

11^e année

La Revue **SEE**



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

Reproduction de la première caméra de télévision mécanique (*reconstitution R. DUPOUY*)



Première mire des débuts de la télévision

La télévision mécanique, histoire et technologie
par Roger DUPOUY
Page 78

Applications pédagogiques et réalités industrielles

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

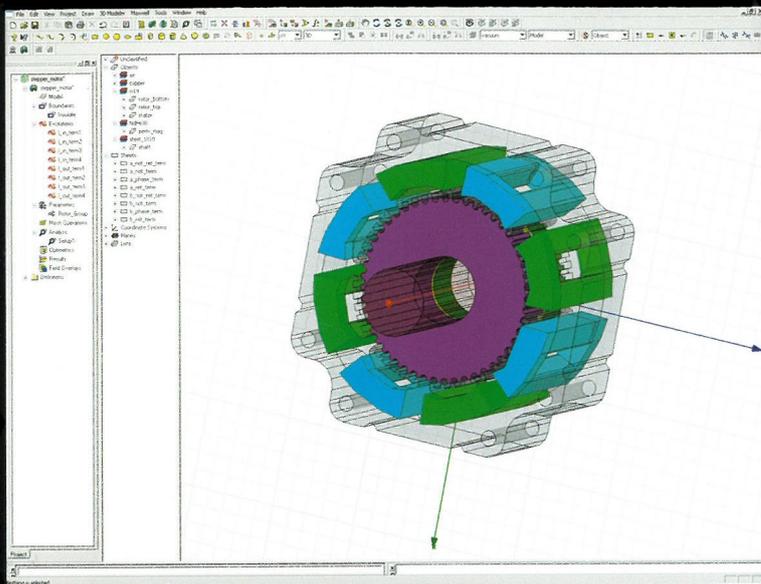
ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



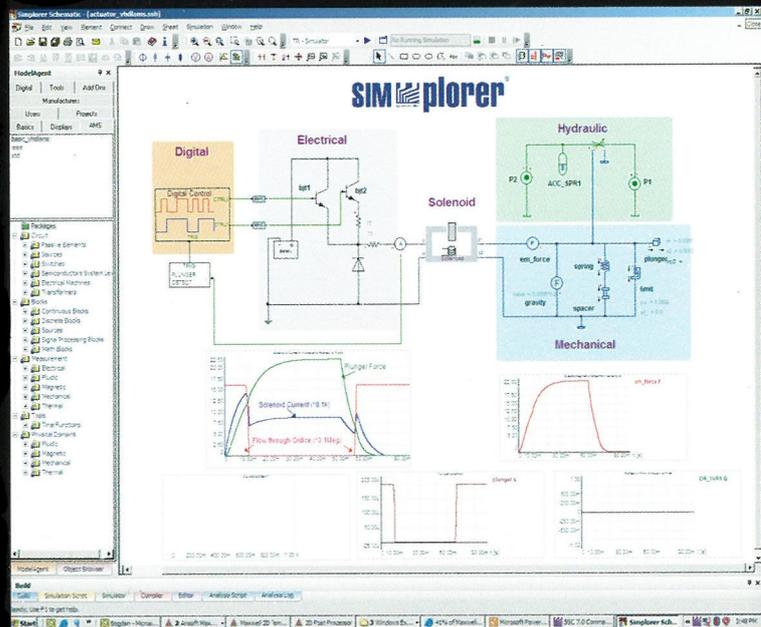
Société de l'Electricité, de l'Electronique et des Technologies de l'Information et de la Communication

N° 42 - Septembre 2005

Du composant...



...au système



Maxwell[®]

Nouvelle interface Windows

Importation de géométries
(CATIA, PROE/.iges, Step, .SAT...)

Script multiparamétrique,
Primitives utilisatrices pour génération de modèles

Mouvement de rotation, translation,
pivot et rotation de pièce non cylindrique

Support des systèmes 64 bits;
OS: Solaris 7+ / Windows 32 bits et 64 bits / Linux

SIMPLORER[®]

System simulation

Simulation circuit, controle et machine d'états

Couplage avec Maxwell pour création de modèles
physiques

Importation modèles Spice

Analyses avancées (Monte Carlo, Optimisations,...)

Couplage Matlab/Simulink/MathCAD/LabView

Modélisation VHDL-AMS (IEEE Std.1076.1)

Recevez gratuitement votre version d'évaluation
et ses modèles en vous inscrivant sur:

www.ansoft.com/3E109



ANSOFT France SAS - 153 rue Fourny, BP 513- 78535 BUC Cedex
Tel: +33 1 39 56 67 99 - Fax: +33 1 39 56 64 14

BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI

Année 2005-2006

N°43 (décembre 2005), n°44 (mars 2006), n°45 (juin 2006) et 46 (septembre 2006).

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 : 35 € TTC pour la France et pays de la CEE

ou de : 45 € 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, entreprise, université, école d'ingénieurs, lycée, IUT ...)

50 € TTC pour la France et pays de la CEE

63 € TTC pour les pays hors CEE

Prendre soin de mentionner sur le bon de commande

Le lieu de livraison de la revue ainsi que son destinataire (personne physique ou service)

Expédier le bon de commande à la SEE

**SEE-LA REVUE 3EI
17, rue Hamelin, 75783 PARIS CEDEX 16**

Abonnements

Le numéro de septembre, consacré traditionnellement aux thèmes pédagogiques et réalités industrielles, est aussi celui qui lance la campagne d'abonnement pour la nouvelle année de parution. En mai 1994, quand était publié le « numéro 0 », qui osait croire qu'on solliciterait un jour les abonnés pour la douzième année de publication d'une revue consacrée à l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle ? En répondant, une fois de plus, à cet appel, vous soutenez le travail de l'équipe 3EI et encouragez celle-ci à continuer cette tâche amorcée par un petit groupe depuis plus de dix ans...

Une équipe 3EI qui se renforce et continue son renouvellement avec l'arrivée de Sylvaine LELEU et Franck LE GALL, tous les deux, professeurs de physique appliquée en section de techniciens supérieurs en électrotechnique. Ce renouvellement est nécessaire, non seulement pour remplacer les départs des membres qui souhaitent mettre un terme au travail qu'ils ont accompli mais aussi pour l'apport d'idées et propositions nouvelles, permettant à cette équipe 3EI, de conserver le dynamisme de ses débuts.

L'histoire de l'électronique de puissance en traction ferroviaire n'est pas finie ; elle se continuera dans le numéro 43 de décembre sous le titre « les GTO règnent sur les matériels français de petite et grande traction pendant une dizaine d'années ». Quelques semaines supplémentaires permettront à Christian LECLERC de rassembler les documents originaux (photographies, schémas...) pour donner à son article la qualité que nous apprécions dans cette série depuis son début. L'électrotechnique est néanmoins présente sous cette rubrique consacrée à la naissance des nouvelles techniques par

L'histoire de la télévision mécanique qui nous fait revivre les débuts de la télévision dont nombre d'entre nous ignoraient qu'elle avait fait appel à des moteurs synchrones ! Roger DUPOUY retrace les débuts de la télévision et vous invite à le rencontrer pour contempler les matériels qu'il a magnifiquement reconstitués (voir les informations en page 88).

Les Journées 2006 de la section Électrotechnique du Club EEA auront lieu à Supélec (campus de Gif-sur-Yvette) les **15 et 16 mars 2006** sur le thème "Ouverture des marchés de l'électricité".

Un programme détaillé de ces journées sera publié dans le numéro de décembre de la Revue 3EI. Les informations sont cependant déjà disponibles sur le site du club EEA (<http://www.clubeea.org/bulletin/adhe.html>), les enseignants des lycées trouveront à cette adresse les conditions de leur inscription ou bien, auprès de Sophie PLUMEL à Supélec (sophie.plumel@supelec.fr)

La Revue 3EI

Comité de publication

Jean BONAL
François BOUCHER
Jean-Claude BOUDENOT
Lucien DESCHAMPS
Jean FAUCHER
Gilles FELD
François FOREST
Brigitte GRELAUD
Jean-Philippe ILARY
Chérif LAROUCI
Marie Michèle LE BIHAN
Franck LE GALL
Sylvaine LELEU
Pascal LOOS
Bernard MULTON
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
Marine FERRON
01 45 74 96 48

Abonnement à la Revue 3EI, année 2005-2006 :

Numéros : 43 (décembre 2005), 44 (mars), 45 (juin) et 46 (septembre 2006).

<u>Abonnement individuel :</u>	<u>Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)</u>
France et Pays de la CEE : 35 €, TTC	France et Pays de la CEE : 50 €, TTC
Pays hors CEE : 45 €, TTC	Pays hors CEE : 63 €, 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**



SOCIETE 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.

<p>La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication Jean-Gabriel REMY Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Adresser les propositions d'article à F. Boucher : revue3ei.art@voila.fr</p> <p>Communication Micheline BERTAUX communication@see.asso.fr</p> <p>Publicité en Régie TRENDICE CONSEIL Philippe MINGORI 01 45 74 96 47 Marine FERRON 01 45 74 96 48</p> <p>Abonnement (4 numéros par an) déc. 2005, mars, juin, sept. 2006. tarifs TTC : <u>Individuel</u> : France et CEE.....35 € Pays hors CEE.....45 € <u>Collectivités</u> France et CEE.....50 € Pays hors CEE.....63 €</p> <p>Réalisation et impression Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : septembre 2005</p> <p>Commission Paritaire 1207 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°42</p> <p style="text-align: center;">Thème : applications pédagogiques et réalités industrielles.</p> <p>p. 1 Bulletin d'abonnement p. 2 Éditorial, informations journées Club EEA p. 3 Sommaire</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Applications pédagogiques</p> <p>p.4 Essais de systèmes en BTS Electrotechnique Hervé DISCOURS, Marie-Michèle LE BIHAN, LT Jules Ferry, 78000 Versailles</p> <p>p.19 Variation de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents Frédéric GILLON, Pascal BROCHET, L2EP, EC-Lille, 59651 Villeneuve d'Ascq</p> <p>p.23 Vecteur spatial et vecteur de Fresnel Lotfi BAGHLI, GREEN, IUFM de Lorraine, 54528 Laxou</p> <p>p. 29 Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu par un hacheur quatre quadrants Amir ARZANDÉ, Bruno LORCET, Emmanuel ODIC et François PROTAT, Supélec, 91192 Gif sur Yvette</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Recherche et développement</p> <p>p. 38 Actionneurs linéaires directs et indirects H. BEN AHMED, B. MULTON, M. RUELLAN, SPEELabs/SATIE, ENS-Cachan Bretagne</p> <p>p. 59 Sustentation magnétique, modélisation et commande Nicolas PATIN, SATIE, ENS-Cachan</p> <p>p.74 Les applications scientifiques et industrielles des logiciels libres compte-rendu d'une Journée SEE, 10 mai 2005 Jean-Philippe ILARY, LT Jules FERRY, 78000 Versailles</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoire des sciences et des techniques</p> <p>p. 78 La télévision mécanique : histoire et technologie Roger DUPOUY, Association pour la conservation du patrimoine de la télévision mécanique, Préface de Jean-Marc VANZO, directeur de Supélec Metz</p>
--	---

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).

Essais de systèmes en BTS Electrotechnique : Evolution et bilan pédagogique

Hervé DISCOURS, Marie-Michèle LE BIHAN

Lycée Jules Ferry

29 rue du Maréchal Joffre, 78000 VERSAILLES

Résumé : Les classes de BTS Electrotechnique de l'académie de Versailles ont bénéficié ces dernières années de subventions, pour l'achat de systèmes techniques industriels.

Le but de cet article est de donner un exemple d'organisation pédagogique centrée sur l'étude de systèmes en seconde année de BTS Electrotechnique. Cet article permet également de livrer les conclusions tirées de notre expérience sur les deux dernières années de fonctionnement.

1. Equipements du laboratoire

Jusqu'alors équipé de maquettes et de deux bancs machines, le laboratoire de génie électrique de notre section a pu se doter de systèmes techniques industriels (en version didactique) grâce aux subventions spécifiques au BTS Electrotechnique (tranches 1 et 2, période 2001-2003).

Outre le passage à la pédagogie « système », cette situation était pour nous l'occasion de diversifier les activités pratiques proposées à nos étudiants. Le choix des équipements a été guidé par notre volonté de couvrir un maximum de domaines de l'électrotechnique. Ainsi les essais de type étude d'associations Machines-Convertisseurs perdaient leur suprématie, mais s'enrichissaient par l'introduction de travaux pratiques sur des domaines abordés uniquement en théorie (ou pas du tout...) tels que l'automatisme, le chauffage, l'éclairage, l'hydraulique, la CEM...

Parallèlement, l'évolution de l'épreuve de projet sur les académies de l'Ile de France imposait des contraintes matérielles plus lourdes.

En conséquence, il paraissait judicieux que les systèmes assurent deux fonctions :

- Le système dans sa globalité est utilisé lors des séances d'essais de systèmes (figure 1).
- La partie opérative seule sert de support à l'activité de projet pour l'épreuve professionnelle de synthèse (figure 2).

Intervention de l'étudiant
(mesures, réglages...)

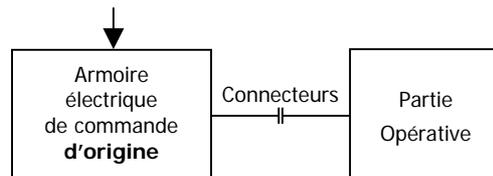


Figure 1 : Système en configuration « Essais »

La possibilité de séparation PO/PC a été un critère déterminant lors du choix des systèmes. Cette déconnexion n'est cependant pas réalisée à chaque séance. Elle intervient principalement en fin d'année scolaire, lorsque les thèmes de projet sont suffisamment avancés.

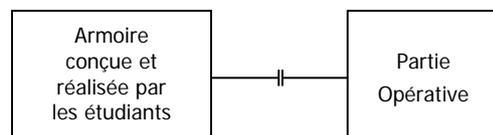


Figure 2 : Système en configuration « Projet »

Lors des activités de projet, la tentation de copiage de l'armoire d'origine peut être évitée par :

- La définition d'un cahier des charges fonctionnel différent.
- L'utilisation de constituants de marque et de fonctionnalités différentes.

Actuellement notre laboratoire « systèmes » est principalement équipé :

- D'une banderoleuse de film plastique
- D'un système de régulation de niveau et débit
- Du sous-système Axe Z (brushless et continu)
- D'un four à induction
- D'un équipement pour l'étude des perturbations électriques des réseaux.
- De bancs de machines (continu, asynchrone et brushless) avec variateurs industriels.

2. Organisation des essais de systèmes

Les séances d'essais de systèmes durent 5 Heures. Elles se déroulent toutes dans la même salle (le laboratoire « système ») avec une demi division (12 étudiants) et un professeur.

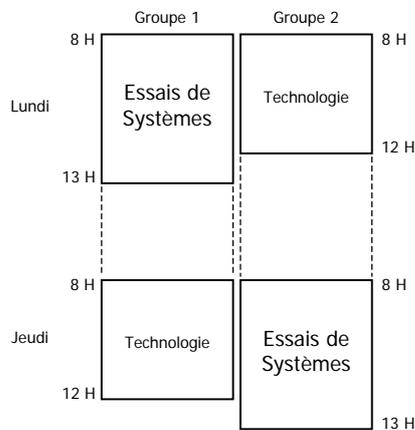


Figure 3 : Emploi du temps de la classe

Selon cette organisation, le groupe 1 travaille en essais de système le lundi, avec un professeur de physique appliquée. Le groupe 2 travaille en essais de système le jeudi, avec un professeur de génie électrique.

Les mêmes travaux pratiques sont proposés par chaque professeur (de physique appliquée pour le groupe 1 et de génie électrique pour le groupe 2). Chaque professeur doit donc connaître et être capable d'intervenir sur l'ensemble des TP (18 sur l'année). La charge de conception des TP a été répartie en parts égales (9 génie électrique / 9 physique appliquée). Cette organisation implique une coordination entre les deux disciplines assurant l'enseignement de l'électrotechnique en classe de BTS. Elle est indispensable pour assurer une liaison entre les différents contenus de cours de chaque matière et ainsi assurer « l'assemblage » nécessaire à l'efficacité des séances d'essais de système.

Afin d'exploiter les richesses spécifiques de chaque système, dont on dispose d'un seul exemplaire, les essais se déroulent selon des séries de TP tournants.

L'organisation sur l'année fait apparaître 3 séries comportant chacune 6 TP différents (chaque TP dure 5 Heures) et une séance de correction/synthèse. Les séances restantes sont utilisées pour les préparations spécifiques aux oraux (stage et projet).

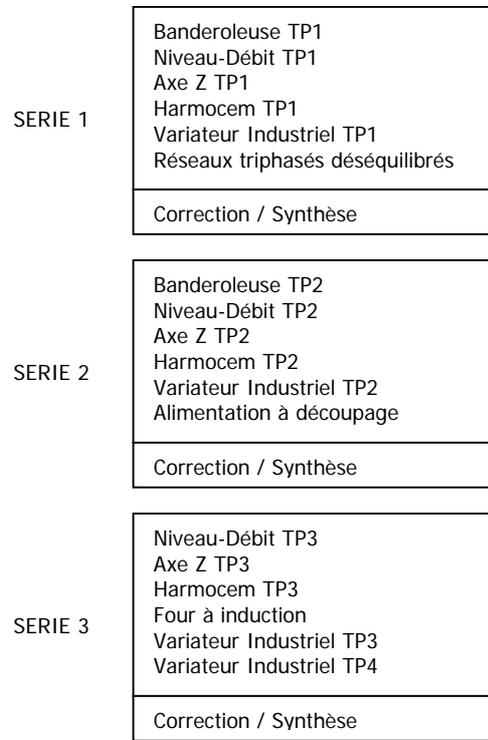


Figure 4 : Organisation annuelle

Sans qu'elle soit définie et caractérisée de façon précise en BTS ET, la notion de centre d'intérêt est cependant sous-jacente. Par exemple, plusieurs TP de la série 1 auront des activités centrées sur l'organisation fonctionnelle et matérielle des systèmes, soit une approche globale liée à leur fonction d'usage.

La notion de progression est aussi très présente dans la conception des sujets de TP. Cette progression implique pour les étudiants une réutilisation du travail des séances précédentes (consolidation des acquis).

Les étudiants travaillent en binômes et rédigent un compte-rendu qu'ils doivent remettre en fin de séance. Chaque TP est noté, l'évaluation est de type formative. Elle prend en compte le travail écrit, le comportement et les résultats obtenus lors des manipulations.

Un accent particulier est mis sur le travail en autonomie. Le professeur n'intervient dans l'activité de l'étudiant que si celle-ci s'éloigne trop de la démarche attendue. En aucun cas l'aide apportée ne permet de répondre directement aux questions du problème posé. L'étudiant doit s'approprier seul les notions relatives au sujet, à l'aide des ressources mises à sa disposition (documents, ordinateur, appareils de mesures...). Les sujets ont été conçus dans cet esprit, avec une structure évitant de laisser un étudiant bloqué pendant 5 heures.

3. Contenu des TP et résultats obtenus

3.1. Système « Banderoleuse »

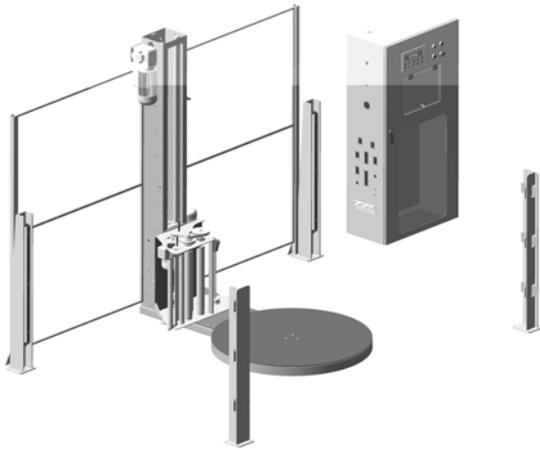


Figure 5 : Vue générale du système

TP1 : La première activité sur le système est principalement orientée automatisme. La séance comporte deux parties.

La première propose l'étude des différents modes de marche et d'arrêt. Les étudiants sont directement placés devant le système et doivent retrouver l'organisation des modes de marche en complétant l'ossature donnée (figure 6). Les interventions sur le système sont laissées à leur seule initiative.

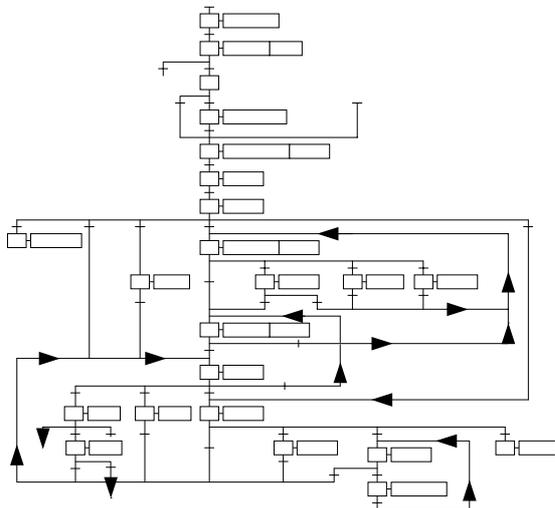


Figure 6 : Ossature de l'organisation des modes de marche

Cette étude débouche sur la nécessité d'utiliser un outil de représentation. En effet, la notion de mode de marche apparaît généralement comme secondaire aux étudiants qui ne voit pas la nécessité de tant de complications et préfère une approche non structurée. Les nombreux modes de fonctionnement du système étudié sensibilise efficacement les étudiants aux limites d'une démarche de conception « à tâtons ».

Cette première partie du TP aborde également la communication entre l'automate et l'interface opérateur (ici de type Magelis). Elle permet de montrer le fonctionnement de l'association et la nature des échanges (dialogue bidirectionnel, échanges de mots, affectation des pages...).

Dans la seconde partie du TP l'étudiant doit décrire le comportement du système (cycle automatique) en utilisant l'outil de description GRAFCET, conformément au fonctionnement observé.

Cet exercice est très riche et fait appel à diverses notions telles que la manipulation de variables TOR, de mots et bits internes, de compteurs et temporisations.

Généralement, les réponses des étudiants montrent un manque d'approfondissement dans les solutions proposées. Bien que la plupart de celles-ci ne soient pas globalement incohérentes, elles ne traduisent pas de façon rigoureuse le comportement observé. La correction du TP porte principalement sur ce point.

TP2 : La seconde activité sur le système est centrée sur la commande des mouvements. Elle pourrait s'exprimer par les interrogations suivantes : Qui contrôle qui ? et comment ?

La première partie porte plus précisément sur l'identification des fonctions de transfert, en régime statique, des éléments intervenant dans le contrôle de vitesse de rotation du plateau. L'objectif principal est la justification du contenu du programme (LADDER), en vue d'approcher la relation idéale : valeur obtenue = valeur désirée.

Bien que nécessitant des connaissances dans différents domaines (programmation API, variation de vitesse MAS, transmissions mécaniques), le sujet ne déborde pas de complexité et les réponses des étudiants sont globalement satisfaisantes.

La seconde partie reste dans le même esprit, mais aborde le contrôle de la vitesse de translation du chariot. Le sujet est cependant moins guidé. Le programme n'est plus donné, les étudiants doivent en proposer un en correspondance avec le comportement du système. Les mesures et leurs modes opératoires sont laissés à la libre initiative des étudiants.

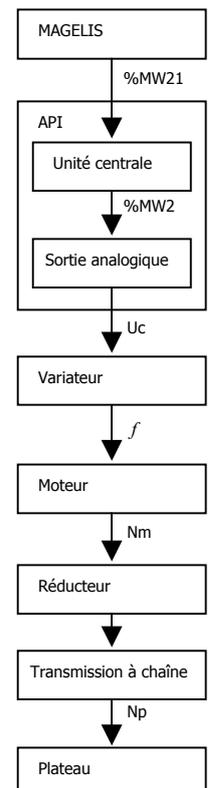


Figure 7 : Contrôle de la vitesse du plateau

3.2. Système « Niveau-Débit »



Figure 8 : Vue générale du système

TP1 : Le premier TP sur ce système permet la découverte des constituants et de leur fonction.

La première activité est réalisée avec le système hors tension. Elle consiste à identifier les principaux éléments apparaissant sur les schémas fournis. Les étudiants disposent de ressources spécifiques (papier ou informatique), principalement des extraits de documentations techniques associées aux différents constituants du système. Pour chaque élément il est demandé de préciser :

- Le type de matériel et son principe de fonctionnement (on demande de limiter la réponse à deux phrases).
- La fonction pour le système étudié.

Cet exercice dure généralement une bonne partie de la séance. Il nécessite d'effectuer une synthèse des informations disponibles, il est très formateur. Si beaucoup d'étudiants comprennent globalement le principe de fonctionnement des constituants, ils ont en revanche plus de difficultés pour définir leur fonction au sein du système. C'est le point central abordé lors de la correction.

Les domaines hydraulique et pneumatique sont généralement méconnus de nos étudiants et ce TP en permet une approche intéressante. C'est également une occasion pour aborder la technologie des nombreux capteurs associés. La plupart découvrent notamment des applications concrètes des liaisons 4-20 mA.

Cette activité engendre également un travail de lecture et d'interprétation de schémas. Ce point n'est pas superflu, tant les acquis de nos étudiants en ce domaine sont fragiles (notamment le repérage équipotentiel, la correspondance de borniers...).

La seconde activité consiste à faire rédiger des procédures de mise en service du système selon les différents modes de fonctionnement. Ces procédures sont validées expérimentalement en présence du professeur.

Bien que ce TP ne propose pas d'activités de mesurage, il est globalement bien apprécié des étudiants. Son action est également très bénéfique pour le cours de technologie.

TP 2 : Les activités de ce TP sont centrées sur l'identification de la chaîne d'action du système. Ce point est d'ailleurs un des centres d'intérêt de la série 2.

Une étape préliminaire à l'étude est dédiée à l'étalonnage du débitmètre principal, afin de garantir l'exactitude des mesures suivantes. Pouvant paraître simple au premier abord, cette partie pose cependant des difficultés à nos étudiants, peu habitués à manipuler des grandeurs autres qu'électromécaniques.

La partie principale du TP consiste à identifier les fonctions de transfert des éléments intervenant dans le contrôle du niveau dans le réservoir. Cette identification utilise le formalisme de Laplace, son objectif est de trouver une modélisation (figure 9) permettant de déterminer le niveau en fonction de la consigne de vitesse appliquée au variateur et du débit de sortie du réservoir Q_u .

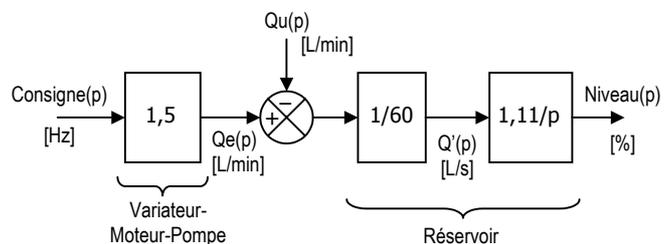


Figure 9 : Chaîne d'action, contrôle du niveau

Les notions de gain, traduisant des relations de proportionnalité, sont généralement bien comprises par nos étudiants. Il n'en est pas de même pour le bloc d'intégration (niveau-débit), qui reste difficile à appréhender pour beaucoup. La tâche est rendue encore plus délicate du fait des unités mises en jeu (Hz-L/min-%), pour des grandeurs évoluant au cours du temps, exprimé en secondes...

L'étude est menée selon deux approches, théorique et expérimentale, dont on compare les résultats (comparaison du modèle de connaissance au modèle de comportement). La quasi linéarité du système associé à un temps de réaction suffisamment court pour permettre de nombreuses expérimentations, contribuent à l'efficacité de la séance.

Ce TP d'identification, sur un système néanmoins simple, permet de montrer une application concrète d'un outil (Laplace) que les étudiants jugent souvent comme réservé à l'étude de problèmes de physique. Ce point est d'autant plus fort, que les résultats trouvés servent de base pour le TP suivant.

TP3 : L'objectif de la séance est de configurer le système de façon à maintenir le niveau dans le réservoir à une valeur donnée (50% par exemple). Un cahier des charges précise les performances attendues en terme de précision, rapidité et stabilité. Le régulateur mis en œuvre est utilisé en mode PID.

L'activité principale du TP consiste à étudier différentes solutions :

- Système en boucle ouverte.
- Système en boucle fermée sans correcteur.
- Système en boucle fermée et correcteur P, avec différentes valeurs de P.
- Système en boucle fermée et correcteur PI, avec différentes valeurs de I.

Pour chacune des solutions il est demandé d'en déduire les avantages et inconvénients, en référence au cahier des charges initial. La conclusion de la séance vise à déterminer le réglage optimal, permettant d'atteindre les performances souhaitées.

Le travail demandé combine des activités pratiques et des prédéterminations théoriques, lorsque ces dernières restent abordables et tant que le domaine de validité du modèle n'est pas dépassé.

Les premières configurations du système, de part leur simplicité, permettent une étude théorique complète. Les résultats se vérifient expérimentalement avec une bonne précision. Pour le système en BF avec fortes valeurs de P, le comportement devient non linéaire (la consigne du variateur de vitesse ne peut pas dépasser 50 Hz). L'étude théorique porte alors principalement sur la prédétermination de la valeur finale (et non sur le temps de réponse). De plus, le modèle simplifié du système ne prend pas en compte les constantes de temps de certains constituants, du fait de leurs faibles valeurs relatives. Ce faisant, il ne devient plus possible de démontrer théoriquement la présence du comportement instable du système.

Bien que l'étude théorique de ces deux phénomènes soit intéressante, il a été choisi de n'en montrer que les résultats expérimentaux. Ce choix a été guidé par un souci de limiter l'étude (durée, complexité), pour mieux atteindre l'objectif principal du TP.

De même, ce TP n'aborde plus la régulation TOR dont la trompeuse simplicité nous a montré qu'elle pouvait être source de confusions, notamment lors d'une séance consacrée à la compréhension du comportement des systèmes asservis linéaires.

Avec les réserves émises précédemment, les activités proposées lors de cette séance permettent généralement une bonne acquisition des principes fondamentaux.

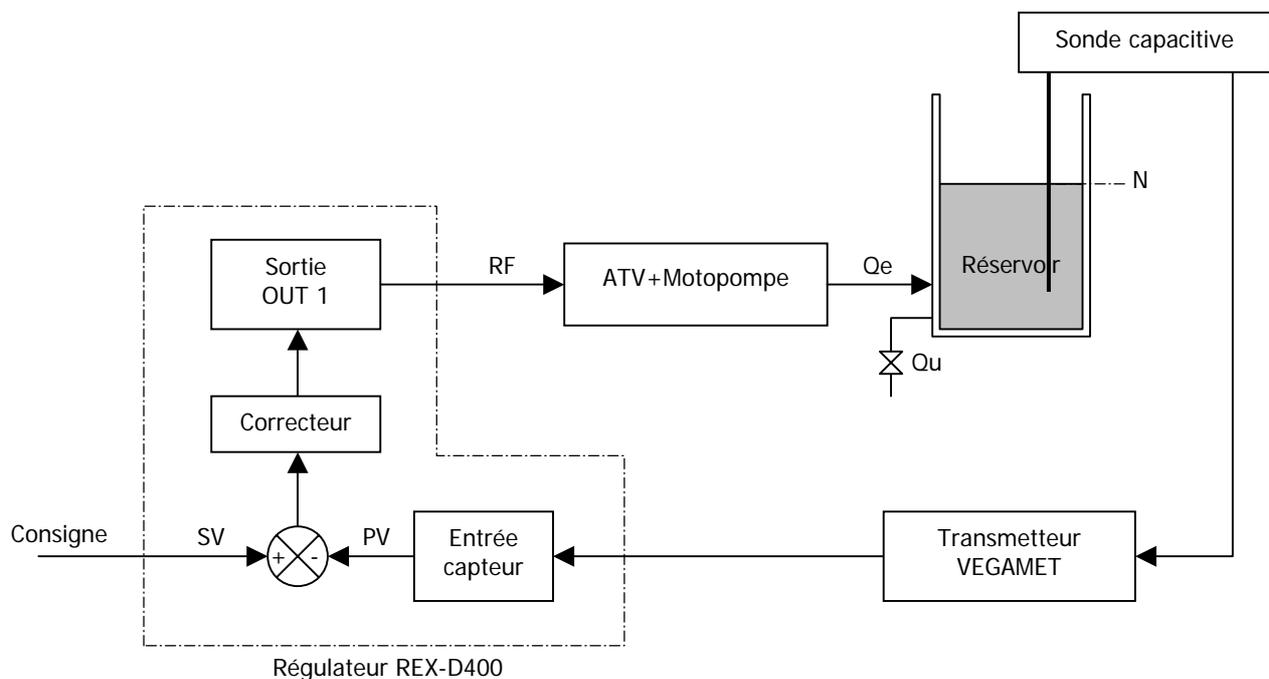


Figure 10 : Représentation fonctionnelle du système étudié – Régulation de niveau

3.3. Sous-système « Axe Z »



Figure 11 : Vue d'ensemble

Bien que le terme de système soit ambigu pour désigner cet équipement, au sens « satisfaction d'une fonction d'usage... », il sera utilisé pour la suite. Cette ambiguïté pouvant d'ailleurs disparaître par une mise en situation appropriée (partie d'un transgerbeur).

Suivant les années, en liaison avec le thème de projet utilisant cette partie opérative, le système peut être équipé d'un moteur Brushless ou à courant continu. L'objectif de chacun des TP proposés reste cependant identique.

Pour la majorité de nos étudiants, le système a déjà fait l'objet de travaux pratiques lors des séances ESTI des classes de première et terminale. Contrairement à notre première pensée, les étudiants ne trouvent pas ennuyeux le fait de retravailler sur un système qu'ils ont déjà vu. Globalement, ils apprécient les activités proposées et certains avouent même avoir enfin compris des points restés obscurs. La fragilité des acquis liés à leur expérience antérieure sur le système, nous a d'ailleurs conduit à diminuer le niveau d'exigence des activités, et à réorienter les objectifs de séances initiaux.

TP1 : Le premier TP sur ce système est centré sur la découverte des constituants et de leur fonction. Cette activité ressemble à celle proposée sur le système « niveau-débit », elle correspond à un centre d'intérêt de la première série de TP.

La première partie met un accent particulier sur l'exploitation des schémas et débouche sur l'analyse des procédures de marche et d'arrêt.

Ce TP propose également l'étude du procédé utilisé pour la génération de la consigne du système lors de son fonctionnement en cycle pendulaire. Pour valider cette étude, des mesures doivent être effectuées. Le choix des points de mesure, internes ou externes à l'armoire, est laissé à l'initiative des étudiants. La pertinence du choix est évaluée, elle montre assez clairement le niveau de compréhension du principe de fonctionnement.

Le comportement et les réponses données mettent en évidence la difficulté des étudiants à répondre aux questions du type : qui contrôle qui ? Point essentiel de la compréhension du fonctionnement d'un système, les notions associées ne sont pas aussi évidentes à faire passer qu'il n'y paraît. Pour y parvenir, cela nécessite d'une part une approche fonctionnelle globale, mais également une compréhension du fonctionnement de chacun des constituants. Recueilli sur le compte-rendu d'un étudiant, ayant par ailleurs de très bons résultats, la représentation ci-dessous (figure 12) illustre le travail qu'il nous reste à accomplir...



Figure 12 : Exemple d'erreur observée

TP2 : Comme d'autres TP de la seconde série, le travail est centré sur la chaîne d'action du système. Il s'agit principalement d'étudier la commande du mouvement du chariot.

Pour éviter les confusions habituelles, du type « l'inertie empêche d'aller vite, puisqu'il y a moins de couple... », l'étude est volontairement limitée au fonctionnement à vitesse stabilisée. L'objectif n'est pas de montrer vaguement un phénomène, mais de l'analyser et de le comprendre. En conséquence, une approche incluant l'étude des régimes transitoires (comportement lors des rampes d'accélération-décélération) a vite été abandonnée, tant elle semait la confusion chez nos étudiants. L'étude de ces régimes transitoires a donc été reportée sur le dernier TP, entièrement consacré à cette problématique.

La première partie du TP est consacrée au contrôle de la vitesse du chariot et des organes associés. L'objectif principal est de comprendre comment les caractéristiques des constituants permettent d'approcher la relation idéale : vitesse obtenue = vitesse désirée.

La seconde partie aborde la transmission de couple. Elle permet d'écrire les relations liant les principales grandeurs mises en jeu. Cette étude est très formatrice et permet l'assimilation des principes de base, comme la simple notion de couple.

L'étude débouche sur l'estimation de la masse à vide du chariot, à partir des relevés effectués. Du fait de la présence de frottements secs et visqueux, la réponse à cette question presque simple nécessite une analyse complète et permet d'évaluer le degré de compréhension des phénomènes. Le relevé ci-dessous (figure 13) donne un exemple de l'évolution du couple suivant le sens de déplacement, la vitesse et la masse du chariot.

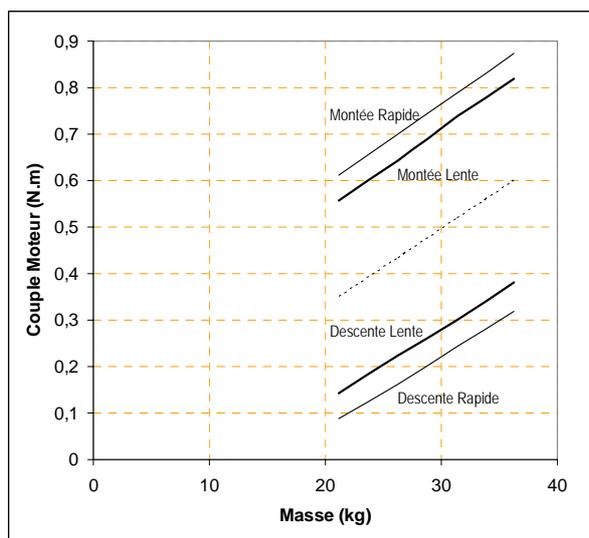


Figure 13 : Couples ramenés sur l'arbre moteur

En fin de TP, des questions sont posées sur les puissances correspondantes aux différents mouvements du chariot. Même sans parler des régimes transitoires, les notions de réversibilité sont toujours très difficiles à appréhender par nos étudiants. Ce système, de part l'importance relative des frottements, permet une approche intéressante. Les résultats théoriques se vérifient expérimentalement avec une bonne précision.

Ce TP montre que la mise en pratique des notions de vitesse et de couple n'est pas sans difficultés. La correction est essentiellement axée sur ces points.

De façon générale, une problématique plutôt simple (montée et descente d'une masse) pose des difficultés à nos étudiants, dès lors qu'il s'agit de quantifier les phénomènes et non plus de simplement constater leur existence. Par exemple, il peut paraître évident qu'en descente on récupère de l'énergie, mais à la question [quelle puissance doit avoir la résistance de récupération ?], la perplexité gagne l'assemblée.

De part son approche quantitative, ce TP implique que l'exploitation d'un relevé par une simple remarque ne suffit pas. Pour répondre au problème posé il est nécessaire d'effectuer un calcul, exploiter une relation... Il est toujours étonnant, voire inquiétant, de voir un étudiant surpris par la correspondance entre le réel et le calcul.

TP3 : Le dernier TP sur le système « axe Z » est principalement orienté sur l'étude dynamique. Cette activité suppose acquis le principe fondamental de la dynamique, ce qui explique sa présence en fin de période de formation.

L'objectif principal de la séance est d'étudier les conséquences du choix des valeurs de rampes d'accélération/décélération, en vue de la justification du dimensionnement du moteur.

Le fonctionnement est examiné lors d'un cycle pendulaire. Après une étude de l'évolution des grandeurs couple et vitesse au cours du temps, le travail est orienté vers une analyse dans le plan couple/vitesse.

Outre le côté divertissant, voire jubilatoire, de voir un point se déplacer sur l'écran d'un oscilloscope en mode XY, l'étude se veut quantitative et toujours en liaison avec les relations théoriques associées. Du fait d'hypothèses simplificatrices prises pour ne pas alourdir inutilement l'étude, les valeurs de vitesse, rampes et masse du chariot doivent être choisies convenablement, pour respecter une adéquation entre l'expérimentation et la modélisation.

Le déplacement du point de fonctionnement est mis en correspondance avec les valeurs admissibles par la motorisation (figure 14). Pour la justification finale du dimensionnement, l'étude s'appuie ensuite sur le calcul du couple thermique équivalent.

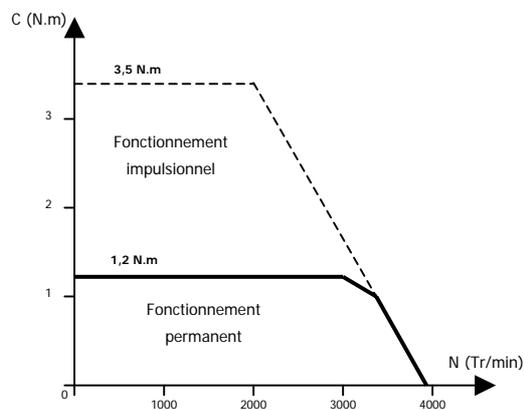


Figure 14 : Limites de fonctionnement du moteur

Bien que ce TP, comme le précédent, fasse appel en grande partie à des notions de mécanique, les étudiants l'abordent sans trop d'appréhension. Les résultats montrent que les notions vues lors du TP2 ont été « digérées » et l'ensemble est globalement satisfaisant.

Au-delà du contenu, ces TP permettent de sensibiliser les étudiants à la nécessité d'utiliser des méthodes ou des connaissances associées à plusieurs disciplines de leur formation, pour pouvoir appréhender un système technique industriel.

3.4. Equipement « Harmocem »

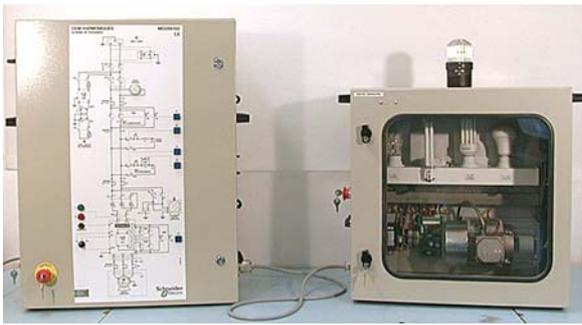


Figure 15 : Vue générale

TP1 : Eclairage et harmoniques

Dans ce premier essai l'étudiant va conduire une étude des courants absorbés par les différentes lampes à l'aide d'un analyseur de réseau (HIOKI). Il devra donc faire face à deux difficultés : la prise en main de l'appareil nouveau pour lui et l'interprétation des résultats obtenus. Quelques conseils sont donnés en début de séance par le professeur pour éviter des pièges qui rendraient toutes les mesures inexactes, ensuite l'étudiant doit se débrouiller seul.

Le travail de la séance est décomposé en deux parties. Au cours de la première partie l'étudiant relève le courant absorbé par chaque lampe, il mesure sa décomposition en série de Fourier et mesure son taux de distorsion harmonique (TDH) puis il exploite les résultats obtenus en traçant sur l'oscillogramme relevé le fondamental et l'harmonique dont l'amplitude est la plus forte. Ceci permet de vérifier si la mesure effectuée a une signification pour l'étudiant et si celle-ci est correcte. Enfin il doit regrouper dans un tableau certaines mesures permettant de vérifier la conformité de ces lampes aux normes en vigueur, dont le texte est fourni. Ce travail n'a malheureusement pas la prétention d'être rigoureux : la présence d'harmonique de rang 5 sur le réseau d'alimentation EDF rajoute une difficulté supplémentaire et les conditions requises pour la vérification de ces normes ne sont pas réunies. Cette étude permet cependant à l'étudiant de se pencher sur les normes qui ont attiré à la pollution des réseaux par des courants non-sinusoïdaux au moins une fois dans sa scolarité.

La seconde partie aborde l'étude des puissances absorbées. Elle permet de rappeler la définition des différentes puissance, active, réactive, apparente, déformante, du facteur de puissance FP et du facteur de déplacement DFP. Les mesures sont conduites pour chaque lampe et une conclusion est demandée à l'étudiant sur l'art de vivre ensemble du réseau et de sa charge.

Dans une version précédente, une étude de la constitution de chaque lampe était demandée mais celles-ci restaient très superficielles ; il était difficile pour les étudiants de comprendre le lien entre la constitution de la lampe et la forme du courant qu'elle absorbait et nous avons supprimé cette partie.

Une difficulté est rencontrée au cours de la mesure des puissances avec l'analyseur de réseau, car celui-ci indique une valeur pour la puissance réactive Q_{mes} qui tient compte de la puissance déformante $Q_{mes} = \sqrt{Q^2 + D^2}$: on peut alors écrire $S^2 = P^2 + Q_{mes}^2$ ce qui n'est pas du tout conforme au cours de Physique Appliquée qui demande aux étudiants de ne pas oublier la puissance déformante dans l'expression de la puissance apparente en régime non-sinusoïdal.

TP2 : Harmoniques et filtrage

Dans ce second essai, le réseau alimente un variateur contrôlant la vitesse d'un moteur asynchrone. La charge absorbe un courant non-sinusoïdal et on va étudier les différents moyens mis à notre disposition pour améliorer la forme de ce courant. Ceci prête d'ailleurs à confusion car c'est le redresseur d'entrée avec son filtrage par condensateur qui est responsable de l'allure du courant prélevé au réseau, comme dans les lampes à ballast électronique déjà étudiées ou dans les alimentations à découpage. La forme du courant absorbé n'est pas une caractéristique intrinsèque du variateur, des lampes ou de l'alimentation à découpage.

Les mesures sont faites à l'aide de l'analyseur de réseau (HIOKI) déjà utilisé dans l'essai précédent et se déroulent en plusieurs étapes.

Dans un premier temps il faut régler le moteur asynchrone à son point nominal : cela paraît simple mais sans aucune indication certains étudiants mettent du temps à y parvenir : quelles grandeurs doit-on mesurer ? Comment est-on sûr d'être au point nominal ? Sur quoi peut-on agir ? Autant de questions auxquelles l'étudiant doit répondre. Il faut ensuite analyser le courant absorbé : décomposition en série de Fourier, TDH, et mesurer les puissances absorbées ainsi que le facteur de puissance et le facteur de déplacement.

Dans les étapes suivantes on introduit tour à tour une inductance anti-harmonique puis une inductance anti-harmonique et un filtre sélectif accordé sur l'harmonique 3 et enfin un filtre actif. Les mesures de la première étape sont reprises dans chaque nouvelle situation. Des calculs théoriques viennent compléter les mesures pour justifier les résultats obtenus pour le filtre actif.

La difficulté pour l'enseignant est d'éviter une série de mesures effectuées sans que l'étudiant comprenne ce qu'il fait. Des questions jalonnent le texte pour s'assurer de la compréhension mais sont soigneusement évitées par certains. Seule l'évaluation en tiendra compte.

Cet essai est pour l'instant trop long : seuls quelques étudiants abordent le cas du filtre actif.

TP3 : CEM

Les mesures sont inspirées de celles proposées par le constructeur de la maquette. Elles proposent l'observation comparative des signaux de perturbations dans différentes situations. La charge « polluante » est le variateur alimentant le moteur asynchrone. Les mesures ayant lieu alors que se déroulent les autres essais de systèmes, on ne peut isoler les sources de perturbations et faire des mesures quantitatives. Par contre on peut faire des essais comparatifs.

Les spectres des signaux sont obtenus grâce à la fonction FFT d'un oscilloscope et les étudiants sont guidés pour les réglages ; en effet on peut perdre beaucoup de temps si on ne sait pas ce que l'on doit observer.

La première étude concerne les perturbations conduites par le câble reliant la maquette à la partie opérative (photo figure 15) en utilisant trois types de câbles dont le blindage est différent. Les mesures se font en mode commun et en mode différentiel. Elles conduisent à des résultats satisfaisants, reproductibles permettant de mettre en évidence la supériorité du câble blindé CEM sans hésitation. La difficulté pour les élèves est de comprendre la définition des modes commun et différentiel et de découvrir des courants de fuites, des condensateurs non localisés...

La seconde partie étudie l'influence des perturbations conduites par chacun des câbles précédemment étudiés, sur un câble informatique. Tour à tour chacun des câbles étudiés est placé dans une goulotte avec le câble informatique, et on observe la tension aux bornes de la résistance située à l'extrémité du câble informatique. Dans ce cas également les mesures conduisent à des résultats satisfaisants, reproductibles permettant de mettre en évidence la supériorité du câble blindé CEM sans hésitation.

La troisième partie aborde l'étude du champ magnétique créé par un câble grâce à la sonde de Moebius. On mesure le fem induite par le champ magnétique pour un seul conducteur du câble puis par l'ensemble des conducteurs regroupés ainsi que l'influence de la position du plan de la sonde par rapport au câble. Cette mesure a le mérite de faire

visualiser les lignes de champ magnétiques créées par un conducteur, mais elle est plus difficile à mener. Certains étudiants ont eu du mal à conclure sur l'efficacité du regroupement des conducteurs.

