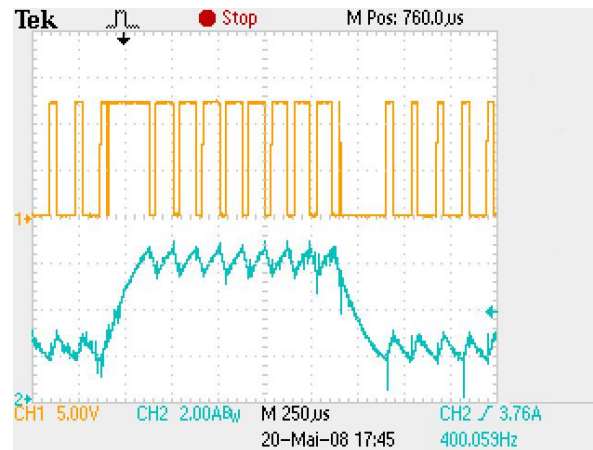


Figure 11 : Résultats Expérimentaux: Fourchette de courant

La figure 11 montre des résultats expérimentaux de la fourchette de courant avec des références variables de 2.5 A et 6 A. Les oscillations du courant autour de la valeur de référence montrent le comportement typique d'une régulation par fourchette.

3.3 Commande indirecte : Pilotage par MLI et régulateur PI

3.3.1 Principe de la méthode.

La figure 12 rappelle le principe d'une commande indirecte. Le principe de cette commande consiste à utiliser un régulateur PI pour générer le rapport cyclique qui permettra au courant d'atteindre sa valeur de référence. Ce rapport cyclique est ensuite, par l'intermédiaire de la MLI, transformé en ordre de commande pour piloter les interrupteurs de la cellule.

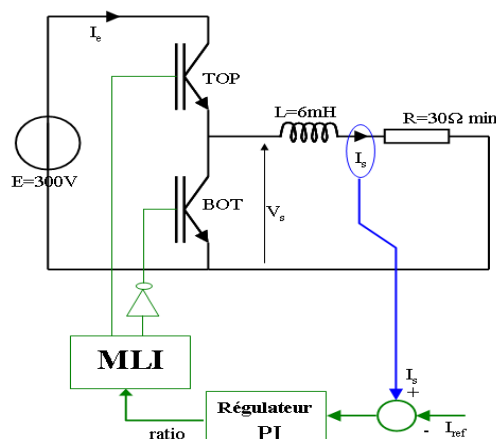
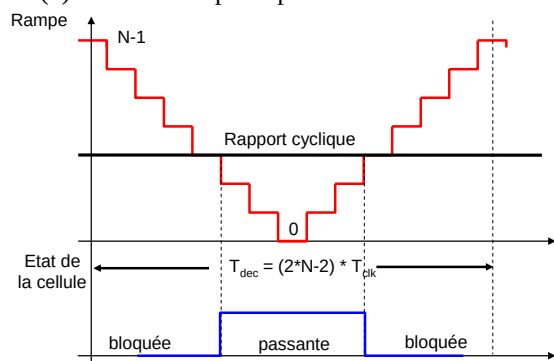


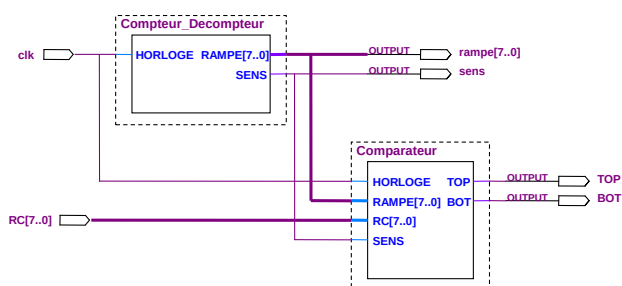
Figure 12 : Schéma de principe du contrôle indirect par régulateur PI

3.3.2 Implantation numérique

Pour l'implantation de la MLI, nous proposons aux étudiants de réaliser deux blocs VHDL : un compteur/décompteur pour générer la porteuse et un bloc comparateur qui permet, par comparaison de la porteuse avec la valeur du rapport cyclique à imposer, de générer les ordres de commande de la cellule. Les figures 13(a) et 13(b) illustrent les principes de réalisation de la MLI.



(a) Principe de la MLI



(b) Réalisation VHDL

Figure 13 : Principe et réalisation en VHDL de la MLI

La figure 14 montre un extrait du code VHDL utilisé pour le bloc compteur-décompteur. Les solutions choisies sont ici encore simulées avec le logiciel QUARTUS pour en vérifier le bon fonctionnement.

```
architecture F of Mon_Compteur_Decompteur is
begin
  process( HORLOGE )
    variable compteur      : integer := 0 ;
    variable sens_comptage : std_logic ;
  begin
    if rising_edge ( HORLOGE ) then
      if ( compteur >= 255 ) then
        sens_comptage := '1' ;
      elsif ( compteur <= 0 ) then
        sens_comptage := '0' ;
      end if ;

      if ( sens_comptage = '0' ) then
        compteur := compteur + 1 ;
      else compteur := compteur - 1 ;
      end if ;
    end if ;
    RAMPE <= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(compteur,8) ;
    SENS <= sens_comptage ;
  end process ;
end F;
```

Figure 14 : Extrait du code VHDL correspondant au bloc compteur-décompteur

■ Dimensionnement des régulateurs numériques

Les étudiants sont dans cette tâche confrontés au problème de dimensionnement et d'implantation d'un régulateur discret. Nous proposons une approche par numérisation d'un correcteur continu et par synthèse en Z, dans le but d'obtenir l'équation de récurrence qui fournira la valeur du rapport cyclique. Le comportement de la cellule avec les régulateurs obtenus est simulé avec PSIM. Il est à noter que la simplicité de l'équation du PI ainsi obtenue peut permettre une implémentation très facile directement dans un FPGA. Nous avons cependant fait le choix pédagogique d'utiliser un DSP pour confronter les étudiants à deux architectures différentes.

3.4 Exploitation du lien FPGA-DSP

Une fois la MLI mise en place et les algorithmes de commande déterminés, nous abordons l'exploitation du lien FPGA-DSP. La figure 15 montre le schéma de principe pour cette application. L'algorithme de pilotage est implanté sur le DSP et fournit à la MLI du FPGA la valeur du rapport cyclique à imposer à la cellule de commutation. Les étudiants doivent alors mettre en place ce lien entre le DSP et le FPGA.

Une prise en main de l'environnement de programmation de la carte DSP (logiciel Code Composer Studio) est tout d'abord proposée. Nous leur faisons découvrir les principes liés à l'utilisation du noyau temps réel de la carte DSP à travers la programmation des timers et la mise en place des fonctions d'interruption logicielles et matérielles.

Une fois ces connaissances acquises, nous leur proposons de mettre en place la synchronisation DSP-FPGA. Le FPGA renvoie alors un signal d'interruption vers les entrées d'interruption du DSP. Les étudiants doivent alors mettre en place la fonction d'interruption matérielle dans laquelle sera implanté leur algorithme de régulation.

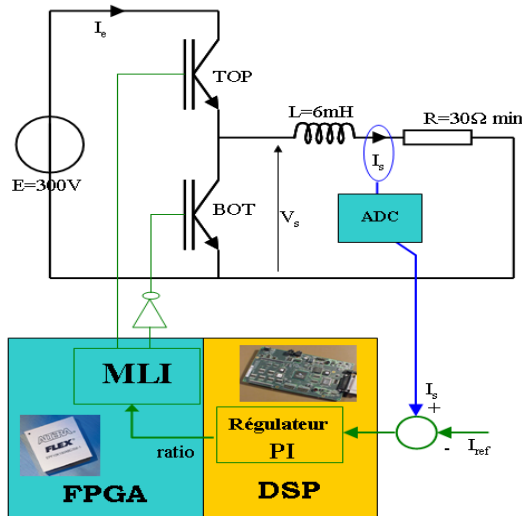


Figure 15 : Principe du contrôle indirect par régulateur PI

L'envoi de la valeur du rapport cyclique à la carte FPGA est réalisé par une écriture dans un registre, ce qui nous permet également d'étudier les mécanismes de dialogue entre les deux organes de commande.

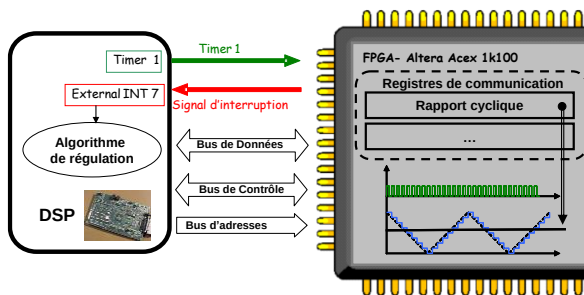


Figure 16 : Schéma de principe du lien DSP-FPGA

3.5 Simulations

Les différentes stratégies de commande sont simulées avec PSIM pour bien appréhender les aspects fonctionnels de la cellule. Lors de la mise en place sur le support expérimental des stratégies de pilotages, il faudra régler un certain nombre de paramètres (fréquence de découpage, bande passante du régulateur, largeur de la bande d'hystérésis, ...). Cette étape permet aux étudiants de ne pas perdre de vue la finalité de leur travail qui est de commander un système du Génie Electrique, donc de bien en maîtriser les contraintes associées à la transformation de l'énergie par la cellule. Le paramétrage des degrés de liberté de la commande doit être fait en gardant à l'esprit les conséquences de ces choix sur la partie puissance.

4 ETUDE ET REALISATION D'UN LIEN DC -PFC.

Le principe de transfert de puissance en courant continu est largement connu et utilisé dans le monde industriel. Son principe consiste à utiliser deux convertisseurs DC-DC pour contrôler le flux de puissance entre un ensemble de charge et une source d'énergie à travers un lien continu (voir figure 17).

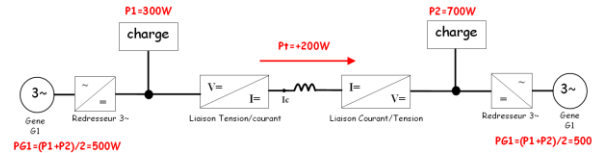


Figure 17 : Principe du lien DCPFC

L'ensemble des charges à alimenter représente une puissance $P = P_1 + P_2$. Cette puissance est répartie sur les deux sources G1 et G2, chaque source fournissant alors $P_{G1} = P_{G2} = (P_1 + P_2) / 2$. En fonction de la valeur de P1 et P2, il est donc nécessaire de faire transiter une partie de la puissance du générateur G1 vers le générateur G2 ou inversement. L'exemple proposé représente une puissance totale de $P = 1kW$, fournie par moitié par les deux générateurs. Sur cet exemple, il est donc nécessaire de faire transiter $P_t = 200W$ du générateur G1 vers le générateur G2.

Ce principe, déjà utilisé dans l'industrie automobile, pourrait connaître un essor en avionique. Des travaux récents mettent en avant les avantages de ces topologies pour la gestion de l'énergie dans les réseaux continus embarqués. Elles offrent en effet la possibilité de gérer efficacement les échanges de puissances entre un ensemble de sources et de charges réparties à bord de l'avion tout en garantissant une bonne disponibilité de l'énergie (voir figure 18). Cette figure fait apparaître trois liens DC-PFC entre trois lieux de consommation de puissance. Deux des liens sur les trois sont reliés à un générateur que l'on souhaite équilibrer en fonctionnement normal. La puissance est donc transférée par les liens DC-PFC afin de réaliser cet équilibre. D'autres répartitions sont également possibles en fonction de la disponibilité des sources ou de pannes éventuelles. On peut ainsi, en cas de pertes d'un générateur, transférer toute la puissance sur un seul générateur en utilisant ces liens.

Afin de simplifier l'étude auprès de nos étudiants, nous avons choisi de limiter l'étude à un lien DC-PFC unidirectionnel. Dans ce cas, le schéma du système est alors celui de la figure 19.

D'un point de vue pratique, cette topologie consiste à mettre en œuvre deux cellules de commutation, l'une fonctionnant comme une source de courant (C1), l'autre comme une source de tension (C2). La première cellule possède un caractère dévolteur et doit assurer la régulation du courant continu circulant dans l'inductance de liaison. La seconde possède un caractère survolteur et doit assurer la régulation de la tension de sortie alimentant les charges qui y sont connectées. Pour notre application, la sortie de la cellule est connectée à

une capacité de filtrage en parallèle à une résistance de charge.

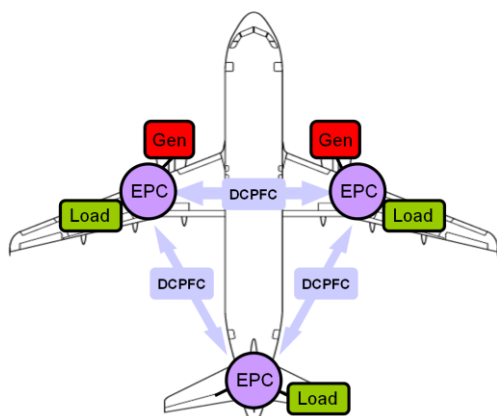


Figure 18 : Exemple d'utilisation de lien DCPFC en avionique

Grâce au travail précédemment réalisé sur le contrôle en courant d'une cellule, la commande de la première cellule est déjà réalisée. Nous proposons aux étudiants de mettre en œuvre un contrôle direct par fourchette de courant (voir figure 20). La seconde cellule est pilotée en MLI et doit mettre en œuvre une régulation de la tension aux bornes de la capacité de sortie (voir figure 21).

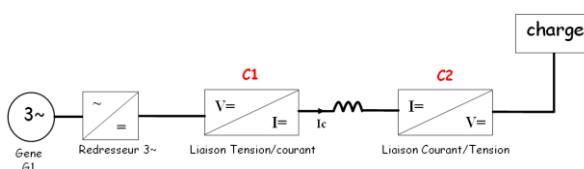


Figure 19 : Lien DCPFC unidirectionnel

Les étudiants doivent donc modéliser ce principe, proposer un dimensionnement adéquat du correcteur permettant de réaliser cette fonction et déterminer la loi de commande correspondante. La mise en œuvre de ces deux types de commande leur permet de réfléchir à l'exploitation du système numérique de commande et à la répartition fonctionnalités/ressources. Les fonctionnalités rapides (fourchette et MLI) sont implantées sur le FPGA.

L'algorithme de régulation, nécessitant plus de calculs numériques, est géré par le DSP. L'intérêt du lien DSP-FPGA est de nouveau illustré par cet exemple.

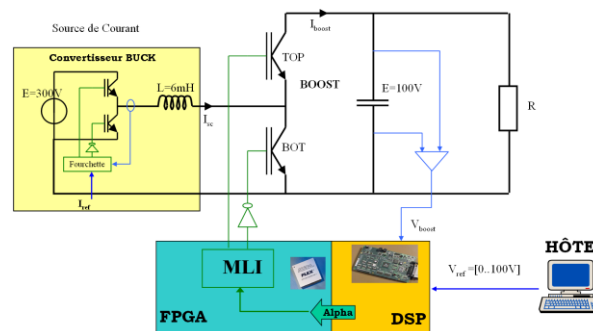


Figure 21 : Lien DCPFC: Réalisation de la source de Tension

Les figures 22 et 23 présentent des résultats expérimentaux illustrant la mise en œuvre du lien DCPFC. Le scénario réalisé consiste à assurer une tension continue de 100V aux bornes de la résistance de charge tout en limitant la puissance transmise à 500W.

En fonctionnement normal (Fig 22), nous pouvons observer que la tension aux bornes de la capacité est régulée à 100V. La puissance à fournir à la charge est réglée à 250W, ce qui correspond à une consigne pour la cellule régulée en courant de 2.5A. Le courant dans le lien continu est bien régulé à cette valeur. Si la charge requiert plus de puissance, la consigne de courant va évoluer, jusqu'à atteindre la valeur maximale autorisée, ici 5A. Dans ce mode de fonctionnement (Fig. 23), le courant sur le lien continu est limité par la cellule régulée en courant, et la présence de la cellule régulée en tension permet de garantir, même en limitation de puissance, une tension alimentant la charge parfaitement régulée. Si la puissance demandée augmente encore, on observe alors une chute de la tension de sortie aux bornes de la charge.

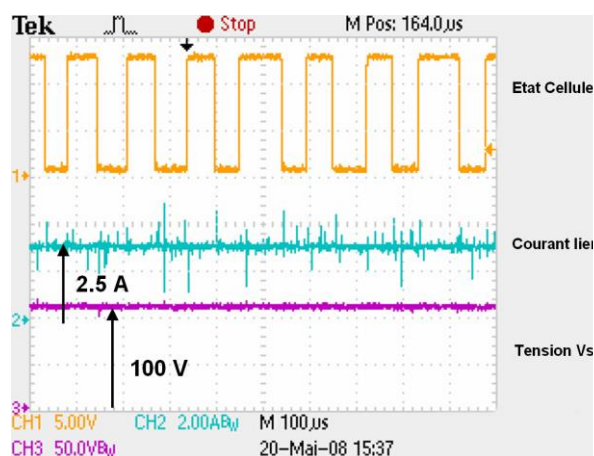


Figure 22 : Résultats Expérimentaux: Lien DCPFC en fonctionnement normal ($P_t=250W$)



Figure 23: Résultats Expérimentaux: Lien DCPFC en limite de saturation ($P_t = P_{max} = 500W$)

5 CONCLUSIONS

Cet enseignement proposé en 2^{ème} année d'école d'ingénieur permet de familiariser les étudiants avec les techniques numériques modernes, mais également de leur rappeler que le processus sous contrôle reste dans le domaine du Génie Electrique et nécessite de la part du concepteur une réelle connaissance de son fonctionnement. Le choix de l'application finale, à savoir un lien DCPFC a été très bien ressenti par l'ensemble de la population étudiante d'une part par l'intérêt qu'il suscite mais aussi et surtout par le fait qu'il correspond parfaitement à des préoccupations actuelles, notamment développées en recherche au sein de notre laboratoire. Une séance de visite du prototype "recherche" au laboratoire et reliant 3 nœuds de puissance sur un réseau avion leur a d'ailleurs été présenté.

Le déroulement proposé sous forme de cours et de BE est systématiquement conclu par des essais expérimentaux. Comme nous l'avons présenté dans cet article, chacune des parties est abordée séparément et permet de bien cloisonner les difficultés représentés par le système complet.

L'objectif de cette formation est totalement atteint et permet non pas de former des spécialistes du contrôle numérique mais plus des concepteurs, sachant prendre en compte les contraintes d'un cahier des charges complexe que représente la commande numérique des convertisseurs. Il est primordial dans ce genre de démarche de conception de bien connaître l'ensemble des technologies numériques actuelles et de pouvoir proposer une architecture adaptée aux besoins d'une application donnée.

6 BIBLIOGRAPHIE

[1] I. Mezei; V. Malbasa, "Using VHDL to Improve an FPGA Based Educational Microcomputer," *The International Conference on Computer as a Tool*, 2005. *EUROCON 2005*, vol.1, no., pp.799-802, 2005

[2] Ying-Yu Tzou; Hau-Jean Hsu, "FPGA realization of space-vector PWM control IC for three-phase PWM inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.12, no.6, pp.953-963, Nov 1997

[3] Naouar, M-W.; Monmasson, E.; Naassani, A.A.; Slama-Belkhodja, I.; Patin, N., "FPGA-Based Current Controllers for AC Machine Drives—A Review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.4, pp.1907-1925, Aug. 2007

[4] Monmasson, E.; Cirstea, M.N., "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems—A Review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.4, pp.1824-1842, Aug. 2007

[5] Lienhardt, A.-M.; Gateau, G.; Meynard, T.A., "Digital Sliding-Mode Observer Implementation Using FPGA," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.4, pp.1865-1875, Aug. 2007

[6] Charaabi, L.; Monmasson, E.; Nassani, M.-A.; Slama-Belkhodja, I., "FPGA-based implementation of DTSFC and DTRFC algorithms," *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, vol., no., pp. 6 pp.-, 6-10 Nov. 2005

[7] Ruelland, R.; Gateau, G.; Meynard, T.A.; Hapiot, J.-C., "Design of FPGA-based emulator for series multicell converters using co-simulation tools," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.18, no.1, pp. 455-463, Jan 2003

[8] Ruelland, R., Gateau, G., Meynard, T., and Hapiot, J. C. 2003. Digital emulator and observer of multicell converter. *Math. Comput. Simul.* 63, 3-5 (Nov. 2003), 335-347.

[9] Ramos, R.R.; Domingo Biel; Fossas, E.; Guinjoan, F., "A fixed-frequency quasi-sliding control algorithm: application to power inverters design by means of FPGA implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.18, no.1, pp. 344-355, Jan 2003

[10] de Castro, A.; Zumel, P.; Garcia, O.; Riesgo, T.; Uceda, J., "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction based on an FPGA," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.18, no.1, pp. 334-343, Jan 2003

[11] Charaabi, L.; Monmasson, E.; Slama-Belkhodja, I., "Presentation of an efficient design methodology for FPGA implementation of control systems. Application to the design of an antiwindup PI controller," *IECON 02 [Industrial Electronics Society]*, vol.3, no., pp. 1942-1947 vol.3, 5-8 Nov. 2002

[12] Fay, D.; Campbell, S.; Miller, G.; Connors, D., "Teaching Fault Tolerant FPGA Design for Aerospace Applications," *IEEE International Conference on Microelectronic Systems Education*, 2007. *MSE '07*, vol., no., pp.61-62, 3-4 June 2007



Dispositif de commande à haut niveau d'intégration pour le pilotage d'actionneur électrique

Lahoucine IDKHAJINE¹, Eric MONMASSON¹, Antonio PRATA²

¹ SATIE, UCP, rue d'Eragny, 95031 Cergy Pontoise, France.

Email: lahoucine.idkhajine@u-cergy.fr, eric.monmasson@u-cergy.fr

² HISPANO-SUIZA, R.P. René Ravaut 77551 Moissy-Cramayel, France,

Email : antonio.prata@hispano-suiza-sa.com

Résumé : Dans le cadre du projet « SEFORA » (Smart EME For Operations in Rough Atmospheres) administré par le pôle de compétitivité ASTECH et piloté par HISPANO-SUIZA ; sont étudiés et développés des actionneurs électriques, associés à leurs commandes et leurs alimentations, avec des contraintes sévères (haute température, fiabilité, haut niveau d'intégration, poids, volume, coût, ...).

Le travail présenté dans cet article consiste à mettre au point un contrôleur à haut niveau d'intégration pour la commande d'une machine synchrone à aimant permanent équipée d'un capteur de position de type Resolver. On abordera le traitement tout numérique des signaux Resolver et son implantation dans une cible SoC FPGA Fusion (Fusion System on Chip Field Programmable Gate Array). Le développement ainsi que l'implantation de l'algorithme de commande sont également traités.

Mots clés : MASAP, Resolver, SoC, FPGA, Intégration, Traitement des signaux Resolver, Régulation des courants

Nomenclature

s	: Stator
r	: Rotor
d,q	: Axes direct et en quadrature
U _{DC}	: Tension du bus continu
V _{s1} , V _{s2} , V _{s3}	: Tensions statoriques triphasées
i _{s1} , i _{s2} , i _{s3}	: Courants statoriques triphasés
θ	: Position électrique du rotor
Ω	: Vitesse angulaire du rotor
ω	: Pulsation électrique
p	: Nombre de paires de pôles
Φ _r	: Flux rotorique (aimant permanent)
R _s	: Résistance statorique
L _{s1} , L _{s2} , L _{s3}	: Inductances statoriques
Φ _{sd} , Φ _{sq}	: Flux statoriques dans le repère (d,q)
V _{sd} , V _{sq}	: Tensions statoriques dans le repère (d,q)
i _{sd} , i _{sq}	: Courants statoriques dans le repère (d,q)
θ _{dq}	: Position du repère de Park
L _{sd} , L _{sq}	: Inductances dans le repère (d,q)
C _{em}	: Couple électromagnétique
J	: Moment d'inertie total
F	: Coefficient de frottement visqueux
C _R	: Couple résistant
V _{sin} , V _{cos}	: Signaux délivrés par le Resolver
E	: Signal d'excitation du Resolver
m	: Rapport de transformation du Resolver
ω _{er}	: Vitesse estimée par l'algorithme ATO
θ _{er}	: Position estimée par l'algorithme ATO
θ _r	: Position réelle
θ _e	: Position estimée
E _{syn}	: Signal de synchronisation
ε	: Erreur d'observation
K1, K2	: Coefficients de la boucle d'asservissement ATO
ε _θ	: Erreur de position admissible
a _{max}	: Accélération maximale
ω _{BP}	: Bande passante de la boucle d'asservissement ATO
T _e	: Période d'échantillonnage
B	: Bande d'hystérésis
θ _{offset}	: Position Offset
C ₁ , C ₂ , C ₃	: Signaux de commande d'onduleur

I - INTRODUCTION

Le travail présenté dans ce document porte sur le développement d'un dispositif expérimental destiné au pilotage d'actionneur électrique. Ce travail s'inscrit dans le cadre du projet « SEFORA » (Smart EME For Operations in Rough Atmospheres) administré par le pôle de compétitivité ASTECH et piloté par HISPANO-SUIZA en partenariat avec, entre autres, l'université de Cergy Pontoise et le laboratoire de recherche SATIE.