La quatrième partie est l'étude de l'efficacité du filtre HF qui équipe le variateur. On s'intéresse donc maintenant au courant absorbé par le variateur : comporte-t-il des composantes harmoniques hautes fréquences ? Le filtre les atténue-t-il ? Les mesures sont satisfaisantes et les résultats probants en mode commun et différentiel, mais peu d'étudiants arrivent à mettre en œuvre cette dernière partie. L'essai ainsi présenté est trop long pour le temps imparti.

Beaucoup de choses paraissent mystérieuses aux étudiants dans cet essai : les spectres obtenus par la FFT, la nécessité d'adapter les impédances et d'utiliser une impédance d'entrée de 50Ω pour l'appareil de mesure, les courants de fuite ... sans que l'on puisse les éclaircir en si peu de temps. Par contre les observations sont destinées à frapper leur esprit pour qu'ils s'en souviennent. Il faudrait améliorer la pertinence des mesures pour en faire ressortir des règles de câblage dont ils ont grand besoin au moment de la réalisation de leur projet. Pourrait-on prévoir l'étude du filtre HF en Physique Appliquée ? C'est une question de temps et de choix pédagogique !

3.5. Variateurs industriels

Le terme de système, et donc d'essais de système, peut sembler curieux en premier lieu pour qualifier un convertisseur. Sans parler du fait qu'il est difficile d'équiper une section avec suffisamment de systèmes, les essais de variateurs industriels sur banc machine sont incontournables et formateurs à plus d'un titre.

D'une part, ces essais peuvent être associés à un contexte par une mise en situation adéquate. Celle-ci est d'ailleurs instinctive dès lors que les étudiants travaillent sur les mêmes matériels qu'ils ont déjà vus lors des autres TP, lors des activités de projet ou lors des sujets écrits de technologie et d'avant projet.

D'autre part, un essai de variateur industriel sur banc machine permet une étude plus complète, que celle qui peut être réalisée sur un variateur « in situ ». En effet, une étude en situation sur un système est limitée par :

- L'accessibilité des points de mesure, qui ne permet pas de disposer facilement de toutes les informations sur les grandeurs électriques.
- L'impossibilité de modifier une configuration ou d'un paramétrage sans risques de dysfonctionnement ou d'insécurité.

De façon générale, il est techniquement difficile ou trop risqué à réaliser des essais portant sur les fonctions les plus basiques, telles que la limitation en courant, la commande en couple, le réglage de rampes, la stabilité d'une boucle de régulation, l'affectation des entrées logiques ou analogiques...

Les variateurs industriels utilisés pour les essais ont été choisis en fonction de leurs caractéristiques et du type de machine associé. Le choix a également été guidé par un souci de progression pédagogique, du plus simple au plus complexe à mettre en œuvre (clarté du dossier technique, simplicité de l'interface utilisateur, nombre limité de fonctions et menus de configuration...).

Pour tous les variateurs étudiés, les étudiants disposent du dossier technique original complet, sans mise en forme ni élagage « pédagogique ». Ce choix vise à développer la capacité à synthétiser les nombreuses informations disponibles, compétence devenue indispensable pour mener à bien la mise en œuvre des variateurs industriels actuels.

TP1 : variateur 1 quadrant pour machine à courant continu

Le premier variateur étudié (Cegelec VAMC 3030) est excessivement simple : il se compose d'un pont mixte monophasé. Il possède deux boucles de régulation : régulation en vitesse et régulation en courant. Son paramétrage s'effectue en positionnant quelques cavaliers et des interrupteurs. Quelques potentiomètres permettent de régler des valeurs minimales et maximales. Lorsqu'on ouvre son boîtier on peut facilement identifier les différentes parties du variateur. Il est ancien mais « lisible » ! La machine à courant continu est accouplée à une autre machine à courant continu fonctionnant en génératrice et débitant dans un rhéostat. Le banc de machines est également équipé d'un couplemètre et d'une dynamo tachymétrique.

Chaque essai de variateur commence par la consultation de la plaque signalétique de la machine et des caractéristiques du variateur pour déterminer si les deux matériels sont compatibles. Puis à l'aide de la documentation du variateur et des consignes données dans le texte l'étudiant doit réaliser le paramétrage du variateur. La première partie se fait hors tension. Le dimensionnement et le choix des résistances placées dans les inducteurs des machines ainsi que le câblage sont laissés à l'initiative de l'étudiant.

Le professeur vérifie le paramétrage et le câblage, interdit la poursuite de l'essai si des erreurs sont létales, et sans donner d'indications il demande des

corrections, ou bien autorise la poursuite du travail si tout est en ordre.

Ensuite l'étudiant vérifie certaines limites de fonctionnement, les règle si nécessaire. Ces réglages se font en présence de la tension, l'étudiant porte donc les équipements de sécurité.

Un point de fonctionnement est demandé et vérifié par le professeur, par exemple le point nominal de la machine alimenté par le variateur. Pour ce réglage, des mesures de tension et de courant sont demandées ainsi que des relevés d'oscillogrammes.

La compréhension d'une documentation de variateur demande du temps et seule la régulation en vitesse est abordée. Par contre, le même variateur est utilisé en mesures de Physique Appliquée pour faire l'étude d'une machine à courant continu commandée en couple. Dans ce cas, c'est le professeur qui aura déjà réglé les paramètres du variateur.

Les étudiants sont très fiers d'eux lorsqu'ils ont réussi leur paramétrage : seuls quelques binômes ne démarreront pas leur machine.

Cette première séance sur les variateurs a pour fonction de mettre en relation le paramètre réglé et sa mesure (si c'est possible).

TP2 : variateur 4 quadrants pour machine à courant continu

Ce variateur se compose de deux redresseurs tout thyristors triphasés tête-bêche (Cegelec VNTC 4025); le banc de machines utilisé a la même structure que dans l'essai précédent.

La séance a pour but de paramétrer le variateur en faisant la liaison avec l'étude théorique des redresseurs et des asservissements. Les paramétrages demandés sont successivement la régulation de vitesse et la régulation de couple.

Le travail commence par la vérification des caractéristiques des machines et du variateur, puis vient la configuration du variateur qui se fait en introduisant des mots binaires dans des registres à l'aide d'afficheurs. C'est assez fastidieux d'incrémenter et de décrémenter l'affichage des adresses mais cela permet de faire comprendre des subtilités qui semblent évidentes lorsqu'on vous les présente et qu'on n'oublie pas quand on les a découvertes soi-même !

L'étudiant doit positionner chacun de ses réglages sur un synoptique pour favoriser la compréhension des réglages et les relier à l'étude théorique. Ce synoptique est représenté figure 16.

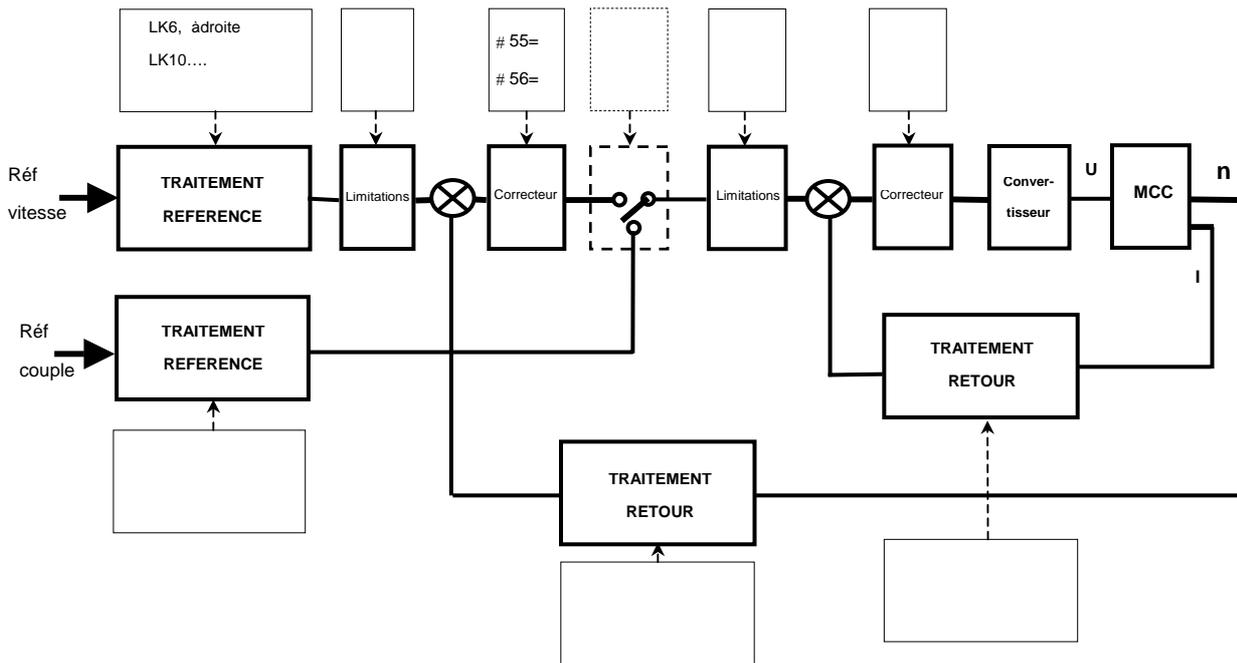


Figure 16 : Synoptique à compléter

Après vérification par le professeur du paramétrage et du câblage, l'étudiant règle un point de fonctionnement demandé et le fait vérifier par le professeur.

Viennent ensuite les mesures et les relevés d'oscillogrammes, en particulier on demande la vérification des contenus des registres d'affichage du variateur : valeur de l'angle de retard à l'amorçage, pont en fonctionnement (tête ou bêche), valeur moyenne de la tension, vitesse.....

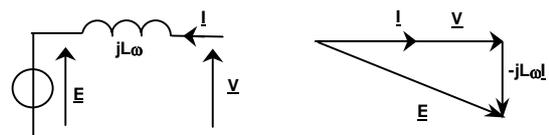
Seuls les quadrants correspondant au fonctionnement en moteur dans les deux sens de marche sont exploités. De plus les étudiants n'abondent pas la régulation de couple : le sujet est trop long. On envisage de privilégier le paramétrage du variateur en laissant à l'étudiant le temps de chercher et de prendre en main la documentation. L'ensemble des mesures (observation des quatre quadrants, fonctionnement en régulation de couple) seront faites au cours d'une autre séance avec un banc de deux machines alimentées chacune par un variateur.

TP3 : Variateur universel pour machines synchrones et asynchrones (UMV 4301)

Au cours de ce TP, le variateur alimente une machine synchrone associée à son résolveur (réalisant ainsi le même assemblage que celui qui équipe l'axe Z). La machine synchrone est accouplée à une machine à courant continu fonctionnant en génératrice et débitant dans un rhéostat de charge.

La première partie du travail est identique à celle des essais précédents. La configuration du variateur se fait de façon plus conviviale en utilisant une liaison RS 232 entre le variateur et un ordinateur. Un logiciel, UMV Soft, permet l'affichage des paramètres en clair, et l'affichage d'un écran de supervision : le temps consacré au paramétrage est beaucoup plus court et les mesures sont facilitées.

La seconde partie comporte la vérification du fonctionnement, des rampes d'accélération et de ralentissement et des limitations, puis des mesures et des relevés d'oscillogrammes directement en relation avec le cours de Physique Appliquée : fonctionnement de l'onduleur, décomposition en série de Fourier de la tension de sortie, relation entre fréquence de la tension de sortie de l'onduleur et la vitesse de la machine synchrone, comportement en fonction du couple demandé par la charge mécanique, diagramme vectoriel, vérification du fonctionnement de la régulation qui impose un facteur de déplacement, lié au déphasage entre les fondamentaux, égal à 1.



Les étudiants obtiennent rapidement une configuration correcte du variateur et ont du temps à consacrer aux mesures. Parmi eux certains ont du mal à les interpréter : la complexité de l'ensemble étant plus grande.

TP4 : Ce TP vise principalement deux objectifs :

- Paramétrer et mettre en service un variateur pour moteur asynchrone triphasé.
- Etudier les différents modes d'arrêt.

Le variateur industriel utilisé est un variateur de fréquence DANFOSS VLT Série 5000. La puissance du moteur est de 3 kW, il est accouplé à un volant d'inertie. Le variateur est placé en armoire et son circuit de puissance est déjà câblé. Le circuit de commande et plus particulièrement les entrées/sorties logiques du variateur, ne sont pas câblés.

La première activité consiste à configurer convenablement le variateur afin de réaliser la première mise en service. Celle-ci est réalisée à partir des propres touches du variateur. Ce travail nécessite une analyse du dossier et des caractéristiques de la machine à entraîner. Cette phase peut paraître longue, de 2 à 3 H suivant les étudiants, pourtant est elle nécessaire pour bien appréhender le matériel mis à disposition. Le résultat pédagogique est globalement satisfaisant.

Dans un second temps il est demandé de câbler et configurer le variateur en vue de son utilisation à partir des boutons placés en face avant de l'armoire contenant le variateur. Le cahier des charges donné reste fonctionnel et les solutions possibles sont nombreuses. Ce travail montre aux étudiants que les exemples de solutions proposés par le constructeur ne sont pas forcément directement applicables et qu'elles nécessitent la plupart du temps des adaptations pour résoudre un problème donné. L'activité est essentiellement pratique et de nombreuses tentatives sont nécessaires avant d'obtenir le fonctionnement correct de tous les points du cahier des charges. Cette démarche de mise au point et le côté « challenge à relever » rend le TP attractif, c'est l'un des plus apprécié par les étudiants.

La dernière partie propose l'étude de différents modes d'arrêt. L'approche est qualitative, sans démonstration théorique, elle vise simplement à montrer les caractéristiques générales des différents mode et leurs conséquences matérielles :

- Lors d'un arrêt en roue libre, le variateur ne contrôle pas la décélération et celle-ci dépend des seules caractéristiques mécaniques de la charge.
- Lors d'un arrêt en rampe, le variateur contrôle la durée de décélération (figure 17). L'énergie cinétique est renvoyée vers le variateur et entraîne une augmentation de la tension sur le bus continu. En l'absence de résistance de récupération, cette tension peut devenir trop importante si le freinage demandé est trop brutal. Ceci peut entraîner un « débrayage » du variateur (figure 18).

- Lors d'un arrêt avec injection de courant continu (figure 19), aucune énergie n'est renvoyée vers le variateur. La présence d'une résistance de récupération n'est pas nécessaire. Malgré une possibilité de modification de la valeur du courant injecté, il n'est pas simple de contrôler avec précision le temps d'arrêt.

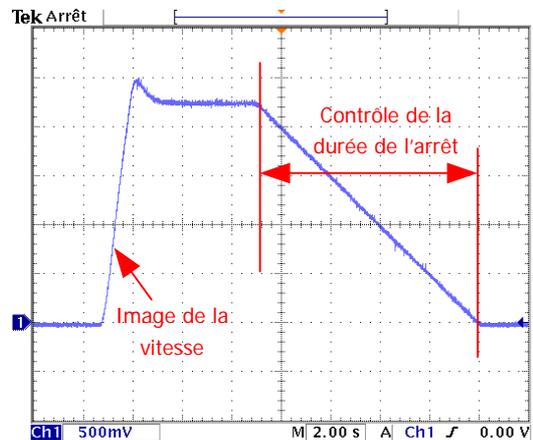


Figure 17 : Arrêt avec rampe douce

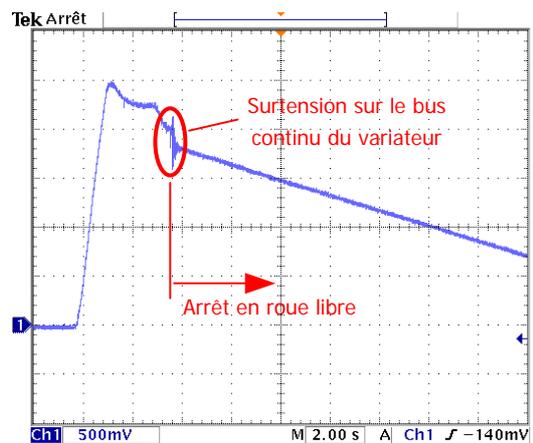


Figure 18 : Arrêt avec rampe trop raide

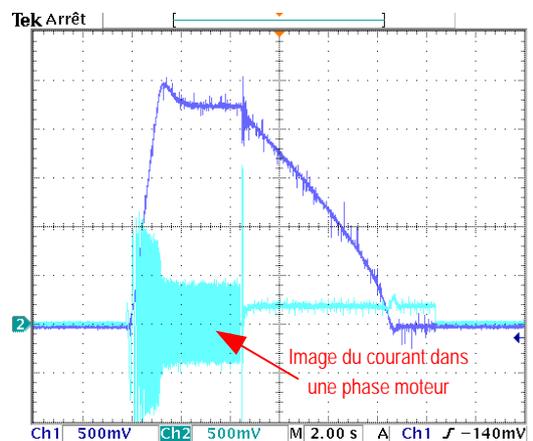


Figure 19 : Arrêt avec injection courant continu

3.6. Four à induction

Ce système se compose d'un solénoïde inducteur (représenté figure 20) et d'un onduleur à résonance.



Figure 20 : Solénoïde inducteur pour chauffage à induction

Le système étant indisponible à l'époque où nous avons fait l'essai (absence d'eau dans la salle, donc de refroidissement de l'inducteur), on a proposé l'étude d'un onduleur à résonance.

Un circuit RL série (L étant une inductance à air) matérialise le schéma équivalent de l'ensemble « inducteur et pièce à chauffer ». Les valeurs numériques ont été choisies en correspondance avec celles du système existant, la fréquence de résonance étant conservée et égale à 20 KHz.

L'étude se décompose en deux parties :

- alimentation directe de la charge RL : observation de la tension et du courant dans la charge, décomposition en série de Fourier et étude du transfert de puissance. Cette partie se termine par cette question : quelle serait la valeur de la tension d'alimentation de l'onduleur qui permettrait d'avoir une puissance donnée ?

- on ajoute en série avec la charge un condensateur pour obtenir un circuit résonnant à la fréquence de travail et on recommence les mêmes mesures auxquelles on ajoute la mesure des tensions aux bornes du condensateur et de l'inductance. La conclusion s'impose : la puissance impossible à atteindre dans la première partie peut maintenant être dissipée dans la charge.

Une conclusion est demandée sur l'utilité de la résonance et ses dangers.

Au cours de la correction des étudiants ont eu l'idée d'introduire dans l'inductance diverses pièces métalliques ou non. On a constaté une élévation de température importante pour certaines d'entre elles et

nous avons observé la modification du courant dans le circuit. Il est donc tout à fait possible de faire des essais sur le chauffage à induction sans avoir de partie opérative dédiée.

3.7. Alimentation à découpage

L'esprit de cet essai est de laisser l'étudiant établir un lien entre l'étude théorique faite en cours et l'étude expérimentale correspondante.

Le matériel (maquette AD60) étant bien protégé et le cadre bien défini, on peut laisser l'étudiant face à la mise en oeuvre.

La première année nous avons demandé l'étude des deux structures fly-back et forward, mais le travail demandé était trop long et cette année les élèves avaient le choix d'étudier une structure ou l'autre.

Le travail se décompose en deux parties :

- analyse du schéma : repérage des différentes parties du schéma, explication du fonctionnement du circuit de commande (SG3525) dont la documentation est fournie, explication du fonctionnement des protections.

- mesures : vérification des caractéristiques externes de l'alimentation, caractéristique de réglage, rendement, relevés au choix de l'étudiant pour déterminer les caractéristiques du transformateur et les contraintes sur les composants.

Le bilan est positif et confirme qu'il vaut mieux ne pas être trop ambitieux et laisser le temps aux étudiants de réfléchir, se poser des questions et y répondre.

On pourrait envisager d'orienter cet essai vers les essais de réception des alimentations fabriquées en interne.

3.8. Etude des régimes triphasés déséquilibrés

Le cours concernant les régimes triphasés déséquilibrés se réduit à donner les définitions des composantes symétriques à la suite de l'étude des systèmes triphasés équilibrés sans faire de développement mathématique. Cet essai sera le seul moment pendant lequel les étudiants feront un travail expérimental sur les systèmes triphasés déséquilibrés.

Le travail est centré sur le tracé de diagrammes vectoriels. Un câblage fantaisiste d'un transformateur zig-zag est proposé à l'étudiant. Il fournit un système de tensions triphasées très déséquilibré.

Avec les moyens de mesure laissés au choix de l'étudiant, celui-ci doit construire le diagramme vectoriel représentant le réseau triphasé déséquilibré, puis déterminer graphiquement les composantes symétriques.

Il doit ensuite en faire la mesure avec un montage dont les composants dont les valeurs sont partiellement donnés et partiellement à calculer.

Pour terminer l'étudiant doit montrer qu'en additionnant les composantes symétriques on retrouve le système triphasé déséquilibré.

Cet essai a une durée bien adaptée les étudiants ont le temps de faire des erreurs, de les corriger et de fournir un compte-rendu. Il fournit un excellent entraînement aux tracés des diagrammes vectoriels.

4. Bilan et réflexions pédagogiques

4.1. Le compte-rendu informatisé

Sans tenir compte des problèmes supplémentaires engendrés par l'ordinateur (connexion réseau, sauvegarde oubliée, impression capricieuse...), la réalisation du compte-rendu en utilisant un outil informatique (logiciel de bureautique avec traitement de texte, tableur...) ne donne pas satisfaction.

Ayant laissé le choix aux étudiants d'une rédaction manuscrite ou informatique, il apparaît que l'utilisation d'un outil bureautique dégrade le compte-rendu, dont le contenu est moins riche et la qualité de rédaction très inférieure au travail manuscrit.

En effet, le temps supplémentaire passé pour la saisie sur ordinateur, qui n'est certes pas forcément perdu puisqu'il permet à l'étudiant de se perfectionner dans ce domaine, n'est pas mis à profit pour réaliser l'objectif du TP proposé.

De plus, le niveau de maîtrise des logiciels n'est pas toujours suffisant pour permettre aux étudiants de rédiger leur travail sans pénaliser leurs initiatives (construction d'un tableau de synthèse, élaboration d'un croquis pour illustrer une explication...).

L'objectif des essais de systèmes n'étant pas de faire acquérir des compétences en bureautique (abordées par ailleurs, notamment au travers des activités liées au projet), le recentrage de l'activité sur l'objectif propre du TP est nécessaire.

4.2. Les outils informatiques

Outre la bureautique et le multimédia, l'utilisation de l'informatique est omniprésente dans notre enseignement. Elle intervient au niveau des outils de programmation (automates, consoles opérateurs...), de paramétrage de variateurs, de conception assistée de schémas, de simulation, d'acquisition et traitements de données...

Un bilan, nous montre qu'un étudiant utilise en moyenne plus 10 logiciels différents. L'apprentissage

associé n'est pas sans poser de réelles difficultés, tant la complexité des outils professionnels est grande au regard de notre temps disponible. Comment utiliser un logiciel dont le fabricant propose le premier stage d'initiation en une semaine ? Faut-il utiliser des outils plus simples, mais non reconnus dans le milieu industriel ?

Comme pour la bureautique, lors des séances d'essais de systèmes que nous proposons à nos étudiants, la priorité a été donnée à l'étude des systèmes. L'utilisation des outils informatiques est alors minimale et reportée sur les séances de projet. L'ordinateur est cependant utilisé dans la majorité des essais pour l'acquisition des mesures et la connexion d'appareils (oscilloscopes et analyseur de réseau HIOKI) au réseau informatique Ethernet du lycée.

4.3. Nombre de TP par système

Pour obtenir une organisation annuelle cohérente et exploiter au mieux la « techno-diversité » des équipements disponibles, il paraît difficilement concevable de réaliser plus de 3 TP par année sur un même système. La mise en place récente d'activités sur les systèmes dès la première année de BTS, va permettre d'augmenter ce nombre sur les deux années.

Malgré cela, un étudiant ne passe que peu de temps sur un système. La tentation est grande de vouloir développer plus d'activités sur chaque système tant ils sont riches et peuvent permettre de montrer un grand nombre de phénomènes. Ceci ne reste cependant qu'une tentation car l'augmentation excessive du contenu des activités n'est pas compatible avec les capacités d'assimilation d'un étudiant moyen. Les résultats obtenus lors de nos premières versions de TP nous ont rapidement conduit au réajustement (à la baisse) des objectifs de séance.

4.4. Le temps nécessaire à l'assimilation

La démarche d'essais de systèmes nécessite beaucoup de réflexion lors des premières heures. Nous le constatons nous même lorsque nous devenons cobaye d'un sujet dont nous ne sommes pas l'auteur. Nous rencontrons alors les mêmes difficultés que nos étudiants (qui commande qui ? quelles sont les relations entre les grandeurs ?...). Cette première phase peut être déroutante, mais elle s'avère pourtant nécessaire et très formatrice.

Notre expérience a montré qu'il faut laisser aux étudiants le temps de se poser des questions, de tergiverser, de faire des hypothèses, pour que finalement tout s'éclaire. En brûlant cette étape de réflexion, en donnant trop vite la réponse, les phénomènes étudiés ne sont que vaguement compris et

non assimilés. Improductive, seulement en apparence, cette durée « d'absorption » apparaît comme incompressible.

Durant cette phase, l'activité de l'étudiant peut être mentale, pratique ou les deux. Pour que l'étudiant s'approprié les connaissances par lui-même, nous intervenons uniquement si cette activité s'éloigne trop de l'objectif fixé. Il est également important de bien faire sentir que le droit à l'erreur est permis, qu'il est normal de faire plusieurs essais avant d'obtenir un résultat, c'est une composante essentielle de cet apprentissage. Nos interventions sont généralement non directives, notre rôle s'apparentant plus à celui d'un guide ou d'un accompagnateur.

Ce rôle est d'autant plus important que beaucoup de nos étudiants ne sont pas spécialement patients, mais plus adeptes du principe « je veux tout et tout de suite ».

La principale difficulté reste cependant l'évaluation. Comment différencier un étudiant qui ne fait que la moitié du travail, mais en ayant parfaitement tout assimilé, d'un étudiant qui fait la totalité du travail de façon superficielle ? La notion de barème devient alors tout relative...

4.5. Liaison réalité-concepts

La formidable richesse des systèmes pédagogiques dont nous disposons peut paradoxalement devenir un inconvénient tant leur fonctionnement est complexe à appréhender complètement (même pour nous).

L'utilisation des systèmes industriels dans l'enseignement de l'électrotechnique n'est pas nouvelle. Les dérives parfois observées dans le passé ne doivent pas faire oublier que leur utilisation est toujours difficile si l'on veut obtenir un rendu satisfaisant. L'approche démonstrative, visant à montrer un phénomène sans l'analyser, ne semble pas être la plus efficace (quel objectif viser en montrant le fondamental et les harmoniques d'une onde MLI en classe de terminale ou BEP ? quelle notion fondamentale peut-on associer à cela ? que doit-il rester de cette observation au bout de plusieurs mois ?). Etant également formateurs pour des auditeurs préparant l'agrégation, notre expérience met en évidence qu'à tous les niveaux, la liaison réalité-concepts est importante pour éviter l'approximatif.

Bien souvent, rendre simple un problème complexe est délicat, tant ceci peut engendrer des confusions pour l'apprenant ayant besoin de comprendre pour pouvoir faire.

4.6. Complémentarité des enseignements

A la différence d'autres filières technologiques, l'enseignement de l'électrotechnique en classe de BTS est séparé en deux branches complémentaires, mais distinctes :

- Le professeur de physique appliquée qui apporte principalement les notions fondamentales (les concepts).
- Le professeur de génie électrique qui s'intéresse plus particulièrement aux matériels (la réalité).

Cette séparation des enseignements n'est pas sans poser des difficultés à nos étudiants qui d'ordinaire cloisonnent les matières. La difficulté se retrouve également du côté des professeurs qui doivent coordonner leur action, en ayant des méthodes et des points de vue différents.

Les essais de systèmes, organisés dans un même lieu et sur les mêmes matériels, permettent désormais une mise en commun des différents contenus de chaque matière (liaison réalité-concepts). Sur beaucoup de points, cette organisation est bénéfique pour les étudiants.

4.7. Démarche essais et démarche conception

En prenant l'exemple d'un mécanicien automobile, peut-on penser que sa connaissance parfaite du fonctionnement des voitures existantes soit suffisante pour lui permettre d'assumer des fonctions de concepteur ? Quel lien peut-on établir entre ses compétences et celles associées aux process de fabrication, d'industrialisation, ... ?

De la même façon, la démarche d'essais de système s'appuie par définition sur des systèmes existants. Elle participe donc à la compréhension du fonctionnement de solutions technologiques établies. Cette approche est très utile pour le cours de technologie. Celle-ci est donc nécessaire, mais non suffisante, pour faire acquérir les compétences inscrites au référentiel : « être capable de choisir... ».

La justification de choix ou de solutions techniques n'est qu'une étape intermédiaire avant d'atteindre la capacité à choisir. Celle-ci nécessite un recul et une expérience que les essais de système contribuent à acquérir.

Les essais de système semblent être une étape sur le chemin qui va de « comprendre et pouvoir expliquer » jusqu'à « comprendre et pouvoir choisir ».

Variation de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents

Frédéric GILLON et Pascal BROCHET

L2EP-Ecole centrale de Lille, BP 48,
cité scientifique 59651 Villeneuve d'Ascq, France
Email : frederic.gillon@ec-lille.fr

Résumé : Cet article présente toute la richesse des exploitations possibles du modèle à réactance synchrone dans le cadre de la variation de vitesse. L'idée principale est de présenter les différentes stratégies de pilotage et de faire apparaître clairement les limites de fonctionnement en vitesse et en couple des moteurs synchrones à aimants. La démarche choisie est simple et progressive. Le modèle à réactance permet de pointer les grandeurs influentes et les variables permettant le contrôle du couple et de la vitesse en régime permanent.

1. Introduction

Les machines à aimants permanents sont de plus en plus répandues dans les applications nécessitant de la vitesse variable. Ces machines sont appréciées pour leurs performances dynamiques et leur fort couple massique. On commence, notamment, à les trouver en traction électrique [1,2]. L'intérêt nouveau qu'elles suscitent, est principalement dû à la baisse du coût des aimants à haute énergie et à leur robustesse.

Cet article a pour but d'exprimer simplement, à partir des bases du cours d'électrotechnique, les possibilités qu'offre l'association moteur synchrone et variateur de vitesse. Bien souvent pour traiter de cette partie, il faut introduire la transformation de Park au niveau du modèle de la machine et de sa commande ce qui nécessite de nombreux pré requis [3]. Puis finalement, l'étude est faite en grandeurs transformées, ce qui ne rend pas explicites les résultats. De ce fait, il n'est pas évident d'introduire l'association moteur convertisseur au sein d'un enseignement de tronc commun, et pourtant, un moteur sans convertisseur cela devient rarissime ! Un avantage indéniable de l'approche proposée, est qu'elle permet, à partir d'équation très simple (Pythagore), de retrouver le comportement du dispositif et finalement d'acquérir un « certain » sens physique. Une citation de Paul Valéry s'applique très bien à l'électrotechnique « Tout ce qui est simple est faux et tout ce qui est compliqué est inutilisable ». Par nature, l'électrotechnicien cherche le compromis entre simplicité et précision.

2. Modèle exploité

La machine retenue est une machine à aimants montés en surface, dans de telles machines le circuit magnétique est rarement saturé. Dans ce cas, le comportement de la machine peut être assimilé au modèle monophasé équivalent à réactance synchrone représenté sur la figure 2. Par souci de simplification, la résistance statorique est négligée. Toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales et la machine est non saturée. L'ensemble variateur-moteur est assimilé à un bloc dans lequel les entrées sont ajustables (tension, courant, déphasage) en fonction des sorties désirées (couple, vitesse). Le variateur est capable de piloter la machine, c'est-à-dire de fixer le déphasage ψ entre la force électromotrice E_f et le courant I ou le déphasage ϕ entre la tension V et le courant I . Pour éviter la destruction du variateur, des limites en tension V_m (tension efficace maximum) et en courant I_m (courant efficace maximum) sont nécessaires.

Les données numériques du moteur et du variateur qui permettent les calculs, sont regroupées dans le tableau I. Le dispositif est considéré idéal, c'est-à-dire sans perte ; le rendement est donc unitaire.

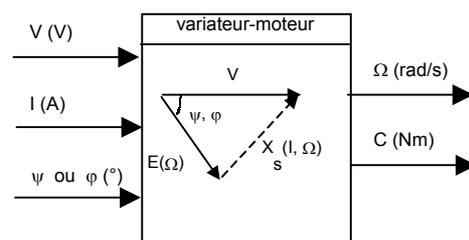


Figure 1 : Bloc variateur-moteur

Machine		
E_J à 2000tr/min	(V)	90
L_s	(mH)	10,7
p	(/)	4
Variateur		
V_m	(V)	230
I_m	(A)	8

Tableau I. Valeurs numériques

Dans une machine à vitesse variable, il est important de remarquer que la force électromotrice E_J et la réactance synchrone X_s sont proportionnelles à la vitesse mécanique Ω , comme l'indiquent (1) et (2).

$$E_J = p\Omega\phi \quad (1)$$

$$X_s = L_s p\Omega \quad (2)$$

p représente le nombre de paires de pôles de la machine et ϕ la valeur efficace du flux créée par les aimants. La valeur numérique du flux ϕ (0,107Wb) se calcule à partir des données du tableau I où l'inductance synchrone L_s est fournie. Les relations établies ci-dessous sont obtenues à partir des figures 3,4 et 5.

3. Pilotage de la machine à Fem et courant en phase ($\psi=0$)

Classiquement, les machines synchrones sont pilotées à ψ égal zéro pour maximiser le couple. On retrouve aisément le lien entre tension V et Fem E_J à partir de la fig.5.

$$p\Omega\phi \cos\psi = V \cos\varphi \quad (3)$$

Comme la puissance électrique est égale à la puissance mécanique on en déduit que :

$$C = 3p\phi I \cos\psi \quad (4)$$

Lorsque ψ égale zéro le couple est bien maximum. De plus, le couple est proportionnel au nombre de paires de pôles, au flux et au courant qui est réglable par le variateur. Par contre, le couple est indépendant de la vitesse. Si le courant est fixé à sa valeur maximum I_m , le couple est maximum C_m (10,3Nm). Le couple se règle par le courant.

Pour ce fonctionnement, l'évolution de la vitesse s'obtient à partir de la fig.3.

$$p\Omega = \frac{V}{\sqrt{\phi^2 + (L_s I)^2}} \quad (5)$$

Si le courant est maintenu à I_m la vitesse évolue proportionnellement à la tension. La vitesse maximum dans ces conditions est obtenue pour V égale à V_m ,

cette vitesse sera appelée vitesse de base Ω_b (419 rad / s) [4].

La vitesse de base Ω_b n'est pas la vitesse maximum du moteur ! Si I décroît, la vitesse augmente (5). La vitesse maximum lorsque ψ égale zéro (Ω_{bm}) est obtenue lorsque I égale zéro, c'est-à-dire lorsque E_J égale V_m ($\Omega_{bm}=535\text{rd/s}$).

$$\Omega_{bm} = \frac{V_m}{p\phi} \quad (6)$$

La puissance active consommée au point de base est obtenue directement à partir du produit couple vitesse ($P_b=4317$ W).

$$P_b = 3I_m p\Omega_b \phi \quad (7)$$

Le facteur de puissance s'obtient à partir de la fig.3.

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_s I}{\phi}\right)^2}} \quad (8)$$

Il est indépendant de la tension et constant tant que I égal à I_m ($\cos\varphi = 0.782$). C'est-à-dire que les angles de la figure 3 n'évoluent pas avec la tension, les vecteurs augmentent ou diminuent de taille simultanément.

4. Pilotage de la machine à tension et courant en phase ($\varphi = 0$)

Il est également possible de piloter la machine à facteur de puissance unitaire, dans ces conditions, le diagramme vectoriel devient celui de la fig. 4. Le transfert de puissance est alors maximum. La puissance active consommée par le moteur est obtenue directement à partir de V et de I (9). La puissance maximum P_m convertible par le moteur est obtenue à V_m et I_m ($P_m=5520$ W). La figure 7 fait apparaître ce maximum.

$$P_m = 3V_m I_m \quad (9)$$

La vitesse maximum admissible par le moteur est augmentée et le moteur peut dépasser la vitesse de base. L'équation de la vitesse devient :

$$p\Omega = \frac{V}{\phi \sqrt{1 - \left(\frac{L_s I}{\phi}\right)^2}} \quad (10)$$

Un signe moins apparaît dans (10), le flux créé par le stator démagnétise le circuit magnétique. Cet effet de défluxage permet d'augmenter la vitesse limite de fonctionnement. Ainsi, la vitesse peut être infinie si le rapport $r = \frac{L_s I}{\phi}$ tend vers 1. Pour une machine donnée,

la vitesse maximum est obtenue à V_m et I_m (soit ici $\Omega_f = 886\text{rd/s}$).

Par contre, dans de telles conditions le couple disponible est diminué.

$$C = 3pI \cdot \sqrt{\phi^2 - (L_s I)^2} \quad (11)$$

Si la machine est pilotée comme précédemment, la tension permettra de faire varier la vitesse (10) et le courant fixé à sa valeur maximale I_m définira le couple C_f (6,2Nm). La figure 5 présente cette commande. Toutefois, il est possible de choisir une valeur de courant qui maximise le couple !

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\phi}{L_s} \quad (12)$$

Néanmoins, la valeur obtenue est malgré tout plus faible ($C = 6,47\text{Nm}$) que lorsque la machine est pilotée à ψ égale 0.

La valeur de ψ , qui dans ces conditions représente l'angle interne de la machine, s'obtient à partir de la fig.4 et est indépendante de la tension ($\psi = 52,8^\circ$ à I_m).

$$\sin \psi = \frac{L_s I}{\phi} \quad (13)$$

5. Limites d'exploitation

Dans certaines conditions, notamment en traction électrique, il est souhaitable de pouvoir agrandir la plage de variation de vitesse de la machine électrique. Le démarrage est fait à couple maximum, pour obtenir une accélération maximale ; puis aux plus hautes vitesses, le dispositif nécessite moins de couple. Aux basses vitesses la machine est pilotée à $\psi = 0$, puis tension et courant arrivent en butées au point de base (Ω_b) : V égale V_m et I égale I_m . A partir de la fig.5, il est possible d'exprimer la vitesse en fonction de la tension et du courant. Le convertisseur est en butée (V_m, I_m) l'angle ψ est ajustable.

$$p\Omega = \frac{V_m}{\sqrt{\phi^2 + (L_s I_m)^2 - 2L_s I_m \phi \sin \psi}} \quad (14)$$

Cette vitesse définit la limite de fonctionnement du moteur. L'équation (14) exprime, d'une manière générale, l'évolution de la vitesse en fonction, de la tension d'alimentation V , du courant absorbé I et du déphasage ψ , c'est à dire les entrées du système. Le couple est toujours régit par (4) et s'annule donc lorsque ψ est égale à 90° . Cette limite est tracée sur la figure 6, la vitesse débute à Ω_b pour ψ égale zéro et se termine à Ω_m pour ψ égale 90° . La vitesse maximum Ω_m est bien supérieure à la vitesse de base.

$$p\Omega_m = \frac{V_m}{\phi - L_s I_m} \quad (15)$$

L'augmentation de I_m repousse la limite en vitesse, un rapport $\frac{L_s I_m}{\phi} = 1$ permet d'avoir une vitesse

infinie. Si le courant est limité à I_m la vitesse maximum Ω_m est atteinte ($\Omega_m = 2634\text{rad/s}$) !

La puissance active consommée par le moteur s'exprime par :

$$P = 3V_m I_m \cdot \cos \psi \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_s I_m}{\phi}\right)^2 - 2 \frac{L_s I_m}{\phi} \sin \psi}} \quad (16)$$

La partie droite de l'équation (16) représente le facteur de puissance, on voit qu'il est fonction du courant et de l'angle ψ . D'autre part, la puissance active est indépendante du nombre de paires de pôles, contrairement au couple (4). Son évolution en fonction de la vitesse est représentée sur la figure 7.

6. Conclusion

Ce travail permet de mettre en évidence les possibilités qu'offrent les machines synchrones à aimants permanents dans le domaine de la traction électrique. Les valeurs numériques proviennent d'un moteur à flux axial existant. La modélisation simplifiée de la machine offre un intérêt certain au niveau pédagogique et permet de mieux ressentir le comportement de l'association moteur convertisseur.

7. Bibliographie

- [1] F. MAGNUSSEN, P. THELIN, C. SADARANGANI 'Performance Evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening' Conference on Power Electronics Machines and Drives 2004, IEEE, pp679-685.
- [2] S. MORIMOTO, Y. TAKEDA, T. HIRASA, K. TANIGUCHI 'Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity' IEEE Tran. On Industry Applications, vol.26, No5 September/October 1990 pp866-869
- [3] L. CHEDOT 'Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternodémarrage' Thèse Novembre 2004 UTC Compiègne.
- [4] B. MULTON 'Motorisation des véhicules électriques' techniques de l'ingénieur E3 996

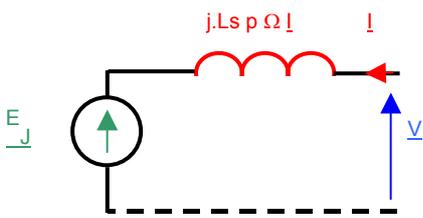


Figure 2 : Schéma monophasé équivalent

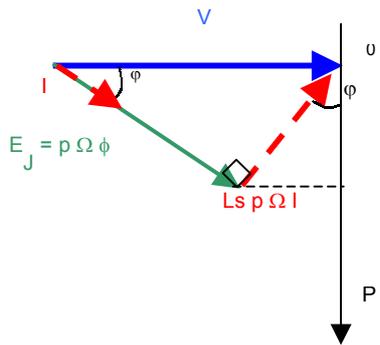


Figure 3 : Diagramme vectoriel $\psi = 0^\circ$

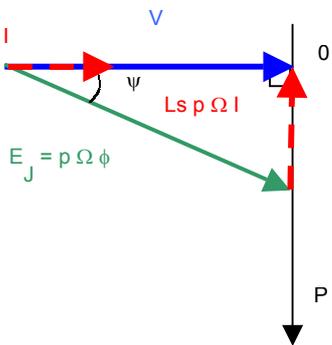


Figure 4 : Diagramme vectoriel $\phi = 0^\circ$

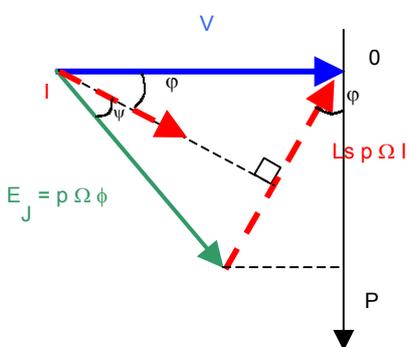


Figure 5 : Diagramme vectoriel ψ et ϕ quelconque

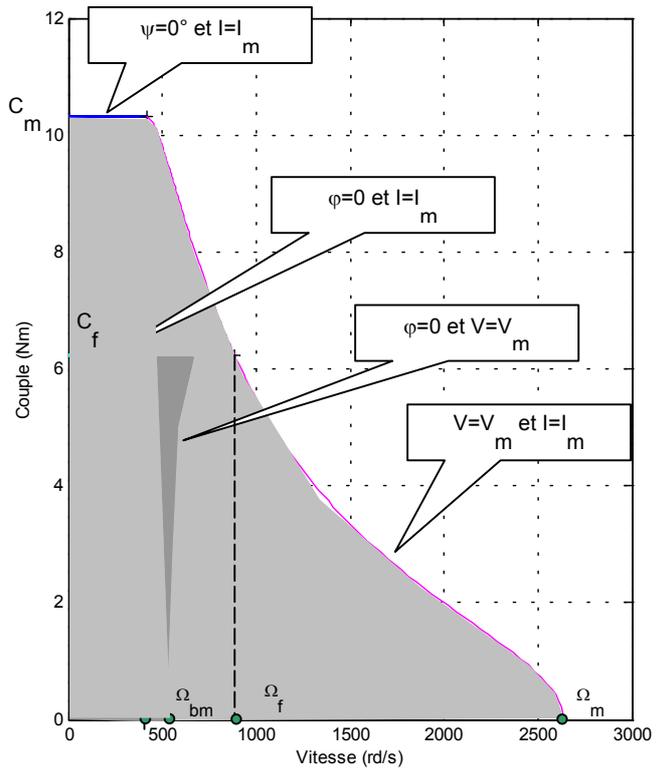


Figure 6 : Evolution du couple en fonction de la vitesse^o

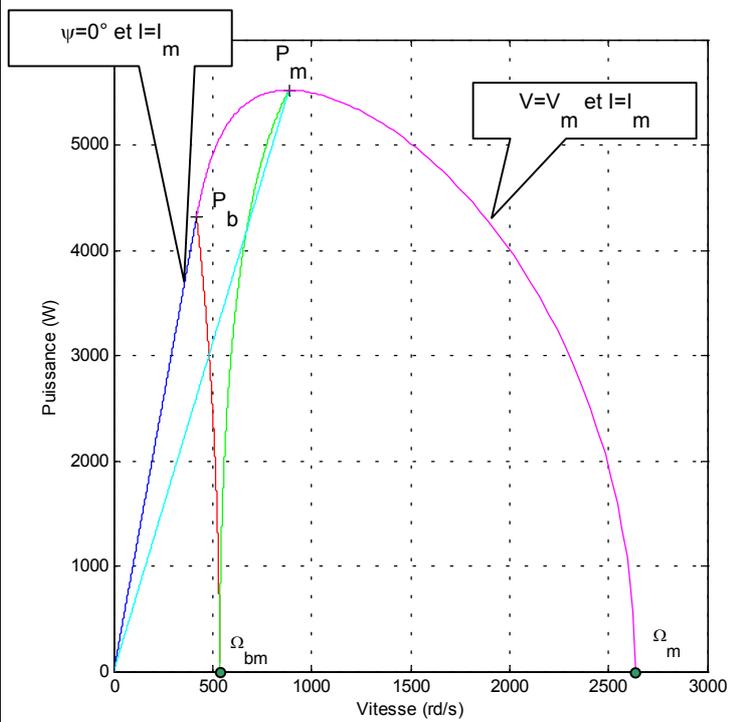


Figure 7 : Evolution de la puissance en fonction de la vitesse

Vecteur spatial et vecteur de Fresnel

Lotfi BAGHLI

IUFM de Lorraine, 5 rue Paul Richard, C.O. N°3, 54528 Laxou Cedex
GREEN "Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy", CNRS UMR – 7037,
Université H. Poincaré, BP 239, 54506 Vandœuvre-lès-Nancy,
e-mail: lotfi.baghli@green.uhp-nancy.fr.

Résumé :

Cet article met l'accent sur la représentation par le vecteur spatial de la force magnétomotrice créée par un bobinage statorique et la relation avec la représentation vectorielle de Fresnel des courants qui le parcourent. Un logiciel libre d'usage (exécutable livrée avec son code source C++ en licence GPL) a été développé. Il est proposé sur : <http://www.baghli.com/fmm.html>

Mots clefs :

Vecteur spatial, Fresnel, triphasé, force magnétomotrice.

INTRODUCTION

La notion de vecteur spatial est souvent confondue avec la représentation de Fresnel. Cette dernière est fort utile pour l'étude des circuits électriques lors de la mise en série d'éléments passifs (résistance, capacité, inductance).

Cependant, lors de l'étude des bobinages et des forces magnétomotrices, apparaît la notion de champ tournant (théorème de Ferraris) et de champ pulsant (théorème de Leblanc). Pour peu que l'on parle alors de vecteur spatial et là une confusion survient dans l'esprit des étudiants, avec la notion du vecteur de Fresnel.

VECTEUR DE FRESNEL

Le diagramme des vecteurs de Fresnel [1] d'un circuit RLC par exemple permet de représenter facilement les tensions aux bornes de chaque élément ainsi que les déphasages respectifs. Lorsque le circuit est alimenté en mono fréquentiel, 50 Hz par exemple, à une tension

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin \omega t$$

il va absorber un courant

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi)$$

avec cette convention de signe de φ , si le courant est en retard sur la tension, φ sera positif.

La représentation de Fresnel permet de faire correspondre, à chaque grandeur sinusoidale, une grandeur complexe (ou vecteur dans le plan complexe) de module égal à la valeur efficace et d'argument égal à la phase du vecteur complexe.

Comme on retrouve " ωt " dans tous ces vecteurs, cette valeur est alors omise de la représentation complexe et on a des vecteurs qui ne tournent pas dans le plan complexe *Figure 1*.

$$\bar{V} = V e^{j0}$$

$$\bar{I} = I e^{-j\varphi}$$

Les "vecteurs" tension aux bornes de chaque élément sont :

$$\bar{V}_R = R\bar{I} = V_R e^{-j\varphi}$$

$$\bar{V}_C = \frac{\bar{I}}{jC\omega} = \frac{I}{C\omega} e^{j\left(-\varphi - \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$\bar{V}_L = jL\omega\bar{I} = L\omega I j e^{-j\varphi} = L\omega I e^{j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}$$

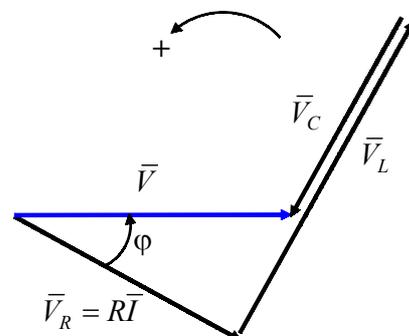


Figure 1. Diagramme de Fresnel pour un circuit RLC série, la tension est prise comme référence des arguments.

On peut également prendre le courant comme référence pour aboutir à une représentation où toute la figure subit une rotation de $+\varphi$.

Nous notons donc que les grandeurs de la représentation de Fresnel (ou vecteur de Fresnel) ne représentent que la valeur efficace des grandeurs et leur déphasage par rapport à une référence que l'on s'est fixée.

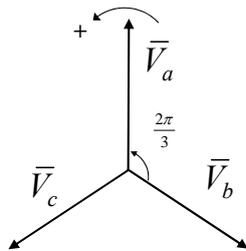


Figure 2. Diagramme de Fresnel d'un système direct de tensions triphasées.

Dans le cas de 3 tensions triphasées V_a, V_b, V_c , on a souvent la représentation de la Fig. 2.

Cette représentation de Fresnel montre bien que la tension simple V_b , de la phase b , est en retard de $\frac{2\pi}{3}$

sur celle de la phase a .

On n'a cependant aucunement parlé de bobinage ou d'autres notions introduisant l'espace. Donc, la représentation de Fresnel ne peut exprimer que des informations d'amplitude et de déphasage (temporel).

VECTEUR SPATIAL

La notion de vecteur spatial est associée à la position d'une grandeur dans l'espace.

Une grandeur qui est très intuitive à représenter est celle de la force magnétomotrice (f.m.m.) créée par un bobinage triphasé statorique, par exemple. Nous allons l'utiliser pour introduire le vecteur spatial.

Un logiciel pédagogique [2] a été développé dans ce sens afin d'aider à la compréhension de la représentation de f.m.m. le long de l'entrefer (en fonction de l'angle θ de 0 à 2π mécanique).

Ce logiciel permet d'abord de tracer la f.m.m. créée par une phase pour un choix de bobinage donné.

Exemple : $m=2$ encoches par pôle et par phase, $p=1$ paire de pôles.

Sur la Fig. 4 est représentée la f.m.m. du bobinage de la phase "a".

Une bobine diamétrale a pour axe mécanique $\pi/2$. Les faisceaux courant aller et courant retour, décalés d'un angle de π , sont également représentés (Fig. 3).

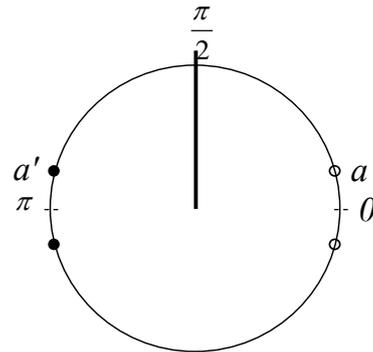


Figure 3. Position de la bobine de la phase "a".
○ : Courant rentrant, ● : Courant sortant

En fonction de la valeur du courant qui parcourt cette bobine et du nombre de bobines de la phase a , on peut avoir une forme variable de la f.m.m. $\xi_a(\theta, t)$. Elle présente cependant une symétrie (Fig. 4):

$$\xi_a(\theta, t) = -\xi_a(\theta + \pi, t) \text{ pour } \theta \in [0, \pi[$$

$\xi_a(\theta, t)$ est fonction du nombre N de spires du bobinage, de $i_a(t)$, c'est-à-dire de la valeur du courant à l'instant t , mais également de l'endroit, dans l'entrefer, en fonction de θ .

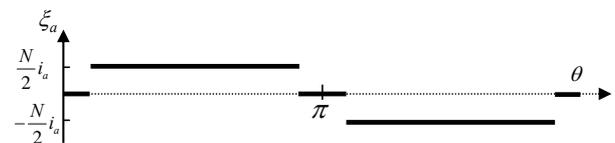


Figure 4. Force magnétomotrice de la bobine de la phase "a".

Le courant $i_a(t)$ peut être représenté par

$$i_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t)$$

Donc, il peut être représenté par un vecteur de Fresnel fixe $I e^{j0}$. Si l'on veut visualiser graphiquement la valeur de i_a, i_b, i_c tel que :

$$i_b(t) = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Alors, on peut projeter, sur l'axe des ordonnées, un système direct de 3 vecteurs tournants [2]. (Traits continu, pointillés et tirets respectivement pour les phases a, b et c) Fig. 5.

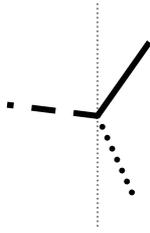


Figure 5. Système direct de 3 vecteurs tournants, "a" (en trait continu) la projection sur l'axe donne la valeur instantanée.

Nous devons donc tenir compte de l'aspect temporel et la représentation de Fresnel où l'on omet la pulsation ω , ne suffit plus.

On retrouve souvent des animations Flash ou autres de ce système. Elles n'ont pour but que de montrer que la projection, sur un axe, d'un vecteur qui tourne à une vitesse constante donne une grandeur sinusoidalement variable dans le temps. Il n'y a pas lieu de confondre cette animation avec la notion de vecteur spatial.

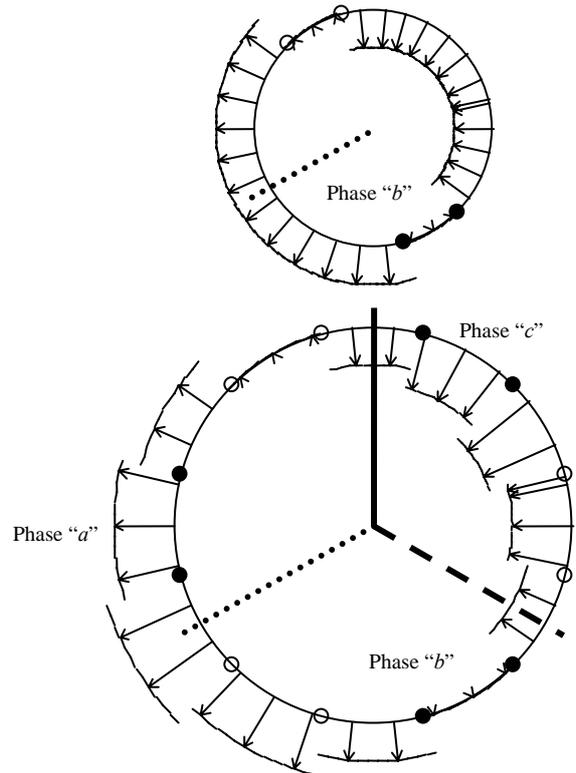
Si on ne s'intéresse qu'à la bobine d'une phase, on voit qu'à un instant donné, la valeur de la f.m.m. en tout point de l'entrefer évolue (fonction de θ) (Fig. 4). On observera aussi, en fonction du temps et pour un endroit fixe dans l'entrefer (à θ donné) que la f.m.m. évolue de manière sinusoidale entre une valeur maximale positive et une valeur minimale négative. La forme de la f.m.m. reste toujours celle de la Fig. 4 mais son amplitude varie. Ces variations correspondent aux variations sinusoidales du courant dans le temps.

La f.m.m. de bobine de la phase "b" est obtenue de manière identique à celle de la phase "a" en décalant dans l'espace la position de la bobine.

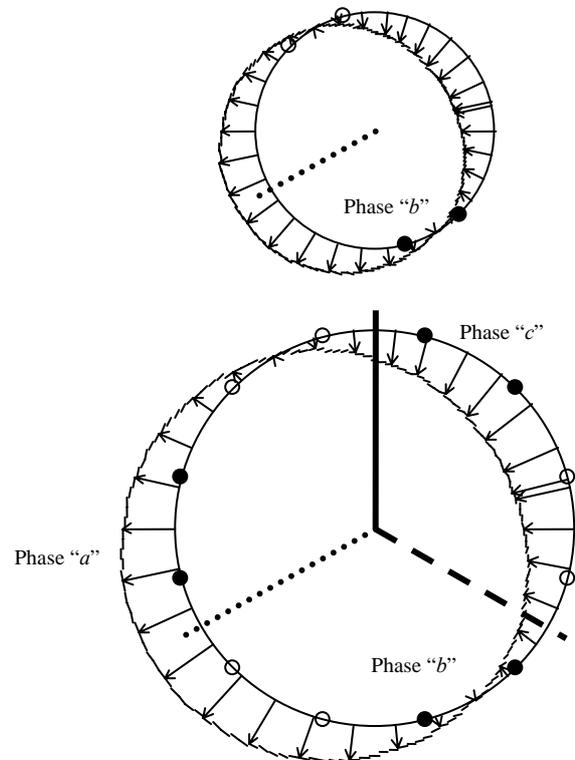
Nous choisissons de positionner la bobine "b" à un angle de $+2\pi/3$ électrique¹, par rapport à la bobine de la phase "a". De même, la bobine de la phase "c" est décalée d'un angle de $+2\pi/3$ électrique dans l'espace, par rapport à la bobine de la phase "b" (Fig. 3).

Chaque bobine, prise à part, ne peut créer qu'un champ dit pulsant. Une animation à l'aide du logiciel [2] montre bien ce phénomène. Ce champ peut être à répartition sinusoidale ou comportant des paliers (Fig. 6). Cette figure montre la forme de la f.m.m. le long de l'entrefer pour une distribution non-sinusoidale (Fig. 6a) et sinusoidale (Fig. 6b). On obtient, par bobinage, un champ pulsant (diagramme du dessus) et un champ tournant résultant des 3 bobines (diagramme du dessous). Ceux-ci correspondent à un instant où le courant i_{bs} est à sa valeur maximale, c'est-à-dire que le vecteur du diagramme de Fresnel associé à i_{bs}

(pointillés) se trouve entièrement projeté sur l'axe vertical.



6.a. Exemple d'une distribution non-sinusoidale de f.m.m.



6.b. Exemple d'une distribution sinusoidale de f.m.m.

Figure 6. Champ pulsant crée par la bobine de la phase "b" (en pointillés) et champs résultant des trois bobines quand le courant i_{bs} est à son maximum.

¹ Donc de $\frac{2\pi}{3p}$ mécanique, où p est le nombre de paires de pôles.

Associés, à l'onde f.m.m. d'une bobine, un vecteur que l'on va appeler vecteur spatial de f.m.m. Ce vecteur est un "être mathématique" qui possède une amplitude et une direction. En fait, on le place dans l'espace, ou plutôt dans le plan complexe, par rapport à la bobine associée, pour qu'il soit aligné avec l'axe de la bobine. Son amplitude correspond à l'amplitude maximale de l'onde de la f.m.m. ou de son fondamental (Fig. 7, ici l'amplitude a été doublée pour mieux visualiser).

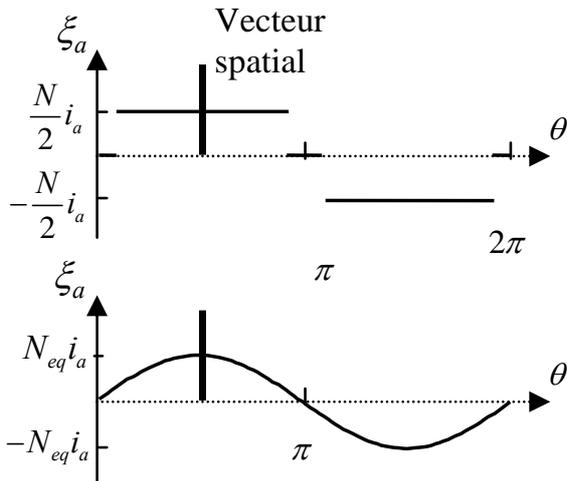


Figure 7. Vecteur spatial de f.m.m., positionnement par rapport à la forme réelle de la f.m.m. ou de son fondamental.

Si l'on ne déroule pas l'entrefer comme à travers la Fig. 7, notre vecteur spatial se retrouve alors dans l'axe de la bobine dans le cas d'un champ pulsant (Fig. 6).

Il ne faut pas également le confondre avec l'induction magnétique \vec{B} , qui, en tout point de l'entrefer, est une grandeur vectorielle (amplitude et direction). Nous représentons l'induction magnétique par des petites flèches sur la Fig. 6. Sa direction est radiale et son amplitude varie sinusoïdalement conformément à la théorie.

Le vecteur spatial de la f.m.m. représente le fondamental de la f.m.m. (si l'on n'a pas une représentation sinusoïdale). On peut ainsi travailler, vectoriellement, avec ces grandeurs comme faire des sommations de vecteurs afin d'obtenir la f.m.m. résultante des f.m.m. de chaque bobine.

Le logiciel permet de représenter la f.m.m. résultante (Fig. 8) sur une "développée" en fonction de θ mais aussi dans le plan complexe (Fig. 9).

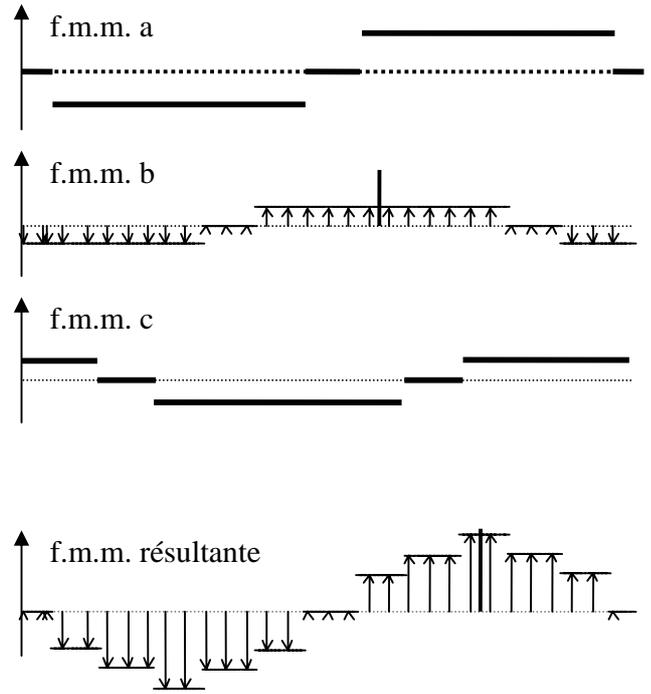


Figure 8. F.m.m. résultante par la sommation point par point des f.m.m. des trois phases (a, b, c).

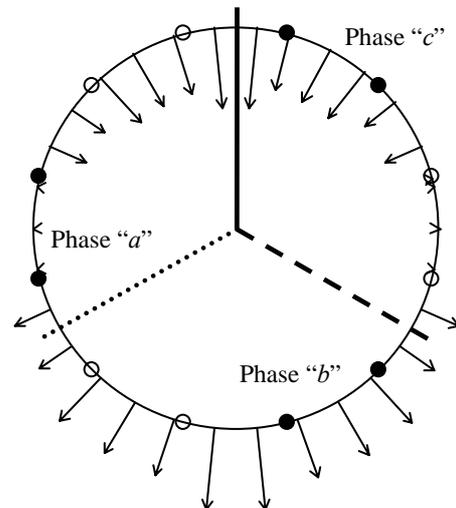


Figure 9. F.m.m. résultante dans le plan complexe.

On voit bien que le théorème de Ferraris s'applique pour donner naissance à un champ tournant.

Ce phénomène est représenté par l'onde de la f.m.m. qui se déplace le long de l'entrefer (Fig. 8, [2] mode "Play") mais également par le vecteur spatial de la f.m.m. qui tourne ainsi dans le sens trigonométrique (Fig. 9, [2] mode "Play") puisque l'on a placé les bobines dans ce sens et qu'on les alimente avec un système direct.

$$\xi(\theta, t) = \xi_a(\theta, t) + \xi_b(\theta, t) + \xi_c(\theta, t)$$

$$\xi_a(\theta, t) = \begin{cases} 0 & \theta \in \left[0, \frac{\pi}{12}\right[\\ \frac{N_s}{2} i_a & \theta \in \left[\frac{\pi}{12}, \pi - \frac{\pi}{12}\right[\\ 0 & \theta \in \left[\pi - \frac{\pi}{12}, \pi + \frac{\pi}{12}\right[\\ -\frac{N_s}{2} i_a & \theta \in \left[\pi, 2\pi - \frac{\pi}{12}\right[\\ 0 & \theta \in \left[2\pi - \frac{\pi}{12}, 2\pi\right[\end{cases} \quad (\text{pour } m=1)$$

avec $i_a(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t)$

Comme le vecteur spatial de la f.m.m. représente le fondamental de cette grandeur, on ne conserve que ce terme en faisant intervenir le coefficient N_{eq} , qui représente le nombre équivalent de spires pour obtenir une f.m.m. sinusoïdale.

En notation complexe (et donc vectorielle) :

$$\bar{\xi} = \bar{\xi}_a + \bar{\xi}_b + \bar{\xi}_c$$

$$\bar{\xi}_a = N_{eq} e^{j0} e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot i_a(t) = N_{eq} e^{j0} e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot \sqrt{2}I \sin(\omega t)$$

$$\bar{\xi}_a = N_{eq} e^{j0} e^{j\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}I \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$$

$$\bar{\xi}_b = N_{eq} e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}I \frac{e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} - e^{-j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}}{2j}$$

$$\bar{\xi}_c = N_{eq} e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}I \frac{e^{j\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)} - e^{-j\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)}}{2j}$$

On remarque que ces termes comportent les deux parties : spatiales et temporelles.

$$\begin{aligned} \bar{\xi} = \sum \bar{\xi}_i &= N_{eq} \frac{\sqrt{2}I}{2j} e^{j\omega t} e^{j\frac{\pi}{2}} \underbrace{\left(e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right)}_3 \\ &\quad - N_{eq} \frac{\sqrt{2}I}{2j} e^{-j\omega t} e^{j\frac{\pi}{2}} \underbrace{\left(e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)}_0 \end{aligned}$$

$$\bar{\xi} = \frac{N_{eq} \sqrt{2}I}{2j} 3e^{j\omega t} e^{j\frac{\pi}{2}}$$

$$\bar{\xi} = \frac{3}{2} N_{eq} \sqrt{2}I e^{j\omega t}$$

On voit bien que l'on obtient un vecteur d'amplitude constante qui tourne dans le plan complexe en fonction

du temps. C'est le meilleur exemple de vecteur spatial tournant.

On représente ainsi le champ tournant par ce vecteur [3].

Cette approche peut être généralisée à toutes les grandeurs de la machine triphasée (tension, courant, flux) afin de la modéliser par des "vecteurs spatiaux". Une modélisation en régime transitoire, en utilisant la notation complexe et les vecteurs spatiaux afin de se substituer aux grandeurs dq , est présentée en [4]. Le lecteur pourra approfondir cette modélisation également dans la référence [5].

Le logiciel disponible en [2], permet de visualiser ce vecteur $\bar{\xi}$ quand on alimente les trois bobines avec un système triphasé direct de courant sinusoïdaux.

Différents types de bobinages sont proposés :

- Un bobinage parfait, donnant une f.m.m., par bobine, sinusoïdale et donc un champ résultant tournant sinusoïdal. Il est alors aisé de se figurer ce vecteur spatial qui est en phase avec le maximum de l'onde de la f.m.m. totale.
- Un bobinage réel simple couche, où sont pris en compte le nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que l'ouverture de la bobine. On voit alors, sur les f.m.m. par phase, apparaître les paliers qui correspondent aux Ampères-tours NI ajoutées par les courants dans les encoches. On visualise aisément que ce système permet de s'approcher d'une forme sinusoïdale. Le résultat est toujours un champ tournant.
- Un bobinage réel double étoile, souvent présent dans les machines synchrones et asynchrones de forte puissance puisqu'il permet d'apporter de la redondance (pour une marche en régime dégradé à la moitié de la puissance nominale) mais également une répartition de la puissance notamment en vue d'une alimentation par convertisseur statique. Si l'on active la case à cocher "bobinage", le logiciel dessine l'emplacement des encoches sur la figure et l'on voit le double enroulement (en deux couches) de la double étoile.

L'option d'afficher les vecteurs permet de rendre compte de la direction et du module de l'induction magnétique \vec{B} dans l'entrefer (**Figure 10**). Cela permet également d'éviter tout amalgame avec la notion de vecteur spatial.

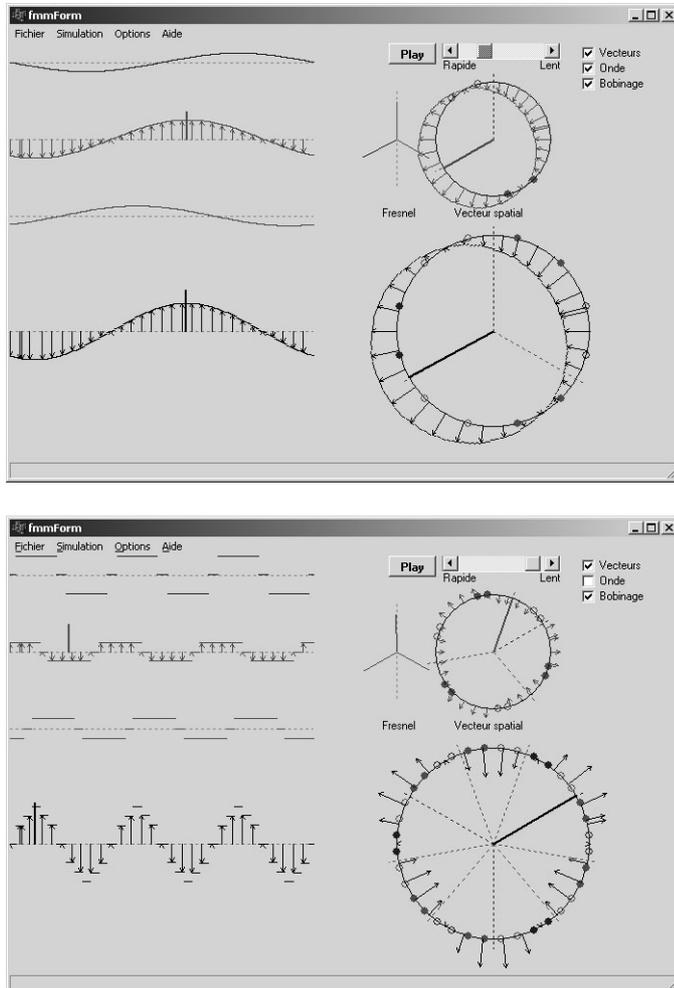


Figure 10. Différents aspects de visualisation à l'aide du logiciel f.m.m.

CONCLUSION

Le vecteur spatial, quand il est bien assimilé, peut faciliter grandement les aspects de modélisation et de commande des machines triphasées. Cependant, beaucoup de personnes le confondent avec la représentation de Fresnel ou encore avec les vecteurs représentant le champ magnétique dans l'entrefer.

Une compréhension correcte de cette grandeur permet de faire abstraction de toute l'onde, en la rapportant en un vecteur qui présente une direction et un module dépendants du temps.

REFERENCES

- [1] L. Baghli, "applet java, diagramme de Fresnel", [En ligne]. Disponible: http://www.baghli.com/applet/mas1_diag_vect.html
- [2] L. Baghli, "Magnetomotive Forces project under Borland C++ Builder 6", [En ligne]. Disponible: <http://www.baghli.com/fmm.html>
- [3] C. Divoux, "Champ magnétique tournant", [En ligne]. Disponible: http://www.physique-appliquee.net/phyapp/champ_tournant/champ_fra_mes.htm
- [4] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, n°8, Aug. 2002, pp. 1359–1394, [En ligne]. Disponible: <http://www.ema.uni-wuppertal.de/paper/sensles.pdf>
- [5] P. Vas, "Vector control of AC machines", Ed. Oxford University Press, 1990, 332p.

Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu par un hacheur quatre quadrants

Amir ARZANDÉ, Bruno LORCET, Emmanuel ODIC et François PROTAT

Département Énergie

Supélec

3 rue Joliot-Curie

91192 Gif-sur-Yvette Cedex

Résumé : La manipulation décrite ci-après s'adresse aux élèves-ingénieurs de 2^{ème} année de Supélec. Les étudiants commencent par déterminer les caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à asservir. Dans un deuxième temps, la connaissance de ces caractéristiques leur permet, en utilisant le logiciel Simulink, de calculer les coefficients des divers correcteurs PI qui interviendront dans la régulation. Ensuite, ils utilisent une carte d'acquisition pour mettre au point la séquence de commande du hacheur quatre quadrants. Enfin, ils mettent en œuvre une régulation de vitesse avec limitation de courant en utilisant les correcteurs PI qu'ils ont déterminés, les capteurs de mesure de vitesse et de courant dont ils disposent et la séquence de commande qu'ils ont élaborée.

1. Introduction

En deuxième année de Supélec les élèves suivent, entre autres, un cours intitulé "Commande des entraînements à vitesse variable".

La structure de base d'une chaîne d'entraînement peut être représentée par le schéma donné en figure 1.

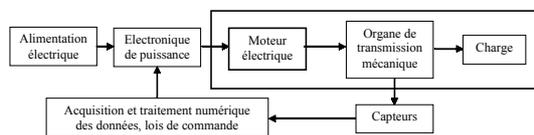


Figure 1 : constitution d'un entraînement électromécanique

Le moteur électrique est le dispositif central de la chaîne. Les autres dispositifs pilotent le fonctionnement du moteur afin d'asservir les grandeurs à contrôler qui sont souvent des grandeurs mécaniques.

Ce cours fait appel essentiellement à trois disciplines : l'électrotechnique, l'électronique de puissance et l'automatique. Elles interviennent dans l'étude des machines électriques et de leurs lois de commande et dans la mise en œuvre des dispositifs de contrôle et de conversion des signaux électriques. Ce cours est complété par quatre séances de TD et quatre séances de TP. Nous présentons ici le travail proposé lors de ces quatre séances de TP.

Ce TP est consacré à la régulation de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur

quatre quadrants contrôlé par une carte d'acquisition programmable par le logiciel "Matlab-Simulink". Pour mettre en œuvre cette régulation de vitesse il faut connaître les paramètres électriques et mécaniques du moteur, savoir utiliser le logiciel Simulink, déterminer les différents correcteurs, savoir programmer la carte d'acquisition et commander le hacheur.

Le TP comporte donc quatre parties :

- Identification d'un moteur à courant continu
- Simulation numérique par le logiciel Simulink de la régulation de vitesse d'un M.C.C.
- Familiarisation avec la maquette du hacheur et la carte d'acquisition
- Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu avec limitation de courant

Dans la première partie, intitulée "Identification d'un moteur à courant continu", on détermine les paramètres électriques et mécaniques du moteur.

Ces paramètres sont :

- Résistance et inductance de l'enroulement induit
- Résistance et inductance de l'enroulement inducteur
- Caractéristique à vide
- Moment d'inertie du groupe tournant
- Coefficient d'amortissement visqueux et du couple de frottement sec

La deuxième partie est consacrée à la simulation de la régulation de vitesse d'un moteur à courant continu. On utilisera le logiciel Simulink SimPowerSystems. On conçoit plusieurs fichiers répondant à chaque fois à un cahier des charges précis.

La troisième partie est la prise en main de la maquette du hacheur, de son boîtier de commande et de la carte d'acquisition.

Après avoir pris connaissance de la programmation de la carte d'acquisition, on l'utilisera pour commander le hacheur pour la régulation de vitesse d'un M.C.C.

2. Identification d'un moteur à courant continu

Le système électromécanique étudié est constitué de deux machines à courant continu à excitation séparée couplées mécaniquement. Il est représenté en figure 2.

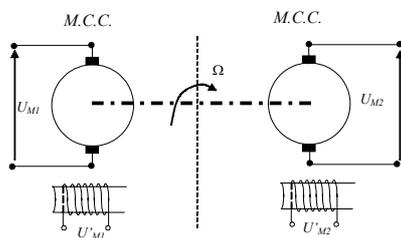


Figure 2 : ensemble moteur-génératrice

2.1. Mise en équations

Le schéma équivalent du moteur est le suivant (figure 3) :

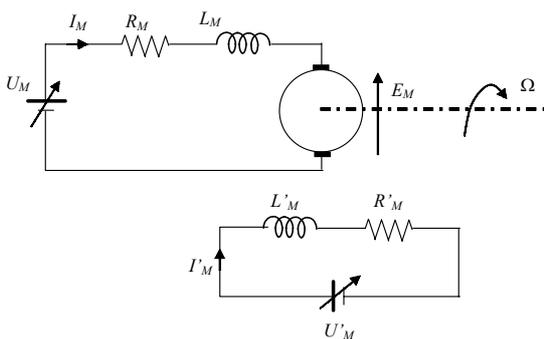


Figure 3 : schéma équivalent d'une machine à courant continu

Les équations de fonctionnement sont les suivantes :

$$U_M(t) = R_M I_M(t) + L_M \frac{dI_M(t)}{dt} + E_M(t)$$

$$E_M(t) = K_M \Phi_M(t) \Omega(t)$$

$$C_M(t) = K_M \Phi_M(t) I_M(t)$$

$$U'_M(t) = R'_M I'_M(t) + L'_M \frac{dI'_M(t)}{dt}$$

avec :

R_M : résistance de l'induit

R'_M : résistance de l'inducteur

L_M : inductance propre de l'induit

L'_M : inductance propre de l'inducteur

E_M : force contre électromotrice du moteur

Ω : vitesse de rotation en rad/s

C_M : couple électromagnétique en m.N

K_M : constante de bobinage

Φ_M : flux inducteur tel que :

$$\Phi_M = f(I'_M)$$

Le transfert d'énergie se traduit par l'équation suivante :

$$C_M(t) = C_r(t) + f \Omega(t) + J \frac{d\Omega(t)}{dt} + C_S$$

où C_r est le couple résistant (exprimé en m.N), f

la constante d'amortissement visqueux (en m.N/(rad/s)) J le moment d'inertie du groupe tournant (en kgm²)

et C_S le couple de frottement sec (en m.N).

2.2. Détermination expérimentale des constantes électriques et mécaniques

Les constantes à mesurer sont les suivantes :

$$(R_M ; R'_M), (L_M ; L'_M), K_M \Phi_M, C_S, f, J$$

2.2.1. Mesure des résistances et des inductances

La plaque signalétique donne les caractéristiques nominales du moteur :

$$U_n = 120V \quad I_n = 40A$$

$$C_n = 30m.N \quad \Omega_n = 1500t/mn$$

Ce type de moteur possède une résistance d'induit assez faible et une résistance d'inducteur relativement élevée. On mesure les résistances R_M et R'_M par une méthode ampèremètre – voltmètre en courant continu. On effectuera les mesures aux voisinages des courants nominaux.

Pour mesurer les inductances inducteur et induit on effectue les essais suivants. On applique un échelon de tension (120V) à l'entrée de l'inducteur et on relève le courant $I_M(t)$ à l'oscilloscope. En connaissant sa résistance on calcule l'inductance de l'inducteur. La résistance de l'induit étant relativement faible, il ne

faut pas appliquer directement 120V aux bornes de l'induit. On utilise le montage donné en figure 4.

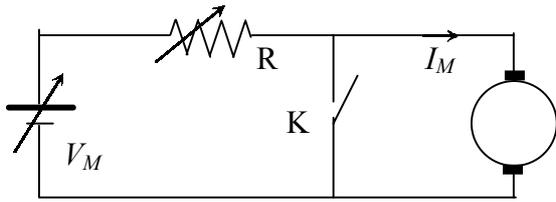


Figure 4 : mesure de l'inductance de l'induit

L'interrupteur K est ouvert, on alimente l'induit, à travers un rhéostat R, avec une tension 120V. Quelques instants plus tard on ferme l'interrupteur et on relève la décroissance de $I_M(t)$ à l'oscilloscope. En connaissant la résistance de l'induit on détermine la valeur de son inductance.

La résistance du câblage permettant le court-circuit doit être négligeable devant celle de l'induit.

2.2.2. Mesure du flux

On entraîne la machine à courant continu à une vitesse constante et pour chaque valeur du courant inducteur on mesure la tension délivrée par la machine.

On trace expérimentalement :

$$K_M \Phi_M = \frac{\text{Tension mesurée}}{\text{Vitesse}}$$

en fonction du courant d'excitation de la machine à courant continu..

2.2.3. Mesures de la constante d'amortissement visqueux et du couple de frottement sec

On a les équations :

$$C_M = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f \Omega + C_S$$

$$C_M = K_M \Phi_M I_M \quad C_r = 0$$

En régime établi la vitesse du moteur est constante, on a donc :

$$K_M \Phi_M I_M = f \Omega + C_S$$

On utilise le montage présenté sur la figure 5.

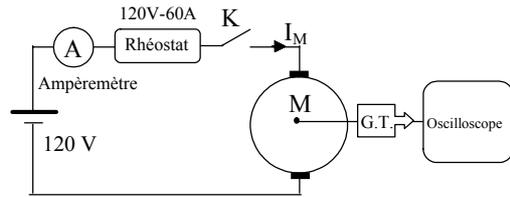


Figure 5 : mesure de la constante de frottement visqueux et du couple de frottement sec.

Le courant d'excitation est réglé à une valeur donnée constante. La connaissance de cette valeur nous permet de déterminer $K_M \Phi_M$. On fait varier la vitesse du moteur par l'intermédiaire du rhéostat en série avec l'induit et on relève la vitesse et le courant pour deux points de fonctionnement. On calcule ensuite les deux paramètres f et C_S .

2.2.4. Mesure du moment d'inertie du groupe tournant

On utilise le montage précédent représenté en figure 5. On réglera le courant inducteur du moteur à la valeur précédente. On démarre le moteur à courant continu. Une fois le régime permanent atteint, on ouvre l'interrupteur K et on enregistre la vitesse en fonction du temps à l'aide d'un oscilloscope numérique. Les conditions de fonctionnement sont régies par la formule ci-dessous :

$$0 = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + C_S$$

En connaissant f et C_S on peut calculer le moment d'inertie.

3. Commande d'un moteur à courant continu en simulation numérique

Le logiciel utilisé pour la simulation est le logiciel MatLab Simulink SimPowerSystems (SPS). Dans un premier temps, on conçoit des modèles du type Simulink SimPowerSystems pour un moteur à courant continu et pour un hacheur à quatre interrupteurs. Ensuite, on développera des programmes de simulation pour le contrôle d'un moteur à courant continu selon différents cahiers des charges.

3.1. Conception d'un modèle pour un moteur à courant continu

On considère un moteur à courant continu à excitation séparée. Le moteur entraîne une charge mécanique.

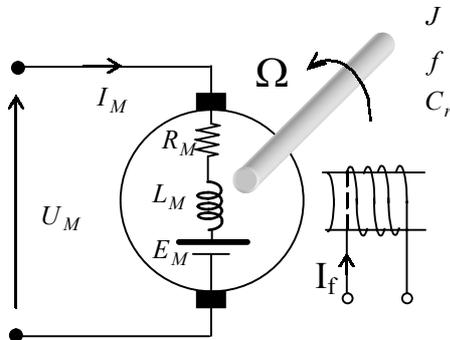


Figure 6 : schéma électromécanique

La mise en équations est réalisée en appliquant au système les lois physiques qui le régissent.

$$U_M = R_M I_M + L_M \frac{dI_M}{dt} + K_M \Phi_M \Omega$$

On utilise la loi mécanique :

$$C_M - (C_r + f \Omega) = J \frac{d\Omega}{dt}$$

où C_r est le couple résistant.

Si l'on néglige les pertes "fer" et les pertes mécaniques on peut considérer que le couple mécanique et le couple électromagnétique sont égaux.

$$C_M = K_M \Phi_M I_M$$

On peut modéliser les équations régissant le fonctionnement du moteur à courant continu par le schéma-bloc de la figure 7.

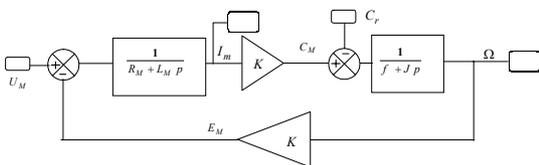


Figure 7 : schéma-bloc d'une machine à courant continu

On utilise la bibliothèque SPS pour concevoir le modèle du moteur.

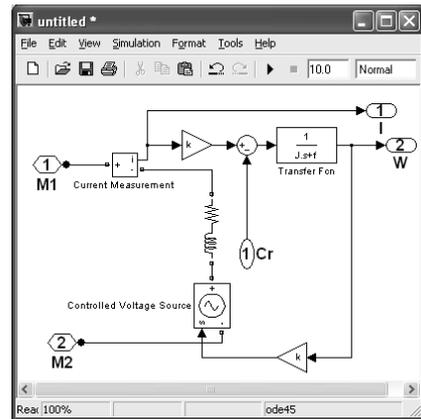


Figure 8 : conception du modèle de type Simulink

Ensuite on peut mettre ce schéma-bloc sous forme d'un sous-bloc (subsystem) permettant la modification des valeurs des paramètres de la machine. Ce sous-bloc est donné en figure 9.

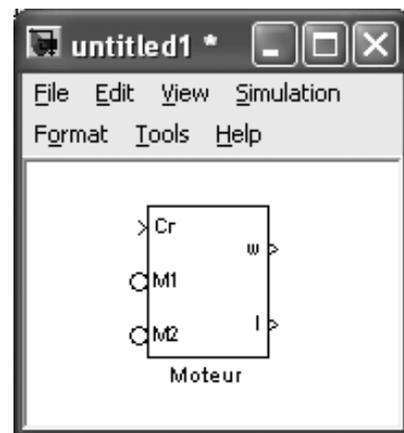


Figure 9 : sous-bloc moteur

3.2. Conception d'un modèle pour un hacheur

Le hacheur à modéliser est un hacheur à quatre interrupteurs comme représenté en figure 10.

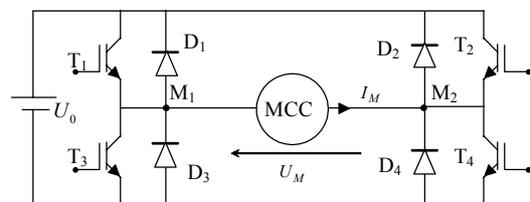


Figure 10 : schéma du hacheur quatre quadrants

On utilise des modèles IGBT qui se trouvent dans la bibliothèque SPS.

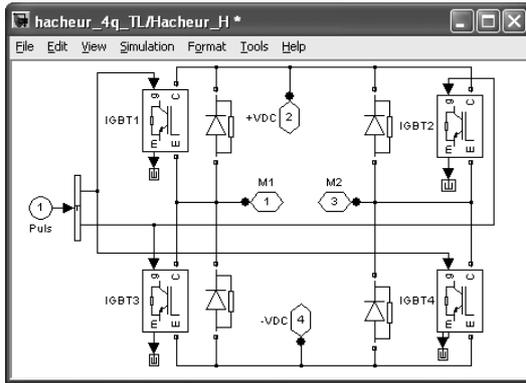


Figure 11 : modèle Simulink du hacheur

L'entrée *Puls* représente l'entrée des signaux de commande. M_1 et M_2 représentent les deux bornes de sortie du hacheur. Entre les bornes +Vdc et -Vdc on applique la tension continue d'alimentation.

Pour générer les signaux de commande on compare un signal constant avec un signal périodique triangulaire en utilisant le bloc *Repeating sequence* de la bibliothèque Simulink.

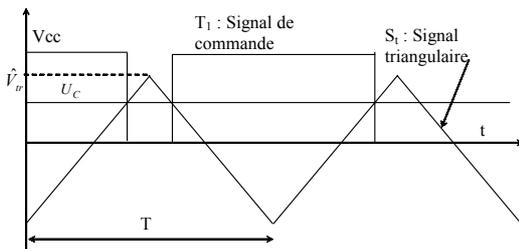


Figure 12 : signaux de commande du hacheur

U_c permet de modifier le rapport cyclique. On regroupe le bloc des interrupteurs, l'alimentation continue et le bloc de la commande MLI pour obtenir un sous-bloc Hacheur représenté en figure 13.

Les paramètres de ce sous-bloc sont la valeur de la tension d'alimentation et celle de la fréquence des signaux de commande notées respectivement U_0 et Fr .

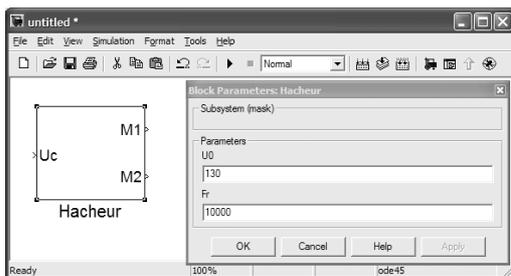


Figure 13 : sous-bloc hacheur

3.3. Conception d'une limitation de courant

L'objectif de cette partie du TP est la mise en place d'une limitation de courant.

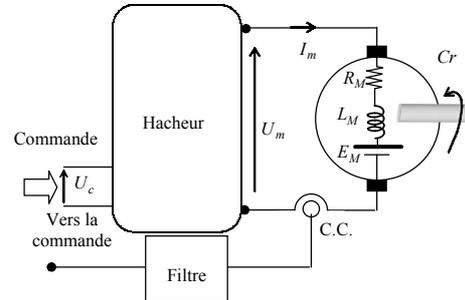


Figure 14 : implémentation de la limitation de courant

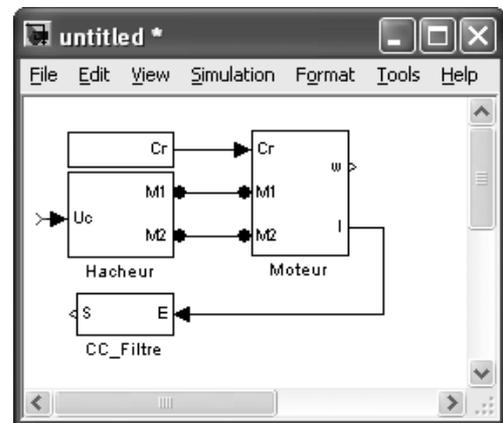


Figure 15 : implémentation de la limitation de courant avec Simulink

On peut utiliser comme correcteur de type PI le modèle présenté sur la figure 16.

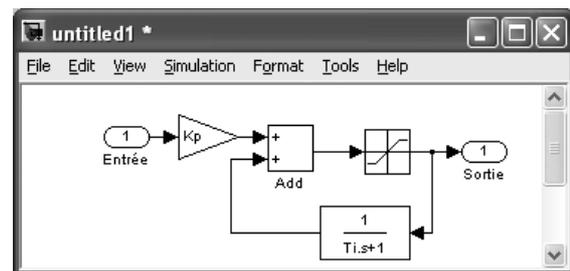


Figure 16 : correcteur PI pour la limitation de courant

L'intérêt de ce correcteur réside dans le fait qu'il gèle l'action intégrale du PI quand la sortie est saturée. Le schéma-bloc de limitation du courant est présenté sur la figure suivante :

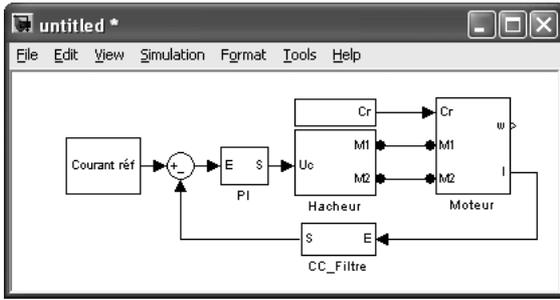


Figure 17 : schéma de la régulation de courant

Le bloc CC_Filtre représente la fonction de transfert du capteur de courant et d'un filtre passe bas premier ordre.

On se fixe un cahier de charge :

- Le dépassement du courant doit être inférieur à 10%.
- Le temps de réponse doit être inférieur à 10ms.

On détermine les paramètres du PI en utilisant les diagrammes de Bode en boucle ouverte.

On peut vérifier le bon fonctionnement de la commande en utilisant plusieurs types de consignes.

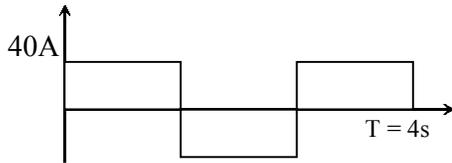


Figure 18 : exemple de consigne de courant

3.4. Conception d'une régulation de vitesse (régulation en cascade)

On mesure la vitesse par une génératrice tachymétrique de rapport $0,06V/(tr/min)$. Le courant est mesuré par un capteur de courant dont le rapport est de $0,1V/A$.

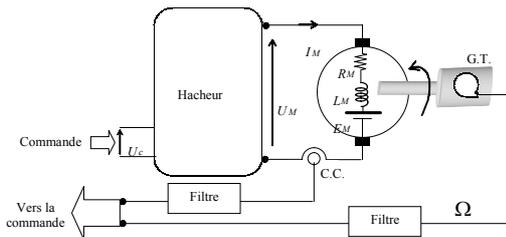


Figure 19 : implémentation de la régulation de vitesse

On se fixe un cahier de charge :

- Dépassement de vitesse inférieur à 10%
- Limitation de courant à 40A.
- Temps de réponse de vitesse inférieur à 3s.

On détermine les paramètres du PI en utilisant les diagrammes de Bode en boucle ouverte.

On peut vérifier le bon fonctionnement de la commande en utilisant plusieurs types de consignes (avec ou sans couple résistance).

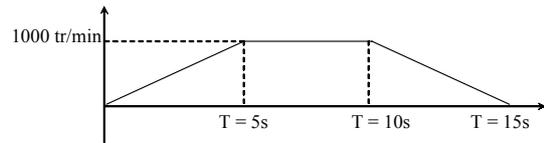


Figure 20 : 1^{er} exemple de consigne de vitesse

On vérifie aussi la réponse du système à une consigne de vitesse du type donné en figure 21.

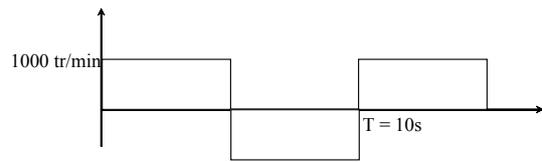


Figure 21 : 2^{ème} exemple de consigne de vitesse

4. Régulation de vitesse d'un M.C.C. par un hacheur quatre quadrants

Le but de cette dernière partie du TP est, dans un premier temps, de se familiariser avec la commande numérique du hacheur et, ensuite, de réguler la vitesse d'un moteur à courant continu.

Dans le texte de manipulation, on présente tout d'abord les différents éléments constituant la maquette du hacheur, le boîtier de commande et la carte d'acquisition. Ensuite, on détaille le fonctionnement de la commande du hacheur en mode manuel puis en mode automatique et, enfin, on aborde la régulation de vitesse du moteur.

4.1. Présentation de la maquette du hacheur

Le hacheur utilisé est un hacheur à quatre interrupteurs (IGBT) avec un bras de freinage (T_5). Ce hacheur a été réalisé par l'équipe d'enseignement du département Énergie de Supélec.

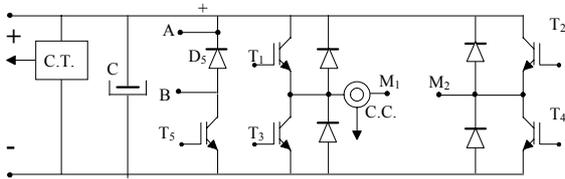


Figure 22 : schéma du hacheur

La maquette du hacheur représenté en figure 22 comporte les composants d'électronique de puissance (IGBT), les drivers des IGBT, un capteur de courant (C.C.), un capteur de tension (C.T.) et des circuits de protection. En amont de la partie représentée se trouvent un contacteur et son circuit de commande.

Le condensateur chimique C qui se trouve à l'entrée du hacheur est initialement complètement déchargé. Si on l'alimente directement par la source de tension 120V continu il y aura un appel de courant trop important. On charge donc le condensateur à travers une résistance ne figurant pas sur le schéma. Quand la tension aux bornes du condensateur arrive à un certain niveau le contacteur court-circuite cette résistance.

Quand on utilise un hacheur pour alimenter un moteur à courant continu, le courant au démarrage peut être très élevé (en particulier si les étudiants oublient de mettre l'inducteur sous tension). Le capteur de courant (C.C.) mesure le courant débité par le hacheur. Si le courant dépasse la valeur limite ($I_{réf_{max}}$) le circuit de limitation de courant inhibe les signaux de commande, ainsi le courant va diminuer et lorsqu'il devient inférieur à ($I_{réf_{min}}$) le circuit de limitation de courant autorise à nouveau les signaux de commande.