Ce projet a comme objectif de développer un actionneur électrique intelligent associé à sa commande et à son alimentation. Cet ensemble est destiné à correctement fonctionner (fiabilité) sous des contraintes environnementales et des contraintes d'intégration sévères.

En termes de contraintes environnementales, cet ensemble doit correctement fonctionner dans une large gamme de température (-63°C à 200°C) et à des degrés de pression, d'humidité et de vibrations bien adaptés aux milieux avioniques dans lesquels il sera installé.

En ce qui concerne les contraintes d'intégration, l'objectif de ce projet est de réaliser un dispositif ayant une structure la plus compacte possible. Ainsi, le système réalisé apportera les bénéfices suivants :

- Une diminution importante de la masse de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande.
- Une diminution des besoins en refroidissement.
- Un gain en consommation.
- Une réduction des câblages.

- Une optimisation de la compatibilité électromagnétique.
- Une réduction sensible des coûts d'installation.
- Une maintenance plus aisée.

La fiabilité et la qualité du dispositif entier sont conditionnées par celles du dispositif de commande qui lui est associé. Ainsi, en termes de fiabilité algorithmique, il est nécessaire d'utiliser des techniques de contrôle de plus en plus sophistiquées, [7], [8]. En termes de fiabilité systémique, le système doit :

- Etre performant en termes de rapidité de calcul.
- Avoir une grande capacité d'intégration afin d'assurer un maximum de traitements avec un minimum de composants.
- Avoir une grande immunité aux bruits.
- Assurer une grande flexibilité de modification des structures et des techniques de contrôle.

Dans le cadre du travail détaillé dans cet article, on s'intéresse plus particulièrement à l'aspect intégration du point de vue de la commande. Afin de satisfaire les critères de fiabilité explicités précédemment, il a été choisi de mettre en place un dispositif de commande basé sur le SoC FPGA Fusion de la famille Actel (Fusion System on Chip Field Programmable Gate Array), [9]. Le principal avantage de ce composant est qu'il intègre un convertisseur analogique numérique (CAN) et une matrice FPGA au sein d'un même boîtier, ce qui permet d'implanter sur un même composant, plusieurs fonctions hétérogènes et donc assurer une grande capacité d'intégration. En outre, la matrice FPGA permet au concepteur d'implanter des architectures matérielles dédiées à l'application ce qui permet d'assurer des traitements parallèles, donc rapides. Néanmoins, les applications ne nécessitant pas un traitement rapide

peuvent être réalisées grâce au microprocesseur implantable sur la même matrice FPGA.

Le travail réalisé consiste donc à mettre au point un dispositif de commande mettant en œuvre le SoC FPGA Fusion. L'objectif est de vérifier et évaluer sa fiabilité ainsi que sa capacité d'intégration. L'actionneur électrique est modélisé par une MASAP (machine auto-synchrone à aimant permanent) associé à un frein à poudre (charge mécanique) et à un capteur de position inductif de type Resolver. La figure 1 montre la structure du dispositif mis en place.

Ce dispositif assure donc deux fonctions. L'autopilotage et la régulation des courants statoriques de la machine. La fonction d'autopilotage permet de déterminer la position instantanée du rotor de la machine et de l'imposer aux phases des courants statoriques. Pour ce faire, le capteur de position de type Resolver a été utilisé et le traitement permettant de déterminer la position a été implanté. La fonction de régulation permet de maintenir les courants statoriques aussi proches que possible de leurs références. La technique de régulation implantée est la régulation par correcteurs hystérésis.

Le premier chapitre de cet article est consacré à l'étude et la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent utilisée. Dans le second chapitre, la description ainsi que la modélisation du capteur de position Resolver ont été effectuées. Le troisième chapitre donne un aperçu sur la méthode adoptée pour extraire la position et la vitesse à partir des signaux délivrés par le Resolver. La régulation hystérésis des courants statoriques est, quant à elle, présentée dans le quatrième chapitre. Quelques résultats expérimentaux ont été fournis afin de valider les différents traitements réalisés par le dispositif de commande adopté.

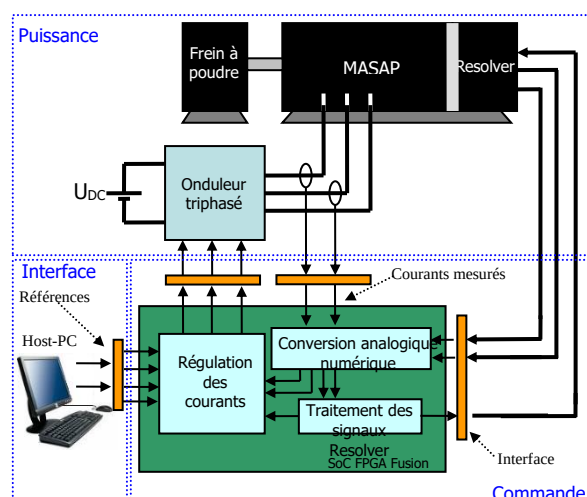
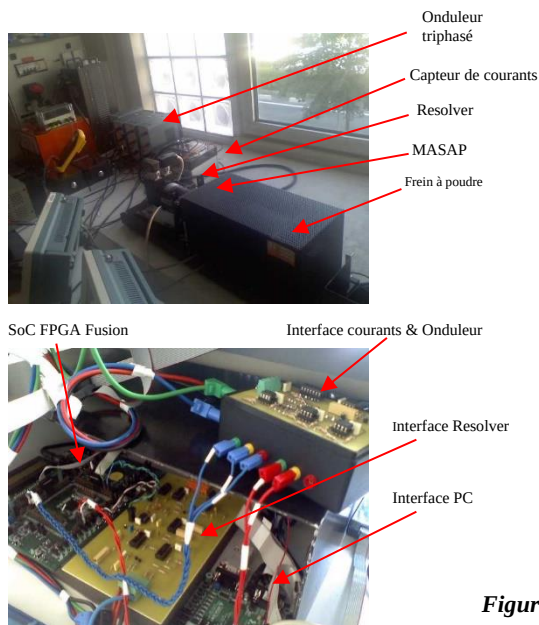


Figure 1. Structure du dispositif mis en place



II- GÉNÉRALITÉS SUR LA MASAP

Ce chapitre est consacré à l'étude de la machine synchrone autopilotée aimant permanent (ou machine auto-synchrone) MASAP. Une étude qui mettra en avant les différentes théories indispensables en vue d'une commande numérique.

A. Construction mécanique

Une MASAP est composée d'un stator comportant des enroulements triphasés et d'un rotor constitué d'un aimant permanent. Ce type de machines est de plus en plus utilisé dans de nombreuses applications industrielles grâce aux avantages apportés par l'utilisation de l'aimant permanent, à savoir

- Les progrès effectués au niveau des propriétés des matériaux magnétiques utilisés.
- Pas de bobinage rotorique.
- Pas de source de courant nécessaire pour alimenter le rotor.
- Pas de pertes joules rotoriques.

B. Représentation schématique

La figure 2 ci-dessous montre la représentation dans le plan triphasé et diphasé (d,q) des enroulements statoriques et de l'aimant permanent rotorique de la MASAP. Le passage d'un plan à l'autre se fait grâce à la transformation de Park qui sera détaillée par la suite. Les enroulements statoriques sont alimentés par des courants triphasés. Le rotor, étant constitué d'un aimant permanent, génère un flux rotorique constant.

C. Modélisation de la MASAP dans le plan de Park

1. Rappel sur la transformation de Park

Soit X_1, X_2, X_3 trois vecteurs formant en régime permanent un système sinusoïdal triphasé et équilibré. Ces

trois vecteurs peuvent être représentés par un vecteur spatial unique, [1], [12], qui s'écrit sous la forme suivante :

$$\underline{X} = K(\underline{X}_1 + \underline{X}_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \underline{X}_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2)$$

Le coefficient K introduit représente le critère de conservation d'amplitude ou de puissance. Il est égal à $2/3$ pour une conservation d'amplitude et $\sqrt{2/3}$ pour une conservation de puissance.

La transformation de Park consiste à passer d'un système triphasé à un système diphasé tournant (d, q), [1], [12]. Ce repère est constitué de deux axes : l'axe direct d et l'axe en quadrature q .

La figure 3 montre le diagramme vectoriel de cette transformation.

Du fait que ce repère de Park soit tournant à la même vitesse que le vecteur $\underline{X}$, les grandeurs X_d et X_q sont constantes. Ainsi, les équations mathématiques sur lesquelles se basent les systèmes de commande sont considérablement simplifiées.

Les coordonnées X_d et X_q s'écrivent selon la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = K[R(-\theta_{dq})] \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Où $[R(-\theta_{dq})]$ est une matrice de rotation donnée par la relation suivante :

$$[R(-\theta_{dq})] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \sin(\theta_{dq}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

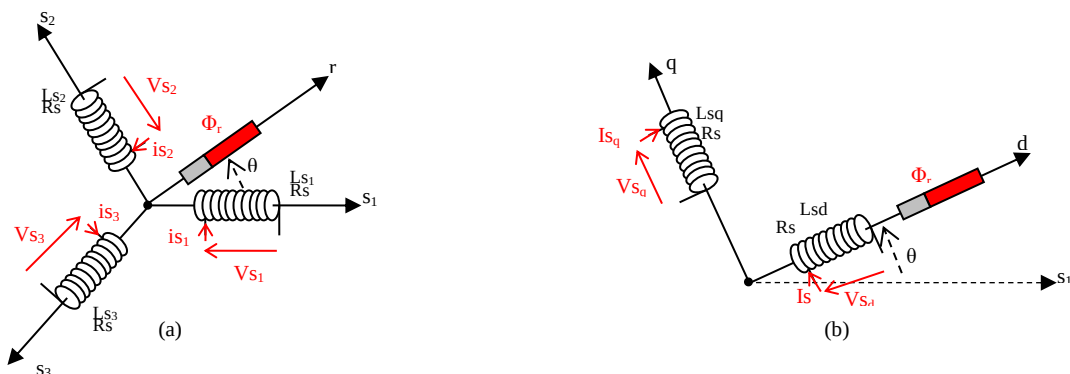


Figure 2. Représentation dans le plan triphasé (a) et dans le plan diphasé (b) des enroulements statoriques et de l'aimant permanent de la MASAP

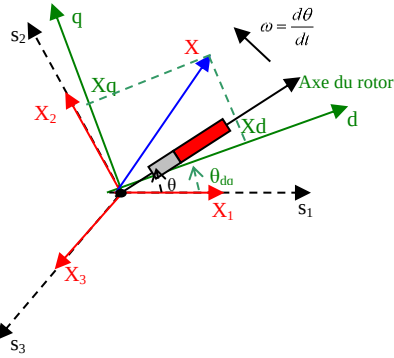


Figure 3. Diagramme vectoriel de la transformation de Park Passage triphasé - diphasé

La transformation de Park inverse consiste à passer d'un système diphasé (d,q) à un système triphasé selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \cdot \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot [R(\theta_{dq})] \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

Afin de simplifier le développement du modèle de la MASAP et en vue d'une commande efficace et précise, nous effectuons un calage de l'axe direct du repère de Park avec l'axe de référence rotorique. Autrement dit, nous imposons :

$$\theta = \theta_{dq} \quad (6)$$

2. Equations électromagnétiques de la MASAP

La figure 4 montre la représentation des flux totalisés sur les axes d et q dans un repère (d,q) bien calé sur le rotor de la machine. Ces flux s'expriment de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_{sd} \cdot I_{sd} + \Phi_r \\ \Phi_{sq} &= L_{sq} \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (7)$$

3. Equations électriques de la MASAP

Les équations électriques de la MASAP, données par le système d'équations (8), sont exprimées dans le système de coordonnées (d,q). Elles sont obtenues après avoir effectué la transformation de Park, avec conservation d'amplitude, du modèle triphasé de la machine. A noter que ce modèle diphasé est développé en tenant en compte du calage de l'axe d sur l'axe de l'aimant permanent rotorique.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d(i_{sd})}{dt} - \omega \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d(i_{sq})}{dt} + \omega \cdot L_{sd} \cdot i_{sd} + \omega \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (8)$$

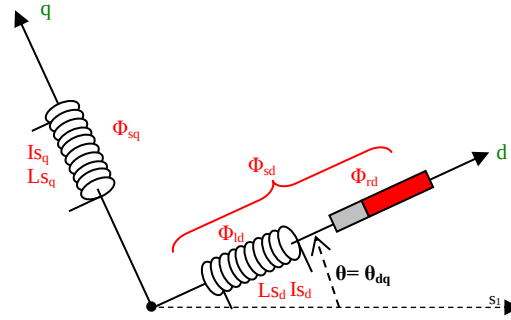


Figure 4. Représentation des flux de la MASAP dans le repère de Park

4. Equation électromécanique

L'expression mathématique du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [L_{sd} - L_{sq}] \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} + \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (9)$$

5. Equation mécanique

L'équation modélisant le comportement mécanique de la MASAP est donnée dans la relation suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \cdot \Omega - C_R \quad (10)$$

III- CAPTEUR DE POSITION RESOLVER

Un capteur de position de type Resolver [11], [2], [3], [6], est un capteur inductif utilisé pour mesurer la position du rotor d'une machine tournante. Ce type de capteurs est très utilisé dans le domaine aéronautique puisqu'il est capable de fonctionner correctement dans des environnements sévères, sous une grande plage de température et dans des milieux bruités.

Son fonctionnement est basé sur celui d'un transformateur à noyau mobile. Il est constitué d'un rotor comportant un enroulement primaire et d'un stator comportant deux enroulements secondaires montés en quadrature. La figure 5 montre la structure d'un capteur Resolver.

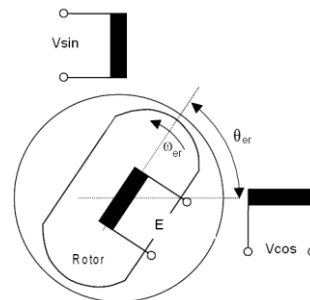


Figure 5. Structure d'un capteur Resolver



A. Principe de fonctionnement

La figure 6 résume le principe de fonctionnement du Resolver. Le primaire, alimenté par un signal d'excitation $E(t)$ haute fréquence (2 kHz à 10 kHz) carré ou sinusoïdal et tournant à la même vitesse que la machine, induit sur les deux enroulements statoriques deux tensions (V_{sin} et V_{cos}) modulées en amplitude. Les enveloppes de ces deux signaux portent l'information de la position électrique instantanée θ_{er} ainsi que la vitesse électrique ω_{er} du rotor. Ils seront donc démodulés puis traités de manière à en extraire ces informations.

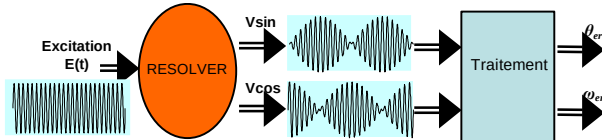


Figure 6. Principe de fonctionnement du Resolver

B. Modélisation

Soit $E(t)$ le signal d'excitation appliqué à l'enroulement rotorique primaire. Cet enroulement tourne à la même vitesse que l'arbre de la machine auquel il est mécaniquement lié. Les deux tensions induites au stator du Resolver s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{sin}(t) &= m \cdot E(t) \cdot \sin(\theta_{er}) \\ V_{cos}(t) &= m \cdot E(t) \cdot \cos(\theta_{er}) \end{aligned} \quad (11)$$

Avec m le rapport de transformation.

La figure 7 représente l'allure des signaux V_{sin} et V_{cos} à la sortie du capteur dans le cas où le signal d'excitation est sinusoïdal.

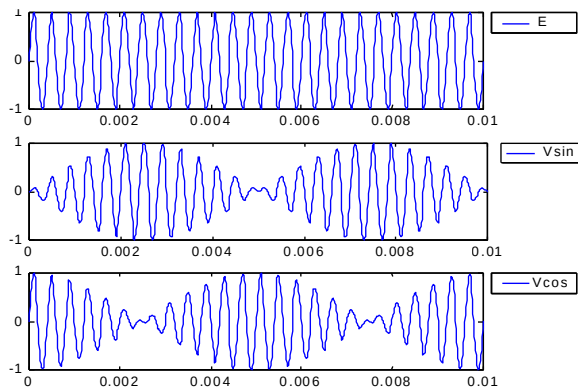


Figure 7. Allure des signaux primaire/secondaire du Resolver

IV- TRAITEMENT DES SIGNAUX RESOLVER

L'algorithme de traitement des signaux Resolver, implanté sur la cible SoC FPGA utilisée, consiste à extraire la position et la vitesse du rotor à partir des signaux V_{sin} et V_{cos} . Comme le montre la figure 8, ce traitement est

effectué en deux temps. Premièrement, et après une conversion analogique numérique (CAN), une démodulation des signaux Resolver est réalisée. A l'issue de cette opération, les enveloppes de ces signaux sont extraites et deux signaux *sinus* et *cosinus* sont générés. La seconde étape consiste à extraire la position ainsi que la vitesse à partir des deux signaux démodulés.

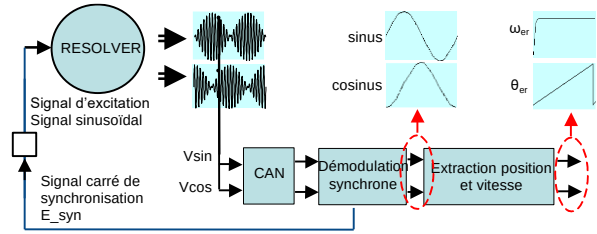


Figure 8. Schéma synoptique du traitement des signaux Resolver

A. Démodulation synchrone

La démodulation synchrone mise en œuvre consiste à extraire les enveloppes *sinus* et *cosinus*, à partir des signaux V_{sin} et V_{cos} . La méthode de démodulation adoptée dans le cadre de cette application est la démodulation par détection de la crête [2]. Cette méthode consiste à échantillonner puis convertir (en utilisant le CAN intégré dans le SoC utilisé) les crêtes des signaux en entrée afin de ne garder que les points représentant les enveloppes.

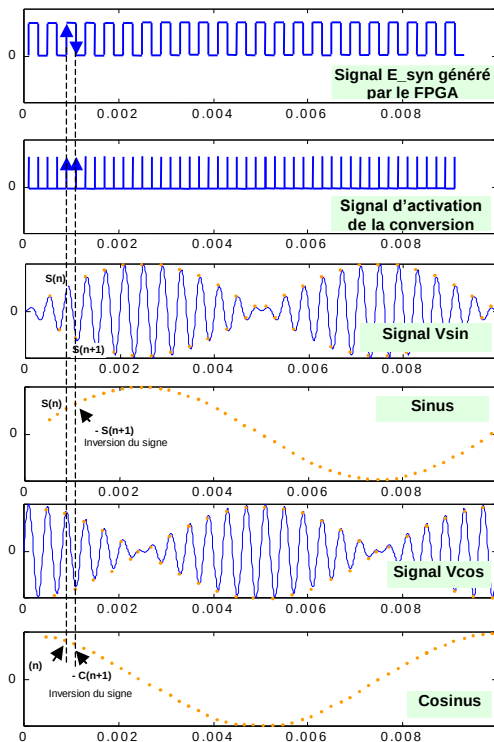


Figure 9. Principe de fonctionnement de la démodulation synchrone par détection de la crête

Le signal d'excitation E utilisé est un signal sinusoïdal rigoureusement synchronisé avec le signal carré E_syn généré par le FPGA. Ainsi, les instants d'échantillonnage sont programmables en fonction du déphasage entre le front du signal E_syn et la crête à échantillonner. La valeur de ce déphasage dépend du capteur de position utilisé et est supposée constante. La figure 9 résume le principe de la démodulation synchrone mise en œuvre. Dans ce cas de figure, le déphasage explicité précédemment est supposé nul. A chaque période d'échantillonnage (correspondant à chaque front du signal E_syn), on échantillonne la crête du signal analogique d'entrée, et ainsi, on reconstitue l'enveloppe des signaux modulés en amplitude. Le signe de la crête négative est inversé, ce qui permet d'augmenter la précision de la démodulation.

B. Détermination de la position et de la vitesse

Deux methodes d'extraction peuvent être utilisées, la méthode trigonométrique [4], [10] et la méthode par la poursuite d'angle ATO (Angle Tracking Observer) [3], [6].

1. Méthode trigonométrique

Cette méthode consiste à calculer l'arctangente du rapport entre les signaux démodulés,

$$\theta_{er} = \text{atan}(\frac{\text{sinus}}{\text{cosinus}}) \quad (12)$$

Cette méthode permet d'extraire uniquement la position. Il est donc indispensable d'implanter un traitement en aval pour extraire la vitesse. De plus, l'implantation numérique d'une telle fonction trigonométrique fait appel à une table stockée dans une mémoire. L'inconvénient dans ce cas est que la taille de la mémoire augmente exponentiellement avec la précision (précision sur $n\text{Bit}$; taille = $2^{n\text{Bit}}$). Afin de remédier à cette limitation, il existe une alternative qui consiste à utiliser un algorithme CORDIC (COordinate Rotation Digital Computer) [4], [5], [10]. Cet algorithme calcule par itérations successives des fonctions trigonométriques (sinus, cosinus, tangente, arctangente...) en n'utilisant que des multiplications ou divisions par des puissances de 2, ce qui se traduit en logique numérique par des décalages de bit à gauche ou à droite.

2. Méthode de poursuite d'angle ATO

Quant à la méthode de poursuite d'angle ATO, elle est la plus couramment utilisée. C'est notamment la méthode utilisée par les RDCs (Resolver to digital converters), [6]. Comparée à la méthode trigonométrique, elle délivre, à la fois, la position du rotor et sa vitesse de rotation avec une très bonne précision.

Le principe de fonctionnement repose sur une boucle d'asservissement. Comme le montre la figure 10, cette boucle compare en permanence l'angle réel θ_r , issue des signaux Sinus et Cosinus, à un angle estimé θ_e , généré localement de façon à annuler l'erreur d'observation ε et

d'en déduire alors la position électrique du rotor θ_{er} et la vitesse ω_{er} .

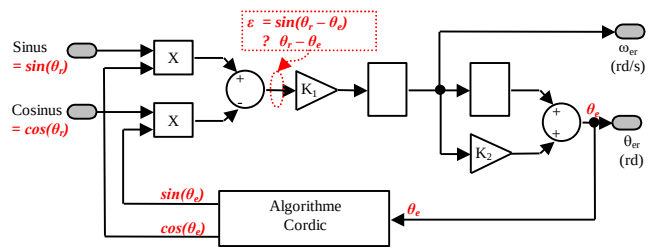


Figure 10. Schéma fonctionnel de la boucle d'asservissement

L'expression mathématique de l'erreur d'observation est donnée par la relation (13).

$$\varepsilon = \sin(\theta_r - \theta_e) = \sin \theta_r \cos \theta_e - \cos \theta_r \sin \theta_e \quad (13)$$

Pour de petites variations de l'angle estimé par rapport à l'angle réel, cette erreur d'observation peut être linéarisée et être considérée égale à $\theta_r - \theta_e$.

$$\varepsilon = \sin (\theta_r - \theta_e) \approx \theta_r - \theta_e \quad (14)$$

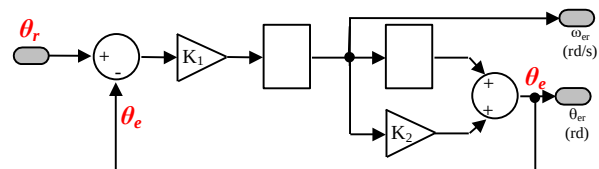


Figure 11. Boucle d'asservissement ATO après linéarisation

La figure 11 montre le schéma de la boucle d'asservissement après avoir linéarisé l'erreur d'observation.