Dans plusieurs applications la charge peut envoyer de l'énergie vers la source. Cette énergie s'accumule dans le condensateur chimique et cela fait augmenter la tension à ses bornes. Un capteur de tension (C.T.) mesure la tension aux bornes du condensateur. Un circuit de commande analogique, selon le principe de commande en hystérésis, met en conduction l'IGBT du circuit de récupération.

Sur la figure 23 ci-dessous, les deux bornes de sortie du hacheur sont M_1 et M_2 . Entre les deux bornes

A et B, on branche la résistance de récupération. Les bornes d'alimentation se trouvent sur la face supérieure de la maquette.

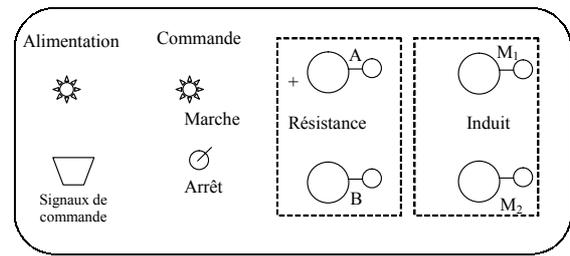


Figure 23 : panneau "puissance" du hacheur

L'interrupteur Marche–Arrêt autorise ou inhibe les signaux de commande des IGBT du hacheur. Un câble relie le hacheur au boîtier de commande.

4.2. Présentation du boîtier de commande du hacheur

Ce boîtier de commande génère des signaux du type PWM pour commander deux hacheurs destinés à alimenter l'induit et l'inducteur. La face avant du boîtier est représentée sur la figure 24.

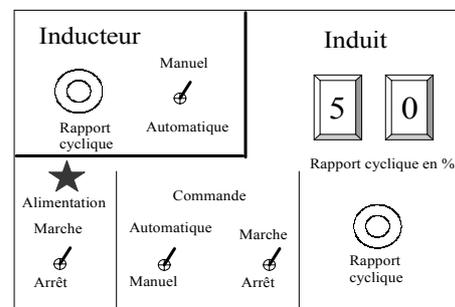


Figure 24 : panneau "commande" du hacheur

Chaque hacheur peut être commandé en mode manuel ou bien en mode automatique (par la carte d'acquisition installée dans un PC). Un circuit intégré génère un signal triangulaire (S_i) à 20 kHz avec une valeur crête de $\pm 10V$. Un comparateur compare ce signal avec une tension U_c continue. Cette tension continue peut provenir d'un potentiomètre (mode manuel) ou elle peut être générée par la carte d'acquisition (mode automatique). Le résultat est un signal MLI.

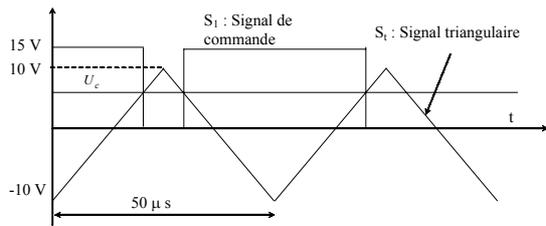


Figure 25 : génération des signaux de commande

On constate que pour $U_c = 10V$ le rapport cyclique vaut 1 (100%), pour $U_c = 0V$ il est de 0,5 (50%) et enfin pour $U_c = -10V$ il est de 0 (0%).

Les signaux de commande des transistors T_1 et T_4 sont complémentaires par rapport aux signaux de commande des transistors T_2 et T_3 . Il y a un temps mort de $5 \mu s$ entre les signaux de commande des transistors du même bras du hacheur.

Pour rester dans le domaine de linéarité du fonctionnement du hacheur, le rapport cyclique, à cause du temps mort, doit être compris entre 10% et 90%.

Les afficheurs indiquent en pourcentage le rapport cyclique.

Le boîtier de commande est relié au capteur de vitesse (génératrice tachymétrique) et au capteur de courant (type LEM). Les grandeurs mesurées par ces deux capteurs sont filtrées et conditionnées avant d'être transmises à la carte d'acquisition.

4.3. Carte d'acquisition

La carte d'acquisition utilisée comporte plusieurs convertisseurs analogiques numériques et plusieurs convertisseurs numériques analogiques. Un CAN est affecté à la mesure de la vitesse et un autre à celle du courant. Un CNA génère le signal de commande U_c .

La carte d'acquisition est programmable par le logiciel Simulink. L'application se faisant en temps réel, il est nécessaire de configurer correctement les différents paramètres du logiciel Simulink.

5. Montage expérimental

Le montage complet comporte un hacheur alimenté par une source de tension 120V continu connecté à un moteur à courant continu lequel entraîne une génératrice débitant dans une résistance.

Tant qu'on ne maîtrise pas suffisamment l'utilisation du boîtier de commande il est plus prudent d'ajouter une résistance en série avec le moteur. Une fois que l'utilisation de la commande ne pose plus de problèmes, cette résistance n'est plus nécessaire. Entre les deux points de sortie du hacheur (M_1 et M_2) apparaissant en figure 26 sont connectés en série un capteur LEM, un ampèremètre, la résistance série (et son interrupteur de court-circuit) et le moteur à courant continu.

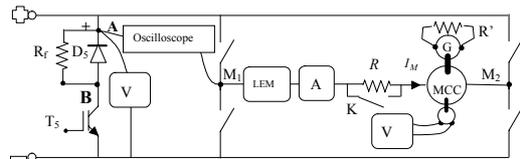


Figure 26 : montage expérimental

5.1. Limitation de courant

Le schéma bloc de la limitation de courant est présenté sur la figure suivante :

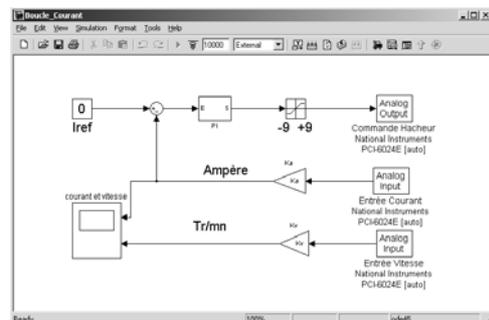


Figure 27 : schéma-bloc de la limitation de courant

On utilise les mêmes paramètres pour le PI que ceux de la simulation numérique et on vérifie le bon fonctionnement de la boucle du courant. Cette vérification peut se faire soit au cours de démarrages à vide soit en fonctionnement en charge.

5.2. Régulation de vitesse (régulation en cascade)

Le schéma-bloc de la régulation de vitesse incluant une limitation de courant est présenté sur la figure suivante.

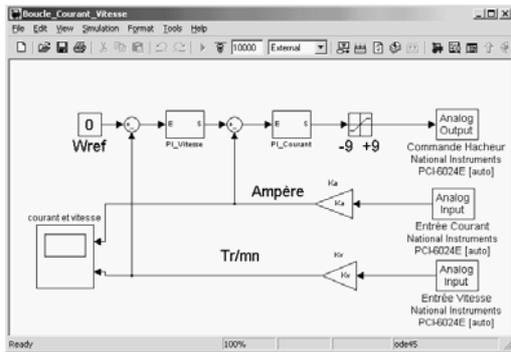


Figure 28 : schéma-bloc de la régulation de vitesse

De même, on utilise, pour le PI, les mêmes paramètres que ceux de la simulation numérique et on vérifie le bon fonctionnement de la régulation de vitesse.

Les validations peuvent s'effectuer, par exemple, dans les conditions de fonctionnement suivantes.

Réponses du système à des consignes de vitesse telles que celles représentées ci-dessous en figure 29 le moteur étant à vide ou en charge.

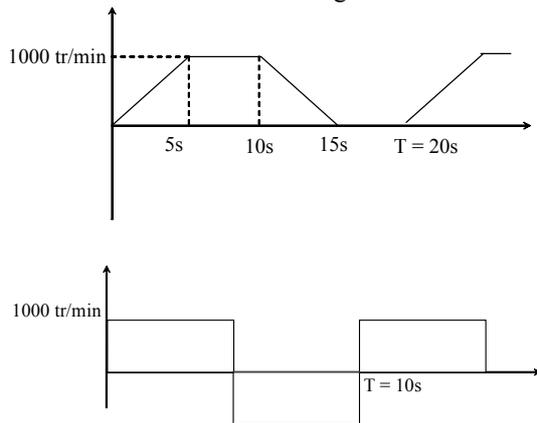


Figure 22 : exemples de consignes de vitesse

Pour les validations, les étudiants s'assurent que le cahier des charges de la régulation est respecté (temps de réponse, dépassement, limitation de courant). Ils observent aussi le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-moteur et peuvent en particulier, dans certaines conditions de fonctionnement, noter la présence d'une phase de récupération.

6. Conclusion

Au cours de cette manipulation, les élèves abordent l'étude quasi complète d'une chaîne d'entraînement à vitesse variable. Dans la phase d'identification des paramètres ils découvrent l'importance du choix d'une méthode de mesure. La simulation est un outil permettant, plus simplement, de mettre en œuvre la loi de commande de la chaîne d'entraînement. La vérification expérimentale permet de se familiariser avec l'utilisation de capteurs (vitesse et courant), d'une carte d'acquisition et de sa programmation en temps réel. Par ailleurs, les résultats de la simulation peuvent être validés de façon concrète et permettent de constater le bon fonctionnement de la chaîne complète. Signalons pour terminer que les PC affectés à ce TP sont équipés de cartes WI-FI ce qui permet aux étudiants d'exploiter leurs relevés de mesure, leurs fichiers de simulation et de préparer commodément leurs comptes rendus en dehors des séances de manipulation.

Actionneurs linéaires directs et indirects

H. BEN AHMED, B. MULTON, M. RUELLAN

Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan –SPEELabs/SATIE (UMR8029 CNRS)

Campus de Ker Lann, 35170 BRUZ

'nom'@bretagne.ens-cachan.fr

Résumé : Cet article met en parallèle les deux grandes familles d'actionneurs électriques linéaires, ceux à entraînement direct (la force motrice est directement produite par les champs magnétiques) et ceux indirects dans lesquels c'est en général un moteur électrique tournant qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. C'est alors un système mécanique ou hydraulique qui effectue la transformation en mouvement linéaire. La comparaison porte principalement sur deux catégories de performances, celles d'encombrement et celles, dynamiques, d'accélération. Les effets d'échelles sur ces caractéristiques font l'objet d'une attention particulière. Le cas des actionneurs linéaires directs est détaillé, les auteurs montrent notamment la diversité des principes de conversion électromagnétiques et des architectures. Quelques calculs simplifiés montrent les grandes lignes de leur dimensionnement ainsi que les ordres de grandeurs de leurs performances

I Introduction

Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de disposer d'un mouvement de translation [1, 3, 4]. Comme l'illustrent les différents graphiques de la figure 1 [2], l'étendue des performances souhaitées, aussi bien en termes de puissance que de course, est très élevée allant des applications à très forte accélération telles que les lanceurs électromagnétiques ($\approx 1000\text{ g}$), à celles exigeant de très grandes vitesses de déplacement tels que les trains à propulsion magnétique ($\approx 100\text{m/s}$), en passant par les systèmes nécessitant un positionnement précis ($\approx \mu\text{m}$, industrie électronique), ou encore une poussée importante tels que l'usinage ($\approx 10\text{kN}$) ou les actionnements aéronautiques [5] où la minimisation de la masse est un critère essentiel.

On peut classer les solutions adoptées en deux familles :

- entraînements indirects : ils nécessitent un organe de transmission et de conversion mécanique entre l'actionneur rotatif et sa charge en translation et restent très employés actuellement car ils sont généralement le moins coûteux. Dans le domaine aéronautique, des systèmes électriques à interface hydraulique se répandent.

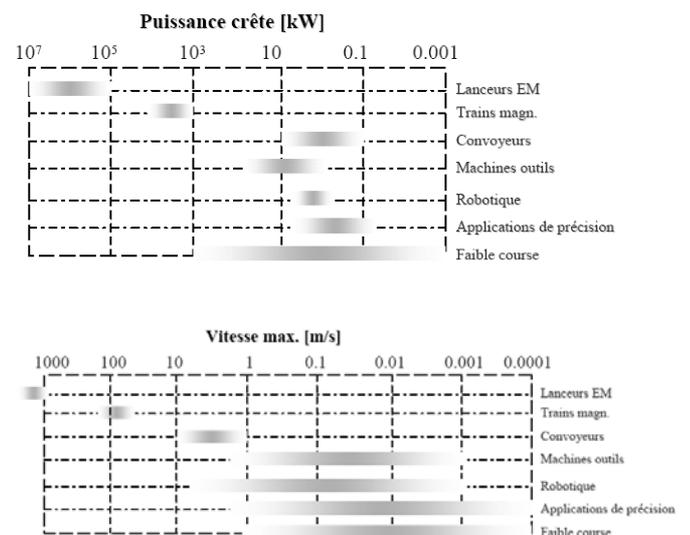
- entraînement directs : ils visent à simplifier la chaîne de transmission par la suppression de l'organe intermédiaire. Dans ce cas, ce sont de véritables actionneurs linéaires électromagnétiques

Les solutions mettant en œuvre des dispositifs mécaniques et/ou hydrauliques intermédiaires de

transformation (réducteur, vis écrou, pompe+vérin) offrent généralement des performances massives élevées, car l'actionneur électrique peut tourner vite et être très compact. Mais les organes intermédiaires introduisent des limites de performances dynamiques (bande passante mécanique) et des inconvénients tels que l'usure, le bruit ou une fiabilité réduite.

Les solutions d'entraînement linéaire direct sont quant à elles limitées par des considérations physiques (magnétiques, thermiques, ...). Ces limitations interviennent différemment selon le type d'actionneur et selon son architecture.

La figure 1 (issue de [2]) montre un panorama des performances requises en fonction des secteurs d'application.



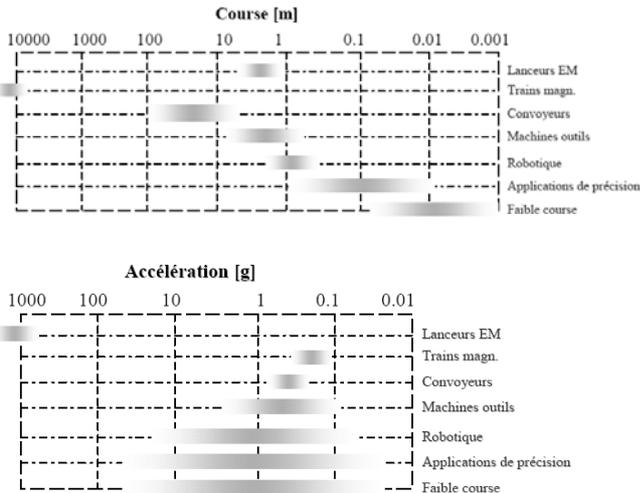


Figure 1 ; Quelques ordres de grandeurs de performances attendues des actionneurs linéaires [2]

En guise de préambule, considérons la puissance volumique développée par un actionneur linéaire direct quelconque. Celle-ci peut, d'une manière générale, s'écrire :

$$\frac{P}{V_a} = \left(\frac{F}{S_a} \right) \cdot \left(\frac{v}{\ell} \right) \quad (1)$$

où F est la force moyenne motrice, S_a la surface active (surface d'interface entre la partie fixe et la partie mobile, siège des échanges d'énergie et des forces), v la vitesse de déplacement de la partie mobile, ℓ est une dimension caractéristique de l'actionneur de volume actif V_a (voir Fig. 2) :

Pour un actionneur cylindrique tournant (figure 2a), $F/S_a \equiv \sigma_t$ représente la pression tangentielle. $v/\ell = v_p/R_e = \Omega$ est la vitesse de rotation. Ainsi, le rapport P/V_a correspond à la puissance ramenée au volume rotorique (cylindrée) ;

Pour un actionneur linéaire dont le déplacement est normal à la surface active (figure 2b), $F/S_a \equiv \sigma_n$ représente la pression normale et ℓ correspond à la course ;

Pour un actionneur linéaire dont le déplacement est tangent à la surface active (figure 2c), $F/S_a \equiv \sigma_t$ est la pression tangentielle, et $\ell \equiv h$ est la hauteur de l'actionneur (diamètre du mover pour un actionneur tubulaire).

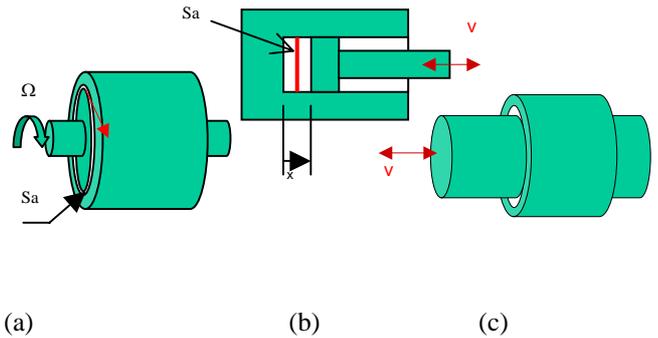


Figure 2 ; Schémas d'actionneurs : (a) tournant cylindrique, (b) linéaire à déplacement normal, (c) linéaire à déplacement tangent

En utilisant l'expression (1), on peut qualitativement comparer les performances intrinsèques de différentes technologies d'entraînement dans le plan pression-vitesse relative. C'est ce qui est indiqué sur la figure 3 [6].

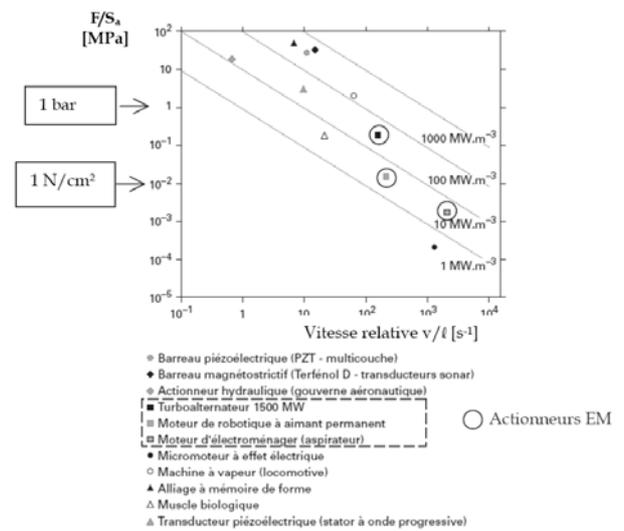


Figure 3 ; Ordres de grandeurs des efforts surfaciques et des vitesses relatives pour quelques technologies de convertisseurs électromécaniques [6]

Ce graphique montre ainsi, que dans les entraînements électromagnétiques (EM), la puissance volumique générée est de l'ordre de 100 MW/m³, pour des « vitesses relatives » de 10² à 10³ s⁻¹. Les pressions magnétiques obtenues sont de l'ordre de quelques N/cm². Dans les entraînements hydrauliques, malgré des pressions élevées (100 à 1000 fois supérieures), la limitation en vitesse relative (quelques s⁻¹) ne permet pas d'obtenir des puissances volumiques très importantes. Ces dernières sont en effet du même ordre de grandeur que celles des systèmes EM.

Signalons cependant que ce diagramme ne tient pas compte des effets d'échelle éventuels liés aux types de convertisseurs. C'est ce que nous allons examiner dans la suite de cet article en nous intéressant particulièrement aux actionneurs linéaires électromagnétiques directs et indirects après un bref rappel du principe de conversion et des topologies existantes.

II Entraînements électromagnétiques indirects

A Principe

Les solutions industrielles les plus répandues pour la réalisation d'actionneurs linéaires linéaires sont à entraînements indirects. Il s'agit souvent d'accoupler un moteur tournant (classique) à la charge par l'intermédiaire d'un système de transformation mécanique de mouvement rotation/translation. Parmi les systèmes intermédiaires, on peut citer les systèmes bielle-manivelle, pignon-crémaillère et vis-écrou (le plus employé, figure 4). On associe généralement au moteur tournant un système de réduction ou de démultiplication de la vitesse.

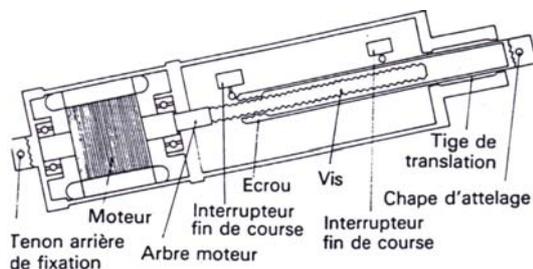


Figure 4 ; Schéma de principe d'un entraînement indirect à transmission vis-écrou

La figure 5 illustre un vérin électrique à prise indirecte transformant l'action rotative d'un moteur par réducteur de vitesse et vis à billes.

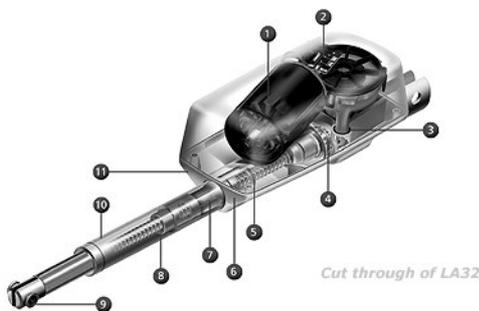


Figure 5 ; Exemple de vérin électrique à prise indirecte doc. Linak [2]

Ce mode d'entraînement offre l'avantage d'utiliser une machine standard (alimentée directement par une

source d'énergie ou via un variateur électronique), de permettre éventuellement l'éloignement du moteur par rapport à la charge entraînée, et un coût minimal.

Pour les inconvénients, nous citerons principalement, la grande inertie résultante, le mauvais rendement à vitesse élevée, une précision réduite du positionnement (problème de jeu de transmission), la maintenance et les nuisances sonores. Cependant, il faut noter que des progrès sont régulièrement réalisés sur ces points.

L'effort volumique

Pour formaliser quelque peu ces différences, prenons le cas d'un système vis-écrou et examinons tout d'abord ses performances statiques. L'expression de la force exercée sur la charge linéaire en régime permanent peut s'écrire :

$$F = C_m \cdot \eta_t k_t \quad (2)$$

où C_m est le couple du moteur tournant, $k_t = \frac{\Omega_m}{v}$ est le « facteur de transformation » de la transmission mécanique. Sa valeur est liée au pas de vis τ_v :

$$k_t = \frac{2\pi}{\tau_v} \cdot \left(\frac{\Omega_m}{\Omega_v} \right) \quad (3)$$

η_t le rendement énergétique de l'ensemble vis-écrou et multiplicateur de vitesse (s'il existe), v , Ω_m et Ω_v sont respectivement les vitesses de translation de la charge, de rotation du moteur et de rotation de la vis.

Notons que le système vis-écrou devra être réversible, c'est-à-dire que le mouvement peut être réalisé à la fois sous l'action d'un couple (fonctionnement moteur) sur les parties tournantes ou sous celle d'une force (fonctionnement frein récupératif) sur l'axe linéaire. Les systèmes vis à billes, ayant un coefficient de frottements très faible, sont généralement réversibles. A l'inverse, les systèmes à vis trapézoïdales à un filet sont souvent non réversibles. Dans ce dernier cas, la réversibilité impose une forme de filet particulière. Si l'on note par ξ l'angle d'hélice lié au pas de vis τ_v et au rayon moyen de la vis r_{moy} ($\tan(\xi) = \frac{\tau_v}{2\pi r_{moy}}$), le rendement du système vis-écrou s'écrit alors [31] :

$$\eta_t = \begin{cases} \frac{\tan(\xi)}{\tan(\xi + \gamma)} & \text{couple appliqué (moteur)} \\ \frac{\tan(\xi - \gamma)}{\tan(\xi)} & \text{effort axial appliqué (générateur)} \end{cases} \quad (4a)$$

[1] ¹ La valeur de r_{moy} est notamment fonction du couple transmis.

où χ est lié au coefficient de frottements f_r et à l'angle de filet β par : $\tan(\chi) = \frac{f_r}{\cos(\beta)}$.

Ainsi, la condition de réversibilité (pour laquelle $\eta_t \geq 0$) s'exprime par :

$$\xi \in \left[\chi \div \frac{\pi}{2} - \chi \right] \quad (4b)$$

Le rendement ainsi que la plage de réversibilité d'un tel système décroissent ainsi rapidement avec le coefficient de frottements. En outre, le rendement est maximal pour un angle d'hélice ξ proche de $\frac{\pi}{4}$ (cf. figure 6).

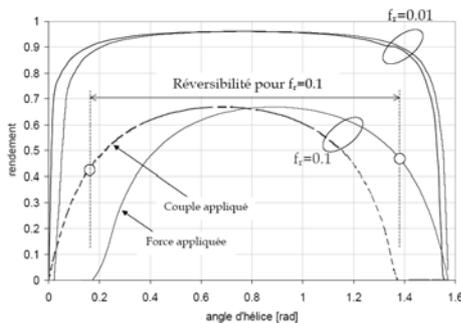


Figure 6 ; Exemple de rendement d'un système vis-écrou de type « vis trapézoïdales » [31]

La loi de variation du couple d'un moteur tournant cylindrique classique, c'est-à-dire l'évolution du couple en fonction de ses dimensions principales, est donnée par (5) [18] (le diamètre du moteur est ici supposé évoluer proportionnellement à la longueur active ℓ) :

$$C_m \propto (\ell)^{3/2} \propto (V_a)^{7/6} \quad (5)$$

Nous pouvons en déduire l'évolution de la force volumique du seul moteur tournant (donc hors volume du système de transformation) :

$$F/V_a \propto F^{1/7} \cdot \left(\frac{\eta_t \Omega_m}{\tau_v \Omega_v} \right)^{6/7} \quad (6a)$$

Ou encore celle du volume actif du moteur rotatif :

$$V_a \propto \left[F \cdot \frac{\tau_v}{\left(\frac{\Omega_m}{\Omega_v} \right) \cdot \eta_t} \right]^{6/7} \quad (6b)$$

Ainsi, à pas de vis, rapport de réduction et rendement constants, le volume du moteur, donc sa masse, sont presque proportionnels (exposant $6/7 = 0.86$) à la force d'entraînement souhaitée. Ce volume décroît lorsque le rendement du système vis-écrou s'améliore et quand le « facteur de transformation » augmente. En particulier,

minimiser le volume du moteur impose un pas de vis faible ² et/ou un facteur de démultiplication de vitesse élevé. On fera cependant attention à la dégradation du rendement et à l'augmentation du volume du système de transformation et de démultiplication qui résulte d'un accroissement du « facteur de transformation ». Enfin, l'accroissement du facteur de transformation k_t entraîne, à vitesse de translation donnée (imposée généralement par le Cahier des Charges), l'augmentation de la vitesse de rotation Ω_m et donc l'énergie cinétique emmagasinée dans les parties tournantes. La valeur maximale de k_t est donc tributaire de la vitesse maximale de rotation admise par le moteur tournant.

Exemple d'application :

Pour un moteur à aimants développant un couple de 1 N.m, ayant une inertie de $5.3 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$ et un volume total de 0.6 litres (masse moteur 3 kg), on obtient une force sur la charge linéaire de 630 N et une force volumique de 1 kN/dm^3 pour un pas de vis de 10 mm et sans multiplicateur de vitesse. Dans cet exemple, le facteur de transformation étant de 630 rad/m, la vitesse de rotation du moteur devra donc être égale à 6300 tr/min pour une vitesse de translation de 1 m/s.

L'obtention d'une force 2 fois plus grande impose, à pas de vis constant, d'augmenter le couple moteur d'un facteur 2 et son volume d'un facteur $(2)^{6/7} = 1.8$ ou alors d'intercaler un réducteur mécanique et d'accroître sa vitesse de rotation.

L'accélération linéaire

Concernant les performances dynamiques, celles-ci sont comparées simplement à partir des capacités d'accélération des différentes solutions.

Reprenons le cas d'entraînement indirect vis-écrou. L'équation mécanique côté moteur tournant s'écrit en négligeant toutes les pertes mécaniques et en supposant qu'il n'y a pas d'effort résistant autre que celui dû à la masse à déplacer ($M \cdot \gamma$) :

$$C_m = \gamma \left[J_m \left(\frac{\Omega_m}{v} \right) + \frac{M}{\eta_t \left(\frac{\Omega_m}{v} \right)} \right] \quad (7)$$

où M est la masse à déplacer, J_m est l'inertie du moteur tournant (celle du réducteur mécanique est négligée) et $\gamma = \frac{dv}{dt}$ est l'accélération de la charge en m/s^2 .

[2] ² La valeur du pas de vis devra cependant respecter les conditions de réversibilité et de rendement vues précédemment.

Sur la figure 7, sont représentées l'accélération à couple donné et le couple à accélération donnée en fonction du « facteur de transformation » $k_t = \frac{\Omega_m}{v}$.

Sont indiquées également les points optimaux que sont : l'accélération maximale γ_{max} , le couple minimal C_{min} et le facteur de transformation optimal $(k_t)_{opt}$. Les valeurs de ces paramètres sont obtenues à partir de

la relation (7) en résolvant l'équation $\frac{\partial C_m}{\partial \left(\frac{\Omega_m}{v}\right)} = 0$. On obtient alors :

$$\gamma_{max} = \frac{C_m}{2\sqrt{\frac{MJ_m}{\eta_t}}}, \quad C_{min} = 2\gamma\sqrt{\frac{MJ_m}{\eta_t}}, \quad (k_t)_{opt} = \sqrt{\frac{M}{J_m \cdot \eta_t}} \quad (8a)$$

On notera qu'à l'inverse de l'accélération angulaire obtenue par un moteur tournant (proportionnelle au rapport $\frac{C_m}{J_m}$), l'accélération linéaire est proportionnelle à $\frac{C_m}{\sqrt{J_m}}$.

Compte tenu de (3) et de l'expression de $(k_t)_{opt}$, maximiser les performances dynamiques de l'ensemble vis-écrou et démultiplicateur en fonction de la charge entraînée et du type de moteur utilisé revient donc à satisfaire la relation (8b).

$$\left(\frac{\Omega_m}{\Omega_v}\right) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{M}{J_m \eta_t}} \quad (8b)$$

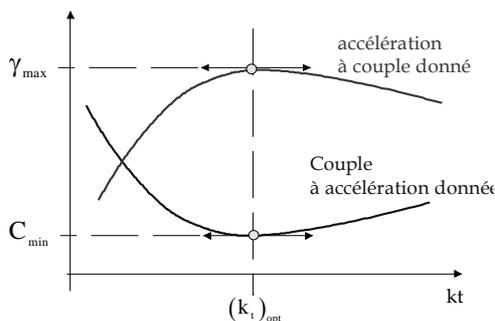


Figure 7 ; Couple et accélération en fonction du facteur de transformation k_t

Sachant que $J_m = \frac{1}{2} M_m (R_m)^2 \propto (\ell)^5$ et connaissant la loi de variation du couple de la machine tournante (relation (5)), l'inertie en fonction du couple du moteur varie suivant la loi :

$$J_m \propto (C_m)^{\frac{10}{7} \approx 1.43} \quad (9)$$

C'est ce qui est approximativement vérifié sur la figure 8 à partir des moteurs brushless à aimants terres-rares de Leroy-Somer.

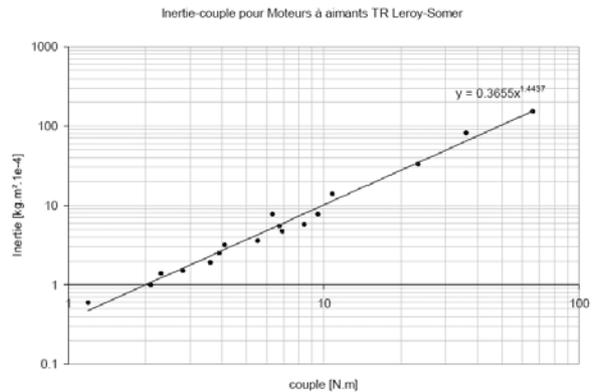


Figure 8 ; Inertie en fonction du couple des moteurs brushless à aimants terres-rares de Leroy-Somer (échelle log-log)

Le rapport $\frac{C_m}{J_m}$, traduisant l'accélération angulaire maximale d'un moteur tournant, varie alors suivant la loi :

$$\frac{C_m}{J_m} \propto (C_m)^{\frac{3}{7} \approx -0.43} \quad (10)$$

Compte tenu de la relation (5) et celle de l'accélération maximale γ_{max} de la charge linéaire (voir (8a)), on peut montrer aisément (relation 11) que cette dernière augmente faiblement avec le couple du moteur d'entraînement.

$$\gamma_{max} \propto \ell \cdot M^{-0.5} \propto (C_m)^{\frac{2}{7} \approx 0.28} \cdot M^{-0.5} \quad (11)$$

La figure 9 présente l'accélération linéaire maximale obtenue pour la série précédemment mentionnée de moteurs à aimants et pour une masse entraînée constante de 1 kg. Dans cet exemple, le moment d'inertie de la transmission a été négligé. Notons que la loi de variation donnée par (11) est ici bien vérifiée.

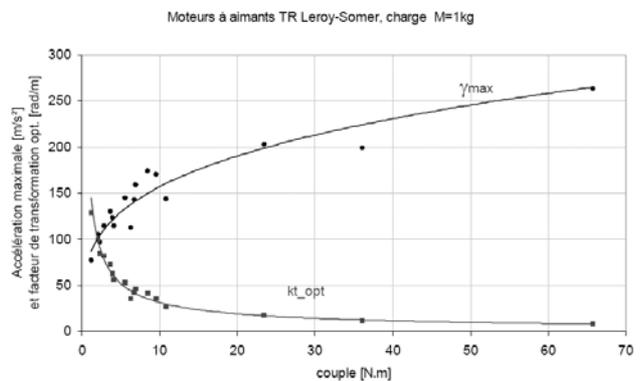


Figure 9 ; Exemple d'accélération maximale obtenues avec les moteurs brushless à aimants terre-rare de Leroy-Somer pour une charge entraînée de 1 kg (moment d'inertie de la transmission négligé).

En outre, l'augmentation du couple moteur n'améliore l'accélération que si le système vis-écrou a été réadapté (optimisé). Dans le cas contraire (à pas de vis identique), le gain en accélération peut être faible voire négatif comme illustré par la figure 10 ! Il est ainsi fondamental d'adapter le système mécanique de transformation aux caractéristiques de l'organe électromagnétique d'entraînement.

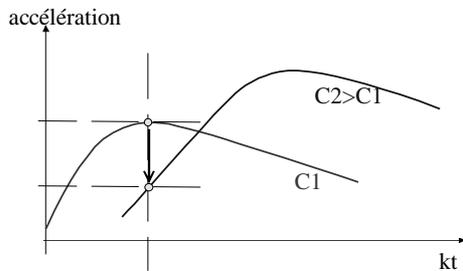


Figure 10 ; Couple et accélération en fonction du facteur de transformation k_t ,

A partir des relations (5) et (11), ainsi que (8b), (9) et (10), on montre que le volume actif du moteur tournant (toujours sans considération du système de transformation) ainsi que les caractéristiques de l'ensemble mécanique intermédiaire varient en fonction de l'accélération imposée et de la masse entraînée suivant les lois :

$$V_a \propto (\gamma_{\max})^3 \cdot M^{+\frac{3}{2}} \quad (12a)$$

$$\left(\frac{\Omega_m}{\Omega_v}\right) \propto (\gamma_{\max})^{\frac{5}{2}} \cdot M^{\frac{3}{4}} \quad (12b)$$

Exemple d'application :

En considérant le même moteur que dans l'exemple précédent, l'accélération maximale obtenue pour une masse entraînée de 100 kg est de 2.2 m/s². Le facteur de transformation optimal correspondant est de 435 rad/m, ou encore un pas de vis optimal de 14.4 mm sans multiplicateur de vitesse. Le doublement de l'accélération nécessite d'augmenter le couple du moteur tournant d'un facteur $(2)^{7/2}=11.3$ (voir relation 11).

A masse entraînée donnée, le volume actif dédié à l'entraînement par moteur rotatif et donc son couple augmentent ainsi très rapidement en fonction de l'accélération souhaitée.

Concernant le système mécanique intermédiaire, l'optimisation des performances dynamiques impose un pas de vis d'autant plus grand et/ou un facteur de démultiplication d'autant plus faible que l'accélération imposée est importante (exposant ± 2.5). Ce résultat est en contradiction avec l'optimisation des performances statiques (relation 6b). Le choix de la vis et du multiplicateur de vitesse sont donc intimement tributaires de l'application envisagée.

III Entraînements électro-hydrauliques indirects

A Principe

Le principe général d'un entraînement électro-hydraulique (valable également dans une certaine mesure pour les systèmes pneumatiques) est la génération d'une poussée sur un piston à travers la mise sous pression d'un liquide dans une chambre. En introduction, la figure 11 en présente les principaux constituants d'un vérin classique double effet [19] totalement hydraulique.

Dans un actionneur électro-hydraulique,(EHA) la mise en pression de l'huile du vérin est réalisée au sein du système (voir figure 12) grâce à une pompe entraînée par un ensemble réducteur de vitesse éventuel et moteur électrique tournant. Cela permet d'éviter les lourdes conduites de fluide sous pression ainsi que la consommation d'énergie élevée de maintien en pression de toute un réseau d'alimentation en huile.

Pour des courses et des vitesses de déplacement faibles, le système d'entraînement électro-hydraulique peut être extrêmement compact. Un exemple est donné à la figure 13 représentant un actionneur dit de type EHA pour l'actionnement d'aileron (Airbus A320) [25].

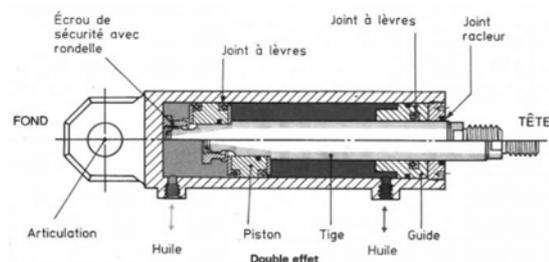


Figure 11 ; Schéma général d'un vérin hydraulique classique double effet [19]

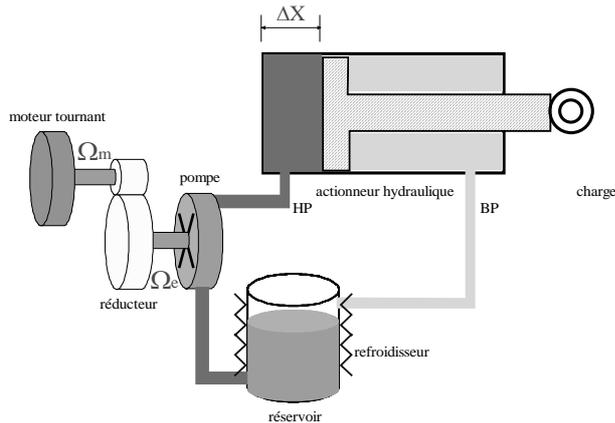


Figure 12 Schéma de principe d'un entraînement électro-hydraulique

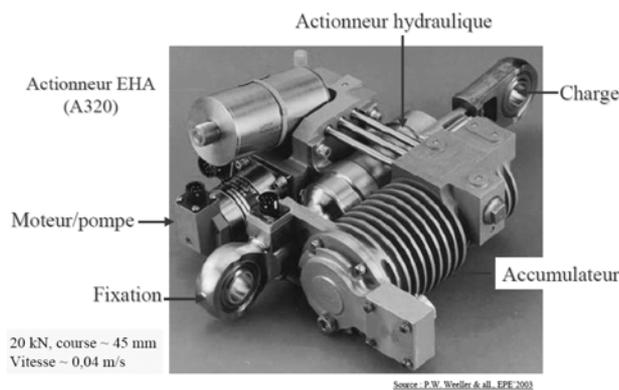


Figure 13 ; Photo d'un actionneur de type EHA (Airbus A320 /Aileron) [25]

B Performances

La force théorique générée dans ce type de système est directement liée à la pression σ_n du liquide dans la chambre de compression (en Pa, avec $1 \text{ Pa} = 10^{-5} \text{ bars} = 10^{-4} \text{ N/cm}^2$) et à la section de la tige (pour un simple effet) ou du piston (pour un double effet) :

$$F = \sigma_n \cdot S \tag{13}$$

Les valeurs courantes de pression rencontrées sont de l'ordre de 100 bars (10000 N/cm^2), ce qui donne pour un diamètre d'alésage de 100 mm, une poussée de l'ordre de 800 daN. Notons que pour les actionneurs pneumatiques, les pressions atteintes sont nettement moins importantes (quelques bars).

Ainsi, si l'on considère la pression réalisable limitée (100 à 300 bars), la force de l'actionneur impose directement la section du piston.

La force développée ramenée au volume de la chambre de compression s'écrit :

$$\frac{F}{V_a} = \frac{\sigma_n}{\Delta X} \quad \text{où} \quad V_a = S \times \Delta X \tag{14}$$

A titre d'exemple, la figure 14 présente les performances volumiques d'un vérin hydraulique « pur » pour une pression limite de 100 bars. Ainsi, si l'on fait abstraction des éléments supplémentaires signalés précédemment (ceux-ci prennent un volume non négligeable dans le cas des déplacements de grandes courses), les entraînements hydrauliques présentent des forces volumiques et massiques nettement supérieures aux systèmes électromagnétiques pourvu que la course soit très faible (quelques cm). La force volumique (ramenée à la partie active, hors « rail ») des systèmes EM multi-pas est à l'inverse indépendante de la course.

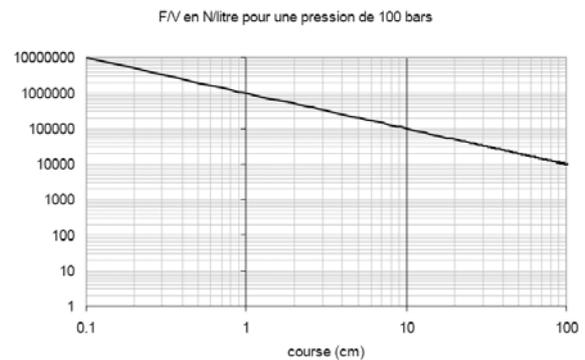


Figure 14 ; Force volumique (N/dm^3) en fonction de la course (cm) d'un entraînement hydraulique (pression maximale = 100 bars)

La vitesse de déplacement v est quant à elle liée au débit d'huile Q (en m^3/s) et à la section du piston S :

$$v = \frac{Q}{S} \tag{15}$$

Le débit souhaité conditionne directement la cylindrée V_p de la pompe ainsi que la section des canalisations hydrauliques. Dans le cas d'une pompe volumétrique, nous avons la relation :

$$Q = V_p \cdot \Omega_p \tag{16}$$

Les débits usuels sont de l'ordre de 1000 l/min obtenus pour des vitesses de rotation pompe allant de 100 tr/min (pompes lentes) à 10000 tr/min (pompes rapides) [26].

Précisons que le volume du réservoir (voir figure 12) est directement lié au débit par la relation empirique suivante :

$$V_{\text{rés}} = 2 \cdot Q \cdot t_0 \quad \text{où} \quad t_0 \approx 60 \text{ s}$$

Par conséquent, si l'on impose des valeurs limites de pression et de débit, la puissance de l'actionneur hydraulique est imposée, celles de la pompe et du moteur d'entraînement le sont également, au rendement de conversion près. La vitesse de déplacement varie donc suivant la loi :

$$v = \frac{Q \cdot \sigma_n}{F} \tag{17}$$

Notons que cette relation ne tient pas compte d'autres limitations liées notamment aux pertes « mécaniques » dues au cisaillement huile/piston.

Compte tenu de ces différentes limites et dans le cas de très fortes poussées, les vitesses de déplacements classiquement obtenues sont relativement faibles, de l'ordre de 0.2 m/s à 5 m/s.

IV Entraînements électromagnétiques directs

A Principe

L'entraînement linéaire direct est aussi ancien que l'entraînement rotatif. Les différentes expériences réalisées depuis les années 1850 par les savants de l'époque (Arago, Tesla, Faraday, Ferraris, Van Depoele, Mershon, Zehden) ont concerné à la fois la mise en évidence des modes de conversion électromagnétique et de vrais systèmes pré-industriels, dont des actionneurs linéaires.

Comme le montre la figure 15, le moteur linéaire, utilisé pour l'actionnement direct, est un simple déroulement du moteur rotatif. De la même façon, il est parfaitement réversible du point de vue énergétique. Les modes et les conditions fondamentales de conversion électromagnétique, les moyens et principes d'alimentation ainsi que les modèles électriques équivalents sont rigoureusement identiques.

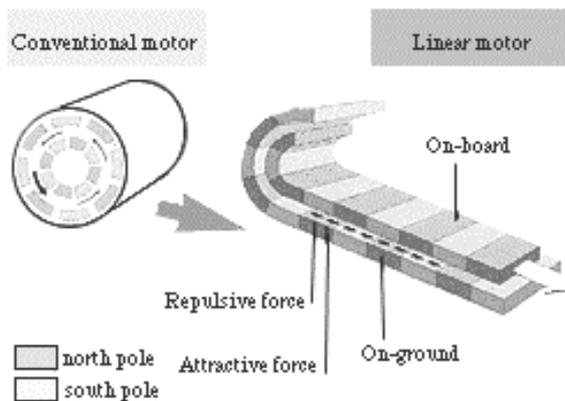


Figure 15 ; Equivalence schématique entre un moteur tournant et un actionneur linéaire

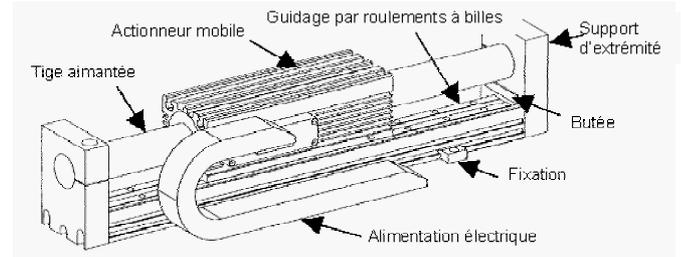


Figure 16 ; Exemple de dispositif à entraînement linéaire direct tubulaire dans lequel c'est la partie alimentée qui est mobile et le « rail » est fixe (source : LinearDrives)

Il subsiste cependant quelques différences de second ordre ou d'ordre technologique. On peut noter :

- les circuits magnétiques fixes et mobiles sont « ouverts » ou finis ;
- des effets d'extrémité suivant les deux sens : le sens de déplacement (effets de longueur finie ou d'extrémité) et le sens perpendiculaire pour les architectures planes (effet de largeur finie ou de bord, comme dans les machines tournantes). Ce dernier effet est inexistant pour les architectures tubulaires ;
- les forces magnétiques d'attraction (composantes normales) non compensées pour les structures planes et à une seule surface d'entrefer ;
- le débattement nécessairement limité conférant aux actionneurs linéaires un fonctionnement difficilement qualifiable de permanent (sauf sur une voie ferroviaire à propulsion magnétique pouvant être considérée comme quasi-infinie) ;
- un entrefer plus important du fait des difficultés de guidage ;
- un auto-refroidissement de l'induit moins performant en cas de vitesses de translation relativement faibles.

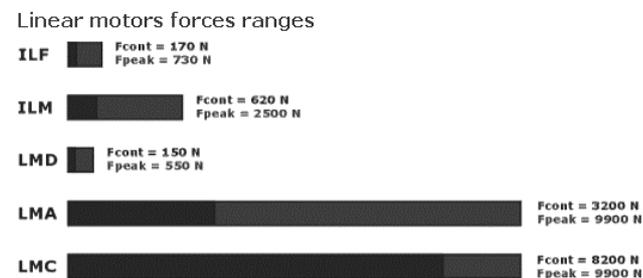
Plusieurs entreprises proposent aujourd'hui une large gamme d'actionneurs linéaires direct. Le tableau 1 issu de [2] donne une liste de fabricants de ce type d'actionneurs ainsi que la gamme de performances correspondantes (indiquée en force crête).

De manière un peu plus précise, nous donnons à la figure 17 la gamme d'actionneurs linéaires à aimants (force continue et force crête) fabriqués par ETEL (CH), l'un des leaders européens dans ce domaine.

Fabricants	Pays	Type (*)	Gamme (Force crête en N)
Aerotech	USA	PM, mono et bi-surface	102 à 4747
Airex Corp.	USA	PM, bi-surface	450 à 1100
Anorad Corp.	USA	PM, LI, DC mono et bi-surface	64 à 9000
Force	UK	LI, mono et bi-surface	110000
RTE S.A.	CH	PM, mono et bi-surface	100 à 11000
Applied Eng.	USA	PM, bi-surface	7 à 35
Linear Drives	UK	PM, tubulaire	20 à 375
GE Fanuen	Japon	PM, mono-surface	300 à 15500
MTS Automation	USA	PM, mono-surface	7 à 35
NSK-RIIP	Canada	PM, bi-surface	15 à 350
Phase	Italie	PM, mono-surface	200 à 300
Siemens	D	PM, mono-surface	550 à 20700
Trilogy Systems	USA	PM, mono-surface	67 à 2000

(*) PM : actionneur synchrone à aimants, LI : actionneur à induction, DC, actionneur à courant continu

Tableau 1. Exemple de fabricants d'actionneurs linéaires directs [2]



Série IL actionneurs à bobine mobile (autoportée)
 Série LM actionneurs « classique » à aimants permanents, mono-surface
 Tous les actionneurs sont à refroidissement naturel sauf la série LMC (ref. à eau)

Figure 17 ; Gamme d'actionneurs linéaire du fabricant ETEL (CH) (<http://www.etel.ch/linear>)

B Classification

Il est bien difficile et peut être même hasardeux de réaliser une classification exhaustive des convertisseurs électromécaniques d'énergie. Cependant, à partir de quelques critères simples fonctionnels et structurels définis suite à une analyse des nombreuses structures existantes, nous avons pu établir une sorte de nomenclature descriptive des actionneurs qui se veut être aussi générique que possible [8, 20, 22].

Rappelons tout d'abord qu'un convertisseur électromécanique d'énergie, indépendamment de son architecture, est un système dans lequel la conversion d'énergie électrique mécanique (réversible) est réalisée à partir d'une forme intermédiaire électromagnétique. D'une manière schématique (voir figure 18), la magnétisation du système, en particulier celle de l'entrefer, est réalisée à travers deux types de sources magnétiques que l'on qualifie de puissance (bobinages permettant les transferts vers la source électrique) et d'excitation (inducteur bobiné, réductant, à aimants...). Dans le cas des dispositifs à excitation bobinée, la puissance électrique absorbée par le système d'excitation se limite à ses propres pertes.

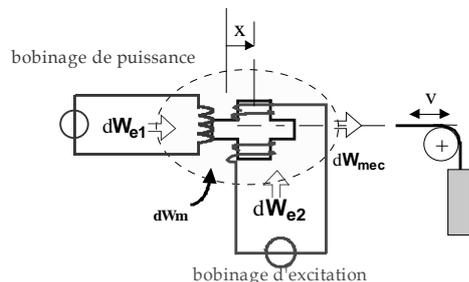


Figure 18 ; Schéma de principe de conversion électromagnétique à deux sources magnétiques

1/ Source magnétique d'excitation

La source de puissance étant nécessairement de type courant produit (alimentation), celle d'excitation, en revanche, peut être générée suivant différents procédés. En particulier, on peut distinguer celle produite par une alimentation (cas classique, bobinage d'excitation accessible) ou par une aimantation rigide (excitation par AP) et celle induite par la source de puissance (cas des actionneurs à induction par exemple). Ainsi, les principaux modes de génération de l'excitation peuvent être résumés dans le tableau 2 [9]. Sur les figures suivantes, sont donnés trois exemples d'actionneurs linéaires obéissant à cette première classification.

Source d'excitation	Non-dissipative	dissipative
Aimantation	MS et MCC à AP	---
Produite	Courant	MS bobinée MCC et MS bobinées et MAS généralisée
Induite	Aimantation	MRV pure Machine à hystérésis
	Courant	---
		MAS à rotor en CC

Tableau 2. Critères fonctionnels [9]

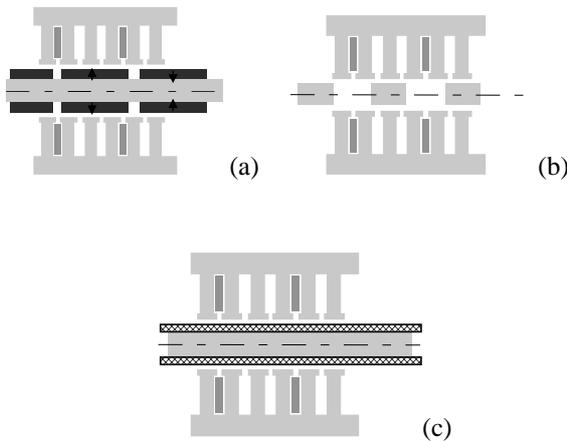


Figure 19 ; Exemples d'actionneurs linéaires de structure tubulaires avec différentes sources d'excitation : (a) : à aimants permanents, (b) : à réluctance variable pure, (c) : à courants induits

Remarque :

Notons qu'à ce niveau, nous ne faisons pas de distinction entre machine à courant continu et machine synchrone. En effet, les principes de fonctionnement des deux modes de conversion sont identiques, seul le procédé technologique de génération des courants d'induit (dans les bobinages de puissance) est différent. Dans le cas de la MCC, ce procédé est entièrement mécanique (collecteur) faisant office aussi bien d'onduleur et de redresseur (fonctionnements moteur et générateur) que de capteur de position (autopilotage).

2/ Alimentation/mouvement

Comme pour les structures tournantes, les structures à mouvement linéaire peuvent être analysées du point de vue de l'alimentation de leur(s) bobinage(s) de puissance. Il s'agit ici de comparer le pas de conversion τ lié à la fréquence d'alimentation du bobinage de puissance (fondamental) à la longueur de la course totale du mobile notée X.

a/ Actionneurs mono-pas

Dans cette première catégorie, les deux grandeurs caractéristiques définies précédemment sont très proches ($\tau/X \approx 1$). On trouve ici les actionneurs de type bobine mobile ou encore électroaimant (cf. figure 20).

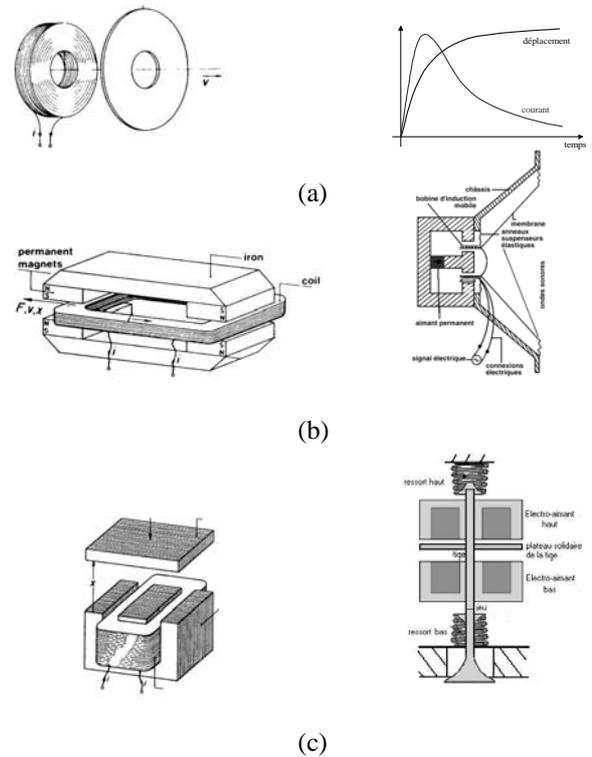


Figure 20 ; Exemples d'actionneurs linéaires mono-pas et d'applications : à courants induits (a), à bobine mobile (b) (application : haut-parleur) et électroaimant à réluctance variable (c) (application : soupapes EM).

Dans le cas des électro-aimants à réluctance variable (non polarisés), on montre que la force normalisée d'attraction peut s'écrire sous la forme simple :

$$F/F_0 = \left(\frac{nI}{nI_s} \right)^2 \cdot \frac{\epsilon^2}{(y + \epsilon)^2} \tag{18}$$

où y est la position relative des parties fixe et mobile, ϵ est un paramètre (entrefer équivalent) traduisant l'influence des entrefers parasites et de la chute de potentiel magnétique dans le circuit magnétique et F_0 est la force maximale obtenue pour un circuit magnétique saturé dont la valeur est donnée par :

$$F_0 = \frac{1}{2\mu_0} (B_s)^2 \cdot S_{noy}$$

La figure 21 montre un exemple de caractéristiques force-déplacement d'un électro-aimant à noyau plongeur. Celle-ci fait appel à plusieurs commentaires :

- Dans un électroaimant non-polarisé, c'est la composante normale (à la surface d'entrefer) de la

force qui est active à l'inverse des actionneurs multi-pas classiques, où c'est la composante tangentielle. La force générée est alors très sensible à la position et est très élevée pour un entrefer faible (noyau rentré). En effet, en prenant une induction de 1.4 T dans l'entrefer, la pression normale ($B^2/2\mu_0$) vaut approximativement 80 N/cm², dans les actionneurs classiques multi-pas, la pression tangentielle excède rarement les 10 N/cm² ;

- La caractéristique force-déplacement présente une forte non-linéarité en courant et en déplacement. Ceci pose un problème pour le contrôle de la position du noyau en particulier en régimes très dynamiques ;

- Enfin, cette même caractéristique présente une forte décroissance en fonction de la position du noyau. Pour un entrefer important, l'efficacité de l'actionneur se trouve ainsi très réduite.

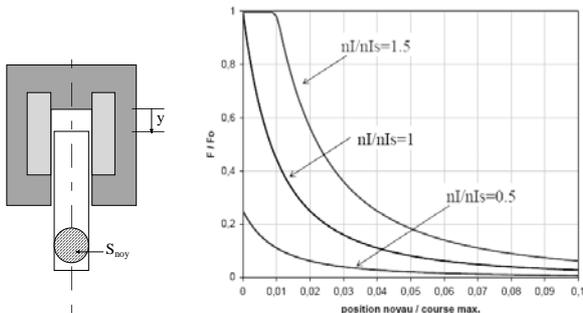


Figure 21 ; Exemples d'actionneurs mono-pas : électroaimant à noyau plongeur et force normalisée correspondante (nI est la FMM de saturation).

Notons que les actionneurs à bobines mobiles [39] (ou ceux à aimants mobiles), qui exploitent des aimants, offrent des caractéristiques beaucoup plus linéaires et présentent des aptitudes intéressantes pour le contrôle.

b/ Actionneur multi-pas

Dans cette catégorie, il y a dissociation entre la fréquence d'alimentation et la course ($\tau/\tau_p \ll 1$). On trouve ici la grande majorité des actionneurs électromagnétiques tournants ou linéaires dits actionneurs multi-pas. Dans la suite de l'étude, on s'intéressera uniquement à cette catégorie d'actionneurs.

3/ Couplages électromagnétiques

Le bobinage de puissance peut être globalement de deux types : réparti (cas classique des actionneurs à champs tournants ou glissant dans lequel les différentes phases sont entrelacées) et centralisé ou global. Dans ce dernier cas, les phases sont juxtaposées (couplages magnétiques inter-phases faibles), voire indépendantes

(structures multistacks, couplages magnétiques totalement négligeables) [8].

Le type d'interaction des sources de puissance et d'excitation, à l'origine de la force de poussée, définit le couplage électromagnétique.

A partir du type de bobinage de puissance et des valeurs typiques du rapport τ/τ_p (τ est lié à la fréquence fondamentale de conversion alors que τ_p est lié à la dimension caractéristique du bobinage de puissance³), on peut définir différentes classes de machines élémentaires⁴. En particulier, on distingue celle dont la géométrie du bobinage de puissance est associée à celle de la fréquence de conversion ($\tau/\tau_p \approx 1$, couplage dit polaire, cf. figure 22). Bien que ses performances volumiques soient modestes, ce couplage reste de loin le plus utilisé dans les produits industriels. Les études que nous allons présenter seront donc relatives à ce couplage.

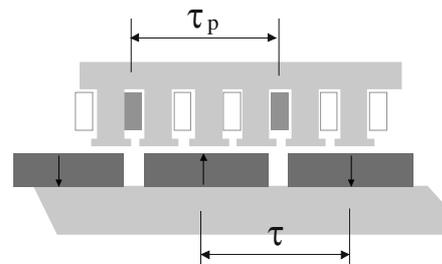


Figure 22 ; Structure élémentaire linéaire à couplage polaire

4/ Quelques critères structurels

Aux aspects mentionnés précédemment s'ajoutent les critères structurels de l'actionneur linéaire. Parmi ceux-ci, on peut noter :

a Nombre de degrés de liberté

- Unique (cas classique) :

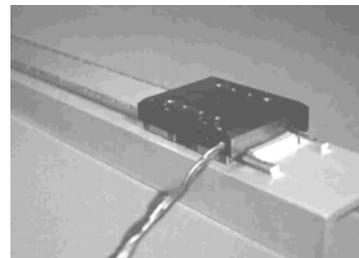
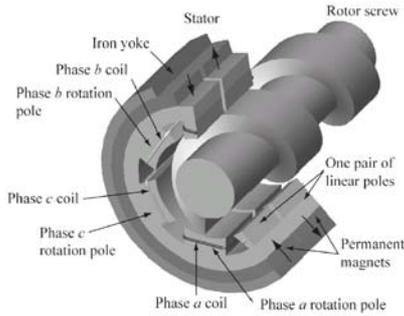


Figure 23 ; Exemples d'actionneur linéaire à un degré de liberté (translation suivant un seul axe) (ETEL)

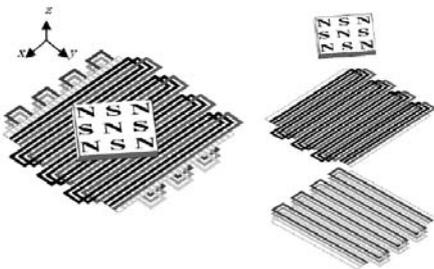
- Multiple (mouvements combinés) : mouvement translation/rotation (fig. 24a) ou encore mouvement plan (actionneurs dits plans ou « planar actuators », fig. 24b).

[3] ³ Dans le cas classique τ_p traduit l'ouverture polaire.

[4] ⁴ Pour plus d'informations, voir la référence [34]



(a) [12]

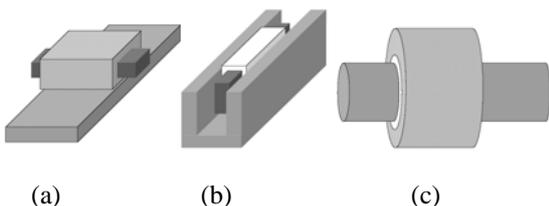


(b) [13]

Figure 24 ; Exemples d'actionneurs à plusieurs degrés de liberté : rotation+translation (a), actionneur plan (b).

b Surface d'entrefer

Les surfaces d'entrefer (d'interaction entre parties fixe et mobile) peuvent être cylindriques (actionneurs tubulaire) ou planes (voir figure 25). La partie mobile (« mover ») peut être entourée ou entourante. Enfin, dans le cas d'une surface plane, l'actionneur peut être à une seule ou encore à deux surfaces d'entrefer (structure dite en « U »). Dans le premier cas, il subsiste des composantes d'effort normales à la surface d'entrefer, non négligeables, pouvant atteindre des valeurs 100 fois supérieures à celles des composantes tangentielles utiles. Ces efforts, devant être supportés par le système de guidage, rendent ce dernier délicat et peuvent générer des pertes par frottements importantes. A l'inverse, dans le cas des structures en U ou tubulaires, la composante résultante des efforts normaux est partiellement compensée par un bon centrage. Néanmoins, l'équilibre obtenu est instable et il subsiste toujours un effort de décentrement ou de collage de la partie mobile sur la partie fixe, car il est impossible difficile d'avoir un centrage mécanique parfait.



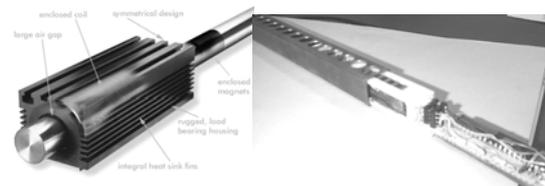
(a)

(b)

(c)

Figure 25 ; Différentes architectures d'actionneur linéaires en fonction des formes de surface d'entrefer : (a) mono-surface plane, (b) bi-surfaces planes, (c) tubulaire

Signalons également que le nombre de surfaces d'entrefer peut être supérieur à deux, dans lequel cas, nous parlerons d'actionneurs polyentrefer. Cette disposition, bien que complexe mécaniquement, permet d'accroître sensiblement les forces volumiques par rapport aux structures monoentrefer classiques [16]. Sur les figures 26e et 26f sont représentés deux exemples d'actionneurs polyentrefer à aimants permanents conçus au laboratoire SATIE.



(a)

(b)

(a) cylindrique entourant (Lineardrives)

(b) plan entouré (SATIE [14])

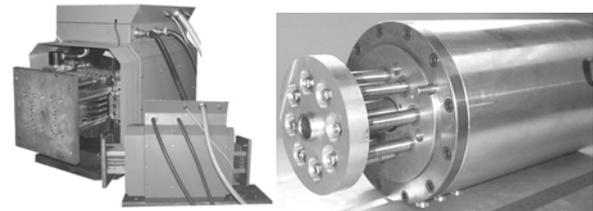


(c)

(d)

(c) plan bi-surfaces (Aerotech)

(d) plan mono-surface (Aerotech)



(e)

(f)

(e), (f) : Exemples d'actionneurs linéaires polyentrefer (SATIE)

(e) : architecture multi-plaques [24], (f) : architecture multi-tiges [11].

Figure 26 ; Exemples d'architectures selon la disposition des surfaces d'entrefer.

c Rail (excitation)

Dans les actionneurs linéaires, la partie définissant la course est appelée rail. Ce dernier correspond, à de rares exceptions près où le rail comporte les bobinages de puissance, à la source d'excitation. Il peut être mobile ou fixe. On peut définir des structures :

- à rail actif (cas classique où le rail comporte des aimants permanents ou des matériaux électriques conducteurs) ;

- à rail passif [14].

Dans le premier cas (figure 27a), la course et donc la longueur du rail influe notablement sur le coût global de l'actionneur. A l'inverse, un rail passif (figure 27b) est tout indiqué dans les applications à très grande course.

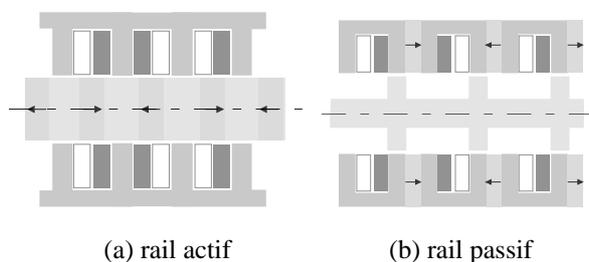


Figure 27 ; Types de rail (structures élémentaires monophasées à excitation par aimants)

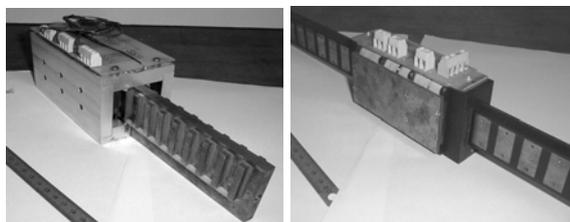


Figure 28 ; Exemples d'actionneurs à rail passif et à réluctance variable pure (réalisations SATIE)

d Localisation de la source

Dans les actionneurs linéaires, les sources de puissance ou d'excitation peuvent être soit insérées dans un circuit magnétique comportant ainsi des encoches (cas classique), soit mis dans l'entrefer sans intermédiaire ferromagnétique (fig. 29).

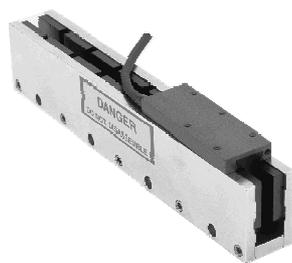


Figure 29 ; Structure dont les bobinages de la source de puissance sont répartis dans l'entrefer sans encoche (Trilogy)

La disposition à encoches permet un bon refroidissement du bobinage et un entrefer magnétique faible. Ceci confère à ces structures des performances massives relativement intéressantes, mais au prix d'une composante résiduelle d'effort, dit de détente.

Dans les structures à bobinage sans fer et sans encoche la source de puissance est située dans l'entrefer (pas d'encoche ni fer). La partie conductrice filaire ou massive (cas des actionneurs à induction) est

soit autoportée soit « collée » à la surface d'un circuit magnétique. Dans le cas d'un bobinage autoporté, le cuivre se trouve généralement noyé dans une résine rigide. Les structures sans encoche permettent d'éliminer l'effort de détente et offrent une plus grande facilité d'intégration mécanique ainsi que des constantes de temps électriques faibles. En revanche, la densité massique d'effort et la capacité thermique sont réduites.

C Performances

Pour donner des ordres de grandeurs, nous allons examiner les performances de deux actionneurs linéaires tubulaires l'un synchrone à aimants et l'autre asynchrone. Les deux actionneurs ont des stators identiques, leurs « movers » sont différents. Le premier est à aimants en surface de type terres-rares d'épaisseur 5 mm. Le second comprend une couche conductrice (aluminium) de 1 mm déposée sur un circuit magnétique, pour obtenir un actionneur à induction. Les schémas correspondants sont donnés à la figure 30, les principales caractéristiques notamment géométriques sont présentées au tableau 3.

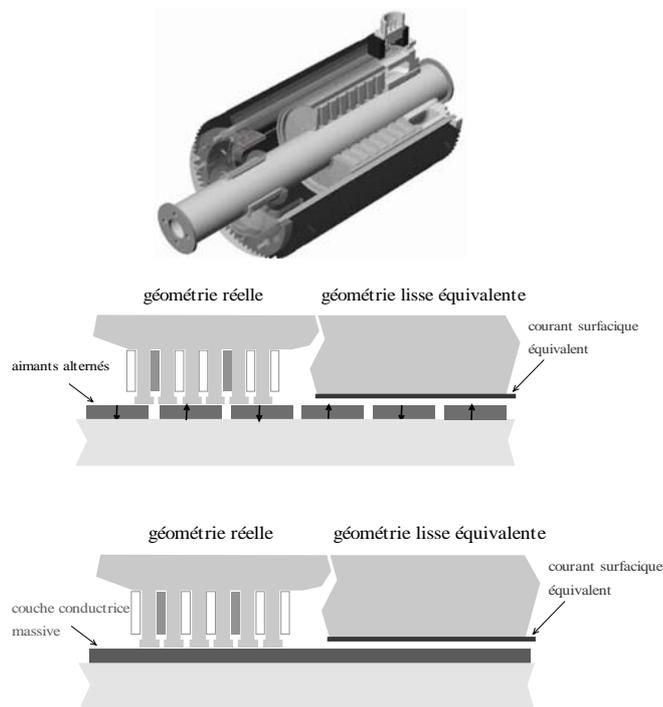


Figure 30 Vue 3D d'un actionneur linéaire tubulaire [1] (a), coupes axiales et modèles équivalents de l'actionneur synchrone (b) et à induction (c)

Le calcul de leurs performances (force ou poussée) est effectué ici à partir d'une modélisation analytique simplifiée considérant l'induit parfaitement lisse (l'entrefer est corrigé par le coefficient de Carter, cf. fig. 30), les circuits magnétiques sont non-saturables, la répartition des F.M.M. est sinusoïdale et enfin l'effet

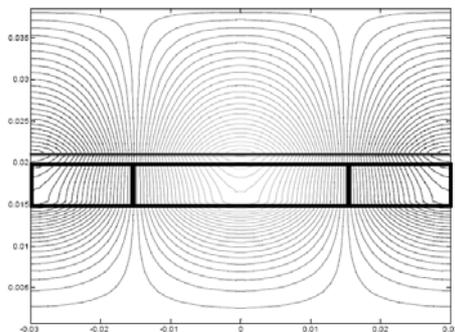
d'extrémité est négligé (modèle à longueur infinie). Sous ces conditions, la résolution analytique des équations de Maxwell et donc le calcul de la répartition du champ magnétique sont aisés [33].

Désignation	Valeur
Conductivité cuivre (induit)	58 ($\mu \cdot m$)-1
Pas polaire	30 mm
Longueur active	150 mm
Rayon intérieur	15 mm
Epaisseur aimants	5 mm
Epaisseur aluminium	1 mm
Jeu mécanique réel	1 mm
Coefficient de Carter	1.1
Hauteur d'encoche (induit)	10 mm
Epaisseur culasse (induit)	7.5 mm
Conductivité aluminium (mover)	45 ($\mu\Omega.m$)-1
Induction rémanente aimants	1 T

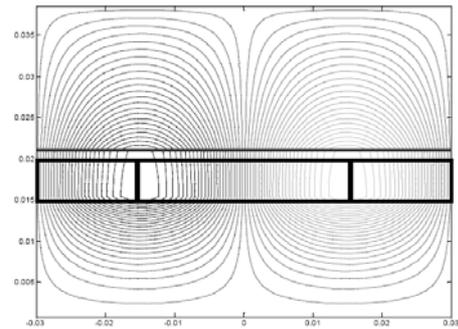
Tableau 3 Caractéristiques principales des actionneurs étudiés

Nous présentons, à la figure 31, les cartes de champ obtenues dans le cas de l'actionneur à aimants d'une part avec l'induit seul alimenté (avec un angle d'autopilotage nul entre FEM et courant), et d'autre part lorsque seul l'inducteur est magnétisé.

L'effort développé, pour une charge linéique de 14 kA/m correspondant à un échauffement par convection naturelle, est de 224 N. La surface d'entrefer étant de 188 cm² et le volume actif de 0.7 litres, la pression magnétique tangentielle est donc de 1.2 N/cm² et la poussée volumique de 320 N/dm³.



(a)



(b)

Figure 31 ; Cartes de champ d'un actionneur à aimants : (a) induit seul, (b) inducteur seul

À la figure 32, sont présentées les cartes de champ dans le cas de l'actionneur à induction alimenté en courant pour une épaisseur d'aluminium de 5 mm. Le premier tracé correspond à la vitesse de synchronisme (fréquence de glissement nulle), le second à une fréquence de glissement de 100 Hz. On peut voir notamment sur cette figure « l'effet de traînée » dû aux courants induits.

La valeur de l'effort dépend, pour ce type d'actionneur, de la fréquence de glissement. La valeur maximale obtenue pour la même charge linéique que précédemment et pour une épaisseur d'aluminium optimale de 1 mm est de 5 N, nettement inférieure à l'effort développé par l'actionneur à aimants. La pression correspondante n'est que de 0.03 N/cm² (40 fois plus faible que celle de l'actionneur à aimants).

Notons qu'en régime magnétique linéaire, les efforts évoluent, proportionnellement à la charge linéique pour l'actionneur à aimants et au carré de celle-ci pour l'actionneur à induction. La charge linéique admissible thermiquement est liée aux dimensions de l'actionneur. L'effet d'échelle, c'est-à-dire l'influence des performances spécifiques de l'actionneur en fonction de ses dimensions et donc de la poussée développée, est ainsi plus prononcé pour les actionneurs à induction.

Bien que cette comparaison reste très sommaire (les deux actionneurs ne sont pas optimisés), les performances comparées obtenues représentent cependant assez bien la supériorité intrinsèque des actionneurs synchrones à aimants établie par différentes études et réalisations industrielles.

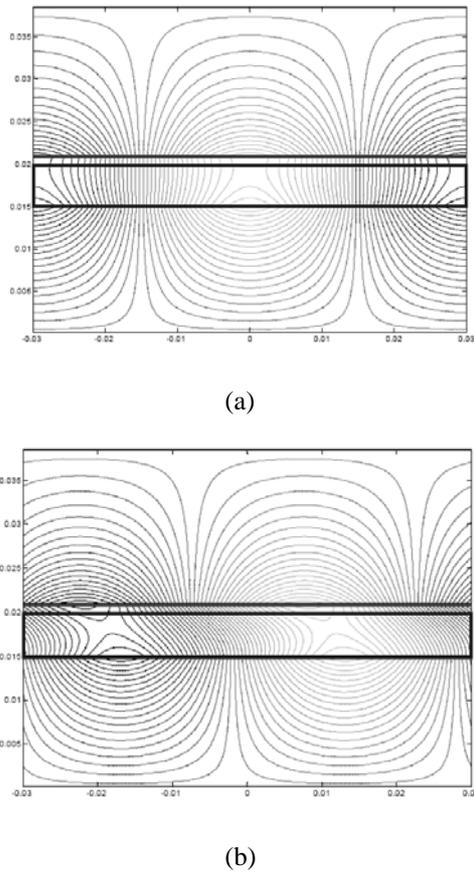


Figure 32 ; Cartes de champ d'un actionneur à induction : (fréquence de glissement nulle (a) puis 100 Hz (b), et pour une épaisseur d'aluminium de 5 mm

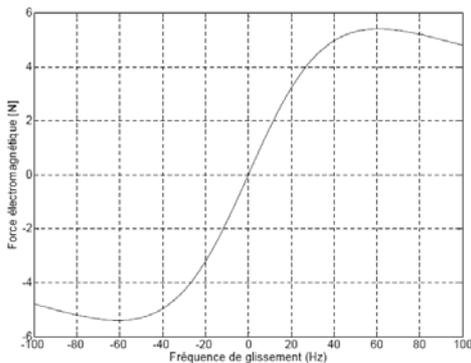


Figure 33a ; Force électromagnétique [N] calculée en fonction de la fréquence de glissement (actionneur à induction ayant une épaisseur d'aluminium optimale de 1 mm)

En particulier, nous avons reproduit à la figure 34, les résultats comparatifs issus d'une publication très intéressante de J.F. Gieras [1]. Ce graphique présente la pression tangentielle moyenne développée par divers actionneurs en fonction de la poussée nominale. L'influence du type de refroidissement sur les performances de l'actionneur y est également représentée. Il y est indiqué par ailleurs l'effet

d'échelle sur la pression magnétique souligné précédemment.

Concernant les actionneurs à aimants, nous allons dans le paragraphe suivant approfondir cet aspect et ses conséquences sur la géométrie de l'actionneur.

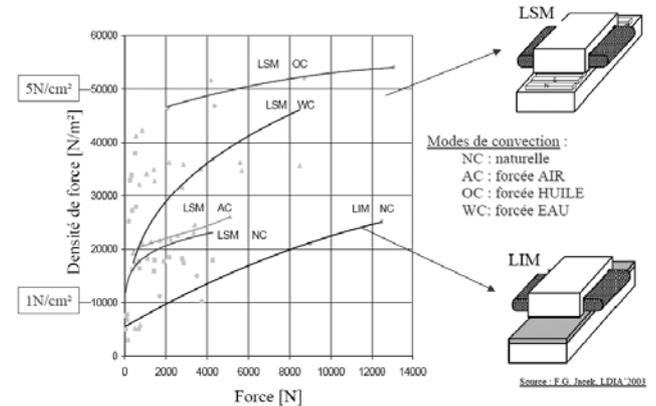


Figure 34 ; Performances comparées dans le plan densité de force en fonction de la force de quelques actionneurs linéaires [1]

V Comparaison des entraînements directs et indirects

Pour une comparaison sérieuse des actionneurs directs ou indirects, il est nécessaire d'effectuer des calculs précis de leurs performances tenant compte des réalités technologiques, pour chaque architecture. Un travail de modélisation, et surtout d'optimisation, particulièrement lourd et complexe serait nécessaire. Nous proposons de nous limiter à une analyse comparative, relativement superficielle, des performances des actionneurs électromagnétiques. Pour cela, une modélisation simplifiée analytique et l'utilisation des lois de similitude permettent d'évaluer rapidement les ordres de grandeur des performances et de dégager quelques règles simples de conception.

Afin de ne pas alourdir la présentation, nous nous limiterons aux actionneurs présentant les meilleurs performances spécifiques que sont les actionneurs synchrones à aimants permanents (ici à aimantation alternée et de forme tubulaire cf. figure 30a).

A Entraînement direct à aimants : formalisme

Quel que soit le modèle de calcul de la force électromagnétique développée (tenseur de Maxwell, modèle de force de Laplace, formulation issue des travaux virtuels), on montre que la valeur moyenne de la force générée dans un système électro-magnéto-mécanique multi-pas peut se mettre sous la forme suivante :

$$\bar{F} = \left[\frac{k_{imoy} \cdot k_{ieff}}{2} A_L \cdot \bar{B}_f \right] \cdot 2\pi r \ell \quad (19)$$

Le terme entre crochets correspond à la pression magnétique tangentielle moyenne (en N/m²). Comme nous l'avons noté en introduction, les valeurs obtenues par les systèmes électromagnétiques sont relativement faibles (de l'ordre du N/cm²) comparativement aux pressions magnétiques normales obtenues par les systèmes à noyau plongeur (à faible entrefer) et encore moins par rapport aux pressions normales dans les systèmes hydrauliques.

A_L représente la densité linéique efficace de courant ou charge linéique d'induit (en A/m), valeur liée à la force magnétomotrice efficace nI et au nombre total de bobines du bobinage de puissance N_b par :

$$A_L = \frac{N_b \cdot nI}{\ell}$$

\bar{B}_f est l'induction d'excitation moyenne sous un pôle ou densité de flux embrassé (générée par l'inducteur).

k_{imoy} est un coefficient relatif à la forme d'onde du courant d'alimentation, dont la valeur vaut dans les cas suivants :

$$k_{imoy} = \begin{cases} 1 & : \text{courants et flux inducteur sinusoïdaux} \\ 4/\pi & : \text{courants créneaux et forme quelconque du flux inducteur} \end{cases}$$

k_{ieff} est un facteur de forme du courant donné par :

$$k_{ieff} = \frac{I_{max}}{I}$$

La valeur de la charge linéique est conditionnée par la limitation thermique. Si l'on considère, comme précédemment, que le refroidissement est réalisé par convection et que celui-ci s'effectue par la seule surface extérieure de l'actionneur, alors on peut écrire :

$$(A_L \cdot \delta) = \frac{\alpha \Delta \theta_{max}}{\rho} \left(\frac{S_{th}}{\ell \cdot \ell_b} \right) \propto \frac{\alpha \Delta \theta_{max}}{\rho} \quad (20)$$

Où δ est la densité efficace de courant dans le bobinage d'induit.

Exemple d'application :

A titre d'exemple, pour des matériaux usuels (cuivre, isolant classe F) et pour un refroidissement en convection naturelle ($\alpha = 12 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$), le produit $(A_L \cdot \delta)$ vaut $100 \text{ A}^2/\text{mm}^3$, valeur supposée en première approximation indépendante des dimensions de l'actionneur.

A partir de considérations géométriques simples, on peut écrire :

$$A_L = \sqrt{(A_L \cdot \delta) \cdot k_r \cdot k_{fe}} \sqrt{h_{enc}} \quad (21)$$

Compte tenu de cette relation, l'expression (19) de la force moyenne développée s'écrit :

$$\bar{F} = \left[\frac{k_{imoy} \cdot k_{ieff} \sqrt{k_r \cdot k_{fe}}}{2} \cdot \bar{B}_f \cdot \sqrt{(A_L \cdot \delta)} \right] \cdot 2\pi r \frac{3}{2} \ell \sqrt{h} \quad (22)$$

Où $h = \frac{h_{enc}}{r}$ est la hauteur relative d'encoche.

L'induction d'excitation générée par les aimants permanents intervenant dans cette expression peut s'écrire, en première approximation, calculée suivant la relation suivante :

$$\bar{B}_f \cong B_r \frac{k_{fa}}{1 + \frac{e}{h_a}} \quad (23)$$

Où k_{fa} est un facteur de forme dépendant des proportions de l'aimant.

Cette expression montre que la valeur de l'induction d'excitation par aimants, à l'inverse d'une excitation bobinée, est peu dépendante des dimensions du système tant que le rapport $\frac{e}{h_a}$ reste faible devant l'unité (cf. figure 35). Dans ces conditions, on peut considérer que la valeur de B_{fmax} reste invariante lorsqu'on applique une homothétie sur les dimensions de l'actionneur, à jeu mécanique constant.

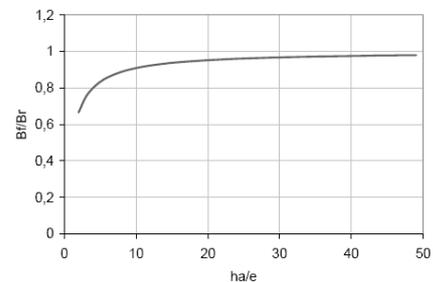


Figure 35 ; Variation de l'induction d'excitation par aimants permanents en fonction du rapport ha/e (avec $k_{fa} \approx 1$)

En définitive, à conditions de refroidissement et type d'aimants donnés, le terme entre crochets de l'équation (22) peut être, en première approximation, considéré indépendant des dimensions de l'actionneur. Ce terme sera désormais noté κ .

En négligeant le volume de la culasse extérieure, le volume actif total de l'actionneur vaut approximativement :

$$V_a \approx \pi r^2 \cdot (1 + h)^2 \cdot \ell$$

Ce qui donne un effort volumique :

$$\frac{\bar{F}}{V_a} = 2\kappa r^{-1} \cdot \left[\sqrt{\frac{h}{(1+h)^4}} \right] \quad (24)$$

Le terme entre crochets, dont la variation est représentée à la figure 36, admet un optimum pour $h = \frac{1}{3}$ et vaut 0.32 .

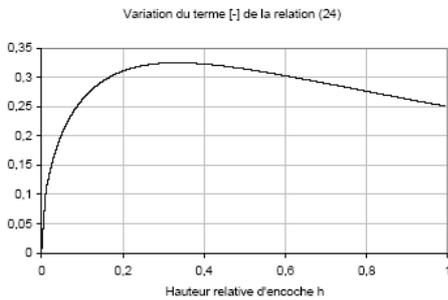


Figure 36 ; Variation du terme entre crochet de la relation (24) en fonction de la hauteur relative d'encoche

B Entraînement direct à aimants : effet d'échelle

A partir du formalisme simple que nous venons d'établir au sujet de la valeur moyenne de la force, nous allons examiner les performances volumiques des actionneurs ainsi que leurs effets d'échelle.

A partir des relations (22) et (24), il est aisé d'établir la loi de similitude suivante pour les actionneurs linéaires tubulaires à aimants :

$$\bar{F} \propto \ell r^2 \quad (25)$$

$$\frac{\bar{F}}{V_a} \propto r^{-\frac{1}{2}} \text{ avec } \boxed{r \propto R} \quad (26)$$

Bien qu'approximatives, ces deux relations mettent en évidence quelques résultats intéressants :

la force volumique est indépendante de la longueur active ℓ de l'actionneur ;

elle est également indépendante de la hauteur relative de la fenêtre bobinable : $h_{opt} \approx \frac{1}{3}$;

la force volumique est inversement proportionnelle au rayon d'entrefer et donc au rayon extérieur (h_{enc}/r étant fixé). La valeur minimale de $r \equiv r_{opt}$ est le résultat d'un compromis fonction de certaines considérations telles que la hauteur minimale des aimants (contraintes technologiques de réalisation et/ou de désaimantation), et l'épaisseur minimale de la culasse intérieure tributaire de l'induction de saturation du matériau magnétique utilisé.

Enfin, la force moyenne est proportionnelle à la longueur active ℓ et au rayon d'entrefer. L'action sur ℓ plutôt que sur r pour accroître l'effort s'avère être plus efficace comme le montre la figure 37.

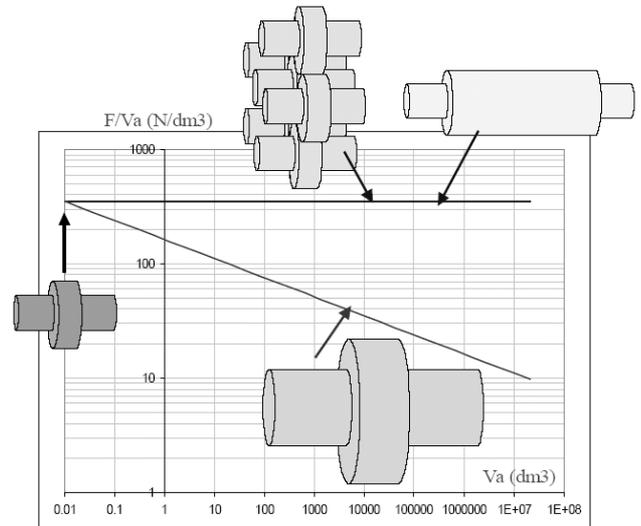


Figure 37 ; Force volumique pour actionneur à couplage polaire : différentes dispositions

Exemple d'application :

Pour $(A_L \cdot \delta) = 100 \text{ A}^2/\text{mm}^3$, $\bar{B}_f \approx 0.8 \text{ T}$, $k_r \approx 0.4$, $k_{fe} \approx 0.5$ et une alimentation en courants parfaitement sinusoïdaux ⁽⁵⁾, nous obtenons $\kappa = 80 \cdot 10^3$ (unité SI).

Ce qui donne, pour $r_{opt} \approx 20 \text{ mm}$, $\frac{\bar{F}}{V_a} \approx 360 \text{ N/dm}^3$, valeur effectivement observée en pratique.

Nous venons de voir que pour maintenir l'effort volumique maximal, il vaut mieux maintenir le rayon d'entrefer. Sauf contraintes d'encombrement spécifiques, l'obtention d'un effort important passe donc par l'allongement de l'actionneur.

Une telle solution n'est évidemment pas viable en particulier pour les valeurs de force élevées (problèmes de tenue mécanique, réalisation, flexion, guidage, ...).

Pour pallier ces limitations, deux solutions s'offrent généralement au concepteur :

- la première consiste à augmenter le diamètre de l'actionneur proportionnellement à la longueur $r \propto R \propto \ell$. Dans cette configuration, comme le montrent les relations (25) et (26), la force augmente en $r^{\frac{5}{2}}$, et la force volumique se dégrade en $r^{-\frac{1}{2}}$ (voir Fig. 37) ;
- la seconde solution consiste à augmenter la force globale sans modifier la géométrie optimale de l'actionneur en disposant en « parallèle » de plusieurs actionneurs tubulaires optimisés (configuration multi-moteurs). Si la surface d'échange thermique de chaque actionneur est

[5] Les illustrations numériques ultérieures seront données par rapport à ces conditions.

maintenue constante (en faisant circuler un fluide de refroidissement au sein de cet assemblage) alors la force volumique globale est approximativement conservée à sa valeur optimale, la force totale étant égale à la somme des forces générées par chaque actionneur. Cependant, cette solution accroît sensiblement la complexité mécanique du dispositif en particulier concernant le guidage, le refroidissement est plus délicat. A notre connaissance, elle n'a pas fait l'objet de réalisations commerciales.

C Comparaison

Nous allons maintenant comparer les deux familles d'entraînement direct (ici actionneurs tubulaires à aimants permanents de type terres-rares) et indirect (ici moteurs tournants synchrones à aimants accouplés à un système vis-écrou, sans multiplicateur ou réducteur de vitesse).

Concernant les performances statiques, nous avons vu que l'entraînement direct pouvait permettre une force volumique indépendante de l'effort développé (Fig. 37). L'ordre de grandeur de la valeur de l'effort volumique est de 400 N/dm³. L'augmentation de la force est alors obtenue par allongement de l'actionneur ou par une disposition multi-moteurs.

A l'inverse, pour les entraînements indirects, comme souligné précédemment (relation 6a), l'effort volumique dépend de la poussée. On peut ainsi écrire :

$$\left(\frac{\bar{F}}{V_a}\right) = \left(\frac{\bar{F}}{V_a}\right)^* \left(\frac{\bar{F}}{F^*}\right)^{\frac{1}{7}} \left(\frac{k_t}{k_t^*}\right)^{\frac{6}{7}} \quad (27)$$

En reprenant l'exemple du moteur tournant précédent, nous avons ⁶:

$$\left(\frac{\bar{F}}{V_a}\right)^* = 1 \text{ kN/dm}^3$$

$$k_t^* = 630 \text{ rad/m (pour } \tau_v = 10 \text{ mm)}$$

Sur la figure 38, on a tracé l'évolution la force volumique en fonction de la force développée pour les deux types d'entraînements (directs et indirects) dans le cadre d'hypothèses précédemment définies.

Ces résultats, apparemment quantitatifs, doivent être vus comme qualitatifs. Ils permettent de montrer aisément que l'entraînement indirect est d'autant plus intéressant (volume actionneur faible) que les poussées exigées sont importantes et que le pas de vis est faible (facteur k_t élevé). Rappelons que cette dernière condition

implique des vitesses de rotation du moteur tournant importantes. Il est donc nécessaire de vérifier les limites en vitesse du moteur choisi.

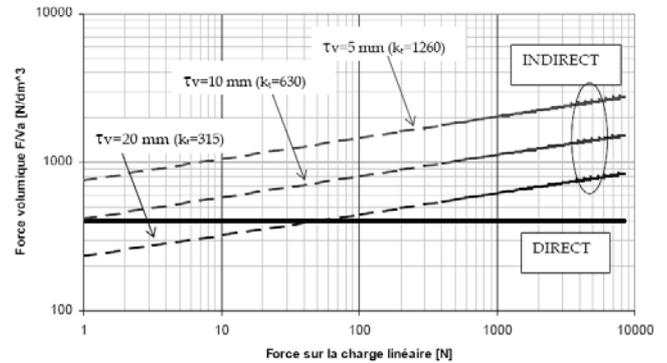


Figure 38 ; Effort volumique (ordres de grandeur) en fonction de la poussée : comparaison des entraînements directs et indirects (volume du système de transformation de mouvement non pris en compte)

Concernant les performances dynamiques, pour l'entraînement direct, nous pouvons écrire :

$$\bar{F} = (M + M_a)\gamma \quad (28)$$

Où M_a est la masse du « mover ».

En considérant le cas d'invariance de la force volumique et de la dépendance de la masse du « mover » vis-à-vis de la force générée (relation de proportionnalité), la relation (28) peut s'écrire également :

$$V_a = M \frac{\gamma}{\left(\frac{F}{V_a}\right) - \gamma \left(\frac{M_a}{V_a}\right)^*} \quad (29)$$

Prenons également les valeurs de référence suivantes :

$\frac{\bar{F}}{V_a} = 400 \text{ N/dm}^3$ (ordre de grandeur mis en évidence précédemment)

$\left(\frac{M_a}{V_a}\right)^* = 5 \text{ kg/dm}^3$ (masse volumique moyenne)

Pour l'entraînement indirect, la relation (12a) peut s'écrire :

$$V_a = (V_a)^* \left(\frac{\gamma}{\gamma^*}\right)^3 \left(\frac{M}{M^*}\right)^{\frac{3}{2}} \quad (30)$$

Toujours sur la base de l'exemple précédent, nous avons :

$$\gamma^* = 2.2 \text{ m/s}^2$$

$$(V_a)^* = 0.6 \text{ dm}^3$$

$$M^* = 100 \text{ kg}$$

[6] ⁶ On note par x^* la valeur de la grandeur x de la configuration de référence.

La figure 39 présente alors l'évolution du volume actif de l'organe d'entraînement (moteur tournant ou actionneur linéaire) en fonction de l'accélération souhaitée pour une masse entraînée de 10 kg. Le facteur de transformation est, pour chaque valeur d'accélération, optimisé selon la relation (8).

Ce résultat indique clairement la supériorité en termes d'encombrement et d'accélération, des systèmes à entraînement direct au-delà d'une certaine valeur d'accélération (point d'intersection des deux courbes, fonction notamment de la masse entraînée). Pour les très fortes accélérations et donc pour des valeurs d'effort élevées, la masse du « mover » devient prépondérante devant la masse entraînée. On observe donc, dans l'exemple particulier présenté, une réduction du gain des entraînements directs pour des accélérations supérieures à 60 m/s².

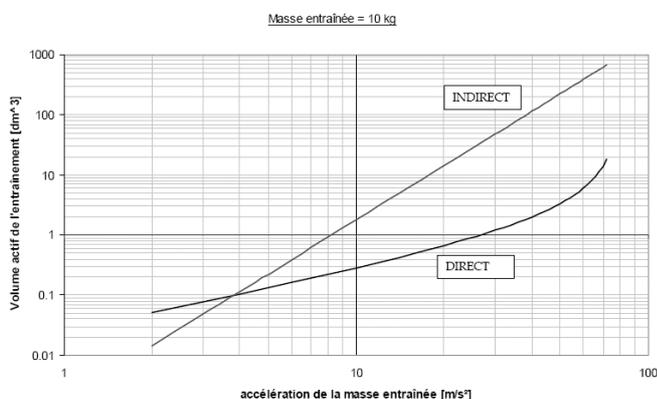


Figure 39 ; Volume actionneur en fonction de l'accélération maximale pour $M=10$ kg (volume système de transformation non pris en compte et pas de vis optimisé : $k_t=k_{topt}$)

Conclusion

Après un rappel des architectures existantes d'actionneurs linéaires, nous avons tenté de montrer et d'analyser les évolutions des performances des actionneurs à aimants permanents en termes de performances volumiques et d'accélération maximale.

Nous avons ainsi montré que les actionneurs linéaires directs à couplages polaires (classiques et à aimants) sont limités à environ 400 N/dm³ dans des conditions de fonctionnement usuelles (régime permanent et refroidissement en convection naturelle). En outre, cette valeur peut-être relativement indépendante des dimensions globales de l'actionneur et de sa poussée nominale (peu d'effet d'échelle).