La fonction de transfert de la boucle d'asservissement linéarisée s'écrit comme suit :

$$H(s) = \frac{\theta e(s)}{\theta r(s)} = \frac{k_1 (1 + k_2 s)}{s^2 + k_1 k_2 s + k_1} \quad (15)$$

Il s'agit d'un système du second ordre dont la dynamique (bande passante et amortissement) est réglée par les coefficients K1 et K2. Le réglage de ces coefficients est effectué en se basant sur un cahier des charges qui définit les contraintes en terme de rapidité d'estimation.

3. Cahier des charges

- **Bande passante :** On définit une accélération maximale $a_{\max}$ donnée par le rapport entre la vitesse maximale du moteur sur la durée avec laquelle on souhaite atteindre cette vitesse. On définit également une erreur de position admissible ε_0 .

La valeur du gain K1 est : $K1 = a_{\max} / \varepsilon_{\theta}$

Dans ce cas la bande passante est $\omega_{BP} = \sqrt{K1}$



- Rapidité : En se fixant le temps de réponse à 5% souhaité T_r et en utilisant les abaques on obtient le coefficient d'amortissement nécessaire ξ . La valeur de K_2 est donc : $K_2 = 2\xi / \omega_{BP}$

En vue d'un traitement numérique des signaux Resolver, l'étape de discrétisation de la boucle d'asservissement ATO est indispensable. L'intégration analogique $1/s$ est remplacée par son équivalent en temps discret : $1/s \Leftrightarrow T_e / (z - 1)$ méthode d'intégration Forward-Euler. T_e étant la période d'échantillonnage. La figure 12 montre le schéma fonctionnel du modèle discret de la boucle d'asservissement ATO.

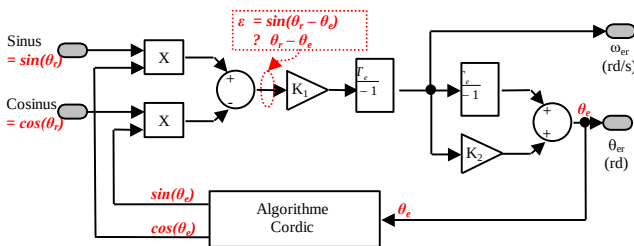


Figure 12. Modèle discret de la boucle d'asservissement ATO

La fonction de transfert en z de la boucle ouverte s'écrit donc comme suit,

$$FT_{BO}(z) = \frac{\theta_e(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{k_1.k_2.T_e z + k_1.T_e^2 - k_1.k_2.T_e}{z^2 - 2z + 1} \quad (16)$$

La figure 13 montre la réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte. Elle donne une indication sur le degré de stabilité du système. Avec les valeurs des coefficients K_1 et K_2 utilisées, nous obtenons une marge de phase avoisinant 56° , ce qui assure, en boucle fermée, une stabilité satisfaisante.

La fonction de transfert en z de la boucle fermée s'écrit quant à elle comme suit,

$$H(z) = \frac{\theta_e(z)}{\theta_i(z)} = \frac{k_1.k_2.T_e z + k_1.T_e^2 - k_1.k_2.T_e}{z^2 + z.(k_1.k_2.T_e - 2) + 1 + k_1.T_e^2 - k_1.k_2.T_e} \quad (17)$$

Les figures 14 et 15 montrent respectivement la réponse indicielle du système et la réponse à une accélération.

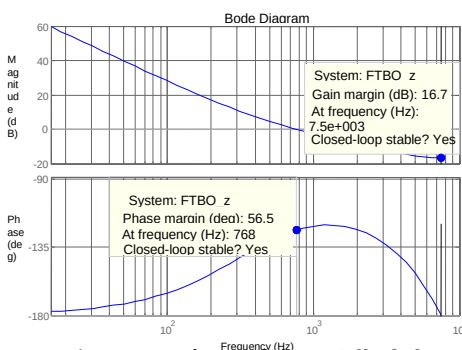


Figure 13. Réponse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte

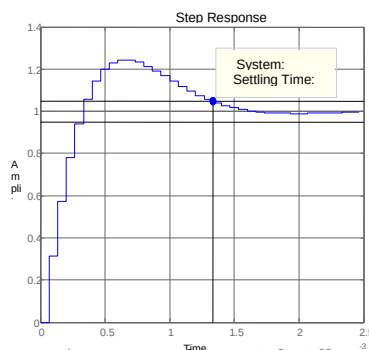


Figure 14. Réponse indicielle en boucle fermée

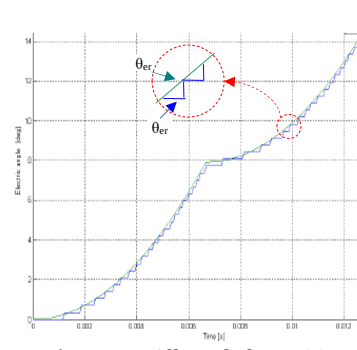


Figure 15. Allure de la position - Réponse à une accélération

4. Choix de la méthode d'extraction

Dans le cadre de l'application réalisée, nous avons opté pour la méthode de traitement ATO pour les raisons suivantes,

- Système moins sensible au rapport signal sur bruit.
- Extraction à la fois la position angulaire et la vitesse de rotation de façon précise et régulière (sans discontinuités).
- Le système étant d'ordre 2, il se caractérise par une erreur de poursuite nulle en régime permanent et aucune erreur de position à vitesse constante. Seul apparaît des erreurs sur la position en phase d'accélération.
- Possibilité de réglage de la dynamique d'observation.

V- COMMANDE NUMERIQUE DE LA MASAP ASSOCIEE AU CAPTEUR RESOLVER

Le dispositif de commande de la MASAP assure deux fonctions. L'autopilotage et la régulation des courants. La fonction d'autopilotage permet d'imposer aux courants statoriques une phase définie à partir de la position rotorique obtenue après traitement des signaux Resolver. La fonction de régulation permet de maintenir les courants statoriques aussi proches que possible de leurs références. Parmi les techniques de régulation les plus couramment utilisées, on distingue le contrôle ON/OFF, le contrôle prédictif, le contrôle par des régulateurs PI et le contrôle par mode de glissement [7], [8]. Dans le cadre de ce travail, on s'intéressera particulièrement à l'implantation de la technique de contrôle ON/OFF et plus précisément celle utilisant des correcteurs hystérésis. Cette stratégie constitue le moyen le plus simple pour assurer une bonne régulation des courants dans la machine.

La régulation par hystérésis [8] permet de réguler indépendamment les trois courants statoriques au moyen de correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs déterminent les états des signaux de commande de l'onduleur en fonction

de l'écart d'erreur entre les courants de référence et les courants mesurés. Il s'agit d'une comparaison qui tient compte d'une bande d'hystérésis. L'objectif est donc de maintenir l'écart d'erreur entre la mesure et la référence dans cette bande d'hystérésis. La fréquence des signaux de commande générés est variable, ce qui présente une contrainte pour l'onduleur et plus particulièrement pour les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor). En effet, les pertes par commutation, liées à ces interrupteurs de puissance, sont d'autant plus importantes que la fréquence de commutation est grande. Cette stratégie de commande est tout de même avantageuse du point de vue précision et rapidité de régulation.

La figure 16 représente le schéma de principe de la commande à développer. A partir de la position électrique du rotor, délivrée par l'algorithme ATO, et des constantes de référence I_{sd}^* et I_{sq}^* , on génère grâce à la transformation de Park inverse, des courants de référence triphasés. Les régulateurs hystérésis génèrent par la suite les signaux de commande dédiés à la commande des interrupteurs de l'onduleur.

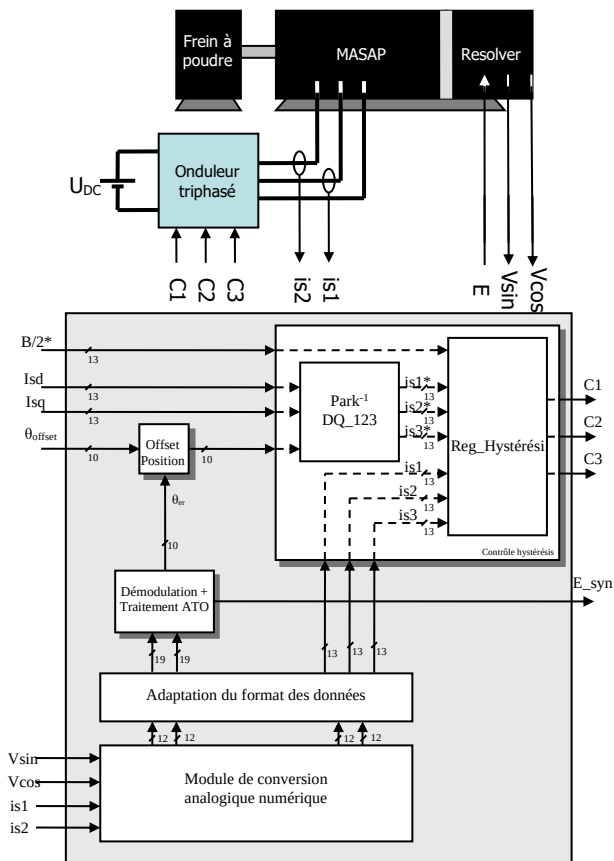


Figure 16. Schéma de principe de la commande par régulateurs hystérésis

Remarques :

- Tous les calculs se font à chaque période d'échantillonnage. La valeur de cette dernière a été choisie de façon à ce que tous les traitements soient synchronisés avec les fronts du signal E_{syn} (synchronisation avec l'excitation du Resolver). Avec

une fréquence de E_{syn} égale à 10kHz, la valeur de T_e est donc égale à 50µs.

- Pour des raisons d'efficacité de la commande, on tient compte de la position Offset entre la position réelle du rotor et l'axe direct du repère de Park (procédure de calage de l'axe direct sur l'axe du rotor).

A. Module de conversion analogique numérique

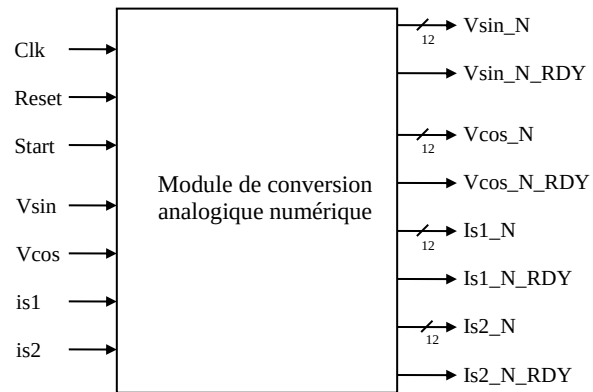


Figure 17. Module de conversion analogique numérique – entrées/sorties.

Le module de conversion analogique numérique, présenté dans la figure 17, permet de convertir en numérique les signaux issus du Resolver et ceux issus des capteurs de courants. Ce module exploite le CAN intégré dans le SoC FPGA Fusion [9]. Etant donné que ce dernier ne dispose que d'un seul convertisseur, le processus de conversion est donc séquentiel. Le diagramme présenté dans la figure 18 résume le processus séquentiel de conversion.

L'activation se fait au moyen d'une impulsion sur le signal Start. Une fois la conversion d'un signal est terminée, le résultat correspondant est enregistré et une impulsion est envoyée sur le signal xxx_RDY correspondant.

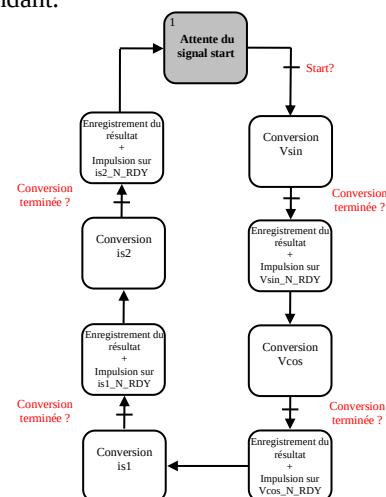


Figure 18. Diagramme fonctionnel du processus de conversion

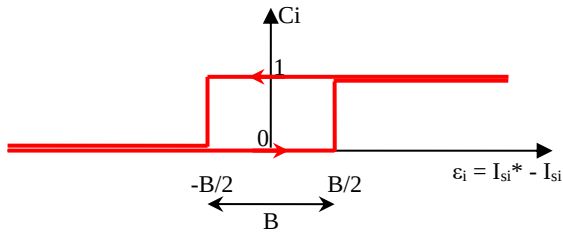


Une fois les résultats de conversion sont enregistrés, on procède à une adaptation du format des données. En effet, cette étape permet d'adapter les résultats de conversion aux formats virgule fixe adoptés. Dans ce cas de figure, il s'agit d'une adaptation à un format 19 bits pour le traitement ATO et une adaptation au format 13 bits pour la partie régulation.

B. Régulateur hystérésis

L'algorithme de commande génère les signaux de commande pour l'onduleur triphasé. Grâce au régulateurs hystérésis utilisés, ces signaux de commande seront calculés à chaque période d'échantillonnage en comparant l'écart, entre les courants de référence et ceux mesurés, à une bande d'hystérésis.

1. Principe de fonctionnement



C_i : signal de commande pour la phase i (1,2,3)
 ε_i : écart entre courant de référence et courant mesuré
 I_{si}^* : courant de référence
 I_{si} : courant mesuré

Figure 19. signal de commande généré par le régulateur hystérésis

La figure 19 représente la caractéristique statique régulateur hystérésis : signal de commande en fonction de l'écart entre le courant de référence et le courant mesuré. A chaque période d'échantillonnage T_e , on calcule l'écart $\varepsilon_i = I_{si}^* - I_{si}$ (I_{si}^* étant le courant de référence et I_{si} le courant mesuré). Trois cas de figure sont possibles :

(Cas 1) Si l'écart ε_i est supérieur à $B/2$, cela veut dire que le courant I_{si} au stator de la machine doit augmenter. Pour cela, on met à '1' le signal de commande du convertisseur.

(Cas 2) Si cet écart est dans la bande $-B/2 < \varepsilon_i < B/2$, on ne change pas l'état de la commande.

(Cas 3) Si par contre cet écart est inférieur à $-B/2$, cela veut dire que le courant au stator a dépassé la bande permise et est supérieur à celui de référence. On doit donc mettre le signal de commande à '0' pour le diminuer.

2. Modélisation

Soit les variables logiques a_i , b_i et C_{ip} dont les états sont tels que :

$$\begin{aligned} a_i &= 0 & \text{si} & |\varepsilon_i| = |I_{si}^* - I_{si}| < B/2. \\ a_i &= 1 & \text{sinon.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_i &= 0 & \text{si} & \varepsilon_i < 0. \\ b_i &= 1 & \text{sinon.} \end{aligned}$$

$C_{i[n-1]}$: état précédent du signal de commande à la période d'échantillonnage précédente.

Les équations logiques des signaux de commandes (relations 18,19 et 20) sont obtenues en s'aidant de la table de vérité suivante :

Tableau 1
Table de vérité définissant l'état du signal C_i

a_i	b_i	$C_{i[n-1]}$	C_i	signification
0	0	0	0	Mémorisation
0	0	1	1	Mémorisation
0	1	0	0	Mémorisation
0	1	1	1	Mémorisation
1	0	0	0	Mise à '0' pour diminuer le courant
1	0	1	0	Mise à '0' pour diminuer le courant
1	1	0	1	Mise à '1' pour augmenter le courant
1	1	1	1	Mise à '1' pour augmenter le courant

$$C_1 = C_1[n-1] \cdot \bar{a}_1 + a_1 \cdot b_1 \quad (18)$$

$$C_2 = C_2[n-1] \cdot \bar{a}_2 + a_2 \cdot b_2 \quad (19)$$

$$C_3 = C_3[n-1] \cdot \bar{a}_3 + a_3 \cdot b_3 \quad (20)$$

VI VALIDATION EXPERIMENTALE

Le dispositif expérimental, mis en place pour valider l'algorithme de commande de la MASAP associée au capteur de position Resolver, est présenté dans la figure 1. La partie puissance est composée des éléments suivants :

- Une MASAP: 0.8kW, 220V étoile, 2.5Nm, 3000 tr/min
- Un Resolver : Fréquence d'excitation $F_{exc} = 10\text{kHz}$
- Une charge mécanique : Frein à poudre
- Un Onduleur triphasé : Onduleur SEMICRON avec les modules IGBT SKM 50GB123D
- Un autotransformateur
- Capteur de courants : Carte ARCTU3I

La partie commande est composée du SoC FPGA Fusion ASF600 de la famille Actel (600000 portes logiques élémentaires), [9]. La figure 20 montre son architecture interne.

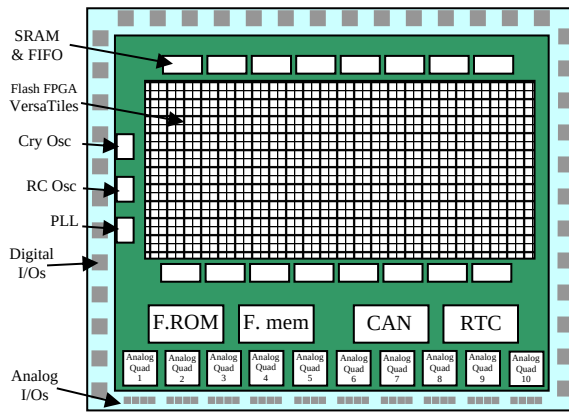


Figure 20. Architecture interne du SoC FPGA Fusion

Le tableau 2 montre les performances de la commande numérique implantée en termes de ressources matérielles et ressources temporelles.

Tableau 2 : Ressources matérielles et temporelles de la commande implantée

RESSOURCES	% ressource matérielles (total: 13824 cellules)	Temps d'exécution CLK = 50MHz
Module de conversion analogique numérique 1 block FM + 4 analog quads + 1 CAN interne 12-bit	1.48 % (205 cellules)	Temps de conversion du CAN $T_{CAN} = 1.36\mu s$
Traitement des signaux Resolver Démodulation synchrone Angle Tracking Observer	25.16 % (3478 cells)	$T_{TSR} = 1.56\mu s$
Contrôle hystérésis Transformation DQ-123 Régulateurs hystérésis	16 % (1242 cells)	$T_{CC} = 1.06\mu s$
Architecture globale Total	47.01 % (6499 cells)	$4 * T_{CAN} + T_{CC} = 6.5\mu s$

Les résultats expérimentaux représentés par la suite ont été obtenus pour les références suivantes :

- $I_{sd}^* = 0\text{ A}$
- $I_{sq}^* = 3\text{ A}$
- Demi bande hystérésis $B/2 = 0\text{ A}$
- Offset de position = 0 rd

la figure 21 représente les résultats expérimentaux liés au traitement des signaux du Resolver.

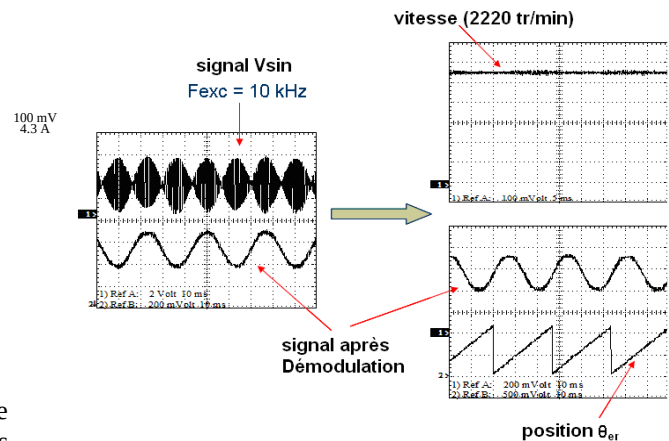


Figure 21 : validation expérimentale traitement ATO

La figure 22 représente l'allure des courants de référence et ceux mesurés ainsi que celle de la tension au stator de la MASAP.

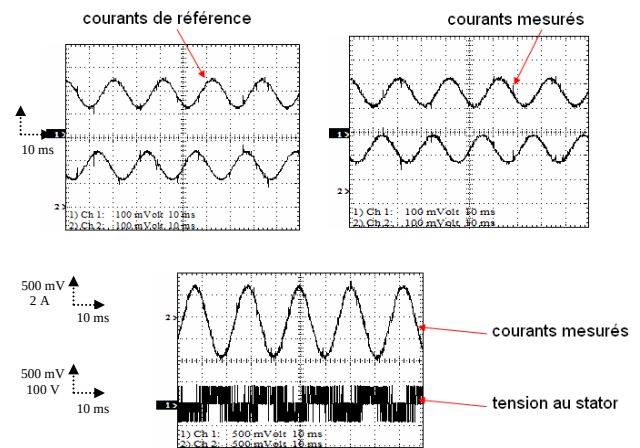


Figure 22. Validation expérimentale – régulation hystérésis

VII CONCLUSION

Le travail présenté dans cet article décrit le dispositif de commande d'actionneur électrique mis en place. Il s'agit, dans ce cas, d'un banc d'essais permettant de commander une machine synchrone à aimant permanent (MASAP) associée à un capteur de position Resolver. Ce dispositif expérimental permet d'évaluer la capacité d'intégration du SoC FPGA Fusion utilisé et dans lequel ont été implantés les algorithmes nécessaires à l'autopilotage et à la régulation des courants statoriques de la machine.



Dans un premier temps, l'étude et la modélisation de la MASAP ont été effectuées. Ensuite, le principe de fonctionnement du capteur de position Resolver ainsi que sa modélisation ont été détaillés. Le traitement et l'extraction de la position et de la vitesse à partir des signaux Resolver ont, par la suite, été présentés. L'algorithme de commande de la MASAP a été décrit avant de présenter quelques résultats expérimentaux obtenus.

L'algorithme de commande de la MASAP et l'algorithme de traitement des signaux Resolver ont été implantés sur le FPGA Fusion ($\approx 50\%$ de la matrice FPGA Fusion AFS600). Malgré la complexité de ces algorithmes, nous obtenons des temps d'exécution très courts ($\approx 6.5\mu s$), dont la plus grande partie est imputable au temps de conversion du CAN. Ce qui rend ce système de commande à la fois rapide et compact, donc plus fiable.

RÉFÉRENCES

- [1] "Actionneurs Electriques Principes – Modèles de commande" Guy GRELLET–Guy CLERC Edition Eyrolles 1997
- [2] K. Bouallaga, L. Idkhajine, Antonio Prata, Eric Monmasson "Demodulation Methods on Fully FPGA-Based System for Resolver Signals Treatment", Conférence EPE'07, Alborg, Danemark, 2-5 Septembre. 2007.
- [3] R. Hoseinnezhad and P. Harding, "A Novel Hybrid Angle Tracking Observer for Resolver to Digital Conversion", Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, December, 2005, pp. 7020-7025
- [4] R. Andraka, "A survey of CORDIC algorithms for FPGAs", in Proc. ACM/SIGDA Conf., 1998, pp. 191-200.
- [5] Cordic, documentation Wikipedia <http://fr.wikipedia.org/wiki/CORDIC>
- [6] Resolver to Digital Converter, fournisseur Analog Devices :http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/SDCRDC1740_1741_1742.pdf
- [7] E. Monmasson, J. Faucher, "Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle destinée au pilotage d'un onduleur triphasé", (I) Revue 3EI, n°8, pp23-63, mars 1998
- [8] M-W. Naouar, E. Monmasson, A. A. Naassani, "FPGA-Based Current Controllers for AC Machine Drives – A Review", IEEE Trans. Indus. Electron., VOL. 54, NO. 4, AUGUST 2007
- [9] Fusion FPGA Description, 2007: <http://actel.com/techdocs/ds/default.aspx#general>
- [10] M. Abdellatif, I. Bahri, I. S. Belkhodja, "PLL or Cordic for DFIG-based wind turbine" SSD 2007
- [11] H. Razik, "Le Resolver ou Capteur électromécanique", revue 3EI, vol.5, n°16, pp. 47-50
- [12] "Le moteur asynchrone, simulations", par Alain Cunière, Académie de Créteil et Gilles Feld, ENS de Cachan.