La disposition d'un système mécanique intermédiaire de transformation de mouvement (entraînements indirects) permet d'accroître notablement la force

volumique sur la charge (hors système de transformation). Ceci n'est cependant possible qu'au prix d'une complexité accrue de la chaîne de conversion et d'une limitation, à volume comparé, des accélérations de la charge en translation.

Outre ces avantages, les systèmes électriques à entraînement direct offrent :

- une plus grande précision du positionnement
- une meilleure fiabilité et une durée de vie accrue
- une plus grande flexibilité d'utilisation (partie indépendante sur un même axe)

Enfin, la solution hybride d'actionneurs électro-hydrauliques offre des possibilités de poussées spécifiques très supérieures aux solutions électromagnétiques, essentiellement pour des courses et des vitesses de déplacement faibles. Dans ces conditions, l'intégration moteur/pompe/vérin permet de concevoir des actionneurs force extrêmement compacts.

Références

- Jacek F. Gieras : « Status of linear Motors in the United States », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA), September 2003, Birmingham (UK).
- A. Cassat, N. Corsi, R. Moser, N. Wavre : « Direct linear drives : Market and Performance Status », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA), Sep. 2003, Birmingham (UK).
- Hörmann O. : « Linear Direct Drives : Dynamic, Economics, Innovative », Intelligent Motion, June 1993 proceedings. pp. : 82-87.
- Teruo Azukizawa : «Status of linear drives in Japan », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA), September 2003, Birmingham (UK).
- Sagansan A., Boyer S. : « Les actionneurs électriques et l'aéronautique », Colloque CEMD, ENS Cachan, 4 février 1999, pp : 135-141.
- B. Nogarede : « Machines tournantes : conversion électromécanique de l'énergie », Techniques de l'Ingénieur, D 3 410.
- Staton D.A., Deodhar R.P., Soong W.L., Miller T.J.E. : « Torque prediction using the flux-mmf diagram in AC, DC and reluctance motors ». Proceedings IEEE trans. on Ind. Appl., vol. 32, Jan./Feb. 1996, pp. : 180-188.

- P.E. Cavarec, H. Ben Ahmed, B. Multon, M. Antunes : « Actionneurs électromagnétiques : classification topologiques », Techniques de l'Ingénieur, D3 412.
- B. Nogarede : « Machines tournantes : principes et constitution », Techniques de l'Ingénieur, D 3 411.
- Matt. D., Llibre J.F. : « Performances comparées des machines à aimants et à réductance variable. Maximisation du couple massique ou volumique », JPIII, octobre 1995, N° 5, pp : 1621-1641.
- P.E. Cavarec : « Conception, modélisation et optimisation des actionneurs polyentrefers à bobinages globaux : application aux structures linéaires multi-tiges », thèse de doctorat de l'ENS Cachan (SATIE), nov. 2002 (téléchargeable sur le site de l'ENS-bretagne).
- A. Dos Santos : « Transverse flux linear motor leading to a tubular configuration », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA), September 2003, Birmingham (UK).
- Hiroyuki Ohsaki : « Electromagnetic characteristics of a coreless surface motor using Halbach permanent magnet », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA), September 2003, Birmingham (UK).
- Ben Ahmed H., Multon B., Prévond L., Lucidarme J. : « Actionneur linéaire intégré pour application domotique », Revue 3EI, N°21, juin 2000.
- Jack A.G et. al. : « Permanent-Magnet Machines with Powder Iron Cores and Prepressed Windings », IEEE Trans. On Industry app., vol. 36, N°4, july/august 2000, pp.:1077-1084.
- P.E. Cavarec, H. Ben Ahmed, B. Multon : « Force density improvements from increasing their number of airgap surfaces in synchronous linear actuators », Revue IEE proc. Elec. Power Appl., vol. 150, N° 1, January 2003, pp.:106-116.
- Ben Ahmed H., Desesquelles P.F., Lucidarme J. : « Méthode semi-numérique de pré-dimensionnement des machines à aimants permanents et à bobinage global », Journal de Physique III, october 1995, pp : 703-725.
- Multon B., J. Bonal : « Entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions », Colloque CEMD, ENS Cachan, 4 février 1999, pp : 1-14.
- Affouard R. : « Vérins hydrauliques », Techniques de l'Ingénieur, B6 040.
- Favre E., Brunner C. Piaget D. : « Actionneurs linéaires directs », Colloque CEMD, ENS Cachan, 4 février 1999, pp.:31-44.
- Lucidarme J., Amouri A., Poloujadoff M. : «Optimum design of longitudinal field variable reluctance motors», IEEE trans. on Energy Conversion, vol. 8, n°3, September 1993, pp. : 357-361.
- H Ben Ahmed, L Prevond, B Multon, B Salamand, J Lucidarme : «Special synchronous linear actuators : Structures and performances», Electromotion n°5 p93 à 101, 1998
- H. Ben Ahmed , L. Prévond, B. Multon : « Structures polyentrefers : solutions pour les entraînements directs ? », Colloque CEMD, ENS Cachan, 4 février 1999, pp : 95-100.
- H. Ben Ahmed, P.E.Cavarec, L.Prévond, B.Multon : « Conception et étude d'un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents et multi-plaques », Electrotechnique du Futur 14-15 novembre 2001 Nancy pp.307-312.
- P. W. Wheeler et al. : « A matrix converter Motor Drive for an Aircraft actuation System », EPE 2003, Toulouse.
- S. Calloch, J.Y. Cognard, D.Dureisseix, D. Marquis : « Les systèmes de transmission de puissance », édition Hermes, 2003.
- M. Poloujadoff : « The theory of linear induction machinery ». Oxford Science Publication (1980).
- G. Kaminski : « Moteurs électriques à mouvement composé ». Édition de l'École Polytechnique de Varsovie (1994).
- M. Kant : « Les actionneurs électriques ». Édition Hermès Paris (1999).
- J.F. Eastham et al. : « Linear Drive in Industrial Application : Sate of the Art and Open Problems », ICEM 2002.
- M. Aublin et al. : « Systèmes mécaniques. Théorie et dimensionnement », édition DUNOD, 1992.
- G. Lacroux : « Les aimants permanents », édition TecDoc (Lavoisier), 1989.
- H. Ben Ahmed : « Sur la modélisation analytique des actionneurs linéaires tubulaire », Rapport interne ENS Cachan - SATIE, 2005. (document disponible sur le site Web de l'école)
- H. Ben Ahmed, B. Multon, P.E. Cavarec : « Actionneurs linéaires directs et indirects : performances limites », Journées Electrotechnique du club EEA, 18-19 mars 2004, Université de Cergy-Pontoise.
- Site internet Avcon Inc. (US)
<http://www.calinear.com/>
- Site internet Etel S.A. (CH) ML 2020 :
<http://www.etel.ch/>
- Site internet Trilog Systems :
<http://www.trilogysystems.com/>
- Site internet Aerotech : <http://www.aerotech.com/>

B. Multon, M. Lavabre, C. More « Actionneur linéaire à bobine mobile. », Revue 3E.I n°10, sept. 1997, pp.53-59.

Site des constructeurs et vendeurs européens d'actionneurs de tous types : http://www.trem.biz/fr/produits02/actionneurs_fournisseurs.htm

Site de l'ENSC - Antenne de Bretagne : www.bretagne.ens-cachan.fr

Site SATIE : www.satie.ens-cachan.fr

Liste des principales notations

A_L : Densité ou charge linéique efficace de courant d'induit (A/m)
 α : Coefficient d'échange thermique ($W.m^{-2}.K^{-1}$)
 \bar{B}_f : Induction inducteur moyenne sous un pôle (T)
 B_r : Induction rémanente des aimants (T)
 B_s : Induction à saturation (T)
 C_m : Couple du moteur tournant (N.m)
 δ : Densité efficace de courant d'induit (A/m^2)
 $\Delta\theta$: Élévation de température (K)
 γ : Accélération linéaire (m/s^2)
 h_a : Hauteur des aimants (m)
 h_{enc} : Hauteur d'encoche (induit) (m)
 $h = \frac{h_{enc}}{r}$: Hauteur d'encoche relative (-)
 e : Entrefer ou jeu mécanique (m)
 η_t : Rendement du système de transformation de mouvement
 \bar{F} : Valeur moyenne de la force motrice ou poussée moyenne (N)
 I, I_{max} : Valeurs efficace et maximale du courant d'induit (A)
 J_m : Moment d'inertie du moteur tournant ($kg.m^2$)
 k_r : Coefficient de remplissage, rapport de la section effective de cuivre sur celle de l'encoche (-)
 k_{fe} : Rapport des sections des encoches sur celle des dents dans la zone encochée de l'induit (-)
 $k_t = \frac{\Omega_m}{v} = \frac{2\pi}{\tau_v} \left(\frac{\Omega_m}{\Omega_v} \right)$: Facteur de transformation (-)
 k_{imoy}, k_{ieff} : Facteurs de forme du courant d'induit (-)
 k_{fa} : Facteur de forme des aimants (-)
 ℓ : Longueur active de l'actionneur (m)
 ℓ_b : Longueur moyenne d'une spire du bobinage d'induit (m)

M : Masse entraînée (kg)
 M_a : Masse du mover (kg)
 n, N_b : nombre de spires par bobine et nombre total de bobines
 r, R : Rayon d'entrefer et rayon extérieur (m)
 ρ : Résistivité électrique des conducteurs ($\Omega.m$)
 S_{th} : Surface d'échange thermique (m^2)
 τ_p : Pas polaire d'induit (m)
 τ : Pas de conversion (m)
 τ_v : Pas de vis du système vis-écrou (m)
 Ω_m : Vitesse de rotation du moteur (rad/s)
 Ω_v : Vitesse de rotation de la vis (rad/s)
 v : Vitesse de translation du « mover » et/ou de la charge
 V_a : Volume actif de l'actionneur (m^3)
 x : Position de la partie mobile ou du « mover » (m)
 X : Course du « mover » (m)

Remerciement :

Les auteurs remercient, pour son aide et ses précieux éclaircissements sur les aspects mécaniques et hydrauliques, M. C. Kerzhého, professeur agrégé de mécanique à l'ENS Cachan – Antenne de Bretagne.

Sustentation magnétique, modélisation et commande

Nicolas PATIN

SATIE – ENS de Cachan, CNRS UMR 8029

Résumé : Ce document traite de la modélisation et de la commande d'un dispositif de sustentation magnétique d'une sphère en acier. Cette étude débute par une analyse électromagnétique du système par la méthode des éléments finis. Ensuite, on exploite les résultats obtenus pour procéder à une modélisation sous forme de schéma-blocs en vue de la commande. Nous achèverons cette étude par une proposition de commande en présentant en particulier une solution de mesure de position sans contact de la sphère nécessaire à l'asservissement..

Mots clés : Sustentation magnétique, électromagnétisme, modélisation, automatique, électronique de puissance, capteurs

1. Introduction

A. Intérêt du système

La sustentation magnétique est un sujet intéressant à tout point de vue. Elle a des applications réelles avec les paliers magnétiques des machines à rotation rapide (turbopompes, volants d'inertie). Elle présente un intérêt théorique pour l'automaticien dans la mesure où il s'agit d'un système instable en boucle ouverte au même titre que le pendule inversé (nettement moins proche d'une application réelle¹). Ensuite, elle permet de mettre en œuvre des outils mathématiques assez élaborés dans le domaine de l'électromagnétisme et qui restent généralement abstraits pour les étudiants. Enfin, cette application, bien que relativement complexe à étudier, reste technologiquement abordable : le dispositif est en effet extrêmement simple et ne pose pas de difficultés particulière pour sa fabrication. En outre, d'un point de vue pédagogique, elle offre la possibilité d'illustrer d'une manière originale un cours d'automatique reposant essentiellement sur des applications telles que la commande de machines (lorsqu'il ne s'agit pas de simples boîtes noires !).

B. Position du problème

La démarche adoptée pour cette étude (et ce document) consiste à s'intéresser initialement à l'aspect électromagnétique du problème au travers d'une modélisation par éléments finis du dispositif présenté à la figure 1², constitué d'un électroaimant et d'une sphère en acier. Cette modélisation est indispensable pour évaluer précisément l'énergie magnétique contenue dans le système (ou plutôt la coénergie) en fonction de la position de la sphère et ainsi déterminer la force d'attraction entre l'électroaimant et la sphère en utilisant la méthode des travaux virtuels. Les résultats de cette étude électromagnétique constituent le support de la modélisation au sens de l'automatique,

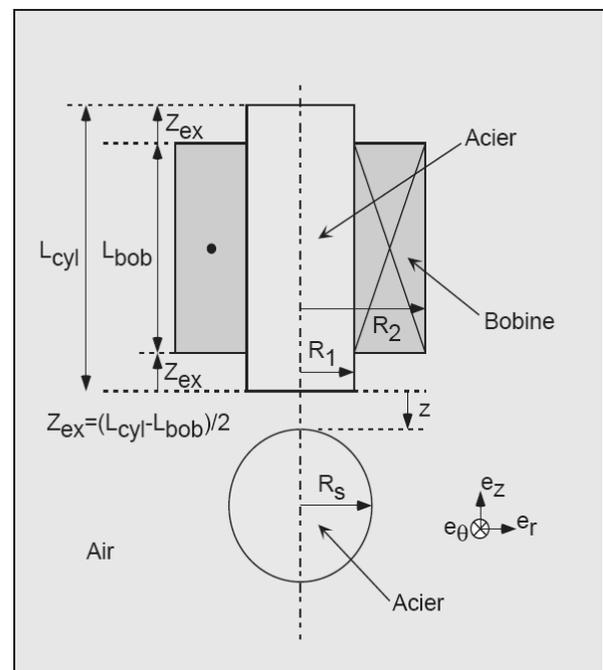


figure 1 : Sustentation magnétique

modélisation qui nous permettra de proposer une commande de la position de la sphère par le courant injecté dans l'électroaimant. Cette commande, passant par une boucle d'asservissement comme celle présentée à la figure 2, nous étudierons la correction du système, qui pose des problèmes de stabilisation de par la nature du système (instable en boucle ouverte) et nous illustrerons cette étude par une simulation de l'ensemble sous MATLAB/SIMULINK. Enfin, nous terminerons par la présentation des autres constituants de la chaîne, à savoir l'alimentation de la bobine de l'électroaimant et le capteur de position de la sphère.

Remarque 1: La proposition de système bouclé de la figure 2 est classique en commande de machine. Or, cette structure est discutable suivant les applications. Nous reviendrons sur ce point au paragraphe 3-C.

¹ à part les fusées et les missiles

² les figures 1 et 3 ne respectent pas les proportions réelles

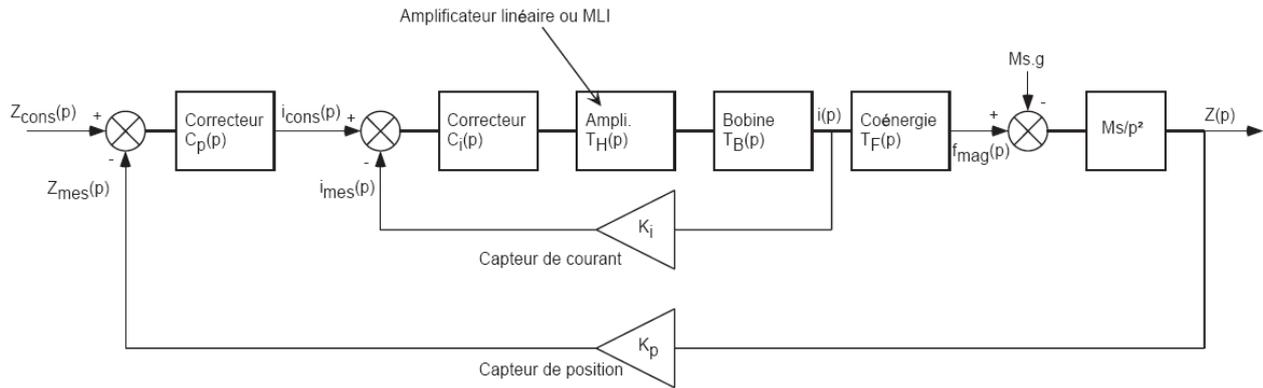


figure 2 : Asservissement complet de la sustentation magnétique

2. Modélisation électromagnétique

Le problème possède une symétrie cylindrique. Ceci nous conduit à considérer notre système suivant un plan de coupe passant par son axe et de limiter le domaine d'étude Ω à un seul demi-plan comme on peut le voir à la figure 3.

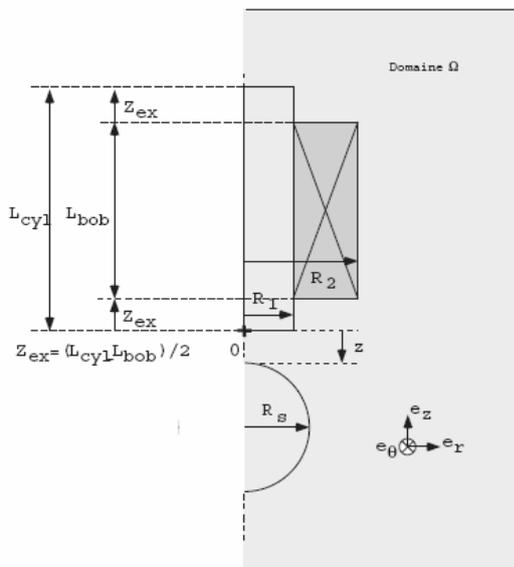


figure 3 : Symétrie et domaine d'étude

La symétrie nous permet en outre de considérer comme nulles les composantes suivant e_θ des champs \mathbf{h} et \mathbf{b} et de considérer toutes les composantes non nulles de ces champs comme indépendantes de θ . Explicitons les champs avec leurs composantes en notant leurs dépendances vis à vis des variables d'espace \mathbf{r} et z :

$$\begin{cases} \mathbf{h}(r, z) = h_r(r, z) \cdot \mathbf{e}_r + h_z(r, z) \cdot \mathbf{e}_z \\ \mathbf{b}(r, z) = b_r(r, z) \cdot \mathbf{e}_r + b_z(r, z) \cdot \mathbf{e}_z \end{cases}$$

L'indépendance vis à vis de θ de l'induction \mathbf{b} se répercute sur le potentiel-vecteur \mathbf{a} . On rappelle ici la formulation du problème de la magnétostatique par le potentiel vecteur :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \text{rot } \mathbf{a} \right) = \mathbf{j} \quad (1)$$

Par la symétrie du problème, l'expression de $\mathbf{b} = \text{rot } \mathbf{a}$ se réduit de la façon suivante :

$$\begin{pmatrix} b_r(r, z) \\ 0 \\ b_z(r, z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\partial_z a_\theta \\ \partial_z a_r - \partial_r a_z \\ \frac{1}{r} \partial_r (r a_\theta) \end{pmatrix}$$

cette expression du champ impose la relation

$$\partial_z a_r = \partial_r a_z$$

Et en pratique nous prendrons

$$a_r = a_z = 0$$

dans la mesure où ces composantes n'apportent aucune contribution aux composantes non nulles de l'induction \mathbf{b} . Le champ peut être décrit par un simple potentiel scalaire $a_\theta(r, z)$: cette propriété vient de la nature 2D du problème (caractéristique des problèmes à une dimension infinie ou à symétrie cylindrique).

L'étude du problème est de ce fait simplifiée et nous oriente vers un logiciel d'éléments finis 2D pour cette étude. Il faudra toutefois vérifier que le programme gère la symétrie cylindrique (axisymmetric) qui est fondamentalement différente du problème plan cartésien (planar).

Pour achever ces préliminaires à l'étude par éléments finis, il convient d'établir les conditions aux limites, qui associées à l'équation aux dérivées partielles (1), forment le problème aux limites de la magnétostatique.

On peut, pour cela, scinder la frontière $\partial\Omega$ du domaine présenté à la figure 3 en deux portions distinctes :

- $\partial\Omega_1$: portion de la frontière constituée par l'axe de symétrie du système.

- $\partial\Omega_2$: toutes les portions de $\partial\Omega$ qui n'appartiennent pas à $\partial\Omega_1$.

Sur $\partial\Omega_1$, la condition à la limite peut être imposée de manière formellement exacte. Il s'agit d'une ligne de champ sur laquelle nous avons : $\mathbf{b} \cdot \mathbf{n} = 0$

Ceci implique que la composante soit nulle, ou encore $-\partial_z a_\theta = 0$

On impose donc la dérivée de l'inconnue $a_\theta(r, z)$ à la frontière : ce type de condition est connue sous le nom de condition de Neumann.

Par contre, la frontière $\partial\Omega$ est plus problématique car il est impossible d'imposer des conditions rigoureusement exactes. Il faut éloigner suffisamment cette frontière du système pour que l'on puisse considérer le potentiel $a_0(r,z)$ comme nul sur $\partial\Omega$ (il s'agit d'une condition de Dirichlet).

A. Etude par éléments finis

L'étude du dispositif est effectuée avec le programme FEMM, qui est un logiciel libre téléchargeable sur internet à l'adresse femm.forster-miller.net. Sa prise en main est assez simple et classique : on commence par définir le problème (menu Problem)

- Type : symétrie cylindrique (axisymmetric)
- Unité de longueur : millimètres
- Fréquence : 0 Hertz

La définition géométrique des différents éléments (barreau, bobine, sphère, limites du domaine d'étude) débute par le placement de points caractéristiques. Ensuite, il suffit de relier ces points par des segments de droite et des arcs de cercle.

Dimensions du dispositif :

- Longueur du barreau : 110mm
- Longueur de la bobine : 80mm
- Rayon du barreau (et rayon intérieur de la bobine) : 15mm
- Rayon extérieur de la bobine : 35mm
- Rayon de la sphère : 15mm

La géométrie étant établie, l'étape suivante consiste à indiquer au logiciel le comportement magnétique des différents sous-domaines. Pour cela, il faut les caractériser par leurs matériaux respectifs (par des "block labels") qui sont regroupés dans une bibliothèque (menu PropertiesMaterialsLibrary). Il faut présélectionner dans ce menu tous les matériaux nécessaires au problème à traiter et on peut éventuellement en créer de nouveaux (l'air par exemple).

Choix des matériaux :

- Barreau et sphère : Acier M-19 (M-19 Steel)
- Bobinage : Cuivre (Copper)
- Air pour la reste du domaine

Pour la bobine, le choix s'est porté sur le cuivre où nous imposons une densité de courant de 2.5A/mm² (dans les propriétés du matériau). Nous n'imposons pas une densité de courant plus importante (classiquement 5A/mm² dans le cuivre) pour rendre compte du foisonnement ³ α_f (dû au bobinage de fil à section circulaire - de section utile S_{cu} recouvert de vernis isolant dans une fenêtre de bobinage de section rectangulaire S_{bob} . La densité de courant dans le cuivre est de 5A/mm² et est définie par la relation

$$J_{cu} = \frac{i}{S_{cu}}$$

3 rapport entre section utile de cuivre et la section totale du bobinage

où i est le courant circulant dans la bobine. On peut lier cette densité de courant avec celle du bobinage complet en introduisant le nombre de spires N :

$$J_{bob} = \frac{Ni}{S_{bob}}$$

$$S_{bob} = \alpha_f \cdot N \cdot S_{cu}$$

Nous considérerons ici que le coefficient de foisonnement α_f est égal à 2 et ceci nous donne une densité de courant moyenne dans la fenêtre de bobinage égale à 2,5A/mm². La modélisation consiste alors à assimiler la section de la bobine réelle (constituée de vide et de cuivre) à une bobine fictive uniquement constituée de cuivre dans laquelle la densité de courant est plus faible.

Une fois cette configuration des matériaux terminée, il ne reste plus qu'à préciser les conditions aux limites sur les différents segments qui constituent la frontière $\partial\Omega$. Leur configuration s'effectue de la même manière que celle des matériaux (menu PropertiesBoundary). Nous créons ici une condition Dirichlet pour laquelle on spécifie (BC Type : Prescribed A) un potentiel-vecteur nul (tous les paramètres à zéro) et une condition Neumann pour laquelle on impose un champ normal nul sur la frontière (BC Type : Mixed avec $c_0 = c_1 = 0$ ⁴). Puis ces conditions sont appliquées à chaque segment de la frontière (Sélection du segment puis Appuyer sur Espace). La description du problème étant terminée, la suite du travail est à la charge du logiciel. Il procède au maillage (par éléments triangulaires) du domaine et à la résolution du problème discret ainsi obtenu. Les outils d'affichage disponibles permettent notamment de visualiser les lignes de champ (figure 4).

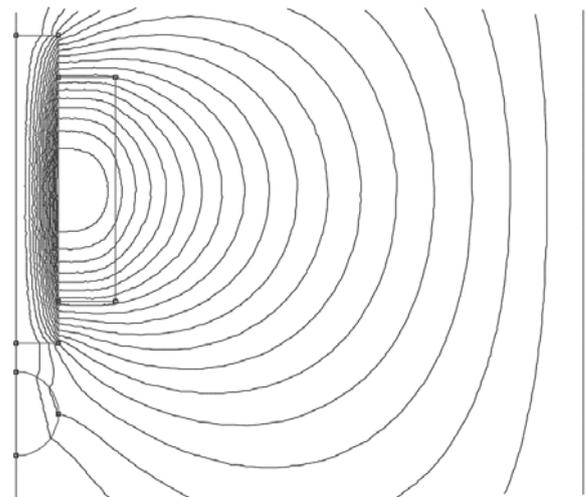


figure 4 : Lignes de champ calculées

4 pour plus d'information le lecteur pourra consulter le manuel de FEMM

Cette représentation ne donne que peu d'information sur l'intensité du champ (mise à part la concentration des lignes). Celle-ci peut être obtenue par une échelle de couleur appliquée aux éléments comme à la figure 5.

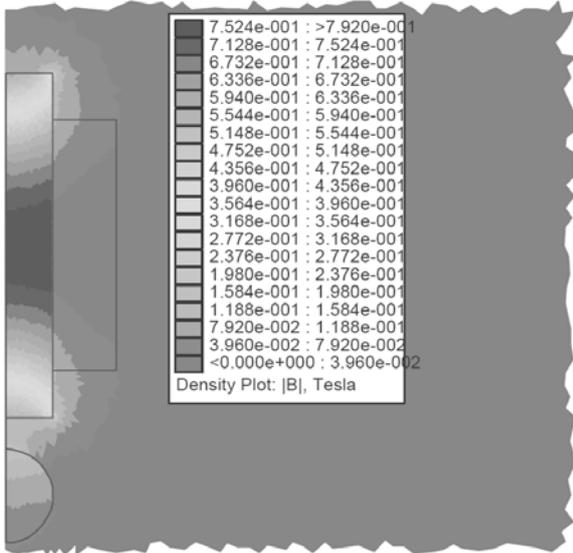


figure 5 : intensité du champ

Toutes ces données sont intéressantes du point de vue de la conception de l'actionneur mais sont trop fines pour une approche "système" où l'on souhaite piloter l'actionneur en question. Pour obtenir une information plus synthétique, le logiciel peut calculer l'intégrale de différentes grandeurs sur un ou plusieurs sous-domaines.

B. Objectif de la modélisation

S'agissant d'un convertisseur électromécanique, l'objectif est d'établir un modèle électrique et un modèle de conversion électromécanique du dispositif. Concernant la partie électrique du problème, la mise en équation est triviale puisque la tension v aux bornes de la bobine peut s'écrire

$$v = R.i + \frac{d\psi}{dt}$$

conformément à la loi d'Ohm et la loi de Faraday où ψ est le flux total dans la bobine. Or, dans le cas d'un fonctionnement linéaire (circuit magnétique non saturé), nous pouvons introduire la notion d'inductance \mathcal{L} de la bobine, telle que

$$\psi = \mathcal{L} . i$$

Le circuit magnétique étant déformable, il est évident que l'inductance \mathcal{L} varie avec la position de la sphère par rapport à l'électroaimant (position notée z – et que nous considérerons positive par convention⁵). Et donc, du point de vue électrique, la caractérisation du système consiste à évaluer l'inductance \mathcal{L} pour différentes positions de la sphère. Ensuite, du point de vue électromécanique, l'objectif de la modélisation est de calculer la force exercée par l'électroaimant sur la

sphère en fonction des grandeurs électriques (conversion d'énergie électrique en énergie mécanique). Cet aspect peut être étudié par la méthode des travaux virtuels. Celle-ci repose sur un bilan de puissance instantanée dans le système (pour lequel nous éliminons les pertes Joule⁶ en considérant la tension $v_0 = v - Ri$). Soient dW_{elec} la variation infinitésimale d'énergie électrique apportée au système (par la bobine), dW_{mag} la variation d'énergie magnétique et dW_{meca} la variation d'énergie mécanique, on peut écrire (en convention récepteur)

$$dW_{elec} = dW_{mag} + dW_{meca}$$

avec

$$\begin{aligned} dW_{elec} &= v_0 . idt \\ dW_{meca} &= F_{mag} . dz \end{aligned}$$

et en notant que

$$v_0 . dt = d\psi$$

il vient

$$id\psi = dW_{mag} + F_{mag} . dz \quad (2)$$

A partir de cette relation, nous obtenons une première expression de la force F_{mag} :

$$F_{mag} = - \left. \frac{\partial W_{mag}}{\partial z} \right|_{\psi=Cste} \quad (3)$$

L'exploitation de cette relation est problématique car il est difficile de maintenir le flux constant. La recherche d'une autre expression plus facilement utilisable passe par l'introduction de la notion de coénergie magnétique, complémentaire de l'énergie dans le plan (i, ψ) comme on peut le voir à la figure 6.

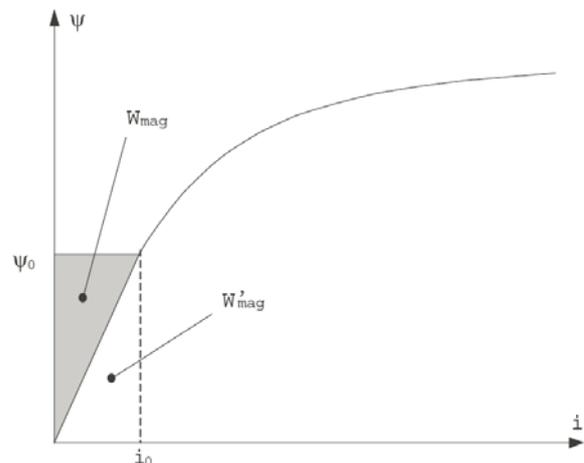


figure 6 : Caractéristique $\psi = f(i)$

Remarque 2: La coénergie magnétique est un outil de calcul qui n'a aucun sens physique.

Nous avons donc

$$W_{mag} + W'_{mag} = \psi . i$$

Calculons la différentielle de cette expression :

$$dW_{mag} + dW'_{mag} = \psi . di + i . d\psi$$

⁵ bien que z soit négatif dans le repère d'origine O de la fig 3

⁶ cette hypothèse n'enlève rien à la généralité de notre propos

Avec ce résultat, nous pouvons réécrire la relation (2) :

$$dW'_{mag} = \psi \cdot di + F_{mag} \cdot dz$$

et ceci nous permet d'établir une deuxième expression de F_{mag} :

$$F_{mag} = \left. \frac{\partial W'_{mag}}{\partial z} \right|_{i=C_{ste}} \quad (5)$$

Cette forme est intéressante car elle s'applique pour un courant constant et que cette condition est vérifiée puisque nous imposons une densité de courant constante dans le bobinage pour la simulation.

Remarque 3: Le calcul de la force ne requière pas un comportement linéaire du circuit magnétique. Toutefois, dans ce cas particulier, nous avons égalité entre énergie et coénergie. Par ailleurs, il ne faut pas oublier que la modélisation électrique n'est simple qu'à cette condition.

Nous allons donc évaluer la coénergie dans l'ensemble du domaine pour différentes configurations du circuit magnétique, i.e. pour différentes positions de la sphère. Les données fournies par FEMM sont regroupées dans le tableau ci-dessous (@ $J_{bob} = 2,5 \text{ A/mm}^2$) :

z (mm)	W'_{mag} (J)	F_{mag} (N)	$\mathbf{A} \cdot \mathbf{J}$ (H/A ²)
5	0.967	4.78	1.93
6	0.963	4.03	1.93
7	0.959	3.31	1.92
8	0.957	2.82	1.91
9	0.954	2.46	1.91
10	0.952	2.14	1.90
11	0.950	1.85	1.90
12	0.948	1.62	1.90
13	0.946	1.42	1.89
14	0.946	1.27	1.89
15	0.944	1.10	1.89

Remarque 4: La force est calculée par le logiciel à l'aide du tenseur de Maxwell. Le lecteur pourra vérifier les valeurs obtenues en utilisant l'expression (5) de cette force. Notez également celle-ci (agissant sur la sphère) est positive suivant e_z et donc orientée vers l'électroaimant : il s'agit donc d'une force d'attraction caractéristique des actionneurs à réductance variable (RV). Le deuxième point à étudier consiste à analyser la dépendance en courant de la force (que l'on imagine quadratique si le circuit magnétique est utilisé en régime linéaire). Pour cela, il n'est pas raisonnable de modifier, pour chaque position, la densité de courant dans le bobinage. Nous nous limiterons à une étude à mi-course ($z_1 = 10 \text{ mm}$) pour différentes valeurs de la densité de courant (J_{bob}). La synthèse de cette étude est présentée dans le tableau ci-dessous où ne sont indiqués que la densité de courant et la force (calculée par le logiciel FEMM) :

J_{bob} (en A/mm ²)	F_{mag} (en N)
0	0
0.5	0.00856
1	0.342
1.5	0.771
2	1.37
2.5	2.14

La modélisation mécanique est complétée par le principe fondamental de la dynamique appliqué à la sphère :

$$\sum_i \mathbf{F}_{ext/sph}^i = M_{sph} \cdot \gamma$$

où M_{sph} est la masse de la sphère, $F_{ext/sph}^i$ les forces agissant sur elle et γ son accélération.

Or, les deux forces agissant sur cette sphère sont dirigées suivant l'axe z

- la force magnétique F_{mag} exercée par l'électroaimant ($F_{mag} > 0$) fonction de la position z de la sphère et du courant dans la bobine de l'électroaimant. Ainsi, nous notons $F_{mag} = F_{mag}(z,i)$

- son poids $P_{sph} = -M_{sph} \cdot g \cdot e_z$ (avec $g = 9,81 \text{ m/s}^2$)

La modélisation mécanique de notre système requière la connaissance de la masse M_{sph} de la sphère.

$$M_{sph} = \rho_{sph} \cdot v_{sph}$$

Avec

- ρ_{sph} : masse volumique de la sphère, i.e. de l'acier (en kg/m^3)

- $v_{sph} = \frac{4}{3} \pi \cdot R_s^3$: volume de la sphère (en m^3)

Application numérique : Avec $\rho_{sph} = 7800 \text{ kg/m}^3$ et $R_s = 15 \text{ mm}$, nous obtenons

$$v_{sph} = 1,471 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3 \quad \text{et} \quad M_{sph} = 0,1147 \text{ kg}$$

La sphère en acier présente donc une masse d'environ 114,7g, correspondant à un poids approximatif de 1,125N. qui devra être compensé par l'électroaimant en régime permanent dans notre asservissement.

C. Utilisation des résultats

La modélisation par éléments finis nous a fourni des informations utiles à la modélisation globale du système. Nous avons notamment pu constater que le paramètre $\mathbf{A} \cdot \mathbf{J}$, à l'image de l'inductance \mathcal{L} de la bobine de l'électroaimant, est pratiquement constant sur toute la course utile de la sphère (pour z [en mm] $\in [5 \ 15]$ ⁸). Ainsi, la modélisation électrique se limite à considérer que $\mathcal{L}(z) = \mathcal{L} = C_{ste}$

Le comportement électrique de notre système est donc particulièrement simple, c'est-à-dire plus simple que celui que l'on pouvait envisager théoriquement (en toute rigueur) avec une inductance dépendant de la position z (nécessaire cependant à la conversion électromécanique).

L'étape suivante consiste à proposer un **modèle analytique** de cette **conversion électromécanique** à partir des relevés obtenus (tableaux du paragraphe précédent). On parlera de *modèle de conduite* car il ne s'agit pas de rattacher l'expression obtenue de la force

$$\mathcal{L} = \frac{\int_{B_{ob}} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \cdot dV}{i^2}$$

⁷ en effet, nous avons

⁸ la position extrême $z = z_{max} = 15 \text{ mm}$ correspond à une force magnétique pratiquement égale (et d'ailleurs inférieure) au poids de la sphère

$F_{mag}(z,i)$ à des considérations physiques mais plutôt d'approcher au mieux les points relevés dans le tableau.

Nous proposons une expression de $F_{mag}(z)$ (pour $J_{bob} = 2,5 \text{ A/mm}^2$) de la forme

$$F_{mag}(z) = F_0 \cdot e^{-k_f(z-z_0)}$$

avec $F_0 = 4,8\text{N}$, $z_0 = 5\text{mm}$ et $k_f = 0,167\text{mm}^{-1}$ (paramètre de réglage du modèle).

Remarque 5: La position z sera supposée positive durant l'élaboration du modèle afin que le tracé de $F_{mag}(z)$ respecte les usages courants. Mais pour l'application du principe fondamental de la dynamique, le signe négatif de z (conformément au repère) a une importance fondamentale sur le résultat obtenu et on remplacera $F_{mag}(z)$ par $F_{mag}(-z)$

Remarque 6: Nous admettrons que F_0 est en fait une fonction du courant i dans la bobine de l'électroaimant.

Remarque 7: Nous limitons l'étude de F_{mag} à $z < z_{max} = 15\text{mm}$, position au delà de laquelle l'électroaimant ne peut plus compenser le poids de la sphère.

Le nuage de points établi avec l'analyse par éléments finis et le tracé obtenu à l'aide du modèle ci-dessus sont rassemblés sur la figure 7.

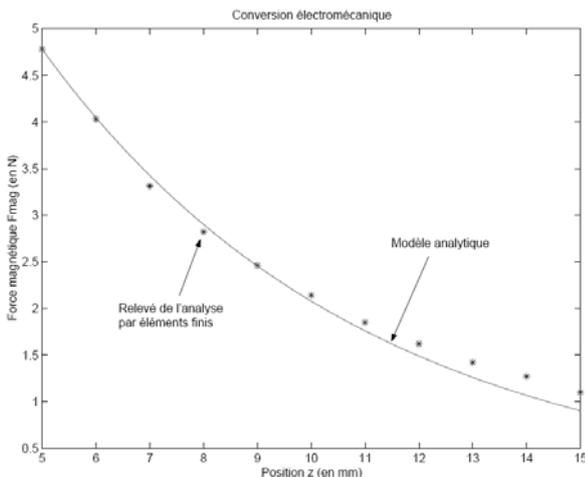


figure 7 : Conversion électromécanique, caractéristique I

Et considérons maintenant la dépendance vis à vis du courant i . Pour cela, nous passerons par une étape intermédiaire qui consiste à évaluer la relation entre F_0 et J_{bob} pour ensuite en déduire l'expression analytique de $F_0(i)$ pour laquelle il sera nécessaire d'effectuer un choix de section de fil. La figure 8 représente la valeur de $F_0 \cdot e^{-k_f(z_1-z_0)}$ en fonction de J_{bob}

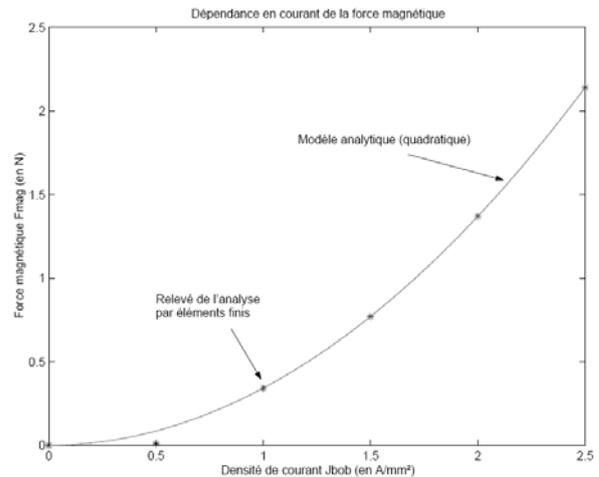


figure 8 : Conversion électromécanique, caractéristique II

Et le modèle analytique proposé est le suivant

$$F_0 \cdot e^{-k_f(z_1-z_0)} = F_{lmax} \cdot \left(\frac{J_{bob}}{J_{bobmax}} \right)^2$$

avec $F_{lmax} = 2,14\text{N}$ et $J_{bobmax} = 2,5\text{A/mm}^2$.

Ensuite vient le choix de la section du fil utilisé pour le bobinage permettant d'aboutir à un modèle final de F_{mag} , fonction de z et de i . En s'imposant une densité de courant, plus la section est petite, plus le courant sera faible dans le bobinage : ceci est intéressant du point de vue du dimensionnement de l'alimentation mais défavorable du point de vue de l'augmentation de la résistance R du bobinage. Par ailleurs, cette diminution s'accompagne d'une augmentation de l'inductance (par le nombre de spires). Ces deux effets provoquent une augmentation de la constante de temps électrique $\tau_e = L/R$ du système. Or, du point de vue de l'automaticien, ceci peut conduire à de trop fortes sollicitations au niveau de la commande pour atteindre les performances dynamiques désirées (et même nécessaires) de la sustentation magnétique.

La section S_{cu} choisie pour le bobinage devra permettre d'obtenir un courant i inférieur à un courant I_{max} donné pour la densité de courant maximale J_{cumax} . En effet, nous avons déjà posé la relation suivante $J_{cu} = i / S_{cu}$ qui, pour les valeurs maximales, nous donne

$$S_{cu} = \frac{I_{max}}{J_{cumax}}$$

Application numérique : On prendra une densité de courant classique de 5A/mm^2 avec un courant maximal de 2A dans la bobine. Pour ce courant, on trouve une section de $0,4 \text{ mm}^2$ et nous pouvons en déduire le nombre de spires en rappelant la relation

$$S_{bob} = \alpha f \cdot N \cdot S_{cu}$$

D'où avec $S_{bob} = 1600\text{mm}^2$, $S_{cu} = 0,4\text{mm}^2$ et $\alpha f = 2$:

$$N = \frac{S_{bob}}{\alpha f \cdot S_{cu}} = \frac{1600}{2 \cdot 0,4} = 2000$$

Le bobinage comporte donc 2000 spires et nous pouvons en outre évaluer son inductance dans la mesure où nous avons

$$\mathcal{L} = \frac{\int_{\text{Bob.}} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \cdot dV}{i^2} \simeq 475 \text{mH}$$

On peut aussi évaluer la valeur de résistance du bobinage en rappelant la relation

$$R = \rho_{\text{cu}} \cdot \frac{\lambda_{\text{bob}}}{S_{\text{cu}}}$$

avec $\rho_{\text{cu}} = 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$, $S_{\text{cu}} = 0,4 \text{mm}^2$, et $\ell_{\text{bob}} = 2 \cdot \pi \cdot K \cdot r_{\text{bob}} \cdot N$ ($K = 1,2^9$, $N = 2000$ et $r_{\text{bob}} = 25 \text{mm}$ est le rayon moyen), d'où $R = 7,54 \Omega$

D. Bilan de la modélisation électromagnétique

Nous pouvons maintenant effectuer la synthèse des résultats obtenus dans cette première partie de l'étude de la sustentation magnétique. Tout d'abord, la modélisation électrique de l'électroaimant sous la forme d'une résistance R en série avec une inductance \mathcal{L} (relativement) indépendante de la position de la sphère. Le modèle retenu correspond à l'équation suivante

$$v = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (7)$$

En toute rigueur nous avons en fait

$$v = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt} + i \cdot v_z \cdot \frac{dL}{dz}$$

où nous posons $v_z = dz/dt$. Il s'agit donc de vérifier à posteriori que le terme $i \cdot v_z \cdot \frac{dL}{dz}$ est bien négligeable lors des régimes transitoires (variations de position de la sphère) pour valider le modèle (7) retenu.

Ensuite, la conversion électromécanique décrite par l'expression de $F_{\text{mag}}(z,i)$:

$$F_{\text{mag}}(z,i) = F_{0\text{max}} \left(\frac{i}{i_{\text{max}}} \right)^2 \cdot e^{-k_f(z-z_0)} \quad (8)$$

pour $z_0 < z < z_{\text{max}}$ et $0 \leq i \leq I_{\text{max}}$

avec ; $F_{0\text{max}} = 4,78 \text{ N}$, $I_{\text{max}} = 2 \text{ A}$, $k_f = 0,167 \text{mm}^{-1}$ et $z_0 = 5 \text{ mm}$

Notre système est maintenant caractérisé de manière complète et on peut procéder à l'étude de l'asservissement et employer les outils de l'automatique.

9 ce coefficient rend compte du fait que le bobinage ne s'effectue pas suivant des cercles perpendiculaires à l'axe du bobinage mais plutôt suivant des courbes hélicoïdales contribuant à augmenter la longueur du bobinage. la valeur de 1,2 est totalement arbitraire et devra être confrontée à la pratique

3. Analyse de la commande

A. Linéarisation du modèle de conduite

L'adaptation du modèle élaboré plus haut à une analyse au sens de l'automatique (classique) du problème passe par une approche en "petits signaux" bien connue des électroniciens. Celle-ci consiste tout simplement à linéariser les caractéristiques du système. Ce travail ne porte en fait que sur les éléments non linéaires qui se réduisent ici à la relation de conversion électromécanique (8). Nous obtenons donc

$$F_{\text{mag}}(z, i) \simeq F_{\text{mag}}(z_M, i_M) + \partial_z F_{\text{mag}} \cdot \tilde{z} + \partial_i F_{\text{mag}} \cdot \tilde{i}$$

où \tilde{z} et \tilde{i} sont des petites variations de z et i autour de z_M et i_M

Les dérivées partielles, calculées au point (z_M, i_M) ont pour expressions

$$\begin{aligned} \partial_z F_{\text{mag}} &= -\frac{k_f \cdot F_{0\text{max}} \cdot i_M^2}{I_{\text{max}}^2} \cdot \exp[-k_f(z_M - z_0)] \\ &= -k_z < 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \partial_i F_{\text{mag}} &= \frac{2 \cdot F_{0\text{max}} \cdot i_M}{I_{\text{max}}^2} \cdot \exp[-k_f(z_M - z_0)] \\ &= k_i > 0 \end{aligned}$$

avec un courant i_M tel que $F_{\text{max}}(z_M, i_M) = M_{\text{sph}} \cdot g$

Application numérique : Pour $z_M = z_1$ nous obtenons $i_M = 1,473 \text{ A}$, $k_z = 187,9 \text{ N/m}$ et $k_i = 1,528 \text{ N/A}$.

B. Elaboration de schémas-blocs

Et en prenant la différentielle du principe fondamental de la dynamique, il vient¹⁰

$$k_z \cdot \tilde{z} + k_i \cdot \tilde{i} = M_{\text{sph}} \cdot \frac{d^2 \tilde{z}}{dt^2}$$

Cela nous permet d'établir le schéma-blocs (partiel) de la figure 9.

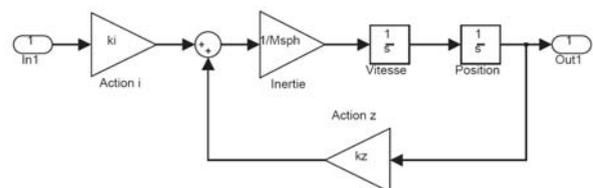


figure 9 : Action de l'électroaimant

La sortie Out1 correspond à la variation de position \tilde{z} ($\tilde{z}(p)$) par rapport à la position au repos z_M et l'entrée In1 correspond à la variation de courant \tilde{i} ($\tilde{i}(p)$) par rapport au courant de repos i_M . La fonction de transfert $T_{\text{meca}}(p)$ de ce modèle est de la forme

10 on notera la substitution de z par -z pour l'application du PFD comme cela avait été indiqué plus haut pour obtenir la cohérence entre les termes de l'équation vis à vis de l'orientation de l'axe (Oz)

$$T_{meca}(p) = \frac{\tilde{Z}(p)}{\tilde{I}(p)} = \frac{k_i}{k_z} \cdot \frac{1}{\frac{M_{sph}}{k_z} p^2 - 1}$$

en posant $k_m = \frac{k_l}{k_z}$ et $\tau_m = \sqrt{\frac{M_{sph}}{k_z}}$ il vient ;

$$T_{meca}(p) = \frac{k_m}{\tau_m^2 p^2 - 1} = \frac{k_m}{(\tau_m p - 1) \cdot (\tau_m p + 1)}$$

Cette fonction de transfert est tout à fait remarquable car on voit apparaître un pôle à partie réelle positive qui rend le système instable. De ce fait, ce système ne peut pas fonctionner en boucle ouverte. La réalisation d'un asservissement muni d'un correcteur approprié est indispensable pour atteindre l'objectif souhaité (lévitation de la sphère). Concrètement, l'instabilité en boucle ouverte conduit aux comportements suivants :

- Chute de la sphère (hors de la portée de l'électroaimant)
- Sphère collée à l'électroaimant

La modélisation n'est pas complète tant que n'a pas été pris en compte le circuit électrique de l'électroaimant. Celui ci est extrêmement simple et (pratiquement) découplé de la partie mécanique.

Nous avons en effet un système du premier ordre reliant la tension d'alimentation \tilde{v} ¹¹ (donc $\tilde{V}(p)$) et le courant dans la bobine \tilde{i} donc $\tilde{I}(p)$

$$T_{elec}(p) = \frac{\tilde{I}(p)}{\tilde{V}(p)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_e p}$$

Ceci nous permet de compléter le modèle complet (en "petits signaux") du système proposé à la figure 10.

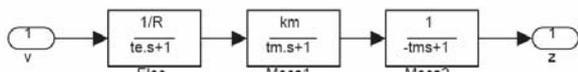


figure 10 : Modèle complet du système :

C. Proposition d'une commande

Nous avons prévu à la figure 1 de réaliser une commande de l'électroaimant à l'aide d'une structure possédant deux boucles imbriquées dont la boucle interne était dédiée au contrôle du courant. Or, ce type de commande, employé notamment pour la machine à courant continu (MCC), est imposé par la nature faiblement impédante de l'induit d'une telle machine. L'essentiel de la tension générée par l'induit résulte de sa mise en rotation (terme en $\dot{\theta}$). Le courant transitoire lors d'un démarrage n'est donc pas correctement contrôlé et nécessite une boucle de régulation dont la consigne peut éventuellement être limitée par un écrêteur. Mais ce problème ne se pose pas dans notre application pour deux raisons :

- L'impédance de la bobine de l'électroaimant est élevée par rapport à l'induit d'une MCC.
- La contribution de la partie mécanique au

¹¹ nous continuons d'appliquer la modélisation petits signaux pour la partie électrique, linéaire, afin de rester cohérent avec la partie mécanique

comportement électrique de l'électroaimant est faible. Pour ces deux raisons, la boucle de courant n'est pas utile et nous limiterons notre asservissement à une simple boucle de position. Par ailleurs, ce choix permettra d'obtenir des performances dynamiques plus élevées car l'imbrication de plusieurs boucles tend à ralentir le comportement global d'un système (même avec des boucles internes rapides).

1) Electroaimant et sphère: La fonction de transfert complète $T_{c0}(p)$ du système {Electroaimant-Sphère} s'écrit donc

$$T_{c0}(p) = \frac{-k_{c0}}{(1 + \tau_e p) \cdot (1 + \tau_m p) \cdot (1 - \tau_m p)}$$

avec $k_{c0} = k_l / R \cdot k_z$ $\tau_e = L / R$ et $\tau_m = \sqrt{\frac{M_{sph}}{k_z}}$.

En fait, le gain statique doit être complété par deux autres gains représentatifs deux autres éléments de la boucle d'asservissement (hors correcteur) :

- le hacheur d'alimentation de l'électroaimant de gain k_H
- le capteur de position de la sphère de gain k_{capt}

Une présentation plus détaillée de ces deux éléments sera effectuée au paragraphe V. Ici, nous admettrons leur modélisation sous la forme de gains purs que nous allons évaluer.

2) Hacheur: Pour le hacheur, nous utiliserons une commande M.L.I. (Modulation de Largeur d'Impulsion) à fréquence fixe F_d afin d'alimenter la bobine de l'électroaimant par des créneaux de tension ($0 \leq U_0$) à rapport cyclique α variable. La tension d'alimentation instantanée v_i de l'électroaimant peut être assimilée à sa valeur moyenne $v = \langle v_i \rangle = \alpha \cdot U_0$ si la fréquence de découpage F_d est suffisamment élevée pour que le découpage soit filtré par la nature inductive de la charge. La grandeur de pilotage du hacheur est donc le rapport cyclique α que l'on contrôle à l'aide de la commande M.L.I.. Pour cela, on envoie par exemple un signal d'entrée v_e proportionnel au rapport cyclique. Par exemple, on peut avoir une commande pour laquelle $\alpha = 0$ pour $v_e = 0V$ et $\alpha = 1$ pour $v_e = U_0$. Nous notons ΔV_e la dynamique du signal d'entrée de la commande M.L.I. et nous avons une dynamique de la tension de sortie v du hacheur égale à U_0 . Ceci nous permet de donner l'expression du gain k_H :

$$k_H = \frac{U_0}{\Delta V_e}$$

Pour l'application présente, nous prendrons $U_0 = 50V$ et $\Delta V_e = 10 V$. Ceci nous donne $k_H = 5$.

3) Capteur de position: Le capteur de position utilisé pour notre application, dont la technologie reste à préciser, présente une dynamique de son signal de sortie ΔV_{zmes} pour une dynamique de la position mesurée Δz . Son gain k_{capt} est alors égal à $\Delta V_s / \Delta z$. Il est important de rappeler ici la convention de signe concernant la mesure de z lorsque la sphère s'éloigne de l'électroaimant, la valeur de z diminue (et est

négative). Nous pouvons concevoir un capteur délivrant un signal à l'image exacte de z (compris entre $z=-5\text{mm}$ et $z = -15\text{mm}$) en fournissant une tension $V_{z\text{mes}}$ égale à $\Delta V_{z\text{mes}}$ pour $z = -5\text{mm}$

$$0 \text{ pour } z = -15\text{mm}$$

Les deux variations (d'un extrême à l'autre) étant de même signe, le gain du capteur est positif. Pratiquement, nous utiliserons un capteur ayant une dynamique de sortie de 10V et donc avec un gain de 1000V/m.

Remarque 8: Le capteur et le hacheur présentent des caractéristiques asymétriques qui ne posent pas de problème du point de vue "petits signaux" mais peuvent se révéler problématiques en "grands signaux" et lors des expérimentations réelles. La mise en place d'offsets dans la chaîne d'asservissement peut être nécessaire.

4) Système global: Le système global Electroaimant + sphère + hacheur + capteur a donc une fonction de transfert $T_c(p)$ égale à $kH.k_{\text{capt}}$. $T_c(0)$ et donc de la forme

$$T_c(p) = \frac{-k_c}{(1 + \tau_e p) \cdot (1 + \tau_m p) \cdot (1 - \tau_m p)}$$

Application numérique: En prenant comme point de repos $z = z_i$, nous obtenons ;

$$k_c = 5.40, T_e = 63\text{ms}, T_m = 24.7\text{ms}$$

Commençons par traiter le cas d'un simple correcteur proportionnel de gain Kp pour lequel nous allons étudier la stabilité du système en boucle fermée.

D. Stabilité en correction proportionnelle

Le critère (graphique) du revers n'est pas applicable ici car la fonction de transfert en boucle ouverte est à phase non minimale (présence d'un pôle à partie réelle positive). Il serait donc nécessaire d'utiliser le *critère de Nyquist* (compte du nombre de tours du lieu de Nyquist autour du point -1) mais afin d'effectuer une analyse plus fine, le *critère (algébrique) de Routh* sera privilégié ici. Nous allons donc former la table de Routh issue de l'équation (et du polynôme) caractéristique

$$1 + Kp.T_c(p) = 0$$

$$1 - Kp.k_c + \tau_e p - \tau_m^2 p^2 - \tau_e \tau_m^2 p^3 = 0$$

On pose donc le polynôme caractéristique $\Pi_c(p)$ sous la forme

$$\Pi_c(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3$$

avec : $a_0 = 1 - Kp.k_c$

$$a_1 = \tau_e$$

$$a_2 = -\tau_m^2$$

$$a_3 = -\tau_e \tau_m^2$$

A partir ce polynôme, on peut former les deux premières lignes de la table de Routh où l'on place les coefficients a_i . Plus précisément, on place a_3 et a_1 sur la première ligne puis a_2 et a_0 sur la deuxième:

p^3	$\alpha_{1,1} = a_3$	$\alpha_{1,2} = a_1$	0
p^2	$\alpha_{2,1} = a_2$	$\alpha_{2,2} = a_0$	0
p^1	$\alpha_{i,j}$...	
p^0	:	·	

A partir de la troisième ligne, on calcule les coefficients $\alpha_{i,j}$ à partir de la relation de récurrence suivante

$$\alpha_{i+2,j} = \alpha_{i,j+1} - \frac{\alpha_{i,1}}{\alpha_{i+1,1}} \cdot \alpha_{i+1,j+1}$$

Ici, nous obtenons

$$\alpha_{3,1} = a_1 - \frac{a_3}{a_2} a_0$$

$$\alpha_{3,2} = 0$$

$$\alpha_{4,1} = a_0$$

Le critère de Routh impose, pour que le système soit stable, que tous les coefficients de la première colonne de la table soient non nuls et de même signe¹². Or, les deux coefficients imposés par le polynôme caractéristiques (a_1 et a_3) sont négatifs. Il faut donc que

$$\alpha_{3,1} < 0 \text{ et } \alpha_{4,1} < 0$$

pour $\alpha_{4,1}$ nous avons donc : $kP > 1 / k_c$ avec $k_c > 0$

et pour $\alpha_{3,1}$, il vient : $kP < 0$

Les deux conditions sont incompatibles. Le système n'est pas stabilisable avec un simple correcteur P et on peut donc prévoir qu'un correcteur P.I. ne convient pas non plus. Cette stabilité recherchée ne peut venir que d'un apport de phase mais l'approche classique pour une représentation externe du système n'est pas appropriée car elle repose sur le critère du revers. Il est donc préférable de procéder à une formulation par variables d'état et synthétiser un correcteur par retour d'état¹³ basé sur les informations fournies par un observateur.

E. Représentation par variable d'état

S'agissant d'un modèle linéarisé et invariant dans le temps, il est possible de le décrire par un système différentiel linéaire du premier ordre relatif à un vecteur appelé vecteur d'état x piloté par le signal d'entrée scalaire v_e et par une équation vectorielle faisant le lien entre cet état x et la sortie du système $Vz.mes$.

¹² dans le cas contraire, le nombre de changements de signe est égal au nombre de pôles instables de la fonction de transfert en boucle fermée

¹³ qui est parfois qualifié d'avance de phase généralisé

Ces équations sont

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}v_e \\ v_{z.mes} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (9)$$

où A, B et C sont des matrices (de dimensions appropriées) constituant le modèle du système.

Remarque 9: Dans certains cas, il existe un lien direct entre $v_{z.mes}$ et v_e dans la deuxième équation par un terme D.ve.

Cette mise en équation n'est pas unique: il existe une infinité d'états pouvant décrire un système donné. En effet, on peut transformer cette représentation en posant $\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{z}$ où P est la matrice de passage (inversible) entre l'état z et l'état x. Nous obtenons alors le modèle suivant

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{z} + \tilde{\mathbf{B}}v_e \\ v_{z.mes} = \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{z} \end{cases}$$

avec

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P} \\ \tilde{\mathbf{B}} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B} \\ \tilde{\mathbf{C}} = \mathbf{C}\mathbf{P} \end{cases}$$

Certaines formes sont plus appropriées que d'autres en fonction du travail à effectuer. Par exemple, il est possible de traduire une fonction de transfert en un modèle d'état de manière immédiate sous une forme dite commandable.

Soit la fonction de transfert $T(p)$ de la forme :

$$T(p) = \frac{b_1 p^{n-1} + \dots + b_n}{p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n} \quad (10)$$

la représentation d'état correspondante donne les matrices A, B et C suivantes:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix},$$

$$B = (0 \ \dots \ 0 \ 1)^t, \quad C = (b_n \ \dots \ b_1)$$

Dimensions de matrices:

Le vecteur d'état x est de dimension n (ordre du dénominateur de T(p))

- Matrice A : n x n
- Matrice B : n x 1
- Matrice C : 1 x n

On dit alors que le système est d'ordre n (dimension du vecteur d'état).

F. Application à l'électroaimant

Il s'agit de développer la fonction de transfert $T_c(p)$ que l'on rappelle ici

$$T_c(p) = \frac{-k_c}{(1 + \tau_e p) \cdot (1 + \tau_m p) \cdot (1 - \tau_m p)}$$

en développant le dénominateur puis en le factorisant par le coefficient du terme de plus haut degré afin d'obtenir un polynôme de la forme (10). Nous obtenons donc

$$T_c(p) = \frac{b_3}{p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3}$$

Application numérique: En remplaçant les paramètres par leurs valeurs, il vient

$$\begin{aligned} b_3 &= 139850 \text{ m.V.s}^{-3} \\ a_1 &= 15.808 \text{ s}^{-1} \\ a_2 &= -16398 \text{ s}^{-2} \\ a_3 &= -258948 \text{ s}^{-3} \end{aligned}$$

Et nous pouvons expliciter les matrices A, B et C du modèle d'état:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C = (b_3 \ 0 \ 0)$$

G. Commandabilité et observabilité

Après le passage au formalisme d'état, la suite logique consiste à mettre en oeuvre une correction par retour d'état permettant d'identifier le comportement du système bouclé à une fonction de transfert imposée (éventuellement pour satisfaire un critère d'optimisation). Mais avant cela, il convient de vérifier que le système est commandable (avant d'élaborer une commande) et observable (car nous allons devoir réaliser un observateur d'état pour cette commande). Les propriétés de *commandabilité* et d'*observabilité* sont vérifiables par l'étude du rang des matrices de commandabilité $\mathcal{C}_{A,B}$ et d'observabilité $\mathcal{O}_{A,C}$ définies comme suit (pour un système d'ordre n)

$$\mathcal{C}_{A,B} = (B, AB, \dots, A^{n-1}B)$$

$$\text{et } \mathcal{O}_{A,C} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix}$$

Et pour notre application, nous avons simplement ;

$$\mathcal{C}_{A,B} = (B, AB, A^2B) \quad \text{et} \quad \mathcal{O}_{A,C} = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{pmatrix}$$

Pour qu'un système d'ordre n soit commandable, il faut

$$\text{Rang } \mathcal{C}_{A,B} = n$$

et pour qu'il soit observable, il faut :

$$\text{Rang } \mathcal{O}_{A,C} = n$$

Dans le cas de systèmes monovariables, comme ici, ces conditions sont respectivement équivalentes à

$$\det C_{A,B} \neq 0 \text{ et } \det O_{A,C} \neq 0$$

et pour notre application, ces matrices sont :

$$C_{A,B} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -a_1 \\ 1 & 0 & a_1^2 - a_2 \end{pmatrix}$$

$$O_{A,C} = b_3 \cdot \mathbb{I}_3$$

où \mathbb{I}_3 est la matrice identité d'ordre 3. Et donc, il vient

$$\begin{cases} \det C_{A,B} = -1 \\ \det O_{A,C} = b_3^3 \end{cases}$$

Le système est donc commandable et observable. Ces propriétés nous permettent de poursuivre notre étude avec la garantie que la réalisation de la commande (retour d'état et observateur) est possible.

H. Retour d'état

Le retour d'état consiste à appliquer au système une commande v_e de la forme

$$v_e = k \cdot v_{z.cons} - K \cdot x$$

où k est un scalaire et K est un vecteur ligne de la forme $(k_3 \ k_2 \ k_1)$

L'étude du retour d'état s'effectue tout d'abord en terme de régulation ($v_{z.cons} = 0$). Nous avons alors

$$v_e = -K \cdot x$$

et nous pouvons réécrire l'équation d'état en conséquence

$$\dot{x} = (A - BK)x$$

avec

$$A - BK = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3 - k_3 & -a_2 - k_2 & -a_1 - k_1 \end{pmatrix}$$

La matrice A est remplacée par une nouvelle matrice $A' = A - BK$ gardant une forme canonique commandable. On voit ici l'intérêt de cette représentation d'état car le polynôme caractéristique de A' , et donc la dynamique du système bouclé, peut être imposé directement par identification de ces coefficients à ceux d'un polynôme imposé (placement de pôles).

Ce polynôme imposé peut être déterminé par optimisation d'un critère: ceci est l'objet d'un domaine de l'automatique appelée commande optimale. Dans le cas présent, nous nous limiterons à l'identification du

polynôme caractéristique à celui d'un filtre de Butterworth (du 3ème ordre) $H_B(p)$:

$$H_B(p) = \frac{1}{(1 + p/\omega_0) \cdot (1 + p/\omega_0 + p^2/\omega_0^2)}$$

dont le polynôme caractéristique $\Pi_B(p)$ est le suivant

$$\begin{aligned} \Pi_B(p) &= p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3 \\ &= p^3 + \beta_1 p^2 + \beta_2 p + \beta_3 \end{aligned}$$

Nous imposons une pulsation ω_0 de 20rad/s. Pour donner une idée des performances dynamiques (raisonnables) que l'on peut attendre avec ce choix, la réponse indicielle de ce filtre de Butterworth est donnée à la figure 11.

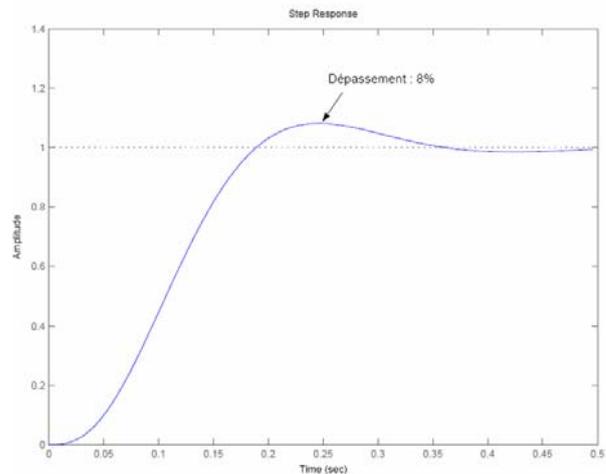


figure 11 : Réponse indicielle de $H_B(p)$

Notons les valeurs numériques des coefficients de $\Pi_B(p)$:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 40 \\ \beta_2 &= 800 \\ \beta_3 &= 8000 \end{aligned}$$

et par identification de ces coefficients à ceux de la demi ère ligne de la matrice $A - BK$ (au signe près), nous obtenons les coefficients du retour d'état K :

$$\begin{aligned} k_1 &= 24,2 \\ k_2 &= 2439 \\ k_3 &= 33894 \end{aligned}$$

Une fois la dynamique de la boucle établie, il ne faut pas oublier le terme $k \cdot v_{z.cons}$ de la commande pour laquelle il faut fixer la valeur de k . Nous choisissons d'obtenir un retour unitaire de l'ensemble et pour cela, k doit satisfaire la relation suivante

$$k^{-1} = -C \cdot (A - BK)^{-1} \cdot B$$

La valeur de k nécessaire est donc égale à 57.2×10^{-3} .

I. Observateur d'état

Le retour d'état que nous venons d'effectuer suppose que l'état x du système est connu (soit mesuré soit estimé). Or, la seule mesure que nous effectuons sur le

système est la position de la sphère ¹⁴. Il va donc falloir reconstruire l'état à partir de cette seule mesure.

Nous avons déjà montré que ceci était possible en prouvant que le système était observable mais il est toutefois nécessaire de réaliser cet observateur. L'observateur délivre une estimation \hat{x} à partir du modèle suivant:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv_e + R(v_{z,cons} - C\hat{x}) \quad (11)$$

pour lequel on doit régler $R = (r_1 \ r_2 \ r_3)^t$ afin d'atténuer rapidement l'erreur d'estimation $\tilde{x} = x - \hat{x}$. Or, la dynamique de cette erreur est obtenue par soustraction de l'équation d'état du système réel par celle (11) du modèle d'estimation:

$$\dot{\tilde{x}} = (A - RC)\tilde{x}$$

avec $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0) = x_0 - \hat{x}_0$.

Nous pouvons utiliser la même méthode que pour la synthèse du retour d'état ¹⁵. Toutefois, il faut noter que le calcul n'est pas aussi immédiat car la forme commandable n'est pas appropriée: il existe pour cela une forme canonique observable. Ceci ne pose heureusement pas de problème dans la mesure où il s'agit d'un système du 3ème ordre pour lequel le calcul du polynôme caractéristique reste simple.

La dynamique nécessaire pour l'observateur doit être 4 à 6 fois plus rapide ¹⁶ que celle du retour d'état pour que le système fonctionne globalement correctement. Ceci est dû au fait que le retour d'état doit utiliser une image assez fidèle de l'état réel pour que la commande soit efficace.

Pour cela, nous prendrons une dynamique de type Butterworth (comme pour le retour d'état) avec une pulsation ω_0 de 100rad/s. Le polynôme obtenu s'écrit donc

$$\Pi_R(\lambda) = \lambda^3 + \mu_1\lambda^2 + \mu_2\lambda + \mu_3$$

avec

$$\begin{aligned} \mu_1 &= 200 \\ \mu_2 &= 20000 \\ \mu_3 &= 1000000 \end{aligned}$$

Calculons maintenant le polynôme caractéristique lié à la dynamique de l'observateur:

$$\begin{aligned} \Pi_R(\lambda) &= \det(\lambda I_3 - (A - RC)) \\ &= \lambda^3 + c_1\lambda^2 + c_2\lambda + c_3 \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} c_1 &= r_1.b_3 + a_1 \\ c_2 &= r_1.b_3.a_1 + r_2.b_3 + a_2 \\ c_3 &= r_1.b_3.a_2 + r_2.b_3.a_1 + r_3.b_3 + a_3 \end{aligned}$$

14 on pourrait envisager la mise en place d'un capteur de courant au niveau de la bobine mais ceci augmenterait la complexité du système et son coût

15 il existe également une méthode systématique de synthèse d'observateurs et de retour d'état utilisant la formule d'Akerman surtout présentée dans la littérature anglo-saxonne

16 cette règle est totalement empirique et issue de l'expérimentation de commandes par retour d'état avec observateur

où l'on peut remplacer les coefficients a_1, a_2, a_3 et b_3 par leurs valeurs et identifier les coefficients c_1, c_2 et c_3 à μ_1, μ_2 et μ_3 . Ceci nous conduit à un système de 3 équations à 3 inconnues ($r_1 \ r_2 \ r_3$) à résoudre :

$$\begin{cases} 1.39 \times 10^5 .r_1 = 184.2 \\ 2.21 \times 10^6 .r_1 + 1.39 \times 10^5 .r_2 = 21639 \\ -229 \times 10^6 .r_1 + 2.21 \times 10^6 .r_2 + 1.39 \times 10^5 .r_3 = 1.03 \times 10^6 \end{cases}$$

La forme triangulaire de ce système rend sa résolution triviale, nous avons

$$\begin{aligned} r_1 &= 1,317.10^{-3} \\ r_2 &= 133,9.10^{-3} \\ r_3 &= 7,379 \end{aligned}$$

Ce résultat met un terme au calcul du correcteur de notre système car nous disposons d'un retour d'état imposant une certaine dynamique à notre asservissement et l'état nécessaire à son fonctionnement est délivré par l'observateur que nous venons de synthétiser. En effet, l'évolution de l'état estimé est alors simplement décrite par l'équation (11) pour laquelle il est toutefois nécessaire :

- de connaître les matrices A, B et C, i.e. le modèle du système
- d'imposer une valeur initiale \hat{x}_0 au vecteur \hat{x}

Maintenant que la conception de notre asservissement est terminée, nous pouvons procéder à une évaluation de ses performances aux travers de simulations sous MATLAB/SIMULINK .

4. Simulation de l'asservissement

A. Simulation en petits signaux

Nous proposons ici les résultats de simulation en petits signaux de notre modèle avec le correcteur et l'observateur d'état qui viennent d'être établis afin de vérifier leurs performances dans le cadre des hypothèses avec lesquelles ils ont été synthétisés. On pourra de ce fait vérifier que le couplage des dynamiques respectives du correcteur et de l'observateur ne conduit pas à une détérioration des performances prévues. Le schéma-blocs utilisé pour cette simulation est présenté à la figure 12.

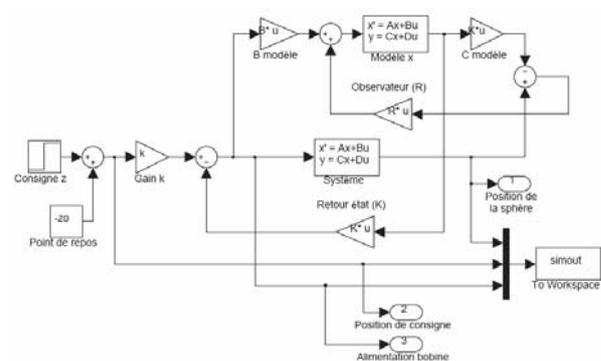


figure 12 : Schéma bloc du système

La simulation effectuée consiste tout d'abord à réguler la position de la sphère autour de $z = -10\text{mm}$ (condition initiale: $z = 0$) puis à appliquer un échelon de consigne (+ 1mm). Nous visualisons (figure 13) la consigne de position et la position réelle (où plutôt le signal délivré par le capteur de position 0-10V et la consigne correspondante).

B. Limites de la simulation

La simulation qui vient d'être effectuée n'est pas totalement fidèle au comportement réel du système pour deux raisons principales:

- le modèle utilisé pour cette simulation est établi à partir de la linéarisation du modèle électromagnétique établi par la méthode des éléments finis.
- nous avons simplifié la modélisation du circuit électrique (bobine de l'électroaimant) en négligeant le terme $i.v.z.(dL/dz)$ dans l'expression de la tension aux bornes de la bobine.

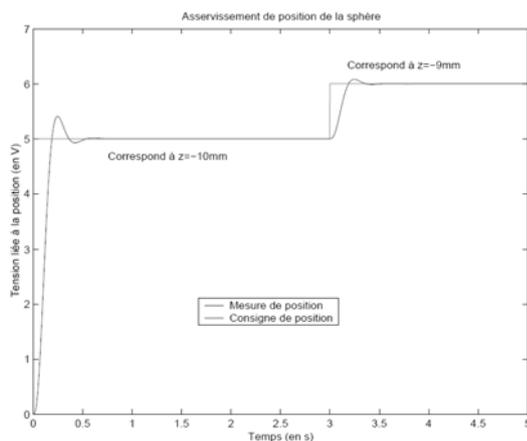


figure 13 : Résultat de simulation

Sur le premier point, on peut garantir un comportement réel proche de la simulation lorsqu'on étudie de petites variations autour du point de fonctionnement. Typiquement, si on effectue un échelon de consigne de position de l'ordre du millimètre, on peut considérer que le résultat de simulation est une représentation fidèle du comportement réel (tout du moins si la deuxième hypothèse est justifiée).

C. Validité du modèle électrique

Nous allons étudier la deuxième hypothèse en évaluant la cohérence du résultat de simulation avec celle-ci. C'est-à-dire que nous allons calculer approximativement la tension induite par la variation de position obtenue lors la simulation de la figure (13) et vérifier qu'elle reste faible par rapport à la tension appliquée en régime établi. De manière grossière, on peut considérer que dL/dz est égal à 1H/m sur toute la plage de variation de z . Ensuite, on note que le courant i_0 nécessaire au maintien de la sphère pour $z = -10\text{mm}$ est de l'ordre de 1,45A et que la vitesse maximale de la sphère pendant l'échelon de consigne (à $t = 3$ s) est de l'ordre de 8mm/s. De ce fait, nous avons une tension

$i.v.z.(dL/dz)$ d'environ 11.6mV qui est bien négligeable devant la tension $R.i_0$ appliquée au bobinage en régime établi qui est égale à 10,9V.

5. Aspects technologiques :

A. Objectifs

L'objectif de cette section est d'analyser les solutions technologiques concernant les sous-systèmes qui n'ont pas été étudiés jusqu'à maintenant:

- le hacheur d'alimentation de l'électroaimant d'une part
- le capteur de position de la sphère d'autre part

Dans les deux cas, le document traite de choix précis afin d'identifier les contraintes et la démarche à suivre en terme de conception mais il est également indiqué que des alternatives sont possibles.

B. Hacheur d'alimentation de l'électroaimant

1) Synthèse du convertisseur: La solution retenue pour l'alimentation de l'électroaimant est le hacheur plutôt que l'amplificateur linéaire. Avec cette solution, on peut minimiser les pertes et donc le dissipateur thermique servant au refroidissement des composants et ainsi gagner en compacité. Toutefois, cette solution présente un inconvénient majeur: le découpage est susceptible de provoquer des perturbations électromagnétiques (problèmes de C.E.M.) et des vibrations de l'électroaimant (par des forces pulsatoires à haute fréquence et éventuellement par magnétostriction). Cet effet n'a pas d' incidence particulière sur le confort d'utilisation, car nous pouvons facilement choisir une fréquence de découpage au delà du spectre audible ($F_d \geq 20\text{kHz}$) mais elle rend problématique l'usage d'un télémètre à ultrasons pour la mesure de position de la sphère. En effet, il faudrait choisir une fréquence de découpage supérieure à la fréquence de l'émetteur pour s'assurer du bon fonctionnement de l'ensemble. Or, la fréquence de fonctionnement classique des transducteurs à ultrasons est soit de 40kHz, soit de 90kHz. Ceci impose un découpage à 100kHz par exemple: bien que ce ne soit pas problématique en soit, du point de vue de l'alimentation de l'électroaimant, il n'est pas utile d'avoir une fréquence si élevée car la constante de temps électrique τ_e de l'électroaimant est de 63ms. Ainsi, avec une fréquence de découpage de 20kHz, nous avons une période $T_d = 1/F_d = 50 \mu\text{s}$. Cette période est déjà très petite devant la constante de temps et le courant présenterait une ondulation faible. Par ailleurs, le retard statistique $T_d/2$ occasionné par la commande MLI dans un tel hacheur est négligeable devant le temps de réponse attendu par notre système en boucle fermée. On peut donc négliger ce retard pur et assimiler le hacheur et sa commande à un gain pur: ce choix pour la modélisation était donc justifié¹⁷.

¹⁷ l'hypothèse faite pour l'étude de l'asservissement est donc vérifiée à postériori

Intéressons nous maintenant à la structure de notre hacheur. Pour cela, on envisage les éventuelles réversibilités des sources pour synthétiser le convertisseur approprié. Dans notre cas, nous disposons en entrée d'une source de tension alternative (secteur) redressée avec le très classique (et très polluant) redresseur à capacité en tête qui crée donc une source de tension unidirectionnelle en tension et en courant. En sortie, l'électroaimant est une source de courant qui est, à priori, bidirectionnelle en tension et en courant, mais nous avons montré que la dépendance en courant de la force générée par l'électroaimant était quadratique; de ce fait, la réversibilité en courant n'est pas utile. De la même façon, la réversibilité en tension n'est pas nécessaire et ne justifie pas une augmentation de la complexité du convertisseur. La structure permettant de respecter ces contraintes est le hacheur série présenté à la figure 14.

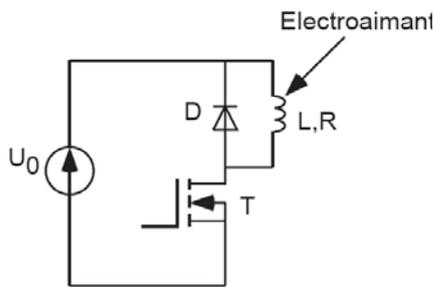


figure 14 : Hacheur d'alimentation de l'électroaimant

Pour une tension d'alimentation U_0 égale à 50V, la technologie MOSFET est la plus appropriée pour le transistor T car elle assure des pertes faibles tout en autorisant une fréquence de fonctionnement élevée.

Remarque 10: On pourrait utiliser la même structure en permutant le transistor et l'ensemble Diode + Charge mais la configuration de la figure 14 présente l'avantage de fixer la source du MOSFET à la masse (référence de potentielle), ce qui permet d'en faciliter la commande.

2) Calcul de l'ondulation du courant dans la charge: Pendant une période de découpage, nous pouvons distinguer deux phases de fonctionnement et deux états distincts du convertisseur.

Pendant la première phase, nous supposons que le transistor est passant. La diode est alors bloquée et nous avons la tension U_0 aux bornes de la charge. Ensuite, durant la deuxième phase, on bloque le transistor et par continuité du courant dans la charge, la diode entre en conduction : la tension aux bornes de la charge est alors nulle. La première phase a une durée αT_d tandis que la deuxième phase a une durée $(1 - \alpha)T_d$ (la période complète a bien évidemment une durée T_d). On peut alors retrouver l'expression de la moyenne v de la tension instantanée v_i aux bornes de l'électroaimant:

$$v = \alpha \cdot U_0$$

Le courant moyen $\langle i \rangle$ dans la charge est lié à cette tension et à la résistance R de la bobine:

$$\langle i \rangle = \frac{\alpha U_0}{R}$$

Et nous avons une évolution du courant instantané $i(t)$ de la forme

$$i(t) = \frac{U_0}{R} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) \right) + i(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) \quad t \in]0, \alpha T_d] \quad (12)$$

et

$$i(t) = i(\alpha T_d) \cdot \exp\left(-\frac{t - \alpha T_d}{\tau_e}\right), \quad t \in]\alpha T_d, T_d] \quad (13)$$

avec la relation de continuité $i(0) = i(T_d)$ correspondant au fonctionnement en régime établi de la structure.

Or, nous avons une période de découpage T_d petite devant la constante de temps électrique τ_e . Nous pouvons donc procéder aux développements limités des expressions (12) et (13) du courant $i(t)$ dans la bobine:

$$i(t) = \left(\frac{U_0}{R} - \frac{i(0)}{\tau_e} \right) t, \quad t \in]0, \alpha T_d] \quad (14)$$

et

$$i(t) = i(\alpha T_d) - \frac{i(\alpha T_d)}{\tau_e} (t - \alpha T_d), \quad t \in]\alpha T_d, T_d] \quad (15)$$

toujours avec la même relation de continuité. On peut en déduire

$$i(0) = i(\alpha T_d) \left(\frac{\tau_e - (1 - \alpha) T_d}{\tau_e} \right)$$

et il est aisé de faire le lien entre les valeurs de $i(t)$ à $t = 0$ et $t = \alpha T_d$ d'une part et le courant moyen, noté $\langle i \rangle$, d'autre part:

$$\langle i \rangle = \frac{i(0) + i(\alpha T_d)}{2} = i(\alpha T_d) \left(\frac{2\tau_e - (1 - \alpha) T_d}{2\tau_e} \right)$$

et donc comme $\langle i \rangle = \alpha \cdot U_0 / R$ nous avons :

$$i(\alpha T_d) = \frac{\alpha U_0}{R} \cdot \left(\frac{2\tau_e}{2\tau_e - (1 - \alpha) T_d} \right)$$

$$i(0) = \frac{\alpha U_0}{R} \cdot \left(\frac{2(\tau_e - (1 - \alpha) T_d)}{2\tau_e - (1 - \alpha) T_d} \right)$$

On en déduit donc l'ondulation Δi du courant dans la bobine :

$$\Delta i = i(\alpha T_d) - i(0) = \frac{\alpha U_0}{R} \cdot \left(\frac{2(1 - \alpha) T_d}{2\tau_e - (1 - \alpha) T_d} \right)$$

qui peut nous donner une indication sur le courant moyen minimal nécessaire pour éviter un fonctionnement en régime discontinu pour lequel il existe une phase de fonctionnement pendant laquelle le courant s'annule dans la bobine (i.e. la force exercée par l'électroaimant sur la sphère s'annule).

Le tracé de Δi en fonction du rapport cyclique α (avec $U_0 = 50V$, $R = 7.54 \Omega$, $\tau_e = 63ms$ et $T_d = 50\mu s$) est donné à la figure 15. On constate que l'ondulation maximale Δi_{max} obtenue pour $\alpha = 0.5$ reste faible (environ 1,3 mA) et ne limitera pas la plage d'utilisation en régime continu du convertisseur. En effet, nous avons déjà vu que pour $z = z_0$ par exemple, le courant dans la bobine est de 1,45A (ce qui correspond d'ailleurs à une tension moyenne d'environ 10,9V et à un rapport cyclique

$\alpha = 0,218$ conduisant à une ondulation de courant encore plus faible).

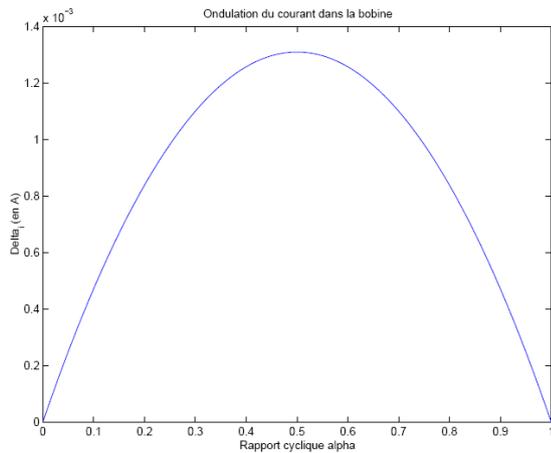


figure 15 : Tracé de Δ_i en fonction de α

C. Capteur de position de la sphère

La réalisation d'une mesure sans contact mécanique passe par l'emploi d'une technologie appropriée qui doit posséder deux qualités majeures:

- Rapidité
- Précision

Une solution très répandue consiste à placer la sphère sur le chemin d'un rayon lumineux produit par une lampe et capté par une photorésistance. Ces deux éléments doivent ensemble, permettre d'évaluer la position de la sphère à partir de son ombre sur le capteur optique. Il faut noter toutefois qu'il est nécessaire de se préoccuper des contraintes liées l'utilisation d'un capteur optique en environnement ouvert (l'utilisateur doit pouvoir voir léviter la sphère). Les deux perturbations de tout système optique sont :

- la lumière ambiante
- la poussière

La sensibilité à la lumière ambiante peut être limitée par l'utilisation de filtres limitant la partie du spectre visible utilisée pour la mesure et donc rendre le système moins sensible à la lumière ambiante. Ceci n'est pas obligatoirement nécessaire mais peut être utilisé le cas échéant si un problème est rencontré dans la pratique. Par contre, la sensibilité à la poussière est inévitable et impose un nettoyage régulier des différents éléments du capteur.

Intéressons nous maintenant à la source lumineuse. Pour que la mesure de position soit efficace, les rayons lumineux générés par la source doivent être parallèles. Or, ceci n'est pas le cas pour lampe à incandescence; pour obtenir ce résultat, l'emploi d'une lentille peut être envisagé. Une représentation du dispositif est proposée à la figure 16

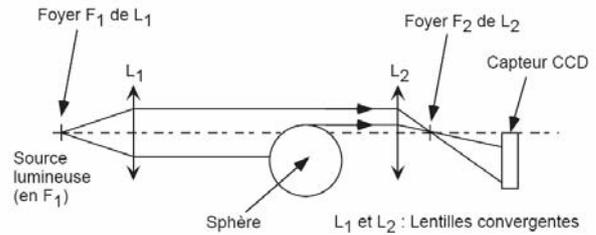


figure 16 : Capteur de position optique

Sur la figure, un capteur CCD est proposé, plutôt qu'une photorésistance. En effet, on pourra avec un tel dispositif obtenir une caractéristique de capteur linéaire en fonction de la position mais il est à noter que cela n'est pas indispensable. Il faudra néanmoins se soucier de la non-linéarité du capteur dans le cas de l'utilisation d'une simple photorésistance (avec ou sans lentilles).

6. Conclusion

Au travers de ce document, nous avons pu traiter l'étude de la sustentation magnétique qui se révèle être une application particulièrement riche du génie électrique. En effet, elle nous a permis de mettre en oeuvre des compétences dans l'ensemble des disciplines enseignées en deuxième cycle universitaire de l'E.E.A. :

- électromagnétisme pour la modélisation du système électroaimant/sphère
- mathématiques appliquées pour l'utilisation de la méthode des éléments finis dans le calcul effectif des champs
- électrotechnique pour le calcul des forces exercées par l'actionneur (électroaimant),
- automatique pour la modélisation complète du système et pour l'élaboration de sa commande
- électronique de puissance pour l'étude de l'alimentation de puissance de l'électroaimant
- notions de physique des capteurs et d'optique pour la mesure de position de la sphère

La suite logique de cette étude théorique est la réalisation de la maquette et l'expérimentation réelle de la commande. Il s'agira de valider par la pratique les résultats établis dans ce document et vérifiés au travers de simulations numériques sur ordinateur. Ce travail expérimental pourra s'appuyer sur une carte DSPACE (à base de DSP) pilotée à partir de MATLAB / SIMULINK .

REFERENCES

[MEV 03] Modèles et formulations en électromagnétisme, Traité EGEM, G

MEUNIER, Editions Hermès, 2003

[AND 00] Cours d'automatique - Commande linéaire des systèmes dynamiques, B. D'ANDREA-NOVEL, M. COHEN DE LARA, Les presses de l'Ecole des Mines de Paris, 2000

[SAI96] Calcul scientifique, L. SAINSAULIEU, Masson, 1996

Les applications scientifiques et industrielles des logiciels libres (10 mai 2005, Paris SEE)

JEAN-PHILIPPE ILARY

Lycée Jules Ferry, 29 rue du Maréchal Joffre
78000 Versailles

Résumé : Organisée par ISA-France et la SEE en partenariat avec GIMELEC, cette journée s'est déroulée à la SEE, 17 rue Hamelin, Paris 16^{ème} le mardi 10 mai 2005.

Les logiciels libres, du haut de leurs vingt ans, occupent une place de plus en plus importante au sein des administrations et entreprises. Ces logiciels offrent-ils les mêmes services et possibilités que les logiciels concurrents commerciaux. Quels sont leurs coûts de mise en service et d'exploitation ? L'utilisateur est-il réellement indépendant en utilisant des logiciels Open Source ?

Les différents intervenants ont essayé de répondre à ce type de questions à travers diverses expériences de chercheurs et d'industriels.

1. Programme de la journée

- Tutorial introductif sur le statut des logiciels libres. (Jean-Pierre Hauet – Associate Partner BEA Consulting)
- Linux et les logiciels libres Mandriva (ancienne distribution MandrakeLinux) (François Bancilhon)
- INRIA : le calcul numérique – Scilab. (Claude Gomez développeur Scilab)
- Maxima : le calcul formel. (Marc Giusti - Directeur du laboratoire STIX École Polytechnique)
- Esterel : les automates – applications. Possibilités actuelles et perspectives. (Valérie Roy – Centre de mathématiques appliquées de l'école des mines de Paris)
- Synthèse sur les logiciels scientifiques libres: Octave, Scilab et Open Modelica. (Thierry Bastogne)
- PSA : exemples d'intégration de logiciels libres Linux et Scilab. (Thierry Cambois)
- CNES/ONERA : CARINS, un logiciel de simulation pour les procédés complexes. (Vincent Leudière (CNES) et Gérard Ordonneau (ONERA))
- Table ronde et conclusions. Animée par Michel Laurent – Rédacteur en Chef du magazine Instrumentation & Systèmes avec la participation de Jean-Marc Molina, Délégué Général adjoint du GIMELEC.

2. Comité d'organisation

- **Jean-Pierre Hauet :** Président ISA-France - Associate Partner BEA Consulting
- **Micheline Bertaux :** SEE
- **Jean-Pierre Dalzon :** Senior ISA Member
- **John Masse :** Directeur de la société Appedge

3. Préambule aux logiciels libres

Derrière le terme Free (Free Software et Freeware) se cachent deux interprétations différentes, apparues vers les années 1982 et 1984, et pouvant se compléter :

La première fait ressortir le côté gratuit du logiciel ; c'est le cas des Freewares (gratuits en Français).

Par contre, la deuxième se rapproche plutôt de la notion de libre ; cas des logiciels libres.

Tout ceci induit la phrase suivante :

« Free software is not freeware »

3.1. Les freewares

Cette notion a été introduite par Andrew FLUEGELMAN (juriste de San Fransisco et éditeur de PC Magazine) en 1982, lors de la diffusion de son logiciel PC TALK.

Ce type de logiciels est d'utilisation gratuite, tout en conservant les droits de propriété intellectuelle et est le plus souvent téléchargeable sur le NET. Il est interdit de modifier le logiciel sans autorisation (en général pas d'accès aux sources). L'un des exemples le plus commun est Adobe Acrobat® Reader. De plus amples explications sur les freewares sont aisément disponibles sur le NET. Par exemple, l'adresse ci-dessous, explique de façon pédagogique cette notion de

freewares pour toute personne voulant écrire un programme sous freeware.

<http://www.masef.com/medec/historique.htm>



3.2. Notion de logiciels libres

Cette idée est apparue lors de la création du projet GNU sous l'impulsion de Richard STALLMAN en 1984 afin de développer un système d'exploitation complet, semblable à Unix (<http://www.gnu.org/home.fr.html>). Ce projet fut complété en 1991 par Linus TORVALDS avec GNU/Linux.

L'expression «Logiciel libre» fait référence à la liberté et non pas au prix. Pour comprendre le concept, il est nécessaire de penser à la «liberté d'expression» et non pas à «l'entrée libre».

L'expression «**Logiciel libre**» fait référence à la **liberté** pour les utilisateurs **d'exécuter, de copier, de distribuer, d'étudier, de modifier et d'améliorer le logiciel**. Plus précisément, elle fait référence à quatre types de liberté pour l'utilisateur du logiciel :

- La liberté d'exécuter le programme, pour tous les usages (liberté 0),
- La liberté d'étudier le fonctionnement du programme, et de l'adapter aux besoins de l'utilisateur (liberté 1). Pour ceci, l'accès au code source est une condition requise,
- La liberté de redistribuer des copies, donc d'aider son voisin, (liberté 2),
- La liberté d'améliorer le programme et de publier ses améliorations, pour en faire profiter toute la communauté (liberté 3). Là encore, l'accès au code source est une condition requise.

Un programme est un logiciel libre si les utilisateurs ont toutes ces libertés. Ainsi, l'utilisateur est libre de redistribuer des copies, avec ou sans modification, gratuitement ou non, à tout le monde, partout. Être libre de faire ceci signifie, entre autre, qu'il n'est pas possible de demander ou de payer pour en avoir la permission.

Mais libre ne veut pas nécessairement dire gratuit. Le développement commercial d'un logiciel libre est parfaitement possible. La manière la plus simple de faire d'un programme un logiciel libre est de le distribuer dans le domaine public sans copyright. Cela autorise les gens à partager le programme et leurs améliorations si le coeur leur en dit. Mais cela autorise aussi des personnes indélicates à faire du programme un logiciel propriétaire. Ils peuvent très bien y effectuer des changements, même minimes, et distribuer le résultat comme un logiciel propriétaire. Ceux qui recevront le programme dans sa forme modifiée

n'auront pas la liberté que l'auteur original leur aura donné; l'intermédiaire l'aura fait disparaître.

Pour pallier à cela, la Free Software Foundation (FSF) a introduit la notion de Copyleft. Ce dernier est une façon de rendre un programme ou tout autre ouvrage libre, et qui requière que toutes les versions modifiées et étendues du programme soient libres également.

3.3. Notion d'Open Source

Pour certains, le mouvement GNU, de part ses orientations, n'est pas apte à pénétrer l'industrie. Bruce Perens et Eric S. Raymond créent alors la notion d'Open Source et la codifient par l'OSD (Open Source Definition). L'Open Source vise à une diffusion plus large que le Free Software, en particulier en étant plus tolérant dans la définition des logiciels pouvant recevoir le "label" Open Source. Ceci vise à faire de l'Open Source un succès commercial autant que technique, et à abandonner la nature quelque peu contestataire du mouvement GNU.

Cette nouvelle façon d'organiser les projets logiciels, inventée par Linus TORVALDS et rendue possible par Internet et par l'OSD, est une révélation pour la communauté des programmeurs. Les projets Open Source se multiplient en quelques années. **Il existe maintenant un équivalent libre pour un très grand nombre de logiciels commerciaux**, en particulier pour tout ce qui touche de près ou de loin à Internet.

Le développement de logiciels Open Source est également aujourd'hui facilité par des infrastructures partagées entre les projets. Par exemple, SourceForge permet gratuitement à tout projet Open Source de disposer d'un outil de gestion des versions de source, d'une gestion de projet et d'un outil de promotion du projet accessible directement sur Internet. Cette simplification permet la création de projets Open Source sans investissement initial important.

Il est possible de trouver les critères justifiant qu'un logiciel se proclame Open Source sur le site suivant :

<http://www.linux-france.org/article/these/osd/fr-osd.html>

3.4. Les licences du libre

Lors de l'utilisation d'un logiciel, et à plus forte raison, lors de l'incorporation d'une partie de code dans un source, il est important de lire la licence l'accompagnant.

- La FSF a homologué 25 licences réputées compatibles GPL et 35 non compatibles,
- L'OSI en a recensé 58 licences (voir la liste sur <http://opensource.org/licenses/osl-2.1.php>),

Parmi les plus connus se trouvent la GPL et LGPL, la BSD (Berkeley), etc.

Le CNRS, l'INRIA et le CEA proposent la licence CeCILL, conforme au droit français et s'appuyant sur la GNU GPL (<http://www.cecill.info/index.fr.html>).