Méthodologie de développement des tests pour une application de contrôle d'un système électrique embarqué pour l'aéronautique

Jean-Yves MIDY

Ingénieur études électroniques Direction du Développement Thales Avionics Electrical Systems

41 Bd de la République 78400 Chatou

jean-yves.midy@fr.thalesgroup.com

Résumé : Augmenter la sécurité, réduire les coûts, la masse embarquée, gérer l'énergie sont autant de critères qui conduisent les systèmes électriques embarqués à bord des avions, à devenir de plus en plus complexes. Les solutions électroniques pour la gestion et le contrôle de ces systèmes s'orientent donc vers des solutions de plus en plus numériques. Bénéficiant des progrès technologiques des FPGA, les algorithmes de contrôle/régulation de ces systèmes, écrits dans le langage standard VHDL, dispose d'un support adapté à cette complexité. Ce constat impose de nouvelles approches de simulation et oriente les axes d'étude et de développement. La stratégie de simulation, l'élaboration des tests doivent être imaginées pour réduire les cycles de développement tout en répondant à des exigences complexes. Cet article, dans le cadre d'une application de démarrage d'un moteur, déploie la méthodologie pour créer un environnement de test pour la régulation du courant de démarrage.

I. Contexte des systèmes électriques continus embarqués, démarrage moteur et génération.

Dans les avions et les hélicoptères petits porteurs, l'énergie électrique continue est généralement fournie à partir de génératrices à courant continu qui alimentent différentes charges connectées à la barre principale (MAIN BUS) du réseau de bord. Ces charges sont principalement des pompes hydrauliques entraînées par des moteurs électriques, des systèmes de pilotage, des commandes de vols, des moto ventilateurs, et des charges commerciales (éclairage,...). L'ensemble de ces charges variant, dans la gamme de puissance définie, la tension du réseau électrique doit toujours être maintenue stable. Dans le cas d'un réseau électrique continu, les boîtiers de contrôle, appelés GCU (Generator Control Unit), assurent cette fonction de régulation ainsi que la protection du réseau et celle du générateur.

Sur ces petits porteurs, pour démarrer les moteurs de l'aéronef, la réversibilité des machines à courant continu nous permet d'utiliser la même machine en tant que démarreur (on parle alors de génératrice – démarreur) et les boîtiers GCU intègrent la fonction de démarrage des turbines.

Ce type de système électrique se définit donc par l'association d'une machine tournante et de son électronique, cet ensemble assurant :

- le démarrage du moteur de l'avion, le mode démarreur
- la régulation de la tension du réseau, le mode générateur
- la transition du mode moteur au mode générateur de la machine.

En mode démarreur, le GCU a pour fonction de maintenir le courant d'induit (I) à une valeur de

référence. Pour cela le GCU contrôle le courant d'excitation par le biais d'un hacheur série qui pilote le circuit d'excitation de la machine. Ce fonctionnement constitue une aide au démarrage en assurant une puissance constante et un contrôle du couple.

En mode générateur, le but du GCU est de maintenir la tension continue délivrée par la génératrice, notée U_{por} (point of regulation), à 28V avec une précision de $\pm 2\%$. Cette tension est contrôlée, comme pour le mode démarreur, via la tension d'excitation.

Le GCU gère la transition, liaison entre la fin du démarrage et la phase de génération. Une fois le moteur thermique démarré, le contacteur de démarrage (SC) s'ouvre. La machine à courant continu est à son tour entraînée, elle fonctionne alors en génératrice. Si toutes les conditions sont réunies, la génératrice pourra être connectée au réseau via le contacteur de ligne (LC) et alimenter le réseau électrique de l'appareil (figure 1).

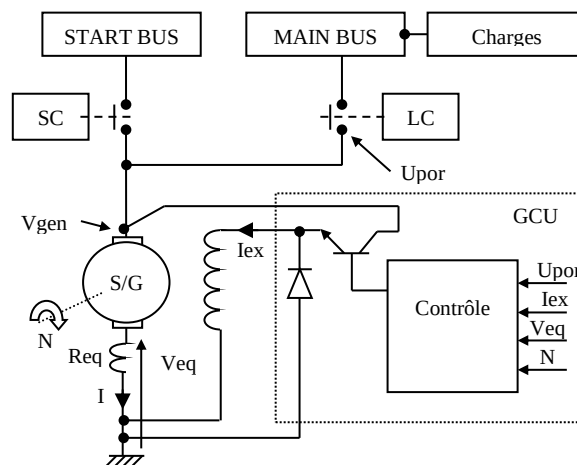


Figure 1 : Exemple de réseau électrique mono canal

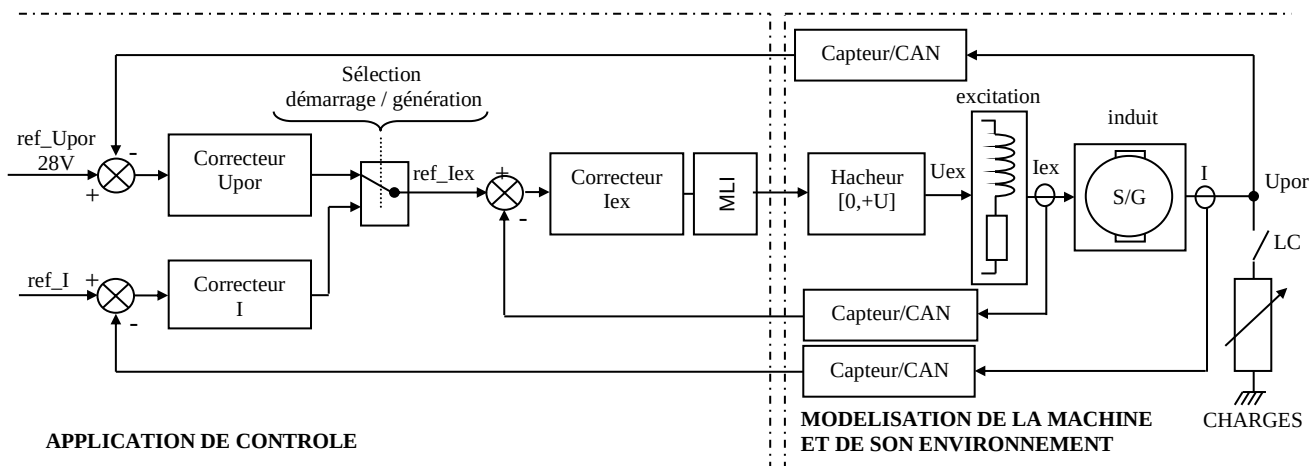


Figure 2 : synoptique de contrôle et frontières de modélisation

Pour les systèmes électriques embarqués, la demande des avionneurs conduit à une complexité croissante, pour des besoins de réduction de masse, d'intégration, de réduction de coûts et évidemment de sécurité.

Les solutions électroniques pour la gestion et le contrôle de ces systèmes s'orientent donc vers des solutions de plus en plus numériques. Par leur nature même, les applications de contrôle et de régulation, ont de très forts aspects « temps réel » et posent évidemment la question de la parallélisation des tâches. A ce titre, avec l'essor des FPGA et l'extension de leurs matrices programmables (qui se chiffrent en millions de portes logiques), les algorithmes de contrôle/régulation, écrits dans le langage standard VHDL, bénéficient avec le FPGA, d'un support d'implantation adapté à une application complexe.

Ce constat impose de nouvelles approches de simulation et oriente les axes d'étude et de développement. La stratégie de simulation va consister à diviser l'application pour mieux la simuler. En d'autres termes, il s'agit de préciser très tôt sa hiérarchie dans le cycle de conception. Parallèlement, l'élaboration de tests doit être menée de façon à fournir l'environnement de simulation permettant la validation des exigences. La constitution du « test bench » en devient tout aussi importante que l'application elle-même.

II. Le test bench, modèle de la machine et de son environnement.

Le synoptique de la figure 2 représente le système global et indique la frontière entre l'application et la modélisation du processus. La figure 3 schématise l'environnement de simulation ; l'application de contrôle munie de son test.

Concrètement, ce test bench contient le modèle de la machine (uniquement en démarreur pour cet article), le hacheur de tension ainsi que les capteurs.

TEST BENCH

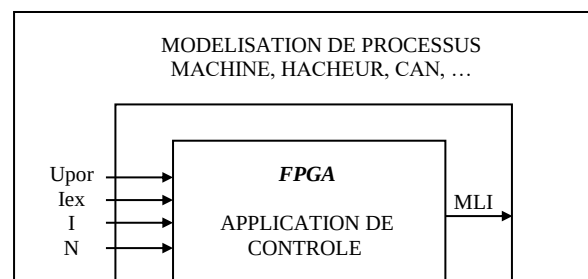


Figure 3 : Environnement de simulation : le TEST BENCH

synthétisable (non implantable dans un FPGA) a pour but de stimuler l'application de contrôle et de vérifier les performances attendues. Les nombres y sont écrits dans le format réel (en VHDL, le type REAL) sans contraintes au niveau de la quantification et permettant d'obtenir une grande précision. Seuls les signaux faisant l'interface entre le test bench et l'application (implantée dans le FPGA) doivent être convertis dans un format 12 bits en virgule fixe.

III. L'Application de contrôle

Dans la pratique, c'est la partie numérique du système, elle est implantée dans un FPGA. L'application est cadencée par la fréquence d'échantillonnage (F_e) et par l'horloge de calcul (F_c).

Le convertisseur analogique numérique (CAN), présent sur la carte électronique, impose le format de conversion pour toutes les grandeurs à acquérir. Les calculs sont effectués en virgule fixe.

Deux fonctionnements exclusifs l'un de l'autre sont possibles, suivant la phase sélectionnée (démarrage ou génération) correspondant à deux boucles de régulation, l'une pour la tension U_{por} (génération) l'autre pour la régulation du courant d'induit (démarrage). Dans les deux cas ces boucles fournissent la référence (ref_I_{ex}) à la boucle interne de courant I_{ex} qui fournit la tension de commande U_{ex} au circuit d'excitation.

En sortie une modulation de largeur d'impulsion (MLI) est produite et envoyée vers la commande du transistor de découpage (hacheur). Cette partie « application de contrôle » n'est pas abordée, car très classique, dans la suite de l'article pour se concentrer sur la conception du test bench.

IV. Méthodologie de développement .

Cette méthodologie, illustrée par la figure 4, démarre par le recensement des exigences du cahier des charges système. Celles ci sont redistribuées et allouées aux sous-ensembles : deux modélisations sont entreprises dans un environnement de type Matlab/Simulink, dans le domaine continu :

- le modèle de l'application de contrôle
- le modèle du processus (la machine) et de son environnement (le hacheur, le CAN,...)

Ces deux modèles sont ensuite réunis au niveau supérieur dans un modèle du système pour une simulation fonctionnelle sous Simulink qui validera leur intégration et le respect des exigences système. Cela constitue le témoin algorithmique qui servira de référence pour les autres étapes de la méthodologie.

Règle et point de modélisation important : lors de la construction des modèles de l'application et du processus, la granularité, c'est à dire la décomposition des modélisations en opérateurs élémentaires doit rendre les modèles aisément traduisibles en langage VHDL. Par exemple, les fonctions de transfert doivent être modélisées par des gains, des additions, des multiplications et non sous leurs formes très synthétiques fournies par les toolbox Simulink.

L'association de ces opérateurs élémentaires permettra de constituer des modules (on pourrait parler également de composants) et finalement de structurer le modèle complet autour de ces modules. Ceux-ci trouveront leurs équivalents en VHDL sous la forme de « composants » qui pourront être rassemblés dans une bibliothèque.

Les modèles continus sont ensuite discrétisés, toujours sous Simulink. Pour le modèle de l'application de contrôle, les grandeurs analogiques d'entrée sont quantifiées puisque les formats manipulés le sont en virgule fixe. Les choix de formats de nombre, de fréquence d'échantillonnage pourront alors être confirmés.

Le modèle VHDL et le code résultant sont la traduction des modèles Simulink discrétisés. La granularité étant au bon niveau, comme le suggère la règle énoncée, l'effort de conception est porté principalement dans Matlab/Simulink.

Chaque module constituant d'un modèle est testé unitairement, c'est à dire qu'il doit posséder son propre test bench.

Les travaux d'intégration des deux modèles VHDL vérifient que les interfaces, les formats, les dynamiques sont compatibles. L'application de contrôle et le test bench sont rassemblés dans une simulation fonctionnelle dont les résultats sont à rapprocher du témoin algorithmique obtenu sous Simulink dans le domaine discret.

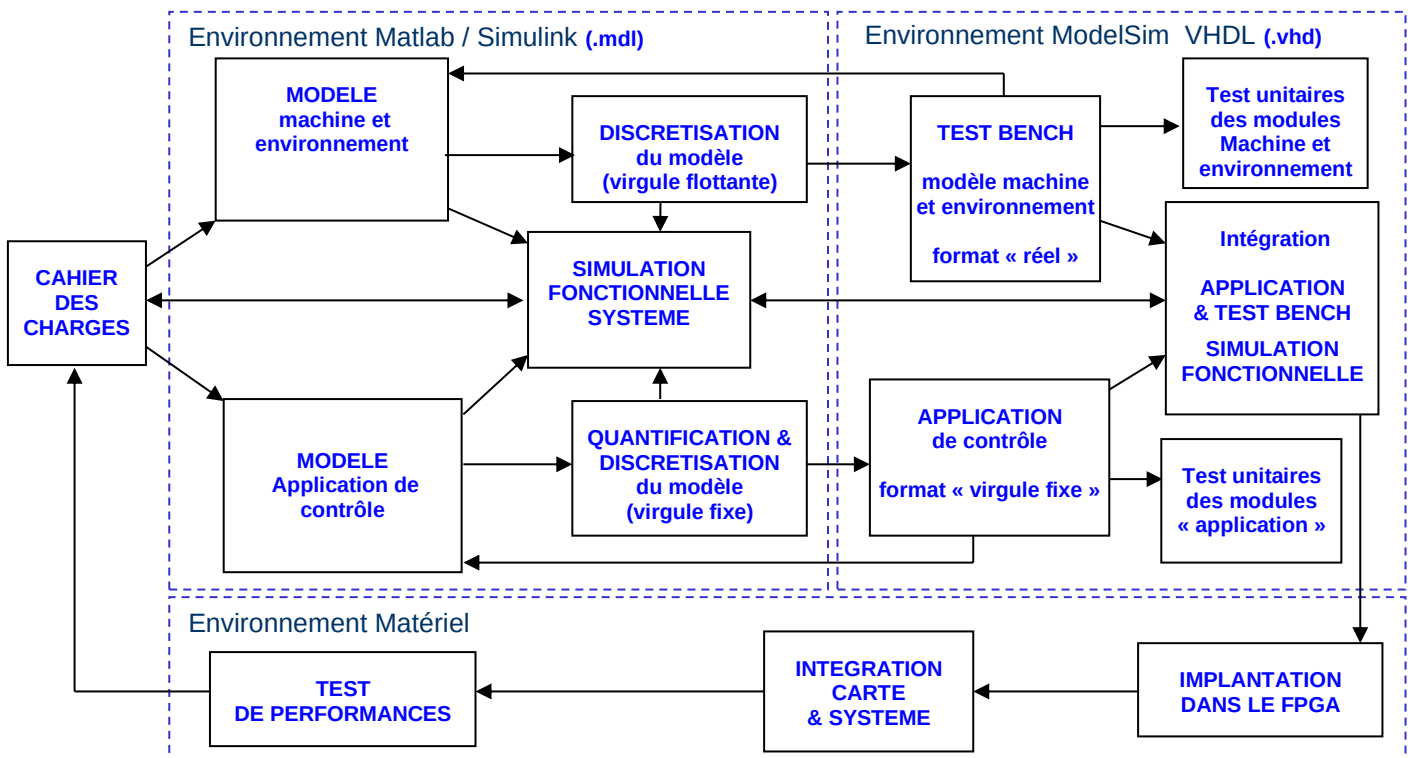


Figure 4 : méthodologie de développement



Evidemment seule l'application de contrôle fait l'objet d'une implantation dans le FPGA. La suite des travaux (non abordée dans l'article) consiste à vérifier :

- l'intégration du FPGA sur la carte électronique
- puis de la carte électronique dans le système en association avec la machine tournante
- et enfin les performances demandées par le cahier des charges.

V. Phase de démarrage, description

Au lancement du démarrage le contacteur SC associé est fermé. Il faut alors stabiliser au plus vite le courant d'induit à sa valeur de référence fixé en général entre I_n et $1,3 I_n$ (I_n courant nominal). Le maintien du courant à sa référence est assuré par la fonction Field Weakening (réduction de flux), qui, par le contrôle du courant d'excitation, abaisse progressivement le flux.

Raisonnement :

Une tension (batterie) alimente une machine (MCC – DEM) pour la démarrer donc :
aux bornes de la machine

$$U = E + R.I \quad \text{et} \quad E = K_e \Phi . N \quad (1)$$

$$\text{on en déduit } I = \frac{U - K_e \Phi . N}{R} \quad (2)$$

avec :

- E : la force contre électromotrice
- I : le courant d'induit
- U : Tension aux bornes de l'induit = cste
- R : Résistance de l'induit = cste
- K_e : Constante de $f_{cem} = c_{tse}$
- N : Vitesse de rotation de l'arbre du moteur (tr/s)

On remarque que pour influencer sur le courant d'induit I, N augmentant (MCC en démarreur), nous devons réguler le flux Φ , donc U_{ex} par le contrôle de I_{ex} .

Un démarrage à courant induit constant permet d'avoir une puissance constante et un contrôle du couple électromagnétique. Lorsque la turbine ou le moteur thermique est démarré, que la vitesse a atteint le seuil de fin de démarrage, le démarrage est terminé et le contacteur SC s'ouvre. Nous obtenons alors pour le courant de démarrage l'allure suivante :

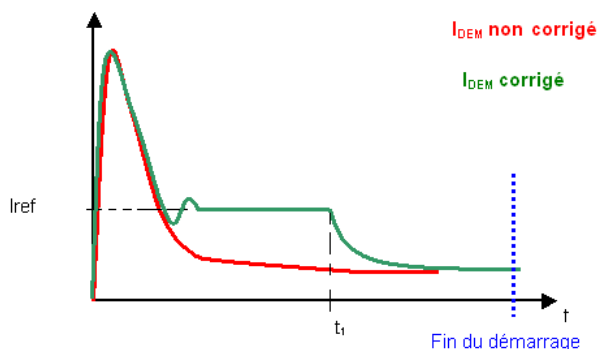


Figure 5 : Allure du courant de démarrage induit

VI. Modélisation de la machine en démarreur (MCC – DEM) ; domaine continu

Comment modéliser la machine et son environnement avec l'objectif de fournir un environnement de test à l'application de contrôle comme le montre la figure 3 ?

Il s'agit de définir les modules constituant le modèle. On peut le faire à partir des équations de la machine MCC – DEM. On définira ainsi les signaux interfaces des modules (les entrées/sorties) et le comportement du module (les équations) dont on trouvera respectivement les équivalents en VHDL sous la forme des « entités » et des « architectures ».

Inducteur :

- U_{ex} : tension d'excitation
- I_{ex} : courant d'excitation
- L_f : inductance du circuit d'excitation
- R_f : résistance du circuit d'excitation

Charge

- N : vitesse de rotation de l'arbre
- C_r : couple résistant, charge mécaniques
- F : coefficient de frottement.

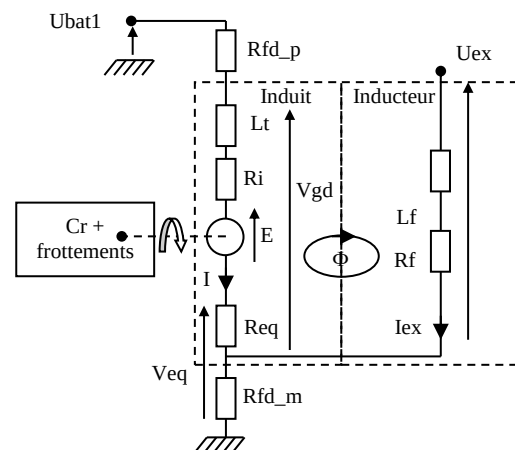


Figure 6 : Schéma équivalent de la MCC - DEM

Induit :

- U_{bat1} : tension batterie
- V_{eq} : tension d'équilibrage
- I : courant d'induit
- E : tension de la f_{cem}
- V_{gd} : tension disponible aux bornes de la machine
- $L_t = L_s + L_i$: inductance totale dans l'induit
- R_i : résistance d'induit
- R_{eq} : résistance d'équilibrage
- R_{fd_m} : résistance des câbles (feeder)
- R_{fd_p} : résistance des câbles (feeder)

Les signaux d'interface de la MCC – DEM sont définis comme suit :

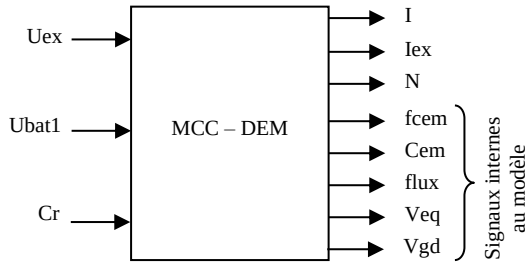


Figure 7 : interface du modèle MCC - DEM

Equations de l'induit

en posant : $R_t = R_{fd_p} + R_{fd_m} + R_{eq} + R_i$

$$\text{On a : } U_{bat1}(t) = E(t) + R_t I(t) + L_t \frac{dI(t)}{dt} \quad (3)$$

- Le courant d'induit $I(t)$ peut s'exprimer :

$$I(t) = \frac{1}{L_t} \int [U_{bat1}(t) - E(t) - R_t I(t)] dt \quad (4)$$

Nous en déduisons le modèle suivant :

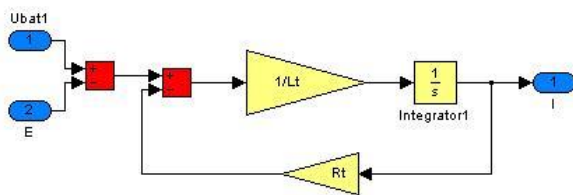


Figure 8 : schéma bloc pour le courant d'induit

La fonction de transfert dans le domaine de Laplace :

$$\frac{I(p)}{U_{bat1}(p) - E(p)} = \frac{1/R_t}{1 + pT_t} \text{ avec } T_t = L_t/R_t \quad (5)$$

Les signaux d'interface du module « induit » sont

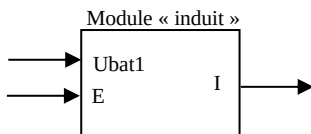


Figure 9 : caractéristique de couple résistant

Equations mécaniques

- Expression de la vitesse

$$\Omega(t) = \frac{1}{J_n} \int [C_{em}(t) - C_r(t) - F\Omega(t)] dt \quad (9)$$

- Caractéristique de couple résistant

Le démarrage d'un moteur présente une caractéristique de couple résistant dépendant de la vitesse de rotation N (c'est une donnée venant du motoriste). Cette caractéristique est obtenue sous MATLAB - SIMULINK par tabulation (look-up table). Afin de retranscrire cette caractéristique, il faut déterminer une équation résultante de cette table. L'outil « EXCEL » permet d'obtenir une courbe de tendance (approximation polynomiale) qui sera utilisée par le code VHDL.

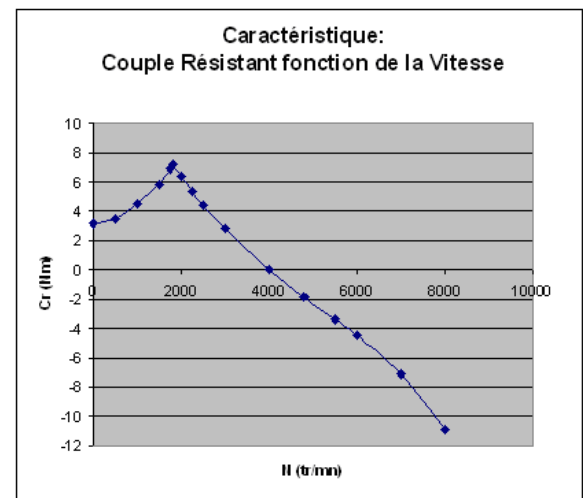


Figure 9 : caractéristique de couple résistant

Equations électromagnétiques

- Force contre électromotrice (f_{cem})

$$\text{On a : } E(t) = K_e \phi(t) N(t) \text{ avec : } K_e = \frac{p}{a} \cdot n_c \quad (10)$$

p : nombre de paires de pôle

a : nombre de paires de voie d'enroulement

n_c : nombre de conducteurs

N : vitesse en tr/s (dépend de la méthode de calcul de la constante K_e)

- Calcul du couple électromagnétique :

$$C_{em}(t) = K_c \Phi(t) I(t) \text{ avec } K_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{p}{a} \cdot n_c \quad (11)$$

- Calcul du Flux :

$$A_{tr}(t) = n_f I_{ex}(t) + n_s I(t) \quad (12)$$

avec :

n_f : nombre de spire de l'inducteur

n_s : nombre de spire de l'induit

Equation de l'inducteur

$$I_{ex}(t) = \frac{1}{L_f} \int [U_{ex}(t) - R_f I_{ex}(t)] dt \quad (8)$$

Le schéma bloc à une structure proche de celui de l'induit

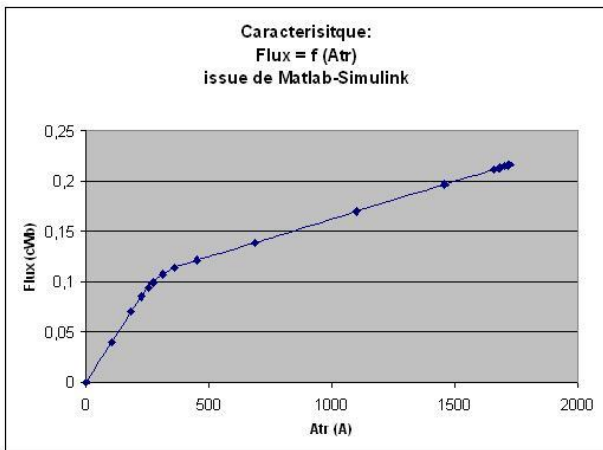


Figure 10 : caractéristique flux = f(Atr)

Le flux est déterminé grâce aux Ampères-tours résultants (Atr). La relation flux / Ampères tours est modélisée sous forme d'une table flux = f(Atr) obtenue sous MATLAB - SIMULINK par tabulation (look-up table). Comme précédemment il faut obtenir une courbe de tendance par EXCEL.

VII. Modélisation du hacheur associé à la machine ; domaine continu

Le hacheur reçoit le signal de commande MLI issu de l'application de contrôle.

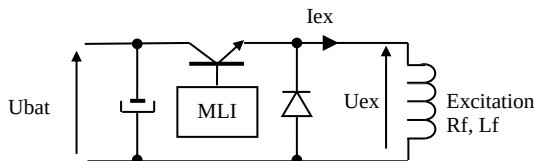


Figure 11 : schéma du hacheur

Modélisation comportementale :

1^{er} cas : Le transistor (parfait) est conducteur Uex = Ubat

2^{ème} cas : le transistor est bloqué, le courant Iex ne pouvant s'annuler en raison de la self d'excitation, la diode (parfaite) devient conductrice et la tension aux borne de l'excitation passe à 0V ; Uex = 0V

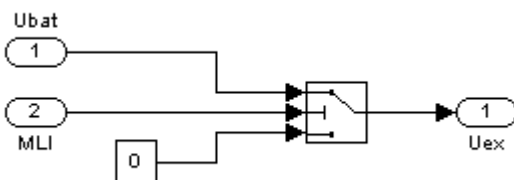


Figure 12 : modélisation du hacheur

VIII. Modélisation de la batterie ; domaine continu

La tension en sortie de batterie est sa tension à vide (Ubat0) diminuée de la chute de tension :

$$U_{bat1} = U_{bat} - R_{bat}(I + I_{ex}) \quad (13)$$

IX. Modélisation de la machine en démarreur (MCC - DEM) ; domaine discret

Afin de transcrire le modèle discrétisé de la MCC - DEM on utilise la méthode de transposition par échantillonneur/bloqueur.

La fonction de transfert d'un système numérique équivalent s'obtient ainsi par le calcul de la transformée en Z du système continu précédé d'un Bloqueur d'Ordre Zéro (BOZ) [4].

Pour un système H(p), on obtient donc :

$$H(z) = (1 - z^{-1}) \cdot T_z \left[\frac{H(p)}{p} \right] \quad (14)$$

Equations de l'induit

En appliquant cette transposition aux équations de l'induit :

$$H(z) = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left[\frac{1/R_t}{(p \cdot (1 + p \cdot T_t))} \right] \quad (15)$$

à l'aide des tables de transformées en Z on obtient :

$$H(z) = \frac{I(z)}{U_{bat1}(z) - E(z)} = \frac{1}{R_t} \left(\frac{B01}{z - A01} \right) \quad (16)$$

avec $A01 = -e^{-\frac{T_e}{T_s}}$ et $B01 = 1 - A01$

On peut exprimer I(z) de la façon suivante :

$$I(z) = \frac{1}{R_t} B01 \cdot z^{-1} (U_{bat1}(z) - E(z)) - A01 \cdot z^{-1} I(z) \quad (17)$$

Nous en déduisons le modèle suivant :

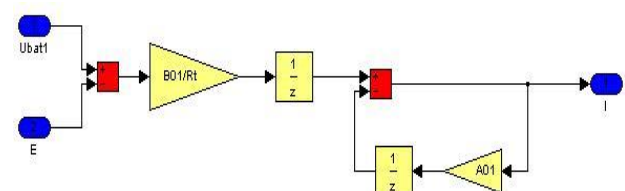


Figure 13 : modèle de l'équation discrétisée du courant d'induit

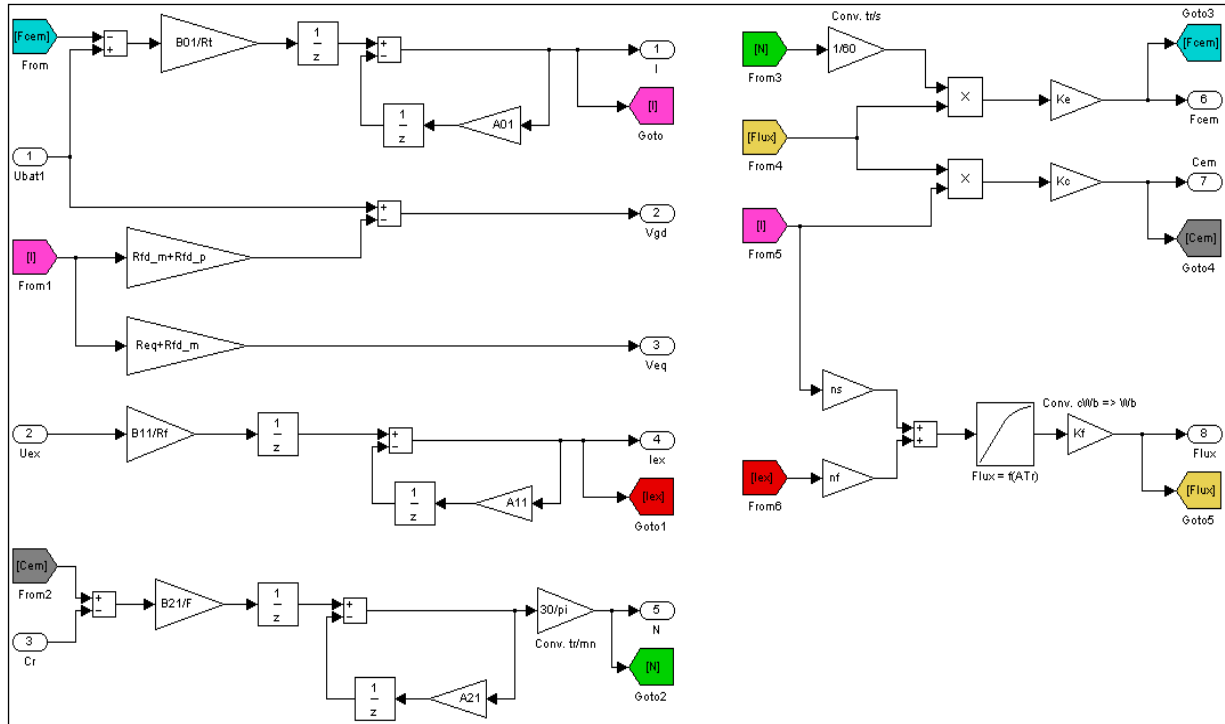


Figure 14 : modèle discrétisé complet de la MCC – DEM

Les autres équations de l'induit se déduisent directement de celles du modèle continu :

$$\begin{aligned} Veq(z) &= (Re\ q + Rfd_m).I(z) \\ Vgd(z) &= Ubat1(z) - (Rfd_p + Rfd_m).I(z) \end{aligned} \quad (18)$$

Equations de l'inducteur

L'équation établie dans le modèle continu est :

$$\frac{Iex(p)}{Uex(p)} = \frac{\frac{1}{Rf}}{1 + Tf \cdot p} \quad \text{avec} \quad Tf = \frac{Lf}{Rf} \quad (19)$$

Par analogie avec la méthode précédemment utilisée, nous obtenons l'expression de $Iex(z)$:

$$Iex(z) = \frac{B_{11}}{Rf} \cdot z^{-1} \cdot Uex(z) - A_{11} \cdot z^{-1} \cdot Iex(z) \quad (20)$$

avec $A_{11} = -e^{-\frac{T_e}{Tf}}$ et $B_{11} = 1 - A_{11}$

Nous en déduisons le schéma bloc suivant:

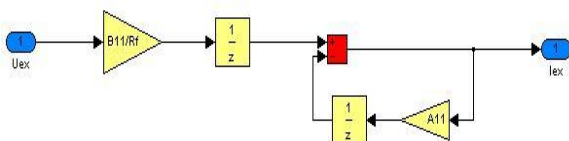


Figure 15 : Schéma bloc de l'inducteur discrétisé

Equation mécanique

L'équation établie dans le modèle continu est :

$$\frac{\Omega(p)}{Cem(p) - Cr} = \frac{\frac{1}{F}}{1 + Tn \cdot p} \quad \text{avec} \quad Tn = \frac{Jn}{F} \quad (21)$$

Par la transposition (BOZ) précédemment utilisée, nous obtenons:

$$\Omega(z) = \frac{B_{21}}{F} \cdot z^{-1} (Cem(z) - Cr(z)) - A_{21} \cdot z^{-1} \cdot \Omega(z) \quad (22)$$

avec $A_{21} = -e^{-\frac{T_e}{Tn}}$ et $B_{21} = 1 - A_{21}$

Ce bloc à la même structure que celle de la figure 13

Equations électromagnétiques

Les autres équations de l'induit se déduisent directement de celles du modèle continu :

- Calcul de la Force Contre ElectroMotrice : $E(z) = Ke \cdot \phi(z) \cdot N(z)$ (23)

- Calcul du Couple ElectroMagnétique : $Cem(z) = Kc \cdot \phi(z) \cdot I(z)$ (24)

- Calcul du Flux : $Atr(z) = nf \cdot Iex(z) + ns \cdot I(z)$ (25)

Ces équations sont rassemblées dans le modèle de MCC – DEM discrétisé (figure 14)

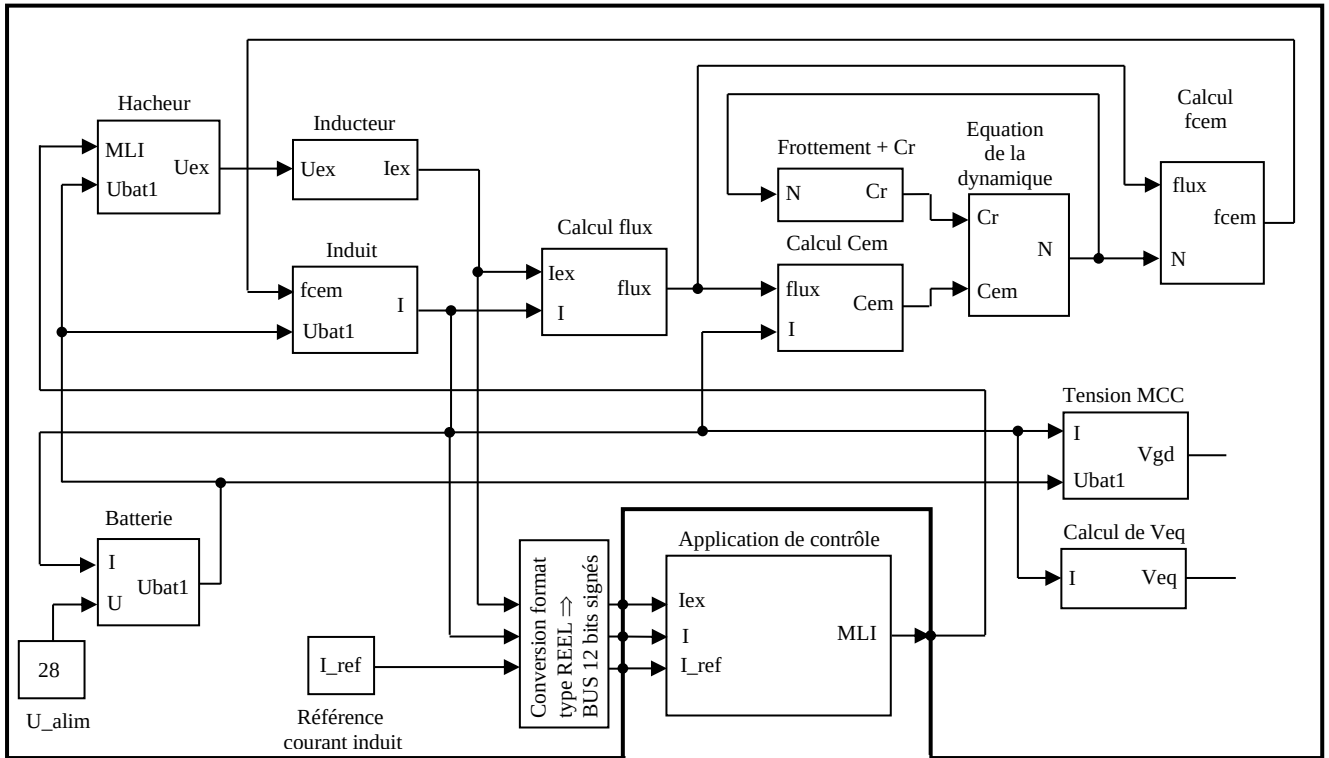


Figure 16 : TEST BENCH ; modèle complet de la MCC – DEM et de son environnement

X. Interface du test bench MCC – DEM avec l'application de contrôle : codage des signaux réels en format virgule fixe signés.

Les signaux internes au test bench ont été traités dans le format réel, en revanche, les signaux réalisant l'interfaçage entre test bench et le FPGA doivent répondre aux critères imposés par le CAN de la carte, dans un format 12 bits signés.

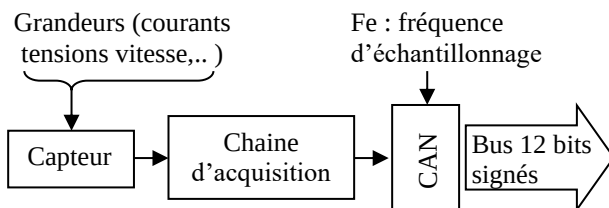


Figure 17 : chaîne de conversion analogique numérique

La dynamique d'un signal 'X' est limitée à une valeur maximale (Xmax), souvent donnée par la dynamique maximale des capteurs. La chaîne d'acquisition adapte le signal issu du capteur pour le ramener dans la dynamique admise par le CAN.

Normalisation :

Pour réaliser le codage d'un signal 'X' réel dans un format 12 bits signés, il faut commencer par une normalisation de celui-ci.

En divisant 'X' par Xmax, nous obtenons alors un signal normalisé: $X_{norm} = \frac{X}{X_{max}} \approx \pm 1$, (26)

compris entre -1 et 1.

Un signal codé binaire signé (en complément à 2) se constitue de la façon suivante :

$$X = -(2)^i + 2^{i-1} + \dots + 2^0 + \dots 2^{-j} \quad (27)$$

d'une amplitude de : $Ampl = 2^i$

et d'une précision de : $Prec = 2^{-j}$

Avec un nombre de bits n alloués : $n = i + j + 1$

i : nombre de bits alloués à la partie entière

j : nombre de bits alloués à la partie décimale

On obtient un format de type : $Format = Q_{i,j}$

Avec dans le cas du codage de notre signal 'X' au format 12 bits signés : X_{norm} d'amplitude = 1

Nous obtenons : $Ampl = 2^0 = 1$ donc $i = 0$

Le nombre de bit étant $n = 12 = 0 + j + 1$ on en déduit $j = 11$ et le format de type $Format = Q_{0,11}$

Quantification :

La dynamique du signal 'X' étant codés sur 12 bits signés, cela correspond à une plage comprise entre :

$$-(2)^{n-1} = -2048 \text{ correspondant à } -X_{max}$$

$$\text{et } 2^{n-1} - 1 = 2047 \text{ correspondant à } +X_{max}$$

La valeur du signal 'X' quantifié se calcule par la relation suivante :

$$X_{quantif} = X_{norm} \times \frac{2^j}{2^i} = \frac{X}{X_{max}} \times \frac{2^j}{2^i} \quad (28)$$

Exemple du codage du courant d'induit I :

$$\text{On a : } I_{\max} = 700\text{A} \quad I_{\text{quantif}} = \frac{I}{700} \times \frac{2048}{1} \quad (29)$$

Donc pour $I = 200\text{ A}$, on obtient :

$$I_{\text{quantif}} = (585)_{10} = (001001001001)_2$$

XI. Résultats de Simulation (Simulink) dans le domaine discrétisé.

Les étapes de discrétisation et de quantification étant effectuées, la simulation fonctionnelle du système donne les résultats principaux pour le démarrage (figure 18). Notons que L'action de la fonction « field weakening » qui contrôle le courant de démarrage est visible par la phase plateau sur le courant d'induit. Celui-ci est maintenu à la valeur de référence demandée (200A). Grâce au modèle de la machine nous pouvons accéder à l'évolution temporelle des grandeurs internes comme l'illustre la figure 19 concernant le flux dans la machine pendant la séquence de démarrage.

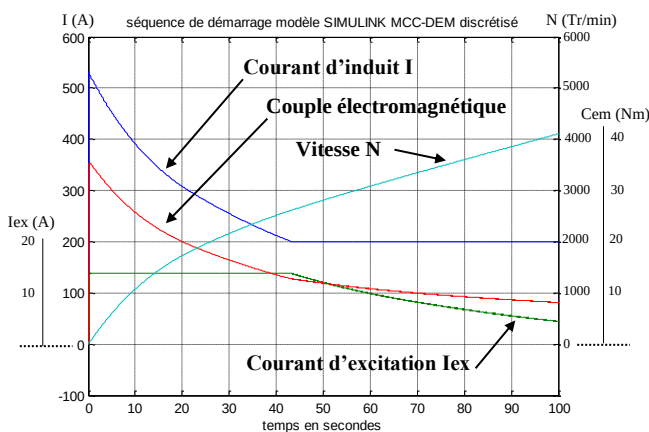


Figure 18 : Résultats de simulation sous Simulink de l'application de contrôle munie de son test bench (modèles discrétisés).

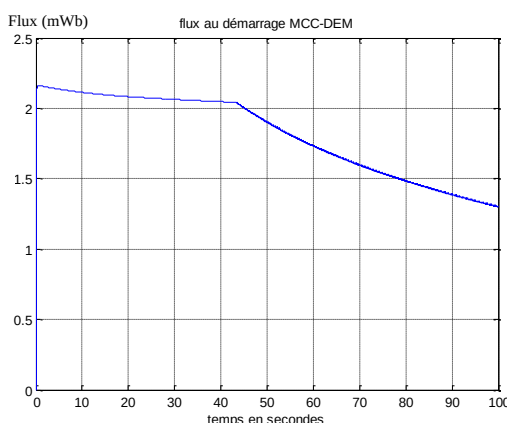


Figure 19 : évolution du flux dans la machine pendant la séquence de démarrage.

XII. Le codage du test bench en VHDL.

Le codage consiste à retranscrire fidèlement des structures établies sous Matlab-Simulink pour chacun

des modules déterminés dans l'architecture générale de la MCC – DEM (figure 16), c'est un des avantages de la démarche. Si les règles de modélisation ont été suivies (granularité des modèles au bon niveau) le code VHDL résultant est une transposition élément par élément du modèle discrétisé.

Il n'est pas possible d'aborder dans cet article les détails de codage du modèle de la machine et de son environnement en VHDL. Cependant pour concrétiser la méthode, la description d'un système en VHDL est en fait toujours structurée au niveau le plus élevé [3], [5]. Le principe de hiérarchisation est exactement le même que pour une entrée schématique. On réalise des composants (les modules) que l'on interconnecte entre eux. C'est ce qu'il faut réaliser avec la figure 16. Comme dans une entrée schématique, où il est nécessaire de réaliser d'une part le schéma du composant et d'autre part le symbole physique contenant les broches de connexion, en VHDL un module sera défini par une zone appelée ENTITY correspondant au symbole et une zone appelée ARCHITECTURE correspondant au schéma. Un exemple avec le calcul de V_{eq} est proposé un peu plus loin.

Remarque importante : si on veut réutiliser les travaux de modélisation VHDL pour les appliquer à une famille de machines, c'est à dire des machines de constructions similaires mais de puissances différentes, l'utilisation d'un package est efficace pour le passage des paramètres machines au modèle. Un package est une collection d'objets regroupés dans un même fichier. Cela peut être des constantes, des composants,...

```
-- *****
-- Calcul de Veq
-- *****

-- Appel aux bibliothèques
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.numeric_std.all;

-- declaration du paquetage de parametage systeme
use work.pkg_param.all;

-- Description physique de l'entité
entity calc_veq is
port (
    signal rst_n : in std_logic;
    signal clk   : in std_logic;
    signal I_reel : in real;
    signal Veq   : out real
);
end entity calc_veq ;

-- Description du fonctionnement de l'entité
architecture arch_calc_veq of calc_veq is
begin
    -- Gestion du RESET asynchrone
    process (rst_n, clk)
    begin
        if (rst_n='0') then
```



```

Veq <= 0.0;
elsif (clk'event and clk='1') then
  -- Calcul de Veq
  Veq <= (Req + Rfd_m) * I_reel;
end if;
end process ;
end architecture arch_calc_veq;

```

XIII. Superposition des résultats de Simulation.

Le codage ayant été réalisé, la superposition (figures 20 et 21) des courbes pour le courant de démarrage, entre la simulation Matlab/Simulink et la simulation ModelSim dans l'environnement VHDL, montre la proximité des résultats obtenus.

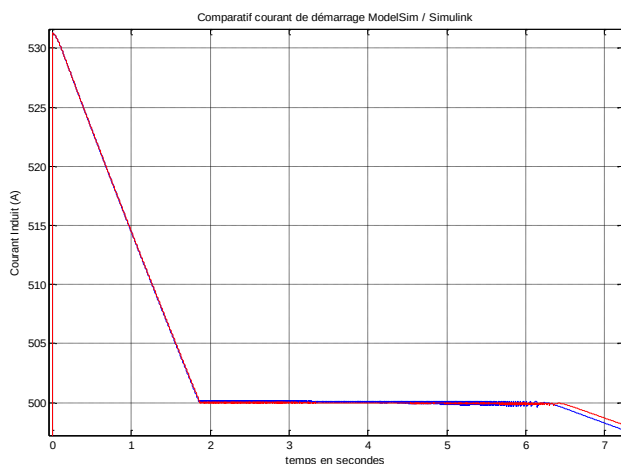


Figure 20 : superposition des résultats de simulation obtenus dans Simulink et dans ModelSim pour le courant induit I.

Le courant de démarrage est fixé à 500A afin de réduire la plage de simulation.

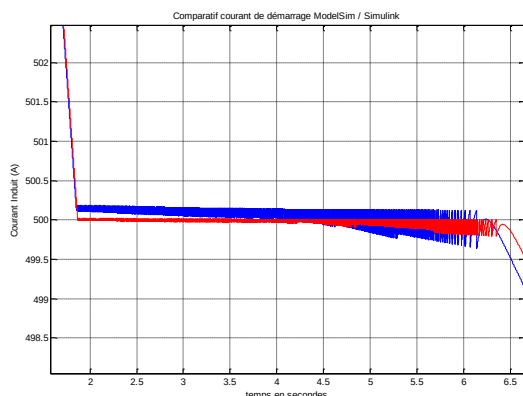


Figure 21 : superposition des résultats, zoom sur la phase « plateau » du courant induit I.

XIV. Conclusions

La méthodologie de développement de test pour des applications de contrôle montre son efficacité dans la comparatif des résultats. Il sera nécessaire, pour un développement rigoureux, de confronter la modélisation aux performances du système réel. Une fois la validation acquise, le test bench (.vhd), développé parallèlement à

l'application de contrôle (.vhd), à partir des mêmes exigences système, nous permet de travailler dans un environnement de simulation unifié (ModelSim) et de disposer d'un outil indispensable à plusieurs titres :

- Pour jouer de multiples scénarii en modifiant un paramètre de la machine ou de son environnement.
 - Pour vérifier la non régression en cas de modification de l'application
 - Pour résoudre, au plus tôt dans le cycle de conception, les problèmes liés au numérique (formats, troncature, précision, ..) car les essais sur banc tournant en plate-forme d'étude sont longs et coûteux.
 - Pour obtenir une certification de navigabilité (norme DO254), exigée par les aviateurs pour les équipements aéronautiques embarqués, le test bench constitue l'un des moyens de démonstration et de validation du programme FPGA.
- Avec la norme DO254, il est demandé, dans le cadre d'un programme « critique », que les équipes développant l'application de contrôle (le programme embarqué) et le test bench soient indépendantes.

Sur un autre plan, ces travaux sont le fruit d'une coopération étroite, depuis plusieurs années, entre l'université de Cergy Pontoise et Thales Avionics electrical systems qui se concrétise notamment par des travaux d'apprentissage et de thèse. Les travaux sur la méthodologie présentées dans cet article ont débutés en 2001 et se sont enrichis au fil des années grâce aux apprentis, en appui sur les développements et les pratiques mis en œuvre chez Thales, sur les travaux de recherches de l'IUP de Cergy Pontoise et évidemment grâce au dialogue nourri entre les professeurs de l'université et les ingénieurs de Thales.

Références

- [1] Antony Toutain, rapport d'Apprentissage 2007 – 2008 « Modélisation de systèmes électriques dans le domaine numérique », TAES
- [2] Julien Lepreux, rapport d'Apprentissage 2006 – 2007 « Modélisation de systèmes de génération électriques, continues et alternatives, dans le domaine numérique », TAES
- [3] Laurent Dutrieux, Didier Demigny, « Logique programmable Architecture des FPGA et CPLD. Méthodes de conception. Langage VHDL » Eyrolles
- [4] Maurice Rivoire, Jean-Louis Ferrier, « Cours d'automatique. Commande par calculateur – identification » Eyrolles
- [5] Pierre Joubert, « VHDL, un langage évolué de programmation pour l'électronique numérique » Revue 3EI, vol. 6, n°19, pp. 54-65.

Maquette hydroélectrique

Jean-Marc ROUSSEL, Pascal REBEIX

IUT de l'Indre, Département GEII, 2 avenue François Mitterrand 36000 CHATEAUROUX

Courriel : jean-marc.rousseau@univ-orleans.fr

pascal.rebeix@univ-orleans.fr

Résumé : Cet article présente une maquette hydroélectrique mise au point au département GEII de l'IUT de l'Indre. Après une présentation générale des turbines hydrauliques, on explique le passage d'une pompe centrifuge en turbine hydraulique. La solution technique proposée est ensuite détaillée, ainsi que les travaux réalisés pour évaluer ses performances.

Mots clés : énergie, turbine hydraulique, génératrice asynchrone, régulation électronique par absorption d'énergie, connexion au réseau

1. Introduction

La production d'électricité consomme environ le tiers de l'énergie primaire mondiale et contribue à l'épuisement des énergies fossiles ainsi qu'à l'émission de gaz à effet de serre. C'est pourquoi, ces dernières années le développement des énergies renouvelables a été fortement encouragé.

L'Union Européenne (UE) a pris l'engagement de parvenir à ce que la consommation finale d'énergie dans l'UE soit assurée à 20 % par des sources d'énergies renouvelables d'ici 2020 ainsi qu'à une réduction de 20% des émissions de CO₂. L'essor industriel créé par le développement des énergies renouvelables offre de nouveaux emplois qualifiés pour nos étudiants.

Dans le cadre du module complémentaire sur les énergies renouvelables, le département GEII de l'IUT de l'Indre a été amené à développer des travaux pratiques et donc à créer des maquettes en projet sur l'éolien, le solaire photovoltaïque et l'hydroélectrique afin de sensibiliser les étudiants à la production d'électricité à partir des énergies renouvelables (ER).

Le but de cet article est de décrire une maquette hydroélectrique de 1,2 kW, basée sur la structure présentée à la figure 1.

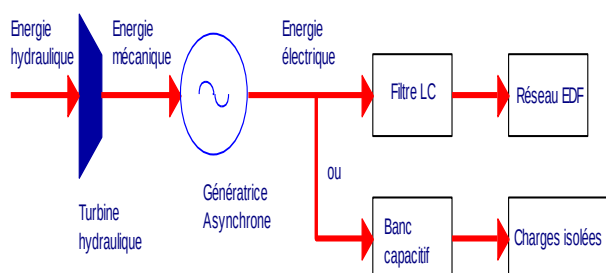


Figure 1 : Schéma de principe de la maquette

Cette maquette permet d'expérimenter, le comportement d'une centrale hydroélectrique reliée au réseau EDF ou connectée à des charges isolées (fonctionnement autonome).

Dans une première partie, nous ferons la description physique et matérielle de cette maquette, en spécifiant le matériel retenu pour la réalisation des différents blocs fonctionnels : la turbine, l'alternateur et la connexion au réseau. Puis, dans une seconde partie, nous présenterons plus particulièrement les relevés expérimentaux réalisés en mode autonome.

2. Présentation de la maquette

La maquette, dont la description est présentée à la figure 2, comporte quatre parties : la production hydraulique, une turbine, une machine asynchrone dont le fonctionnement en génératrice permet de convertir l'énergie hydraulique de la turbine en énergie électrique et la connexion de cet ensemble de production d'énergie au réseau 400 Volts de l'IUT, assurée par un filtre LC (cette partie n'apparaît pas sur le schéma de la figure 2).

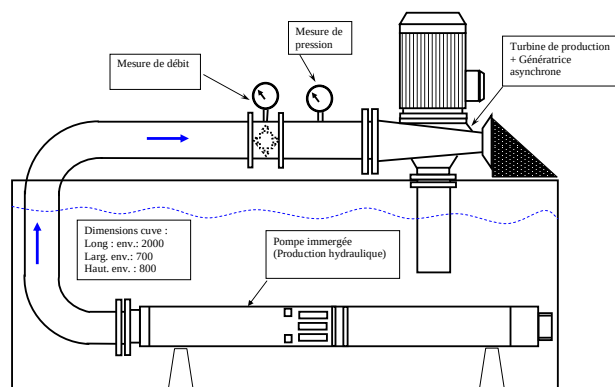


Figure 2 : Description de la maquette

Tous les convertisseurs d'énergie utilisés sur cette maquette sont industriels (figure 3), de marque Leroy Somer afin de simplifier le développement pour des étudiants de niveau DUT GEIL.



Figure 3 : Armoire électrique et partie opérative

2.1. Production hydraulique

L'utilisation de l'eau pour produire de l'énergie électrique date de la fin du 19^{ème} siècle et l'hydraulique reste encore aujourd'hui la première source renouvelable d'électricité au niveau mondial.

On distingue trois grandes familles de centrales hydroélectriques : les centrales au fil de l'eau avec hauteur de chute d'eau relativement faible, les barrages de retenue de hauteur significative et les centrales de pompage.

Les turbines des centrales hydroélectriques sont activées par la force de l'eau passant d'un niveau supérieur à un niveau inférieur. La turbine transforme l'énergie cinétique de l'eau en énergie mécanique, laquelle entraîne un alternateur qui produit de l'électricité.

La puissance électrique récupérable s'exprime selon [1], où η est le rendement global de l'installation hydroélectrique, ρ est la masse volumique de l'eau en kg.m^{-3} , Q le débit turbinable en m^3s^{-1} , g l'accélération de la pesanteur et ΔH la dénivellation de la chute d'eau.

$$P_{\text{elec}} = \eta \cdot \rho \cdot Q \cdot g \cdot \Delta H \quad [1]$$

Dans notre maquette, une pompe immergée est chargée de recréer la chute d'eau à débit et hauteur variable. Elle est alimentée un par variateur de vitesse à contrôle vectoriel de flux. Le variateur permet d'obtenir une régulation hydraulique traditionnelle à savoir un réglage du débit turbiné.

2.2. Turbine

Une turbine hydraulique est composée d'un distributeur, d'une roue et d'un diffuseur ou aspirateur. Elle est traversée par un fluide incompressible, l'eau, qui s'écoule de façon permanente.

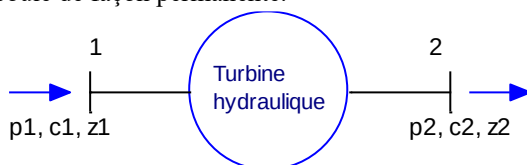


Figure 4

La loi de cet écoulement entre les points 1 et 2 est donnée par l'équation de Bernoulli [2], où W_{12} correspond au travail échangé par la masse d'eau de 1 kg avec le milieu extérieur, p_i la pression, c_i la vitesse, z_i l'altitude avec $i \in \{1, 2\}$ et J_{12} pertes de charge

$$W_{12} = (p_2 - p_1)/\rho + (c_2^2 - c_1^2)/2 + g(z_2 - z_1) + J_{12} \quad [2]$$

Le premier terme correspond à la variation d'énergie potentielle due à la variation de pression, le deuxième terme à la variation d'énergie cinétique et le troisième terme à la variation d'altitude.

Les turbines hydrauliques sont de trois types : les Kaplan, les Francis et les Pelton (cf figure 5). C'est la hauteur de chute qui détermine principalement le choix du type de turbine.

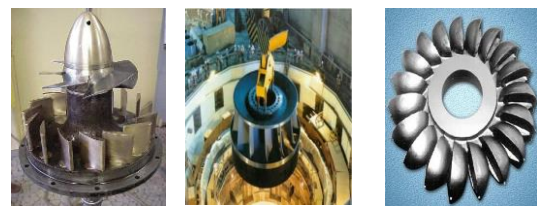


Figure 5 : Turbine Kaplan, Francis et Pelton

La plupart des turbines exploitent l'énergie de pression et l'énergie cinétique de l'eau : ce sont des machines à réaction. La transformation de l'énergie potentielle de l'eau en énergie cinétique se fait en partie seulement dans le distributeur. La roue a donc pour rôle de transformer en travail l'énergie cinétique acquise et le reste de l'énergie potentielle.

Par contre, la turbine Pelton qui n'utilise que l'énergie cinétique de l'eau est appelée turbine à action. Toute l'énergie potentielle de l'eau est transformée en énergie cinétique dans le distributeur (buse avec son aiguille d'injection). Il n'y a plus de diffuseur et la roue tourne dans l'air à la pression extérieure.

Pour des microcentrales de puissances inférieures à 50 kW, il est possible d'utiliser des *pompes centrifuges* légèrement modifiées pour fonctionner en turbines. Les modifications techniques portent sur le corps de la pompe et sur la roue. Les courbes de fonctionnement en turbine sont inversées par rapport au fonctionnement en pompe. Les avantages sont une réduction de l'encombrement et un coût deux à trois fois moins cher qu'une turbine. Les principaux inconvénients sont l'absence de réglage du débit turbiné et le coup de bélier lors du départ classique d'emballage (fonctionnement à couple résistant nul) sous la chute d'eau maximale.

La turbine de notre maquette est donc réalisée par une pompe centrifuge alimentée en eau au niveau de la tubulure de sortie. L'eau sort par l'entrée de la pompe. La roue de la pompe centrifuge a un comportement

proche d'une turbine de type Francis. Le rendement de la pompe centrifuge est conservé lorsque l'on passe en turbine.

2.3. Génératrice asynchrone

Les machines asynchrones équipent à ce jour la majorité des dispositifs de production d'électricité pour des puissances inférieures ou égales à 2 MW en éolien et hydraulique. Les génératrices asynchrones (GAS) présentent par rapport aux génératrices synchrones (GS) une robustesse plus élevée et un encombrement plus réduit.

En France, EDF impose, en général, aux producteurs autonomes d'utiliser des GAS pour des puissances inférieures à 1 MW.

Dans le cas où les GAS sont reliées au réseau, ce dernier impose directement l'amplitude et la fréquence des grandeurs statoriques. Le fonctionnement en génératrice est obtenu lorsque la machine asynchrone tourne à une vitesse supérieure à celle du synchronisme. Dans ce cas, la GAS génère de la puissance active qui est débitée sur le réseau mais elle absorbe de la puissance réactive nécessaire à sa magnétisation.

Dans le cas d'un fonctionnement autonome, les grandeurs statoriques ne sont plus imposées et il faut fournir à la GAS la puissance réactive nécessaire à la magnétisation. Le cas le plus simple consiste alors à connecter en parallèle aux enroulements statoriques, un banc capacitif (cf figure 6). Cette solution nécessite la présence permanente de l'enseignant durant les essais lors de mauvaises manipulations par les étudiants : des tensions élevées peuvent être produites ce qui endommageraient le bobinage de la machine et le banc capacitif.

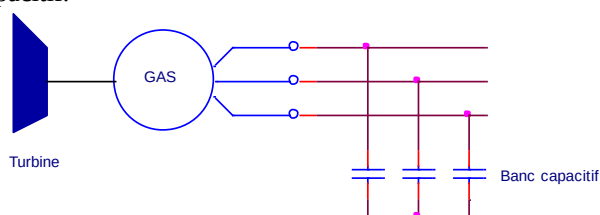


Figure 6 : Génératrice asynchrone

Dans ce mode de fonctionnement, la vitesse de rotation de la GAS doit être fixée dans une plage restreinte afin de maintenir une fréquence des grandeurs statoriques proche de 50 Hz. De plus, il faut calculer la valeur du banc capacitif qui permet l'amorçage ou l'auto excitation de la génératrice. Cela est effectué à partir du modèle équivalent par phase de la machine asynchrone (cf figure 7).

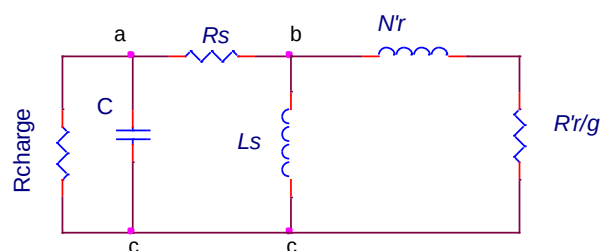


Figure 7 : Schéma équivalent de la GAS

Pour une GAS débitant sur un réseau résistif, la loi des mailles appliquée au circuit de la figure 7 donne :

$$\underline{Z}_{ac} + \underline{Z}_{ab} + \underline{Z}_{bc} = 0 \quad [3]$$

La résolution de l'équation [3] conduit à deux équations (partie réelle et partie imaginaire) qui permettent de définir le domaine d'amorçage et notamment deux valeurs possibles du glissement. Pour un fonctionnement à vide, on montre qu'une seule valeur du glissement correspond à une réalité physique ce qui conduit à l'expression [4] de la capacité fournissant la puissance réactive nécessaire à l'auto amorçage.

$$C \cong 1/(L_s \omega^2) \quad [4]$$

On a simplifié le problème en négligeant la saturation du circuit magnétique de la machine. Il faudrait en tenir compte à travers l'inductance magnétisante L_s qui est une fonction non linéaire du courant magnétisant.

3. Résultats expérimentaux

3.1. Fonctionnement autonome

Afin de valider la démarche de modélisation d'une centrale hydroélectrique, nous avons effectué des essais en mode autonome non régulé et avec connexion au réseau EDF.

La figure 8 décrit l'évolution de la tension statorique en fonction de la puissance réactive fournie à la GAS. Pour une puissance réactive nulle (aucun condensateur connecté), la machine délivre une quinzaine de volts. En effet, le rotor de cette machine est soumis à la mémoire magnétique due à une utilisation antérieure. La GAS s'amorce véritablement à partir de 0,75 kvar, avant le circuit statorique n'est pas suffisamment magnétisé pour délivrer une véritable tension aux bornes des enroulements. A partir de 1,1 kvar, l'augmentation de la tension de la machine est réduite car le circuit magnétique est saturé.

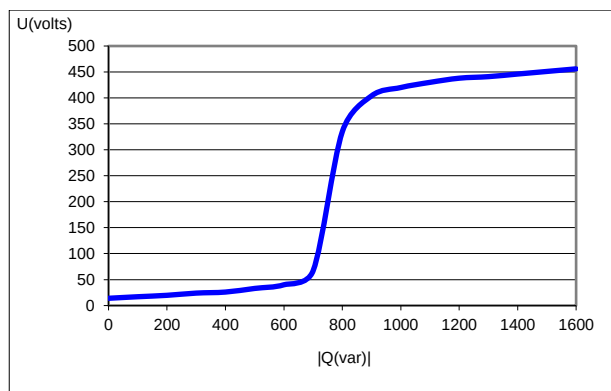


Figure 8 : Caractéristique $U=f(Q)$ à vide

Les courbes de la figure 9 montrent pour des charges résistives que, pour obtenir une tension d'utilisation donnée, il est nécessaire de prévoir plusieurs valeurs de condensateurs.

La batterie de condensateurs devra être ajustable sinon la tension délivrée par la GAS peut dépasser les valeurs nominales.

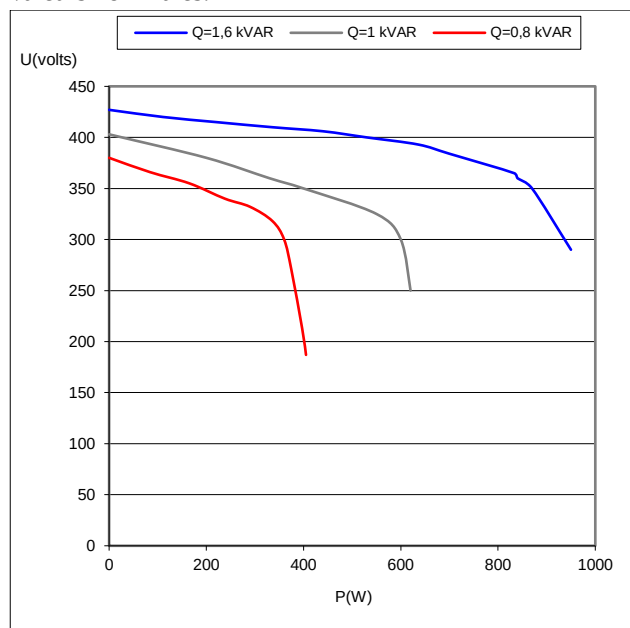


Figure 9 : Courbe de fonctionnement d'une GAS

On peut également, réaliser en fonctionnement autonome une régulation de tension par absorption d'énergie. Ce mode de fonctionnement est prévu par la maquette.

En figure 10, lorsque l'on accélère progressivement le débit d'eau de la turbine jusqu'à 200 litres/mn, on constate l'apparition d'une tension aux bornes de la GAS à vide due à l'aimantation rémanente. Cette tension suffit à amorcer l'excitation de l'ensemble génératrice condensateurs. Les capacités d'auto-excitation sont fixées à 21 μF .

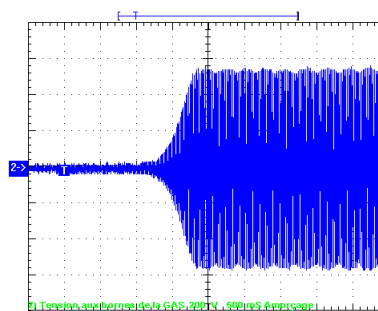


Figure 10 : Tension statorique lors de l'amorçage

Si l'on déconnecte une des capacités d'auto-excitation (4,5 μF), le processus d'auto-excitation est maintenu si la valeur des capacités restantes est suffisante pour maintenir la tension statorique. La tension statorique passe de 403 à 347 volts efficaces soit une diminution de 14% après un régime transitoire (cf figure 11).

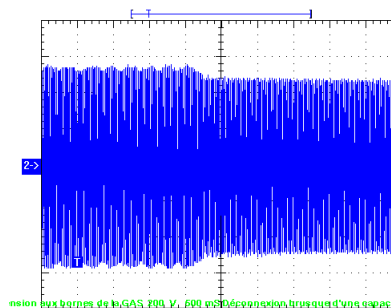


Figure 11 : Tension statorique lors d'une déconnexion d'une capacité

Dans l'essai de la figure 12, la GAS est toujours entraînée sans charge pour un débit turbiné de 200 litres/mn et la valeur des capacités d'auto-excitation à 21 μF . Lorsqu'on déconnecte brusquement une forte valeur de capacité 16,5 μF , la tension statorique s'écroule et la GAS est désamorçée.

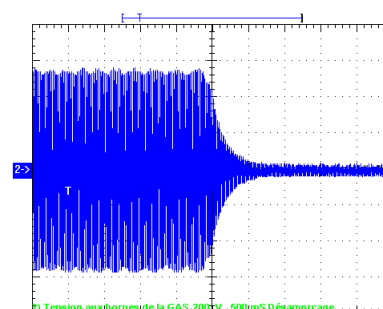


Figure 12 : Tension statorique lors du désamorçage

La figure 13 montre l'influence sur la tension statorique d'une variation de débit. Une variation de débit de 200 à 179 litres/mn (variation de 10%) provoque une variation de la tension de 403 à 307 volts efficaces (variation de 26%). D'où la nécessité d'une boucle de régulation hydraulique au niveau de la turbine.

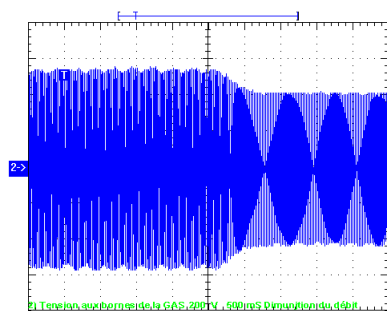


Figure 13 : Tension statorique lors d'une diminution du débit d'eau

3.2. Couplage au réseau

La figure 14 présente le couplage de la génératrice au réseau EDF. Pour coupler une GAS sur le réseau, on l'accélère progressivement jusqu'à sa vitesse de synchronisme N_s . A cette vitesse, le couple de la machine est nul et le courant minimal. Contrairement à une GS, il n'est pas nécessaire de synchroniser la GAS vis-à-vis du réseau au moment du couplage car le rotor n'est pas polarisé tant que le stator n'est pas sous tension.

Au moment du couplage, on observe une pointe de courant très brève correspondant à l'appel de puissance réactive et à l'opposition de phases des flux stator et rotor flux rotor (rémanent).

Pour des GAS de fortes puissances, on insère un gradateur en série avec les phases du stator lors de la phase de couplage pour diminuer l'appel de puissance réactive au réseau qui pourrait être préjudiciable à la machine. Le gradateur est ensuite shunté par un contacteur.

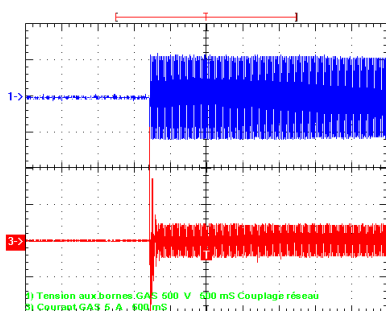


Figure 14 : Tension et courant statorique lors du couplage au réseau

Le découplage de la GAS du réseau ne pose aucun problème particulier. Dès que la machine est découplée, elle est désamorcée et n'a plus de tension à ses bornes.

4. Conclusions et perspectives

Cette maquette permet de sensibiliser les étudiants à la production d'électricité à partir de l'énergie hydraulique et à l'utilisation de génératrices asynchrones que l'on retrouve aussi dans l'éolien. Les différents relevés expérimentaux présentés valident le bon fonctionnement de l'ensemble.

De plus, elle permet en mode autonome de réguler la fréquence et la tension lorsque la puissance consommée par l'utilisateur ou la puissance fournie par la turbine varient. Ce mode de fonctionnement n'a pas été décrit dans l'article. Il consiste à adapter la puissance consommée à la puissance produite en utilisant un régulateur électronique par absorption d'énergie. Ce dernier est réalisé dans la maquette par un variateur de fréquence et sa résistance de freinage.

5. Remerciements

Nous tenons à remercier Monsieur Pelletier de la société Leroy Somer pour sa contribution au développement de cette maquette ainsi qu'à sa disponibilité.

Leroy Somer va prochainement commercialiser une maquette didactique du même type.

6. Références

Aménagements hydroélectriques, AL. JAUMOTTE, Technique de l'ingénieur B4 405

Alternateurs lents de grande puissance pour centrales hydrauliques, G. HEMERY, la revue 3EI n°40 mars 2005

Centrales hydroélectriques et apport de la vitesse variable, G. HEMERY, la revue REE n°11 décembre 1999

La petite production décentralisée et les réseaux de distribution électrique, R. CAIRE, la revue 3EI n°39 décembre 2004

Microcentrales hydroélectriques, A. BONADE, Technique de l'ingénieur D 500

Petites centrales hydrauliques, S. PERRIN, Technique de l'ingénieur B3 930

Théorie générale des turbomachines, G. RIOLLET, Technique de l'ingénieur B4 400

Turbines-Pompes et Alternateurs-Moteurs de centrales hydrauliques, G. HEMERY, la revue 3EI n°49 juin 2007

Turbines hydrauliques, LR. EREMEEF, Technique de l'ingénieur B4 406

Turbines hydrauliques, AL. JAUMOTTE, Technique de l'ingénieur B4 407

Navires de guerre et de commerce à propulsion électrique

Écrit par **Charles LORDIER** en 1921

Ingénieur Civil des Mines

(Remis en forme par Marie-Michèle Le Bihan)

Cet article reprend des extraits d'un article paru dans le numéro des mois d'Octobre et Novembre 1921 de la revue « *La Science et la Vie* », magazine des sciences et de leurs applications à la vie moderne dont les articles étaient rédigés et illustrés pour être compris de tous.

Son auteur M. Charles Lordier instruit les lecteurs des progrès de la propulsion électrique des navires américains.

Le Ministère de la Marine des Etats-Unis a décidé que les hélices de tous les grands bâtiments de sa nouvelle flotte de combat seraient actionnées par des moteurs électriques auxquels le courant sera fourni par de puissantes centrales à vapeur installées à bord.

Dans un précédent article, *La Science et la Vie* a rendu compte des essais de propulsion électrique poursuivis avec persévérance par la marine nationale américaine sur le navire charbonnier *Jupiter* d'abord, et ensuite sur le superdreadnought *New Mexico*.

Les résultats que donnèrent ces essais « en grand » encouragèrent le gouvernement américain à envisager l'application de la propulsion électrique à dix-huit grands cuirassés neufs se décomposant, comme suit, en quatre groupes.

On commença par mettre sur cale deux unités à peu près pareilles au *New Mexico* : le *California* et le *Tennessee*. Ce dernier navire, muni de turbines de 80000 kilowatts, système Westinghouse, a terminé ses essais en juin 1921 et nous en décrivons plus loin en détail la machinerie électrique.

Deux autres escadres de gros cuirassés sont actuellement en chantier. La première comporte quatre unités (*Maryland*, *Colorado*, *West Virginia*, *Washington*), semblables au *Tennessee*, dont les douze canons de 356 millimètres ont été remplacés par huit pièces de 406 millimètres, réparties dans deux groupes de tourelles à deux canons superposés. Le *Maryland* sera présenté en recette à la fin de cette année suivant le contrat.

Six navires de 43000 tonnes encore en cours de construction, *Indiana*, *Smith Dakota*, *Montana*, *North Carolina*, *Iowa*, *Massachusetts*, formeront une escadre homogène pouvant donner 23 nœuds grâce à l'adoption de machineries électriques composées de deux turbo-génératrices de 28000 chevaux (25000 kilowatts) fournissant du courant triphasé.

Enfin, le plus gros effort de la marine américaine est représenté par une nouvelle flotte de six croiseurs de bataille (*Lexington*, *Constellation*, *Ranger*, *Constitution*, *United States*, *Saratoga*). Ces monstres de 43000 tonnes auront 266 mètres de longueur et 30 m 80 de largeur.

Ils seront propulsés à la vitesse de 35 nœuds par quatre hélices qu'actionneront des moteurs électriques alimentés de courant triphasé par autant d'alternateurs de 35000 kilowatts entraînés directement par des groupes de turbines à vapeur développant chacun 45000 chevaux, soit au total 180000 chevaux.

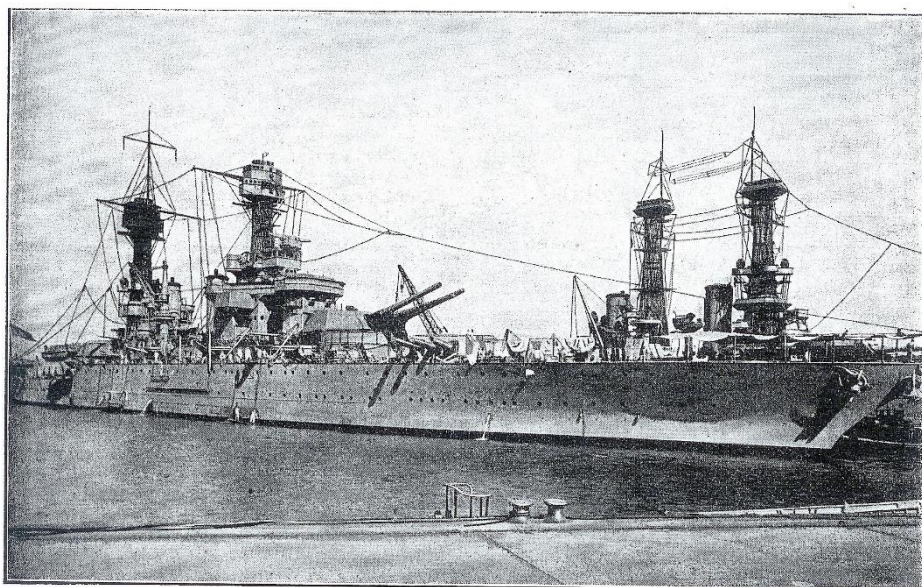


Figure 1 Le cuirassé américain « Tennessee » muni de quatre hélices actionnées par des moteurs électriques

Le *New Mexico*, avait été primitivement étudié en vue de recevoir des turbines munies d'engrenages à double réduction, système Melville-Mac Alpin.

Les plans du *Tennessee*, au contraire, furent conçus dès l'origine en vue de l'emploi de la propulsion électrique, ce qui a permis aux constructeurs des groupes moteurs de trouver aux difficultés techniques rencontrées par eux, des solutions aussi sûres qu'élégantes.

Les essais prouvèrent que le bâtiment, marchant à une vitesse de 21 noeuds, pouvait être arrêté en moins de trois minutes et donner 15 noeuds en marche arrière. Le navire tourne sur lui-même aussi facilement qu'un simple destroyer, en décrivant un cercle de giration de 640 mètres de diamètre ; les quatre hélices peuvent ainsi tourner dans le même sens mais le safran du gouvernail est perpendiculaire à l'axe du bâtiment.

Les essais officiels de consommation ont été très satisfaisants et ont donné une économie de 5 % à 10 % sur les chiffres minimum imposés par le contrat.

Les turbines du type à impulsion et munies de couronnes d'aubes à réaction, permettent une détente complète de la vapeur qui est admise à la pression de 17 kilo 5 avec une surchauffe de 50°C, le vide au condenseur étant de 724 millimètres. A son entrée dans la turbine, la vapeur, après s'être détendue dans une rangée de tuyères, traverse une double roue à impulsion et, finalement, une couronne d'aubes à réaction à haute pression.

Le courant de vapeur se divise ensuite en deux flux distincts qui passent dans la couronne d'aubes à réaction à basse pression, montée à chaque extrémité du rotor, d'où ils s'échappent dans le condenseur.

On peut faire varier la vitesse de la turbine entre 1500 et 2200 tours par minute en manoeuvrant à la main un régulateur centrifuge sur lequel s'exerce la pression d'un cylindre à huile qui remplace l'action des ressorts employés dans les anciens appareils de ce genre. Une soupape, installée dans la salle des appareils de contrôle, permet de régler la pression de l'huile ; on peut ainsi agir sur la vitesse de la turbine qui reste constante pour une ouverture donnée de la soupape,

indépendamment de la charge. Cette turbine est

également munie d'un régulateur d'emballement qui doit entrer automatiquement en action dès que la vitesse augmente d'une manière exagérée.

Les génératrices principales sont exactement semblables aux machines fixes du même genre, mais on a pris des précautions spéciales pour préserver les enroulements de l'humidité et de l'action nuisible de l'eau de mer, difficile à éviter.

Chaque stator est refroidi par un courant d'air sous pression fourni par des compresseurs montés sur les rotors, et les enroulements sont ainsi constamment soumis à l'action du froid, quel que soit le régime de marche imposé aux moteurs.

Le rotor, du type cuirassé, non muni d'un système de ventilation intérieure, est réuni à l'arbre de la turbine par un accouplement flexible, enfermé dans un carter métallique, recouvrant les paliers et installé entre les deux machines.

Les paliers des deux turbines et des alternateurs sont graissés au moyen d'huile sous pression débitée par des pompes centrifuges qu'actionnent des moteurs électriques.

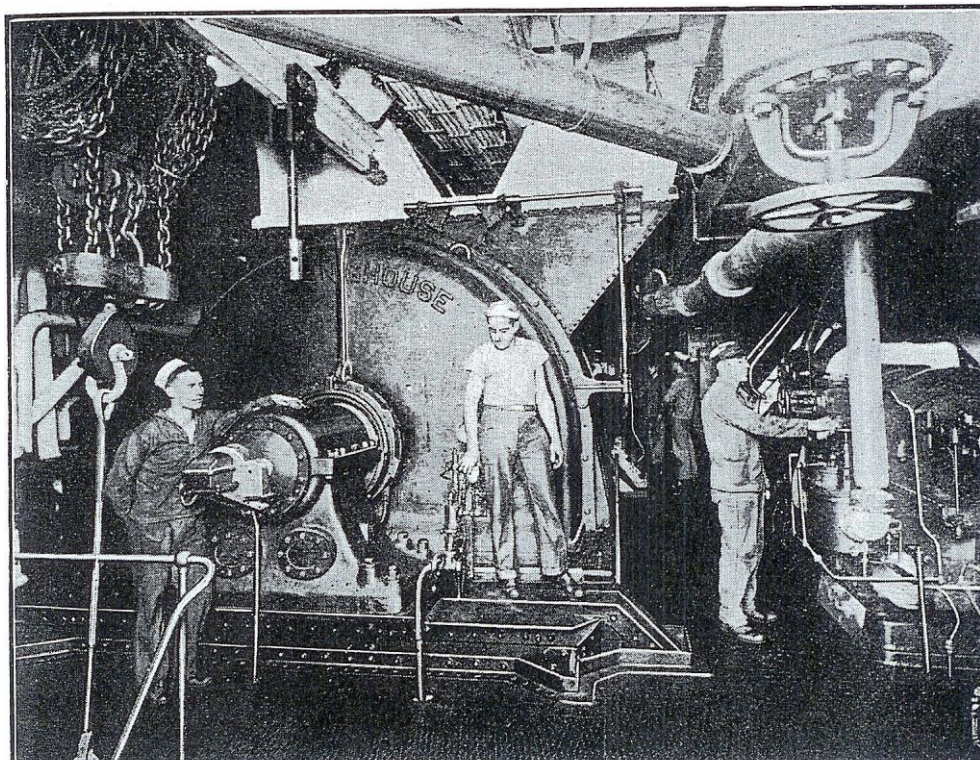


Figure 2 Génératrice principale (15000kW)

Cette vue montre un des deux alternateurs du « Tennessee », directement calé sur l'arbre moteur d'une turbine à vapeur Westinghouse de 20000 chevaux, fournissant du courant alternatif triphasé sous la tension de 3400 volts (36,5 périodes).

Ce superdreadnought, dont le prix de revient a dépassé cent million de francs au change de 5,25 par dollar, mesure 190 mètres de longueur, 29 m 60 de largeur et ses mâts en treillis métallique, munis de plate-formes, s'élèvent à plus de 136 mètres au-dessus du pont principal.

Il existe à bord une centrale électrique renfermant deux turbines à vapeur, système Westinghouse, de 20000 chevaux, placées dans deux compartiments séparés.

Chaque groupe alimente deux moteurs de 8375 chevaux (185 t. m.) actionnant deux hélices. Un tableau général, installé dans une salle unique, permet à une équipe de six hommes de contrôler le fonctionnement de tous les appareils servant à la propulsion électrique du navire.

Chacun des deux groupes de turbines à vapeur actionne un alternateur triphasé de 15000 kilowatts, calculé de manière à pouvoir fournir, à pleine vitesse, du courant à 3400 volts, 36,5 périodes.

Si un arrêt accidentel du graissage venait à se produire, d'autres pompes rotatives, mues par des turbines à vapeur, entreraient automatiquement en action afin que le graissage ne subisse aucune interruption. Le régulateur hydraulique est aussi lubrifié par les mêmes appareils.

Dans chacune des salles de machines fonctionnent trois turbo-générateurs de 300 kilowatts fournissant du courant continu pour l'éclairage et qui alimente en même temps les divers appareils auxiliaires mus mécaniquement ainsi que l'excitation des champs des génératrices principales.

La tension du courant d'excitation est réglée automatiquement par un survolteur placé dans chacune des salles de machines. Le moteur de ce groupe est actionné par les turbo-générateurs auxiliaires et le voltage du courant du champ se trouve ainsi abaissé ou augmenté suivant le régime de marche des moteurs des hélices de propulsion.

Les pompes principales et auxiliaires de condensation, de circulation et d'alimentation du refroidisseur d'huile sont commandées par des moteurs électriques spéciaux.

Le vide est constamment maintenu par des éjecteurs à air, mais comme cette installation était la première qu'on n'eût jamais faite à bord d'un cuirassé, on a doublé les éjecteurs par des pompes à air actionnées au moyen de moteurs à vapeur séparés.

Les quatre moteurs calés sur les arbres porte-hélices sont du système Westinghouse à induction et peuvent développer 8375 chevaux quand ils tournent à leur vitesse maximum.

L'appareillage des moteurs permet de connecter le circuit inducteur en 24 ou en 36 pôles afin de pouvoir assurer, dans le premier cas, la marche à 21 nœuds et dans le second cas, une bonne vitesse de croisière de 15 nœuds.

Le noyau primaire, ou stator, est muni de deux enroulements indépendants correspondant chacun à l'une des combinaisons de pôles. Le circuit secondaire, ou rotor, est à simple enroulement avec connexions transversales, ce qui donne un enroulement polaire se terminant par trois bagues collectrices pour la combinaison à 24 pôles (21 nœuds) et par un bobinage en cage d'écureuil dans le cas de la combinaison à 36 pôles (15 nœuds).

On obtient la vitesse minimum des moteurs en connectant leur circuit inducteur en 36 pôles et en les alimentant avec du courant fourni par les générateurs principaux tournant à leur plus faible vitesse.

Ainsi, quand le navire marche à la vitesse de 10 nœuds, la vitesse des moteurs des hélices, qui est de 78 tours par minute, correspond à une vitesse de 1480 tours par minute des alternateurs principaux. Pour faire marcher le bâtiment plus vite, on augmente le nombre de tours des alternateurs ; quand ceux-ci ont atteint leur

vitesse maximum, celle des moteurs atteint 118 tours par minute et le navire file 15 nœuds. Si l'on veut dépasser cette vitesse on connecte le circuit inducteur des moteurs en 36 pôles et on augmente le nombre de tours de l'alternateur ; on obtient ainsi, pour les moteurs des hélices, des vitesses variant de 118 à 180 tours par minute ; celle du navire passera donc successivement de 15 à 21 nœuds.

On peut atteindre 17 nœuds avec un seul alternateur, tandis qu'au delà de cette vitesse, il faut mettre les deux alternateurs en marche. On peut ainsi obtenir une gamme de vitesses très étendue, tout en assurant aux turbines un rendement satisfaisant, aussi bien quand le navire marche à une allure de croisière que s'il donne son maximum de puissance.

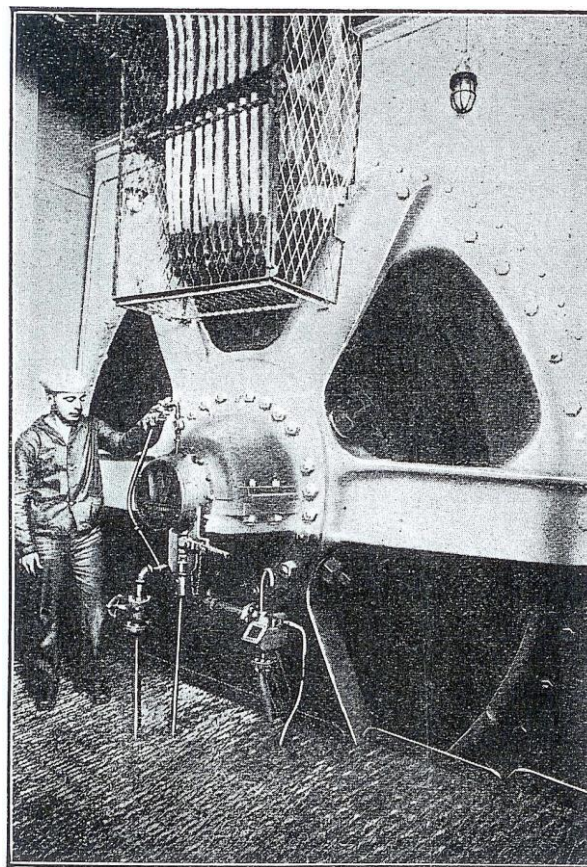


Figure 3 Un des quatre moteurs d'hélices de 8000 chevaux. On peut faire varier la vitesse du navire de 9 à 21 nœuds tout en assurant un rendement mécanique satisfaisant des turbines à vapeur

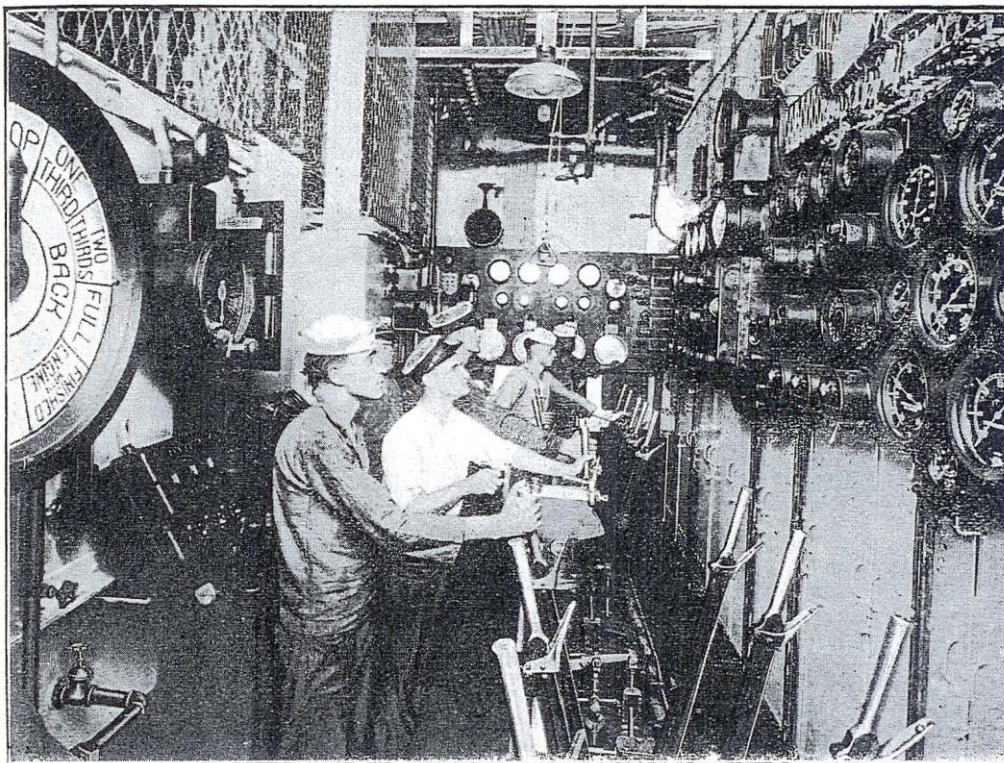


Figure 4 Tableau des appareils de manœuvre et de contrôle et des machines électriques du cuirassé « Tennessee » de la flotte des Etats-Unis

Tous les appareils nécessaires au contrôle du fonctionnement des machines servant à la propulsion électrique du navire sont groupés dans une salle où s'effectuent également les manœuvres relatives aux appareils auxiliaires de toute sorte qui se trouvent à bord. Cependant, la mise en marche des turbines a lieu à partir d'un poste placé dans une autre partie du navire.

Le mode de construction des moteurs rappelle celui des appareils fixes du même genre employés à terre, mais on a pris, au point de vue de l'isolement, les mêmes précautions spéciales que pour celui des enroulements des alternateurs. Les bâtis, d'une seule pièce, sont munis de paliers à consoles. Les moteurs pèsent 59000 kilogrammes au total et ce poids est supporté par quatre pieds venus de fonte avec le bâti. Les paliers et leurs chapeaux, munis du graissage force, peuvent être facilement fixés sur leurs plateaux au moyen de vérins à vis. Au-dessus de chaque moteur, sont installés des ventilateurs aspirants, à double commande, qui assurent leur ventilation. Chaque ventilateur peut aspirer par minute, à travers les noyaux et les enroulements, 354 mètres cubes d'air qu'il refoule vers le pont par des conduites de tôle.

Ces ventilateurs sont aidés par des ailettes montées sur les rotors des moteurs principaux et qui peuvent fournir la quantité d'air suffisante pour permettre la marche normale des moteurs à pleine charge pendant de courts instants ; même quand les ventilateurs aspirants cessent de fonctionner par suite d'un dérangement.

Un petit moteur à courant continu est attelé par un manchon d'accouplement à chaque arbre porte-hélice ; on peut donc faire tourner lentement ce dernier, ainsi que le rotor du moteur, lors des visites périodiques et des réparations.

Dans une salle spéciale, placée au centre du bâtiment, et garantie par un blindage qui la met à l'abri des attaques par obus et par torpilles, sont groupés tous les appareils de commande, de contrôle et de mesure, nécessaires pour qu'une équipe de six hommes puisse assurer le bon fonctionnement des machines servant à la propulsion électrique et

des nombreux appareils auxiliaires de toute sorte qui se trouvent à bord. Les interrupteurs se manœuvrent mécaniquement au moyen des leviers rangés en alignement au milieu de la salle. Tous les leviers sont reliés par des enclenchements mécaniques qui les rendent solidaires les uns des autres, de sorte qu'il est impossible de se tromper en fermant ou en ouvrant les interrupteurs. Face à ces leviers sont groupés, sous les yeux des électriciens de quart, les appareils de mesure qui fournissent tous les renseignements nécessaires sur le fonctionnement des machines et sur l'état des divers circuits du bord.

Tous les interrupteurs placés sur le circuit du courant à haut voltage sont du type à huile et peuvent être ouverts en toute sécurité en pleine charge, bien que normalement cette manœuvre ne doive jamais avoir lieu en service.

Les interrupteurs, montés en majeure partie sur un banc installé devant le tableau, sont complètement protégés par des boucliers qui en permettent l'accès facile. Grâce à un dispositif spécial, on peut abaisser rapidement les bacs à huile des interrupteurs afin de mettre à nu les contacts en vue de leur visite. Les électriciens sont protégés contre les conséquences des fausses manœuvres par un ensemble de verrous électriques et de disjoncteurs qui permettent également de procéder en toute sécurité à la visite des circuits d'un, ou même de deux moteurs, pendant que les autres fonctionnent.

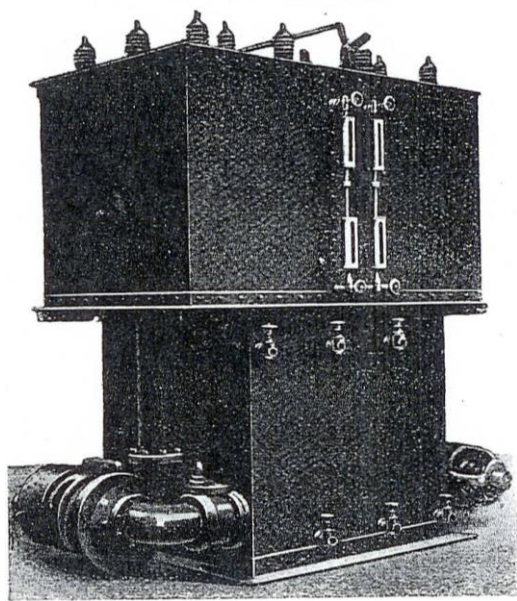


Figure 5 Double rhéostat liquide

Des rhéostats liquides, placés dans la salle du tableau, derrière les leviers de manœuvre, servent à mettre les moteurs en marche quand on utilise leurs enroulements à 24 pôles. Dans ce type de rhéostat, on fait varier la résistance du circuit en faisant monter ou baisser le niveau d'une solution de carbonate de soude dans laquelle sont immergées les électrodes reliées aux plombs fusibles des circuits secondaires des moteurs.

Les interrupteurs sont disposés de telle façon que l'un ou l'autre des alternateurs peut actionner un seul ou plusieurs moteurs, de sorte que les groupes de tribord et de bâbord peuvent marcher en sens opposé, si on le désire. Quand on emploie les deux générateurs, chacun actionne deux moteurs et les deux groupes sont indépendants.

La marine de commerce a déjà largement profité de l'expérience acquise par les constructeurs de navires de guerre en ce qui concerne la propulsion électrique.

C'est également aux Etats-Unis qu'a été signalée la première application de la propulsion électrique à un véritable cargo-boat de fort tonnage. *L'Eclipse*, bâtiment marchand de 12000 tonnes, construit en 1918 à San Francisco, avait reçu primitivement des turbines à engrenages qui furent ultérieurement remplacées par une machine électrique constituée par une turbine horizontale Curtiss de 3000 chevaux actionnant directement un alternateur triphasé qui alimente de courant à 2300 volts 50 périodes, un moteur à induction à rotor bobiné, accouplé à une hélice centrale. Ce matériel provenait d'une commande de vingt-cinq cargos à propulsion électrique passée par le gouvernement américain à la General Electric Co., de Schenectady, et annulée dès la conclusion de l'armistice.

On n'avait encore, pour ainsi dire, exécuté aucun travail sur les coques, mais le gouvernement des Etats-Unis fut obligé de prendre livraison de 10 machineries électriques complètes dont l'état d'avancement n'avait pas permis de faire suspendre à temps l'achèvement.

Le *Cuba*, qui fut le premier paquebot propulsé au moyen de moteurs électriques a été construit en 1919 à Brooklyn (Etats-Unis) pour le compte de la compagnie de navigation américaine « Miami Steamship Company »; il est actuellement affecté à un service de voyageurs entre Jacksonville (Floride) et La Havane (Cuba).

Avec une machinerie de 3350 chevaux, on a obtenu un peu plus de 17 nœuds aux essais, le déplacement moyen dans l'eau de mer étant de 3580 tonnes. Les quatre chaudières cylindriques chauffées au pétrole au moyen d'appareils White fournissent de la vapeur surchauffée à la pression de 13 kilos par centimètre carré.

La partie électrique comporte simplement une turbine à vapeur horizontale Curtiss de 3350 chevaux tournant à 3000 tours par minute, et actionnant un alternateur qui alimente un moteur électrique synchrone de 3.000 chevaux avec du courant triphasé à 50 périodes (1150 volts, 1,80 ampères);

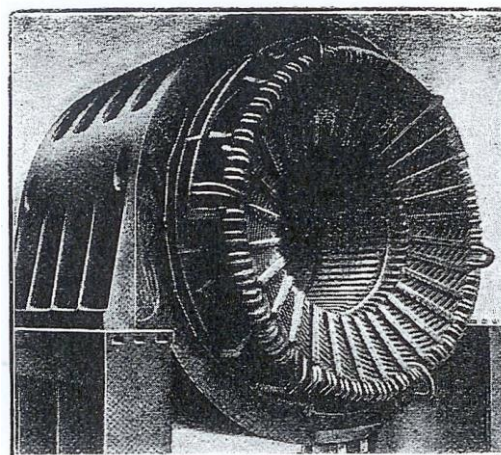


Figure 6 Les enroulements et les connexions du stator d'un alternateur principal

Le noyau est formé d'une carcasse de fonte à nervures remplies de feuillets de tôle. Les enroulements comportent deux conducteurs isolés insérés dans chacune des rainures.

Le courant d'excitation est emprunté à deux dynamos de 150 kilowatts fournissant également le courant d'éclairage et de force. Ces dynamos (600 ampères et 250 volts) tournent à 1200 tours sous l'action directe de deux turbines à vapeur de 300 chevaux marchant à la vitesse de 3600 tours-minute.

La propulsion électrique a également fait l'objet d'applications intéressantes au Japon où la compagnie de navigation « Toyo Kisen Kaisha » a mis récemment en service le premier navire propulsé électriquement de la flotte de commerce japonaise : le *Biyo Maru*, long de 120 mètres et déplaçant en charge 8800 tonnes.

En France, les Forges et Chantiers de la Méditerranée construisent à La Seyne, pour la Société Générale des Transports Maritimes à vapeur, deux cargos de 5000 tonnes de port en lourd : *Talca* et *Sorata*, dépassant en charge 7850 tonnes.

Leur longueur entre perpendiculaires est de 110 mètres, leur largeur de 14 mètres et leur tirant d'eau moyen de 6 m 50.

Les établissements Sautter-Harlé ont fourni, pour chacun de ces bâtiments, deux groupes électrogènes alimentant deux moteurs asynchrones développant 2000 kilowatts qui font tourner chacun une hélice.

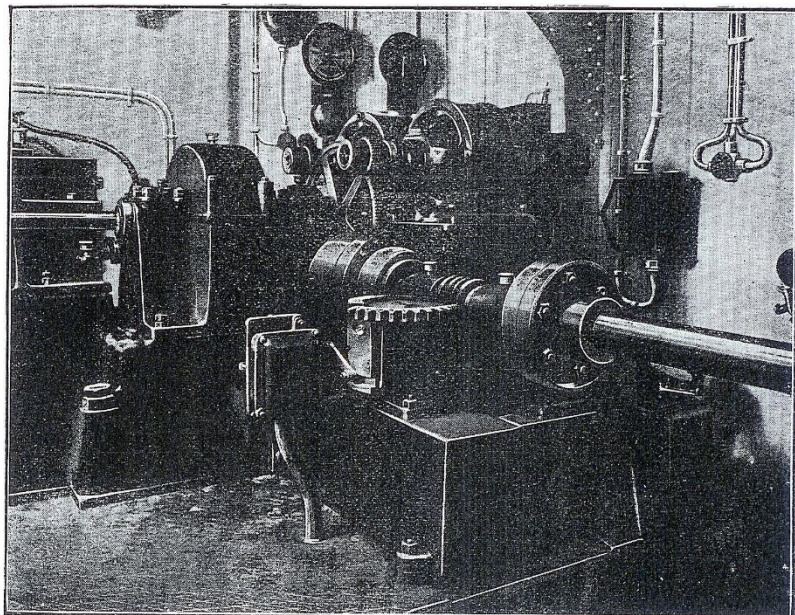


Figure 7 Servomoteur électrique pour la manœuvre du gouvernail

Des moteurs électriques Westinghouse que l'on aperçoit en haut à droite, servent à actionner mécaniquement un pignon denté engrenant avec une vis sans fin taillée dans un arbre. Ce dernier actionne le gouvernail qui est en outre, muni d'un servomoteur hydraulique de secours.

Le programme imposé aux constructeurs prévoit une vitesse de 13 nœuds pour un port en lourd de 3300 tonnes. Les moteurs principaux devront consommer au maximum, par vingt-quatre heures, 21 tonnes de bon charbon de soude du Pays de Galles pour imprimer au navire une vitesse moyenne de route d'au moins 10 nœuds en pleine charge.

Chaque groupe électrogène comprend une turbine radiale à vapeur, système Ljungström, à double rotation actionnant deux excitatrices à courant continu et deux alternateurs bipolaires fournissant du courant triphasé à 1200 volts, 50 périodes. Ces turbomoteurs alimentés de vapeur surchauffée à 350°C par trois chaudières cylindriques à trois foyers de 250 mètres carrés de surface de chauffe, timbrées à 2 kilos, peuvent donner 1000 kilowatts à 3000 tours.

A chaque alternateur correspond un moteur électrique avant à courant triphasé, asynchrone et à bagues, de 1000 kilowatts, tournant à 123 tours par minute, et un second moteur arrière semblable, de 2000 kilowatts, tournant à 163 tours. L'appareillage de ces moteurs, qui sont montés sur le même arbre porte-hélice, permet de connecter leur circuit inducteur en 48 ou en 36 pôles, avec 24 ou 18 secteurs ou ondes. Quand on marche avec le moteur arrière de 2000 kilowatts, le rotor du moteur avant de 1000 kilowatts est donc débrayé et inversement.

En résumé, tous les essais faits jusqu'à présent ont prouvé que la commande directe des hélices au moyen de moteurs électriques alimentés par des turboalternateurs, constituait la méthode la plus simple pour utiliser, à bord des navires de toutes catégories, avec le rendement maximum, la puissance totale des turbines à vapeur à grande vitesse.

La transmission de l'énergie des turbines aux arbres porte-hélices, par l'intermédiaire d'engrenages à double réduction, très à la mode dans ces dernières années, ne semble pas être aussi avantageuse qu'on l'avait cru tout d'abord, à cause des chocs et des vibrations que les engrenages subissent de la part des propulseurs. Le rendement d'une transmission de 2500 chevaux, de ce système, ne paraît pas pouvoir dépasser 94 %, sans tenir compte des pertes dues à la présence obligatoire d'une turbine de marche arrière pour les manœuvres de port.

Le rendement donné par les moteurs électriques, supérieur à celui des engrenages à simple réduction, est sensiblement égal à celui des turbines à double réduction. Il n'y a guère de différence, jusqu'à présent, quant au poids et à l'encombrement des trois genres de machineries, mais la propulsion électrique présente de très grands avantages quant à la facilité de manœuvre, à la sûreté de fonctionnement, ainsi qu'à la souplesse qu'elle permet d'obtenir au double point de vue de l'installation et de l'utilisation.

On dispose, en effet de toute la puissance des turbines, aussi bien en marche arrière que pour la marche avant, et, en munissant les machines d'enroulements spécialement combinés, on obtient les divers rapports de vitesses utilisés dans la pratique de la navigation courante. Les engrenages peuvent s'user rapidement, surtout si leur montage laisse à désirer, tandis que les machines électriques marchent sans bruit avec une usure insignifiante pendant des années.

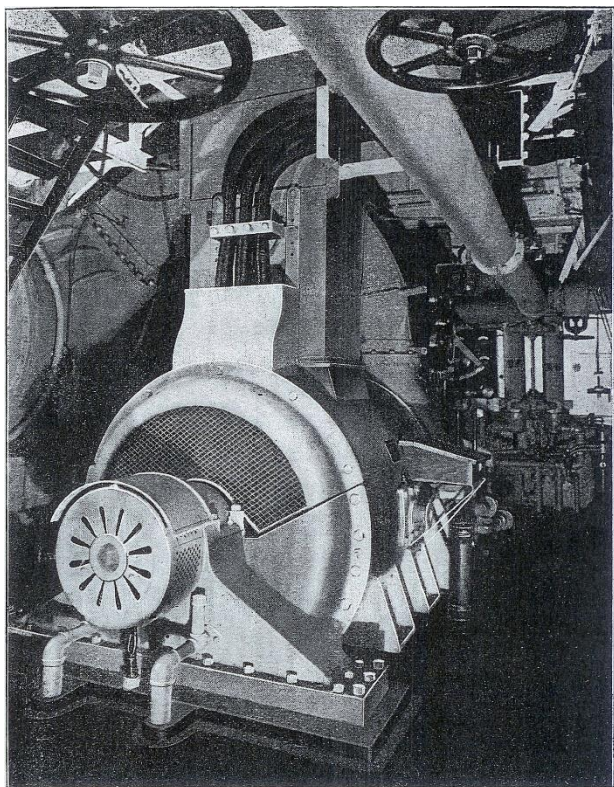


Figure 8 Groupe générateur d'électricité du paquebot américain « Cuba »

On peut loger les groupes électrogènes tout près des chaudières, de manière à réduire au minimum la longueur des tuyauteries. Il est économique d'installer un seul turboalternateur pour plusieurs moteurs d'hélices. Si on emploie plusieurs moteurs, on n'en utilisera qu'un seul pour la propulsion aux vitesses réduites, ce qui permettra d'obtenir quand même un bon rendement général pour l'installation,

Enfin, la propulsion électrique, combinée avec l'emploi du moteur Diesel, permet de réaliser une importante simplification en supprimant les organes de changement de marche. On obtiendrait une grande

sécurité de marche en installant à bord d'un cargo-boat plusieurs groupes électrogènes actionnés par des moteurs Diesel de moyenne puissance alimentant les moteurs d'hélices.

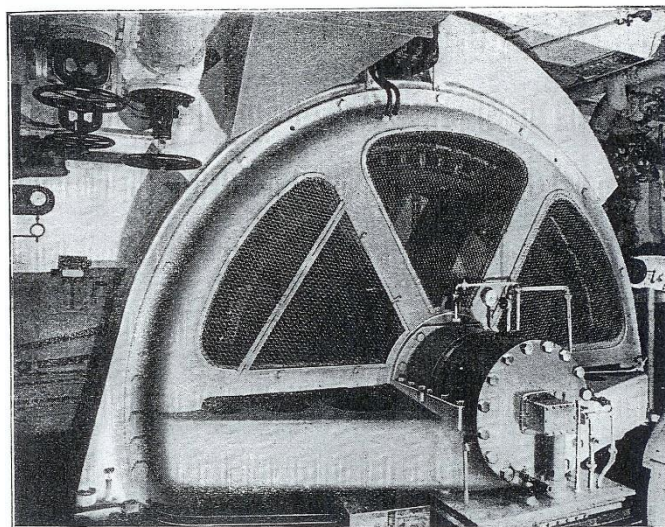


Figure 9 Moteur électrique synchrone actionnant l'hélice du paquebot américain « Cuba » ;

Le Cuba, qui déplaçait 3580 tonneaux aux essais, a donné 17 nœuds avec une faible consommation de combustible.

Un certain nombre de navires ainsi équipés sont actuellement en service, ou en cours de construction, aux Etats-Unis et sur les chantiers scandinaves. Les armateurs peuvent ainsi tirer la quintessence des avantages que procure le moteur Diesel.

Tel est l'état actuel du problème de la transmission de l'énergie mécanique des machines principales à bord des navires, jusqu'à ce qu'une nouvelle invention vienne détrôner la turbine à vapeur dont certains auteurs prévoient le remplacement plus ou moins prochain par des turbines à gaz, ou, plus exactement à combustion interne. Cette solution consacrerait, par rapport au moteur Diesel, un progrès analogue à celui qu'a permis de réaliser la transformation en turbines à vapeur, des anciennes machines à pistons

Conformément à la Loi Informatique et Libertés du 06/01/1978, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux informations qui vous concernent. Contacter le Service Abonnements de la SEE

BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI

Année 2008 – 2009

N°55 (décembre 2008), n°56 (mars2009), n°57 (juin 2009), et 58 (septembre 2009).

Abonnement individuel :

Adresser le bulletin ci dessous, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de :

SEE- la revue 3EI

à l'adresse suivante

SEE-la revue 3EI

17 rue Hamelin , 75783 PARIS CEDEX 16

D'un montant de : 36 € TTC pour la France et pays de la CEE

Ou de : 46 € TTC pour les pays hors CEE

Nom :.....Prénom

Adresse d'expédition de la revue 3EI :

Rue, n° :.....

Code postal :..... Ville :.....

Pays :.....

Adresse électronique :.....

Activité (pour statistiques) :.....

Abonnement souscrit pour une collectivité (bibliothèque , CDI, laboratoire, entreprises, université, école d'ingénieur, lycée, IUT ...)

52 € TTC pour la France et pays de la CEE

65 € TTC pour les pays hors CEE

Prendre soin de mentionner sur le bon de commande le lieu de livraison de la revue ainsi que le destinataire (personne physique ou service). Expédier le bon de commande à

SEE-la revue 3EI

17 rue Hamelin , 75783 PARIS CEDEX 16



DES DOSSIERS THEMATIQUES (PRÉVISIONS)

- n°51 (décembre 2007) Gisements d'économie d'énergie
- n°52 (mars 2008) Piles à combustible
- n°53 (juin 2008) FPGA (Field-Programmable Gate Array) / Circuit intégré configurable pour réaliser des fonctions mathématiques et logiques
- n°54 (septembre 2008) Pratiques pédagogiques des académies de Poitiers et de Toulouse

UN SUPPORT PEDAGOGIQUE

- Support de cours

Outil didactique pour les filières préparant à l'enseignement technique

■ **Support documentaire**

Trame indispensable à la formation continue des Hommes de terrain



Les sommaires des derniers numéros
sont disponibles sur le site www.see.asso.fr

BULLETIN D'ABONNEMENT 2007/2008

A retourner à la SEE - La Revue 3 E.I., 17 rue de l'Amiral Hamelin - 75783 Paris cedex 16 - France

Tarifs d'abonnements	France + UE 1 an (4 numéros)	Etranger (Hors UE) 1 an (4 numéros)
Tarif membre SEE *	32 €	42 €
Plein tarif (non membre SEE)	36 €	52 €
Tarif collectif membre SEE *	47 €	60 €
Plein tarif collectif (non membre SEE) Bibliothèques, CDI, Laboratoires, Entreprises)	52 €	65 €

**Pour devenir membre SEE, appeler le 01 56 90 37 09 ou adresser un courriel à : abo@see.asso.fr*

Oui, je m'abonne à la revue 3 E.I. pour 4 n^{os} (51 à 54 inclus)

Nom et prénom (ou raison sociale) :

Service/ département :

Activité (facultatif):

Adresse :

Code postal Ville :

Pays : e-mail souhaitable:

Conformément à la Loi Informatique et Libertés du 06/01/1978, vous disposez d'un droit d'accès et de rectification aux informations qui vous concernent. Contacter le Service Abonnements de la SEE

Je règle la somme de : €

Indiquer votre N° de membre (le cas échéant) :

par : ☐ chèque à l'ordre de la SEE ☐ Prélèvement bancaire (Joindre un RIB)

☐ Carte bancaire (Visa, Eurocard, American Express)

N° Carte Date de validité

Date de souscription

--	--	--	--	--	--

Date, signature et cachet :

☐ Je joins le bon de commande administratif numéro :

et je désire recevoir une facture au nom de mon employeur pour paiement à réception

Raison sociale et adresse :

.....

Code postal

--	--	--	--

 Ville :

Pays : VAT :

RF&HYPER

Le salon des radiofréquences, des hyperfréquences, du wireless, de la fibre optique et de leurs applications.

EUROPE 2008

NOUVELLES DATES & NOUVEAU LIEU

30 septembre, 1^{er} & 2 octobre 2008, Paris-Nord Villepinte

Vers une nouvelle dynamique en 2008 !

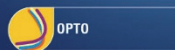
- L'union fait la force ! En 2008, le salon **RF&HyperEurope** se tient avec le Forum de l'Électronique, Mesurexpo, Opto et Vision-Show.
- **Nouvel lieu**: Paris-Nord Villepinte.
- **Nouvelles dates**: 30 septembre, 1^{er} & 2 octobre.
- **4 000 visiteurs** attendus.
- **150 exposants** leaders des radiofréquences et des hyperfréquences.
- **900 sociétés représentées** du monde entier.
- **23 conférences d'applications** animées par les exposants.
- **2 journées de conférences CEM** animées par l'AFCEM.



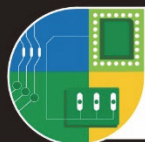
Événement 2008

Le séminaire sur "Les outils théoriques et expérimentaux d'aide à la conception des systèmes RF" animé par la société Xlim.

Pour exposer, demander votre badge d'accès gratuit aux 5 salons, consulter les moyens d'accès : www.RFHyper.com en parallèle de



IMAGES & CARACTÈRES © EXPOSIUM2008



FORUM DE
L'ÉLECTRONIQUE

Le salon des **composants**, de la **production**, de la **sous-traitance** et du **test & mesure**



• L'animation "De l'idée au produit : le brasage sélectif au cœur de l'innovation"

• Le congrès FORUM EUROPARTNER



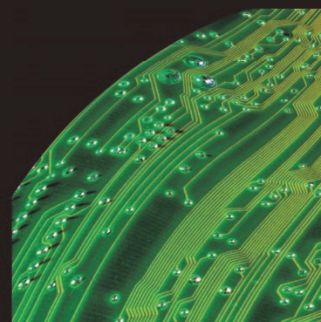
Même lieu, mêmes dates



Paris-Nord
VILLEPINTE

NOUVEAU LIEU

30 septembre
1^{er} & 2 octobre 2008



www.forum-electronique.com



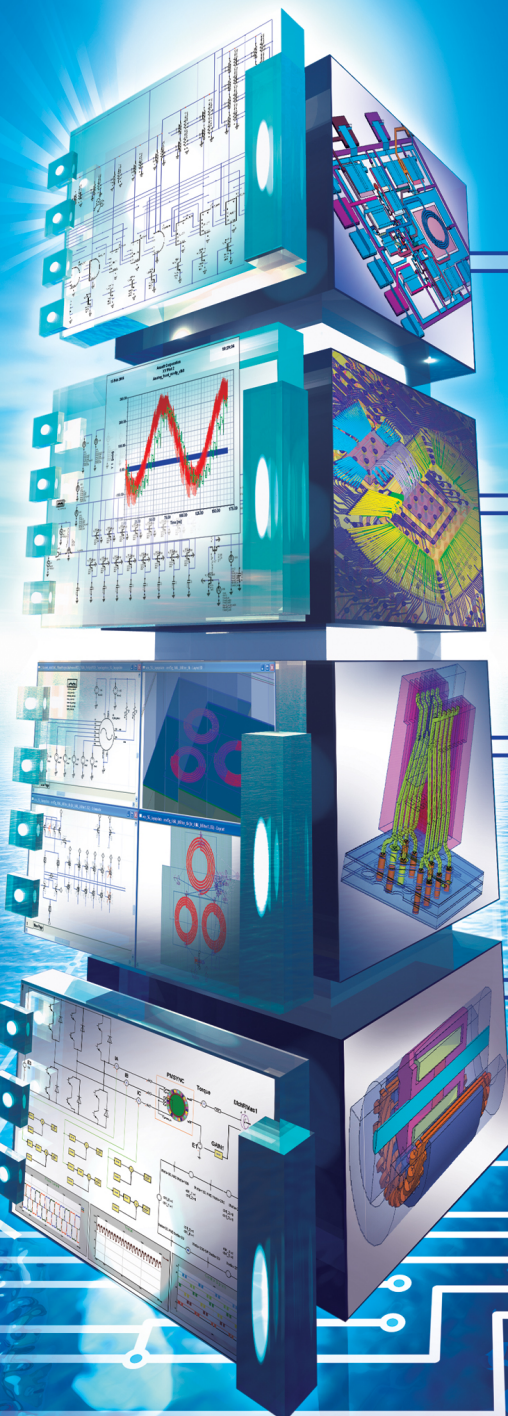
Badge gratuit

Mot de passe : PUB55

Maxwell[®] v12
Simulation électromagnétique
basse-fréquence

Pour recevoir votre
licence d'évaluation **GRATUITE**
Envoyez vos coordonnées à:
contactfrance@ansoft.com.

SIM⁺plorer[®] v7
Simulation système multi-physique



**HIGH-PERFORMANCE
IC DESIGN & VERIFICATION**

**HIGH-PERFORMANCE
SIGNAL & POWER INTEGRITY**

**HIGH-PERFORMANCE
RF & MICROWAVE DESIGN**

**HIGH-PERFORMANCE
EM SYSTEMS DESIGN**

ANSOFT.COM

**SIMULATION SOFTWARE
FOR HIGH-PERFORMANCE ELECTRONIC DESIGN**

Ansoft France - 153, rue Fourny BP 513 78535 BUC Cedex
Tel. 01 39 56 67 99 - Fax. 01 39 56 64 14 - Email: contactfrance@ansoft.com