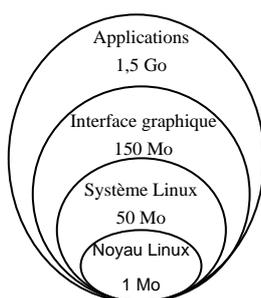
Le logiciel libre n'est finalement pas si libre que ça. Mais, à part certaines contraintes citées ci-dessus, il est toutefois plus souple que le logiciel propriétaire. La nécessité de bien étudier la licence d'utilisation ou de placement d'un logiciel est capitale pour un développeur, un utilisateur ou un organisme.

4. Linux et les logiciels libres (cas de Mandriva)

La société Mandriva (ancienne MandrakeLinux) est une entreprise française basée à Paris et fondée en 1999, cotée au Marché Libre d'EuroNext. C'est l'un des tout premiers éditeurs mondiaux de systèmes d'exploitation Linux et logiciels libres (accès libre au code source publié selon les termes de la GPL). Après des difficultés, il y a quelques années, et soutenu par des dons d'utilisateurs, elle vit actuellement du logiciel libre. Son directeur a présenté la société pour montrer comment une entreprise pouvait vivre du libre. Toute l'activité de Mandriva est basée sur la distribution Mandriva Linux. Plusieurs centaines de développeurs dans le monde contribuent à l'amélioration constante du produit via Internet et à son internationalisation (disponible dans près de 68 langues)

4.1. Distribution Linux ?

Une distribution Linux est un ensemble de logiciels répartis comme ci-dessous.



Tous les logiciels d'une distribution sont libres, l'éditeur de la distribution apporte l'intégration de ces logiciels, insère des logiciels de services (installateur, configuration, administration etc.) et l'aide en ligne.

4.2. Quelques chiffres

Les ventes de produits représentent 50% des revenus, les services aux entreprises (support, formation et conseils) 24% et les revenus « on-line »

(club d'utilisateurs, MandrivaOnline) 26% (Octobre 2004 à Mars 2005).

Mandriva s'étend principalement en Amérique du Nord. Or cette région du monde dispose des sociétés leaders dans ce domaine à travers RedHat et Suse/Novell. Cette implantation montre la bonne santé actuelle de cette entreprise.

4.3. Vente de distributions

L'activité première de Mandriva est la vente de sa distribution basée sur Linux. Différents packages sont disponibles :

- Mandriva limited Edition 2005 est la version gratuite, disponible en téléchargement sur leur site Internet. Elle se décline soit en 3CD, soit en DVD. Elle dispose de tous les éléments nécessaires pour un particulier.
- Pour les particuliers, sont disponibles les boîtes Discovery, PowerPack et le premier système acceptant le processeur 64 bits d'AMD. Deux autres distributions sont disponibles et innovantes. Il s'agit d'un « live CD », c'est-à-dire que l'ordinateur démarre sur le CD, non pas pour effectuer l'installation, mais pour démarrer le système. La sauvegarde des données se fera alors sur une clé USB. Ainsi, la personne itinérante n'a plus besoin d'ordinateur portable, simplement le live-CD et une clé USB.
- Pour les entreprises, Mandriva propose toute une gamme de produits dédiés Open Source (Corporate Server, Corporate Desktop, Multi Network Firewall et Mandriva Clustering).

Pour plus d'informations, se rendre sur le site de la société : www.mandriva.com.

4.4. Les Services

C'est la valeur ajoutée de Mandriva, surtout orientée vers l'entreprise. Ces services sont le consulting, le support, la formation et la maintenance. C'est donc à travers ces services que Mandriva arrive à faire prospérer son entreprise.

C'est d'ailleurs la politique d'un grand nombre d'entreprises mondiales. La société TrollTech développe une plateforme de développement Qt4 et propose des versions gratuites pour le particulier sur le NET. Les versions commerciales sont plus fournies en logiciels et en services.

Des sociétés comme Netgear, Linksys, MGE-UPS libèrent une partie de leurs travaux en les plaçant sous GPL. VIA Technologie (chipset présent sur les cartes

mères des PC) vient de faire de même et de mettre à disposition tous les outils pour les aider.

Il y a donc bien un intérêt économique à utiliser et promouvoir cette forme de partage de connaissances et de compétences.

5. Exemple d'intégration (chez PSA)

Les constructeurs automobiles utilisent abondamment les logiciels de calculs pour la conception de leurs voitures. Le plus usité est Matlab associé à Simulink de la société MathWorks. Or, ce logiciel commercial est le seul disponible de ce niveau. Il a donc un certain monopole, n'est pas Open Source, et dispose d'un système de licence visiblement contraignant pour les entreprises et coûteux à faire évoluer. Une grande société comme PSA est évidemment amenée à étudier les solutions alternatives. Pour cela, il a fallu tout d'abord identifier les besoins des utilisateurs. Cette étude a révélé que de nombreuses personnes utilisaient ce logiciel comme « super calculatrice ». Les fonctions très évoluées et spécifiques n'étaient pas mises en oeuvre.

Il a été proposé à ces employés d'utiliser le logiciel Scilab remplissant très bien cette fonction de « super calculatrice ». Ce logiciel est Open Source, il n'est donc pas question de jeton à aller chercher sur un serveur central (cas de MatLab). Il est possible de développer ses propres modules et est disponible sous Linux, Windows, Sun-Solaris et HP-UX.

Après quelques heures de formation, principalement pour resituer les fonctions connues de MatLab dans Scilab, les néo-utilisateurs l'utilisent sans problèmes.

Certains essais sur Scicos ont aussi été réalisés. Des diagrammes, modélisant une partie d'un véhicule sous Simulink, ont été importés directement dans Scicos, et malgré quelques modifications, les résultats ont pu être validés. Toutefois, pour des systèmes plus complexes, le nombre de modifications à apporter est trop important et donc non exploitable.

Cette migration a permis de libérer des jetons de MatLab. Ce qui a entraîné une diminution du temps d'attente pour l'obtention d'un jeton auprès du serveur. Et surtout, cela a ouvert la voie vers d'autres migrations possibles.

Certains serveurs NT de PSA, ont été remplacés par des versions sous Linux, dans le cadre d'une mise à jour. Celle-ci a été réalisée dans un temps quasi équivalent à une mise à niveau sous Windows NT. L'intervenant Thierry Cambois (PSA) a mis en avant, que l'implantation et la configuration du serveur Linux ont été rapides, et donc l'expérience aidant,

l'intégration de nouveaux serveurs Linux, permettrait un gain de temps, de stabilité et de robustesse.

6. Logiciel CARINS

Ce logiciel est un outil puissant permettant de reproduire l'évolution temporelle des grandeurs physiques qui caractérisent le système de propulsion d'un lanceur spatial ou l'un de ses sous-systèmes durant les différentes phases de la mission.

Le CNES (initiateur du projet) a émis diverses spécifications, dont celle d'avoir une absence de licence logiciel (au 26 novembre 2004). Ce point a été débattu lors de la table ronde suite aux interrogations suscitées par les diverses interventions de la journée.

7. Conclusion

Cette dernière intervention a bien montré la complexité de la mise à disposition d'un logiciel sous licence libre, tant pour le développeur que pour l'utilisateur. Malgré tout, de plus en plus de sociétés utilisent ce biais pour développer leur logiciel, le rendre plus stable et étoffer ses fonctionnalités.

Dernièrement, la notion de logiciel libre en Europe a subi des pressions à travers un projet d'une directive étudié au Parlement européen qui a finalement voté « contre » cet été. Il n'y a donc pas de nouveau texte sur ce sujet, c'est toujours la propriété intellectuelle qui protège l'auteur. Il existe de nombreux documents sur le NET, par exemple sur [//fr.wikipedia.org/wiki/Brevet_logiciel](http://fr.wikipedia.org/wiki/Brevet_logiciel).

La télévision mécanique : histoire et technologie

Roger DUPOUY

Association pour la conservation du patrimoine

de la télévision mécanique

roger.dupouy@wanadoo.fr

Préface

Évoquer NIPKOW et BARTHELEMY en présentant leur système de télévision en 30 ou même 180 lignes alors que le moindre appareil photo du commerce affiche plusieurs millions de pixels n'est pas de nature à soulever un intérêt débordant. Et s'il y a anachronisme, il est peut-être ici ! Pourtant, quand Roger DUPOUY m'a demandé, avec son enthousiasme passionné, de préfacier son article, j'ai volontiers accepté. En effet, en luttant (même modestement) contre l'oubli, ces pages participent à la mise en valeur et à la conservation de ce patrimoine scientifique sur lequel s'appuient les grandes réalisations que nous utilisons aujourd'hui avec une indifférence qui résulte de la facilité et de l'abondance.

Depuis maintenant un peu plus d'un siècle, les évolutions technologiques se sont succédées à un rythme de plus en plus soutenu. Lorsqu'on prend en main sa télécommande, on imagine difficilement tout le chemin parcouru depuis à peine un siècle. Contrairement à ce qu'on entend dire à certaines occasions, cette évolution ne s'est guère ralentie et les progrès scientifiques et techniques qui ont lieu sous nos yeux ne sont pas moins importants que ceux qui prirent place dans la première moitié du 20^{ème} siècle. Ils sont peut-être simplement plus difficiles à appréhender par le consommateur lambda.

La période couverte par la radiotélévision qui est retracée par Roger DUPOUY, même si elle ne représente qu'une dizaine d'années, a vu poindre des concepts très avant-gardistes comme la couleur ou la mémorisation avec des tentatives de gravage sur disque et a initié un mouvement qui n'est pas prêt de tarir et où, avec le temps qui avance, la puissance mise en jeu diminue alors que la résolution augmente rapidement.

En tant que Professeur à Supélec et ancien élève de l'École, à la lecture de ces lignes, le souvenir du premier laboratoire de recherche en télévision et de la première liaison télévisuelle de l'histoire soulève en moi une réelle émotion. Avec Roger DUPOUY et tout en voulant rester modeste, il me semble légitime d'être fier d'appartenir à cette communauté de curieux, parfois un peu fous, de scientifiques, chercheurs, inventeurs ou en un mot, ingénieurs qui ont contribué à concevoir les outils et moyens qui facilitent la vie et sont censés améliorer la communication entre les hommes mais qui jamais ne pourront remplacer la richesse d'un regard.

Jean-Marc VANZO

Directeur de Supélec METZ

Introduction

Depuis plus de quarante ans, La Télévision fait partie de notre vie de tous les jours. Elle est tellement présente, à tout moment, dans nos foyers, dans les entreprises et les lieux publics, que la plupart d'entre nous, ne pourraient envisager leur existence sans elle! Son formidable pouvoir médiatique, utilisé pour le meilleur et quelquefois pour le pire, s'étend désormais sur tous les continents, grâce aux satellites et aux relais hertziens. L'intérêt de la télévision au niveau du divertissement, artistique, culturel et éducatif n'est plus à démontrer.



Figure 1 : La mire des débuts de la télévision

Malgré cela, l'histoire de la télévision depuis ses origines est largement méconnue et les technologies utilisées aux premières heures totalement ignorées du public. Cette relative indifférence des institutions envers le patrimoine historique et technologique de la télévision, fait exception par rapport au cinéma ou à la radio dont les débuts sont connus et bien documentés.

Depuis la première émission officielle réalisée par les PTT le 26 avril 1935, il aura fallu 68 années d'évolution technologique pour arriver là où nous en sommes aujourd'hui en télévision. Les toutes premières années, entre 1930 et 1936 ont été décisives, car elles ont fait de la télévision une réalité technologique, même si son exploitation commerciale venait bien plus tard. Ces années font partie désormais de notre patrimoine et les lignes qui suivent vous permettront, j'espère, de mesurer en connaissance de cause le chemin parcouru.

La télévision d'aujourd'hui, suit bien entendu l'évolution des technologies nouvelles de l'électronique. Les analyseurs et les récepteurs sont de plus en plus complexes et performants. L'écran extra-plat est une réalité depuis un certain temps et même si sa commercialisation est encore quelque peu limitée par un coût élevé, son avenir est assuré sous quelque forme que ce soit. Le tube cathodique est donc condamné à plus ou moins long terme, entraînant par cela même, la disparition de la télévision cathodique qui sera remplacée par les nouvelles technologies, ainsi que l'a été, à son époque, la télévision mécanique. Gageons que le patrimoine télévisuel de la télévision cathodique ne sombrera pas dans l'oubli comme celui de son ancêtre,

car il aura eu sur cette dernière un énorme avantage: la longévité!

En raison de sa très brève existence (1930/1936), la télévision mécanique française est restée pour beaucoup de ses contemporains, quelque chose d'anecdotique et de lointain. Jusqu'en 1935, année des premières émissions officielles des PTT en 60 lignes puis en 180 lignes, la télévision fut considérée comme une expérience de laboratoire, n'intéressant que quelques privilégiés. Aussi, en 1931, messieurs Auguste et Louis LUMIERE, inventeurs du cinématographe, ne lui prévoyaient-ils aucun avenir! Ils n'avaient tort qu'en partie, car s'ils avaient raison en ce qui concernait la télévision mécanique, la télévision cathodique était, elle, promise à un bel avenir. D'ailleurs, au vu des progrès réalisés, le savant DAUVILLIER, répondant à P. HEMARDINQUER, n'avait-il pas affirmé en 1934 : ' La télévision sera cathodique ou ne sera pas!'

1. Les débuts de la télévision mécanique

Extrait de l'article de Marc CHAUVIERRE; dans FERRIX Magazine, Août - septembre 1932 : « Si, il y a 500 ans, en 1432, sous le règne de Charles VII, vous vous étiez amusé à faire apparaître sur un écran l'image d'une personne se trouvant à des milliers de kilomètres de là, on vous aurait brûlé vif - comme Jeanne d'Arc un an auparavant - en vous accusant de sorcellerie et de relations coupables avec le diable. Heureusement, il n'en est pas de même aujourd'hui et tout amateur digne de ce nom, peut - je dirais même doit - recevoir les émissions de télévision. Il n'est point nécessaire d'être sorcier pour cela, il suffit d'un peu d'habileté et de patience, qualités que possède nécessairement tout amateur qui a bricolé des détectrices à réaction, des C119 et des supers hétérodynes.

Il ne s'agit pas, pour aujourd'hui, de s'asseoir dans un fauteuil pour assister à une séance complète de cinéma. Il faut se contenter pour quelques mois encore (je dis quelques mois et non pas quelques années) de regarder, à travers un verre grossissant, l'image du violoniste ou du pianiste que vous entendez; mais quelle légitime fierté on ressent quand on arrive déjà à ce résultat! ... »

Ce texte, illustre assez bien les conditions offertes aux premiers témoins de la télévision - mécanique - de l'époque, qui désiraient recevoir les rares émissions expérimentales en 30 lignes. Il n'y avait pas de 'récepteur de télévision' en vente dans le commerce en France.

Toutefois en 1932, la société *Intégra*, impliquée dès 1922 dans la fabrication de récepteur radio à accumulateurs, offrait à un public averti, un 'Kit Télévision' à disque de Nipkow à 30 lignes. La boîte constituant le 'kit' contenait principalement des éléments mécaniques, disque et moteur. L'heureux acquéreur de cet ensemble, devait toutefois prévoir en plus, la présence de deux récepteurs de radio pour avoir un système complet de télévision. L'un des postes recevait

le son de l'émission de télévision et l'autre, le signal d'image, qui était envoyé ensuite sur la lampe au néon éclairant le disque intégrateur de Nipkow. Il est intéressant de noter que, compte-tenu des longueurs d'onde utilisées pour ces essais: 200 mètres ou plus, il était possible de capter la 'Radio vision' depuis Paris jusque dans le midi de la France! On recevait également ici, les émissions en 30 lignes de la BBC de Londres. Mais revenons un instant à l'intéressant article de "FERRIX Magazine" de 1932 où l'ingénieur Marc CHAUVIERRE nous décrit le réglage d'un appareil de télévision mécanique chez un 'radiovisionneur' de la première heure : « *Recherche (sic!) de l'image. Le poste étant réglé au mieux avec un haut-parleur sur une émission de télévision (le signal image à 30 lignes était de fréquence suffisamment basse pour être audible!) on branche la lampe au néon à la place du haut-parleur et on met en marche le disque. Lorsque celui-ci a sa vitesse stabilisée à 750 tours/minutes, on voit, en regardant la plaque de la lampe au néon à travers le disque de Nipkow, une image floue (!) qui se déplace continuellement ! La première chose à rechercher est la fixité de l'image. Pour cela, on règle la vitesse du disque de Nipkow jusqu'à ce que l'image apparaisse immobile. En outre, on constate qu'à ce moment l'image n'est pas cachée (cadrée). On s'arrange à cadrer en faisant varier la vitesse du disque, jusqu'à ce que l'image soit parfaitement cadrée. A ce moment, il faut freiner le disque de façon à maintenir l'image en place; il faut un certain doigté pour arriver à ce résultat.*

Lorsque l'image est cadrée et à peu près fixe (il est à peu près impossible dans l'état actuel des choses d'éviter un léger balancement de l'image) on cherche à améliorer la qualité de celle-ci. Pour cela, on agit sur le réglage du poste (accord et volume contrôle) et sur le rhéostat qui commande l'éclairage de la lampe au néon. Après cela, vous n'avez plus qu'à disposer devant l'image, le verre grossissant et appeler vos amis »

Les manipulations décrites ci-dessus, devaient bien sûr être répétées chaque fois que l'on allumait l'ensemble du système pour regarder les émissions de 'Radio vision'. L'on voyait alors apparaître des images rougeâtres et vacillantes de la dimension d'un timbre-poste!

Naturellement, au vu des progrès réalisés dans le domaine télévisuel, ce texte nous fait sourire; cependant, c'est bien ainsi qu'a débuté la Télévision !

1.1. Principes de la télévision mécanique

Si à présent, le terme de "télévision mécanique" n'évoque rien de précis dans l'esprit de la plupart d'entre nous, même ceux qui sont impliqués dans l'enseignement et l'étude de l'électronique ou de la physique, c'est bien la conséquence de ce qui a été expliqué plus haut: la méconnaissance quasi totale des origines de la télévision. Dans les lignes qui suivent, je me propose de soulever en partie le voile de mystère qui recouvre les toutes premières technologies utilisées; celles qui ont permis à la télévision de naître et de se

développer durant l'ère mécanique des six premières années de son existence.

Télévision Mécanique! L'association de ces deux termes évoque sans doute, dans l'esprit de la plupart de nos contemporains, les idées les plus farfelues, au mieux, un produit contre nature.

Pourtant, bien que de nos jours la télévision soit associée le plus souvent à un univers purement électronique, les magnétoscopes et les lecteurs de DVD prouvent que la mécanique est toujours présente en télévision! Notre propos ici est de décrire (sommairement) les procédés **mécaniques** qui furent utilisés entre 1925 et 1935 pour effectuer l'**analyse** et la **synthèse** des premières images télévisées transmises en temps réel. Parmi ces procédés, le plus populaire fut le disque de Nipkow, largement utilisé avant d'être définitivement supplanté par le 'tout électronique' en 1936. Le disque analyseur de Nipkow permit à la télévision expérimentale française de naître au plan officiel. La connaissance de son principe est donc indispensable pour tous ceux qui s'intéressent au patrimoine technologique de la télévision, depuis ses origines. Tous les éléments qui gravitent autour de ce mécanisme d'analyse et de synthèse, utilisaient les phénomènes connus de l'électricité, de la radioélectricité à haute et basse fréquence, ainsi que les processus photo-électriques et l'électromagnétisme.

1.2. Description du système d'analyse et de synthèse mécanique basée sur le principe du disque de Nipkow

En 1884, un jeune étudiant allemand de 22 ans, natif de Poméranie, Paul NIPKOW, invente un procédé mécanique d'analyse et de synthèse d'image. Il s'agit d'un disque opaque de 40 à 50 centimètres de diamètre, mince (épaisseur de moins d'un millimètre), percé de trous situés sur une **spirale** commençant près de la périphérie. Les trous sont placés à une distance angulaire **constante**, représentant la **largeur** d'une image. Ils sont situés l'un par rapport à l'autre, dans le sens **vertical**, à une distance équivalente au bord du trou précédent. La somme des diamètres des trous de la spirale correspond à la **hauteur** de l'image à traiter. La zone percée du disque de Nipkow est placée immédiatement derrière un cache (ou masque) dont l'ouverture correspond à la dimension de l'image et ne permet l'exploration que par un trou à la fois. Chaque trou **analyse** ou **intègre**, selon le cas (émission ou réception), un **élément** d'image.

1.3. Persistance rétinienne

Si l'on place une source lumineuse non ponctuelle, derrière le disque en l'absence de rotation et face au cache, on verra naturellement de l'autre côté, un point lumineux correspondant à la lumière passant à travers un trou. Si l'on imprime un mouvement rotatif lent au disque de Nipkow, dans le sens de la spirale, on verra apparaître dans les limites de l'ouverture du cache, une suite d'arc de cercles lumineux se déplaçant de haut en bas. C'est la persistance rétinienne qui donne, bien entendu, l'illusion de continuité, car il n'y a toujours

qu'un trou en présence dans l'ouverture du cache. En conséquence, si la vitesse de rotation du disque est suffisante, on verra apparaître une série d'arc de cercles -ou lignes- contigus lumineux, remplissant totalement l'ouverture. Le nombre de lignes étant fonction du nombre de trous. Il est intéressant de noter que l'application en télévision du principe de Nipkow, ne sera possible que 40 ans après sa découverte. En effet, en 1884 il n'existait encore ni radio, ni cellules photo-électriques pour mettre ce principe en pratique !

1.4. Utilisation du disque de Nipkow en télévision

Un système complet de télévision basé sur le principe de Nipkow, est constitué d'un disque analyseur explorant l'image point par point à l'émission et d'un ou plusieurs disques intégrateurs effectuant la synthèse de l'image à la réception. Le nombre de trous des disques et leur vitesse de rotation doit bien entendu être rigoureusement identique de part et d'autre.

Dans sa fonction d'analyseur d'image, le disque comportait une cellule photo-électrique placée derrière le cache et sur laquelle était focalisée la lumière passant à travers les trous du disque. De l'autre côté, un objectif photographique projetait sur la zone percée du disque correspondant au cache, l'image de la scène violemment éclairée. Le signal obtenu à partir de la cellule photo-électrique était ensuite correctement amplifié pour moduler l'onde porteuse haute fréquence d'un émetteur de radio.

A la réception, le signal vidéo était débarrassé de l'onde porteuse par détection et amplifié à nouveau. Le signal était ensuite appliqué à une **lampe à plaque** "spéciale télévision" (type Philips 3500) remplie d'un mélange **hélium/néon** (4 m/m). Cette lampe était placée derrière le disque intégrateur et la dimension de sa plaque lumineuse correspondait à l'ouverture du cache. La faible inertie de la lampe néon, lui permettait de restituer sans peine les rapides variations de lumière (50.000/sec. et plus) correspondant au signal et ainsi de reconstituer l'image au fil des trous.

Afin de pouvoir obtenir une dimension d'image plus importante, on modifia le disque de Nipkow en s'inspirant du procédé de Marcel BRILLOUIN. Celui-ci consiste à remplacer chaque trou du disque par une **lentille optique**, focalisant la lumière de façon extrêmement précise. Derrière un tel disque intégrateur, on utilisait une lampe néon spéciale, dite **lampe cratère**. A la différence de la lampe à plaque qui fournissait une surface éclairée de 5 x3 cm (selon les modèles), la lampe cratère produisait une source ponctuelle très lumineuse que l'on focalisait sur les lentilles du disque. C'est ainsi que l'on put obtenir dès 1930 des images de 40 cm de côté projetées sur une plaque de verre dépoli.

2. Autres procédés d'analyse utilisés en télévision mécanique

Les procédés mécaniques d'analyse et de synthèse d'image en télévision, ont connu plusieurs variantes souvent très ingénieuses. Bien qu'il ne soit pas de mon propos ici de décrire ces procédés en détail, je citerai pour mémoire, la méthode du suédois Ekström utilisant un flux lumineux dévié par un tambour à miroirs dit tambour de Weiller. Dans ce système, une série de miroirs sont fixés de façon contiguë sur le pourtour d'un tambour étroit et chaque miroir correspond à une ligne d'exploration. Ce procédé d'analyse dit à spot mobile ou 'flying spot', fut utilisé par René BARTHELEMY, ingénieur à la Compagnie des Compteurs de Montrouge, lors des premiers essais de télévision. La définition de l'image était alors de 30 lignes.

L'inconvénient des systèmes d'analyse basé sur le principe des miroirs fixés sur un support tournant était principalement la limite pratique de définition, qui ne dépassait généralement pas 60 lignes. L'expérience du docteur Karolus, en Allemagne, avec un système à 90 miroirs fixés sur un tambour colossal, restera une exception.

2.1. Méthodes de prise de vue en télévision mécanique

Elles étaient effectuées en studio selon deux méthodes différentes :

- La prise de vue directe à spot mobile ou 'Flying spot',
- La prise de vue directe en lumière diffuse.

Le choix de l'une ou l'autre méthode était fonction :

- Du système mis en place au niveau de la caméra mécanique,
- Des disponibilités d'éclairage,
- De la sensibilité des cellules photo-électriques.

Les toutes premières prises de vues furent effectuées selon la méthode du spot mobile et dans ce cas, le sujet à téléviser était placé dans l'obscurité totale. Cette méthode est caractéristique des systèmes d'analyse utilisant des miroirs tournants. Une très forte source de lumière issue d'une lampe à arc (par la suite à incandescence) est focalisée par une lentille optique sur un tambour analyseur à miroir de Weiller. Celui-ci réfléchit la lumière sous un angle déterminé et la renvoie sous forme d'un pinceau lumineux vers le sujet. Lorsque le tambour est mis en rotation par un moteur synchrone, chacun des 30 miroirs dont l'inclinaison varie légèrement, vient successivement balayer une portion de la scène, immédiatement contiguë à la précédente. Après un tour complet du tambour, chacun des miroirs a ainsi balayé sa portion de la scène et tout le sujet a été exploré.

Avec cette méthode, des cellules photo-électriques au sélénium de dimensions importantes (plus de 15 centimètres de diamètre), au nombre de quatre ou plus, étaient disposées face au buste du sujet et captaient la lumière réfléchi.



Figure 2 : Méthode de mise en scène

La nécessité de réaliser une obscurité totale dans le studio et l'impossibilité de téléviser des scènes complexes à plusieurs personnages, amena assez rapidement les chercheurs à étudier une autre méthode: la prise de vue directe en lumière diffuse, avec analyseur à disque de Nipkow.

Cette méthode présentait toutefois de gros inconvénients : principalement, celui de la chaleur dégagée par les nombreux projecteurs éclairant la scène à téléviser. En effet, le faible rendement de l'unique cellule photo-électrique, placée derrière le disque de Nipkow nécessitait un éclairage violent afin de fournir une image tout juste contrastée. Il n'était pas rare dans ces conditions d'avoir recours à des puissances de plus de 5.000 lux (15.000 lux avec les 180 lignes!), obligeant à concevoir une réfrigération adéquate du studio. Toutefois, grâce aux progrès rapides réalisés avec les cellules photo-électriques au césium/argent, la prise de vue en lumière diffuse fut définitivement adoptée dès que le 30 lignes fût bien au point et elle se poursuivit avec le 60 lignes, puis le 180 lignes.

En conséquence, le disque de Nipkow vit son usage généralisé dès 1933 comme système d'analyse et de synthèse mécanique d'image télévisée. Il surviva jusqu'en 1936 avec la caméra 180 lignes de René BARTHELEMY (Musée du CNAM - Paris).

2.2. Le télécinéma

Nous venons de voir que la quantité de lumière éclairant le sujet, était un paramètre très important pour la prise de vue directe, car il affectait grandement les performances des systèmes de télévision mécanique. Dès 1930, René BARTHELEMY étudie un télécinéma afin de rompre un peu la monotonie des images télévisées, limitées à la vision d'un buste, sans grandes possibilités de mouvement. En effet, avec une caméra mécanique, les possibilités de déplacements de la machine étaient quasi impossibles et ceci était dû en partie, aux contraintes de l'effet gyroscopique du disque. De cette façon, outre son intérêt de divertissement, l'image issue d'un projecteur de cinéma, offrit dès le début d'intéressantes possibilités à la télévision

mécanique. La première et non la moindre était la forte luminosité du projecteur dont on disposait. On obtenait une image lumineuse, bien contrastée et ces avantages compensaient le faible rendement de la cellule photo-électrique. C'est ainsi que dès 1931, les rares spectateurs de télévision, pour la plupart des professionnels de la radio ayant bricolé un appareil, purent voir des films en 'Radio vision'.

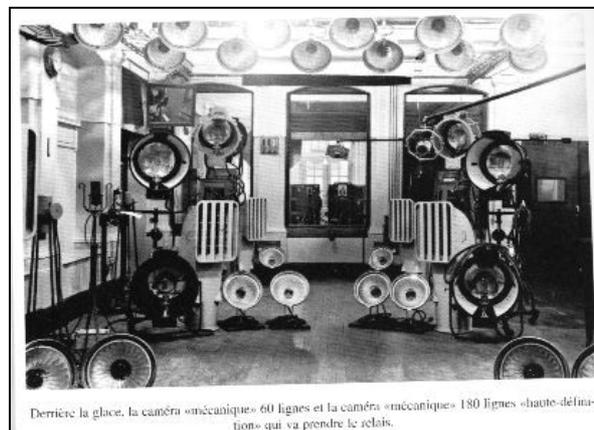


Figure 3 : Studio avec deux caméras mécaniques

La machine de télécinéma (lourde et encombrante) utilisait une version particulière du disque analyseur de NIPKOW: au lieu d'être placés sur une spirale, les trous du disque étaient situés sur une même circonférence, à une distance angulaire constante, correspondant à une largeur d'image du projecteur. Le cache était cette fois, constitué d'une simple fente dont la hauteur était celle du diamètre des trous et la largeur celle de l'image projetée sur la surface du disque. Le film se déroulait en continu et le défilement complet d'une image devant la fente devait correspondre très exactement à un tour de disque. Au cours des premières expériences de télécinéma à 30 lignes réalisées par René BARTHELEMY à la Compagnie des Compteurs, le film de courte durée, de format 35 m/m se déroulait en boucle à une cadence de 16.2/3 images/seconde.

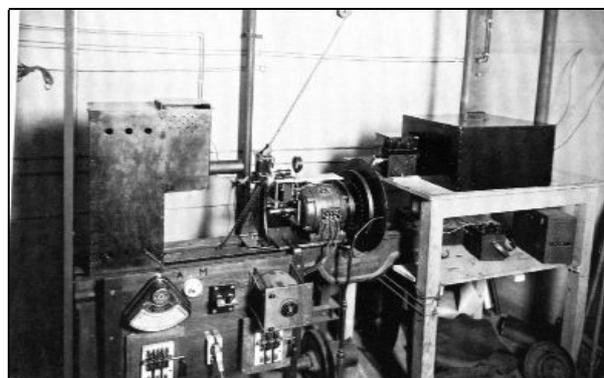


Figure 4 : La machine de télécinéma

2.3. Synchronisme et Isochronisme en télévision mécanique

A l'heure actuelle aucun système de télévision ne peut fonctionner s'il n'est contrôlé par un procédé rigoureux et stable de synchronisation entre l'émetteur et les récepteurs. Cette synchronisation concerne essentiellement les circuits des bases de temps horizontales et verticales, définissant les standards de fréquence lignes et images des systèmes cathodiques.

Cette nécessité absolue de synchronisme, en dehors de laquelle rien ne fonctionne en télévision, était également vraie au temps de la télévision mécanique. Il s'agissait dans ce cas, d'assurer une vitesse de rotation rigoureusement identique entre le disque analyseur (ou le tambour) et les disques intégrateurs des récepteurs. Avec le système utilisé durant les émissions expérimentales, le disque de la caméra était entraîné par un puissant moteur synchrone, dont la vitesse était par conséquent fonction d'une fréquence stable et précise. Des essais furent également effectués en laboratoire sur le récepteur à disque de René BARTHELEMY équipé d'un moteur synchrone (Musée du CNAM - Paris). Cependant, le système utilisé pour stabiliser la vitesse des moteurs des disques intégrateurs chez les particuliers, fut celui de la '**roue phonique**' de LACOUR.

Le physicien **Eugène LACOUR** (ou De LACOUR) avait imaginé en 1890, un système de frein électromagnétique. Celui-ci était composé d'une paire d'électro-aimants se faisant face autour d'une roue dentée solidaire d'un axe moteur. Les électro-aimants étaient alimentés en courant variable d'une certaine fréquence et leur noyau en fer doux était placé à 5/10e de m/m des dents de la roue. Ce système permettait de contrôler la rotation d'un moteur universel, en accélérant ou en ralentissant sa vitesse en fonction des impulsions reçues par les électro-aimants et de la position relative des dents de la roue. Ce système fut celui adopté en télévision sur les récepteurs mécaniques.

Réaliser un synchronisme rigoureux de la vitesse des moteurs n'est pas suffisant en télévision mécanique. Il faut également réaliser l'**isochronisme**, c'est à dire, assurer à tout moment une position identique des trous analyseurs et intégrateurs devant le cache. Si le trou n°1 du disque analyseur explore une portion de l'image à un instant donné, il faut que le trou n° 1 du disque intégrateur explore cette même portion d'image au même endroit au même instant. Si ces conditions ne sont pas respectées, l'image apparaîtra décalée vers le haut ou vers le bas ou les deux à la fois, même si le synchronisme de vitesse est respecté. Pour réaliser l'isochronisme ou cadrage de l'image, avec le système de Lacour, on faisait pivoter le support des électro-aimants autour de la roue phonique à l'aide d'une crémaillère. S'agissant d'un moteur synchrone, donc sans roue phonique, il fallait faire pivoter le moteur sur lui-même.

René BARTHELEMY travailla dès 1929 sur le problème ardu de la synchronisation en télévision et

obtint de très bons résultats. Il réalisa plusieurs exposés sur ce sujet à l'Académie des Sciences et déposa de nombreux brevets. Sa méthode consistait à émettre un signal de synchronisation à front raide de grande amplitude, mélangé au signal vidéo (toujours d'actualité!). Ce signal, généré à chaque tour du disque analyseur, grâce à un trou spécifique détecté par une cellule photo-électrique en fin de spirale, correspondait au noir de l'image. Il était amplifié à la réception et appliqué soit à un moteur synchrone spécial de laboratoire, soit aux électro-aimants d'une roue phonique de Lacour, solidaire de l'axe du moteur du disque intégrateur. A la différence de J. L. BAIRD en Angleterre, qui envoyait un signal à chaque fin de ligne, BARTHELEMY considéra, à juste titre, qu'un seul signal de synchronisation par image (tour de disque) était suffisant.

3. Les pionniers

3.1. John Logie BAIRD

Né en 1888 à Dubeton en Ecosse, c'est à Londres aux environs de 1923, que J. L. BAIRD réalise ses premières expériences de télévision en utilisant le principe du disque de NIPKOW. Il commence en plaçant un disque analyseur et un disque synthétiseur sur l'axe d'un même moteur, afin de s'affranchir des problèmes de synchronisme. En 1925, BAIRD, qui avait commencé ses essais d'analyse en utilisant une figurine de ventriloque, poursuit avec une figure vivante en demandant la participation de son assistant William TAYNTON. Celui-ci, passablement effrayé par l'énorme disque de NIPKOW qui commence à tourner à quelques centimètres de son visage, quitte précipitamment sa chaise! BAIRD est un homme de génie et entreprenant. En 1926, malgré des résultats relativement médiocres au point de vue de la stabilité et de la netteté, il vend plusieurs centaines d'exemplaires de la première version de son 'TELEVISOR' (Téléviseur à disque de Nipkow à 30 trous). On observe l'image à travers une loupe grossissante. Celle-ci à une trame verticale et une dimension approximative de 1,5 cm x 3,5 cm.



Figure 5 : Photo de John Logie BAIRD

Entre-temps, aux États Unis, JENKINS et MOORE ont inventé en 1924, une lampe à lueur, dite de télévision, dont l'ampoule est remplie d'un mélange de gaz: hélium et néon. C'est ce type de lampe qui, placée derrière le disque de NIPKOW, permet de restituer la composante lumineuse variable de l'image. Elle sera fabriquée par plusieurs constructeurs de lampes radio avec quelques différences en taille et caractéristiques.

BAIRD s'avère être également un visionnaire! Avec le 'Phonovisor', il réussit vers 1928, à graver des images de télévision en 30 lignes sur un disque d'aluminium. Cette technique ne donne cependant pas de résultats suffisamment bons pour être commercialisée et il abandonne ses essais. Quelques disques de ce type ont été découverts aux cours des dernières années en Angleterre et grâce à l'informatique, il a été possible de visionner le contenu de ces disques (Voir site web de Don Mc. Lean.). J. L. BAIRD réalise également vers 1930 quelques expériences de télévision en couleur, avec des disques de Nipkow, munis de filtres vert, bleu et rouge!

En février 1928 se produit un événement qui incitera des sociétés en France et en Allemagne à s'investir plus avant dans le domaine de la recherche en télévision: BAIRD réussit à effectuer une transmission de télévision unilatérale en 30 lignes, sur ondes courtes, entre Couldson, près de Londres et Hartsdale, situé dans la banlieue de New York. Cette première transmission télévisée transatlantique est considéré à l'époque comme une véritable prouesse technique. L'analyse de l'image était réalisée à Couldson. Plusieurs centaines de radioamateurs américains entendirent sur leur récepteur le signal d'image à 30 lignes ("*cela ressemblait au vrombissement d'un gros bourdon*").

3.2. René BARTHELEMY

Né à Nangis en 1889, contemporain de J. L. BAIRD, René BARTHELEMY, ingénieur brillant, fêru de mathématiques, fut l'un des maîtres d'œuvre de la télévision en France. Issu de l'Ecole Supérieure d'Electricité, BARTHELEMY fait ses armes sous le commandement du général FERRIE, à la radio militaire. En 1928, BARTHELEMY travaille pour la société Péricaud, filiale de la puissante Compagnie des Compteurs et Matériel d'Usine à Gaz de Montrouge: La CDC. Cette dernière est une compagnie privée, spécialisée en autre, dans la fabrication de matériel électrique de précision. Le nom de la CDC est indéfectiblement lié à l'histoire de la télévision en France, car c'est sur l'initiative de son président, Ernest CHAMON que se crée en 1928 à Paris, le premier laboratoire de recherche sur la télévision. C'est au cours d'une rencontre avec J. L. BAIRD et après avoir assisté à ses démonstrations de télévision en 30 lignes à la BBC, que Ernest CHAMON demande à Jean LEDUC, son directeur, de lui créer un service de Télévision au siège de la société Péricaud, puis à Montrouge. C'est alors l'occasion pour Jean LEDUC de demander à son ami René BARTHELEMY de prendre en charge la

création du laboratoire, puis les recherches sur la télévision pour le compte de la CDC. BARTHELEMY rencontrera J. L. BAIRD à plusieurs reprises, à partir de 1928, échangeant des informations et réalisant plusieurs voyages pour apprécier l'avancement de cette technologie dans les pays voisins. Les essais auxquels il assiste, font apparaître que le problème de la synchronisation en télévision est loin d'être résolu. Il décide donc à son retour, de s'investir entièrement sur cette question, préalable indispensable pour obtenir des résultats satisfaisants. Il a pour collaborateurs, Marius LAMBLLOT et Dimitri STRELKOFF, lesquels s'investissent avec lui dans la grande aventure de la télévision.

Devant les résultats positifs obtenus par BARTHELEMY et son équipe avec le 30 lignes, Paul JANET alors directeur de l'Ecole Supérieur d'Electricité, lui demande de réaliser une démonstration pour les élèves, dans l'amphithéâtre de l'école, à Malakoff. Ainsi, le 15 avril 1931, a lieu la première démonstration publique de télévision, devant une salle comble. Dû à l'exiguïté de la salle, la démonstration devra être répétée à trois reprises, pour satisfaire la totalité des spectateurs. A cette époque, l'émetteur se trouve à Montrouge, dans le bâtiment de la CDC. La caméra a été réalisée par monsieur COMMOY, un collaborateur de René BARTHELEMY et elle est pourvue d'un tambour à 30 miroirs système Weiller, entraîné par un moteur synchrone. Le récepteur possède un disque de Nipkow à lentilles et est équipé d'une lampe cratère. Il permet l'observation de l'image sur un verre dépoli de 40 cm de côté, réfléchi par trois miroirs faisant face à un public de plus de cent personnes. Ce jour là, la télévision sort du laboratoire et devient une réalité.

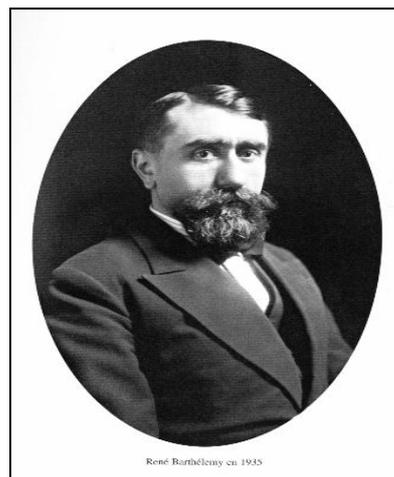


Figure 6 : Photo de René BARTHELEMY

Il faudra attendre toutefois le 26 avril 1935, pour que BARTHELEMY et les PTT, sous l'impulsion du ministre Georges MANDEL, inaugurent la **première émission officielle de télévision française**. Celle-ci a lieu en **60 lignes** de définition et la caméra est mécanique, équipée d'un disque de Nipkow à lentilles de Brillouin. La caméra est placée derrière une vitre

pour éviter que le bruit du moteur ne se propage dans le studio. Madame Béatrice BRETTEY de la Comédie française, lèvres noires, fond de teint ocre, contour des yeux violet et noir ainsi que l'exige la télévision d'alors, fait face à la caméra. Elle commente le voyage de la troupe en Italie, sous un éclairage de plus de 6.000 lux. 'C'est terrible! Terrible!' Commenteront les 'artistes' surpris par la chaleur du studio. Ce jour-là, la télévision est devenue une affaire d'état.

En raison de la perte de lumière très importante (+ de 90%!) provoquée par la petitesse des trous (3/10ème de m/m de diamètre) du disque intégrateur de Nipkow à 60 lignes, la réception s'effectue désormais sur tube cathodique. Quelques amateurs habiles recevront pourtant les émissions sur leur récepteur mécanique équipé d'un disque à 60 trous! Dans ces conditions, l'image obtenue était très pâle à cause du rendement lumineux insuffisant de la lampe à plaque et ceci les incitera sans plus tarder, à tenter l'expérience du tube cathodique.

A partir de ce moment, les choses s'accélérent et le 2 décembre 1935 voit l'avènement de l'émission inaugurale en 180 lignes. La caméra de prise de vue, est un chef d'œuvre de mécanique de précision. Elle comporte un disque de Nipkow spécial à trois spirales de trous minuscules, tournant à 3000 tr/min. La caméra comporte en outre un disque obturateur à secteurs tournant en synchronisme avec le disque analyseur, destiné à fractionner la composante continue du signal d'image et améliorer le rendu de l'arrière plan. La réception s'effectue cette fois uniquement sur tube cathodique. En effet, si l'on a atteint avec le 180 lignes, la limite pratique de l'analyse mécanique en prise de vue directe, cette limite a déjà été atteinte pour la synthèse, avec le 60 lignes.

La réception des images se fera donc sur des récepteurs cathodiques de la CDC, en cinq points distincts de la capitale :

- Conservatoire des arts et Métiers
- Office National du Tourisme
- Salon de la France d'Outre-mer
- Maison des Ingénieurs Civils
- Mairie du V^{ème}. Arrondissement.

La quantité de lumière exigée par *le 180 lignes* est phénoménale (15.000 lux!) et nécessite de nouveaux aménagements afin de réaliser une réfrigération adéquate du studio des PTT de la rue de Grenelle. Heureusement, le **tube photomultiplicateur** mis au point aux Etats Unis par RCA en 1935, viendra bientôt à la rescousse du 180 lignes. En remplaçant la cellule photo-électrique, il augmentera de beaucoup la sensibilité de la caméra mécanique, permettant ainsi de réduire la puissance de l'éclairage.

Les PTT réaliseront des émissions conjointes en 60 lignes et en 180 lignes jusqu'en mai 1936. A cette date, les émissions en 60 lignes cesseront définitivement leur brève existence et entraîneront cette même année, la fin de l'ère mécanique de la télévision.

Heureusement, la télévision continuait, car un certain ZWORYKINE avait mis au point, chez RCA, son Iconoscope, véritable caméra électronique !

4. Renaissance du patrimoine de la télévision mécanique

4.1. Réalisation d'un système expérimental de télévision mécanique à 60 lignes avec contrôle cathodique

La brièveté de l'existence de la télévision en 60 lignes, très vite remplacée par le 180 lignes, a certainement contribué à l'absence relative d'archives visuelles concernant cette définition.

Cependant, en fonction du contexte évoqué au cours du chapitre précédent, on s'aperçoit que les images à 60 lignes sont une partie importante et unique du patrimoine télévisuel français. En effet, à l'époque des premières émissions officielles des PTT, aucun pays autre que la France, n'a réalisé d'émissions de télévision dans cette définition (l'Angleterre restera en 30 lignes jusqu'en 1936 !). Ainsi, au-delà de la curiosité scientifique, la réalisation d'un système permettant de reproduire en réel des images de télévision en 60 lignes, prend toute sa signification historique.

Il n'existe plus depuis longtemps, aucun composant d'époque en état, permettant de reproduire fidèlement un tel système. Si l'on veut rester proche de la technologie d'origine tout en créant un ensemble opérationnel, il faut trouver un compromis entre les possibilités offertes par l'électronique d'aujourd'hui et les réalités de l'époque. Et cela conduit à une réalisation où apparaissent certains anachronismes technologiques, nécessaires cependant pour que tout fonctionne. Ainsi, dans la réalisation suivante, j'ai sacrifié à la modernité là où aucune autre alternative n'a pu être trouvée.

4.2. Description du système

Il s'agit d'un système de télévision expérimental en circuit fermé utilisant:

- Une caméra mécanique équipée d'un disque de Nipkow à 60 trous
- Un moniteur mécanique équipé d'un disque de Nipkow à 60 trous
- Un moniteur cathodique équipé d'un tube cathodique de 7 cm de diamètre.

4.3. Description de la caméra

Il s'agit d'une caméra mécanique permettant la prise de vue directe en lumière diffuse sous éclairage réduit et contrôlé (halogène). La machine est équipée d'un objectif datant de 1940, à longue focale optique (135m/m). L'image obtenue est projetée inversée sur un disque de Nipkow à 60 trous de 3/10ème de m/m de diamètre. Afin de récupérer l'image dans le bon sens sur le disque intégrateur, la face du disque analyseur est inversée par rapport à celui-ci et l'analyse commence donc par le bas de la spirale. Le sens de rotation du disque (de gauche à droite) est le même de part et d'autre. Le disque de Nipkow de 40 cm de diamètre et

de 5/10ème de m/m d'épaisseur, est entraîné par un moteur synchrone 110 volts EAD, lequel tourne à 1500 tr/min sous 50 Hz. L'image projetée sur la surface du disque est analysée point par point en 1/25ème de seconde et les impulsions de lumière résultantes sont focalisées sur la cathode d'un tube photomultiplicateur par une lentille optique. Le tube photomultiplicateur est du type 'side-on' à fenêtre latérale, genre 1P28 de RCA. Ce tube est alimenté par une source stabilisée réglable de 0 à 1250 volts, spécialement étudiée pour les photomultiplicateurs. Le réglage du voltage est effectué par un potentiomètre situé sur le côté de la machine et sert à ajuster la sensibilité de la caméra en fonction de la lumière ambiante. Une photo-résistance suivie d'un module de protection électronique assure la sécurité du tube photomultiplicateur envers une surcharge occasionnelle de lumière. L'amplification du signal est réalisée grâce à un transistor FET 2N5459 suivi d'un C.I. LM318P.



Figure 7 : Prototype de la télévision mécanique

La source de lumière ambiante peut être issue d'une lampe à incandescence, d'un halogène ou la lumière du jour ou un mélange de ceux-ci. Une source de lumière fluorescente ne convient absolument pas pour cette application en raison des scintillations rapides qui sont détectées par la caméra mécanique et qui affectent négativement son rendement.

4.4. Description du moniteur mécanique

Le signal vidéo issu de l'amplificateur à semi-conducteurs de la caméra est transmis par un câble blindé de qualité audio vers le moniteur mécanique. Celui-ci est équipé d'un amplificateur à tubes ayant une réponse en fréquence supérieure à 70Khz.

- 5Y3 Valve bi-plaque pour le redressement et l'alimentation en 300 volts continus
- 6J5 Triode pré amplificatrice vidéo, suivie de
- 6F6 Penthode amplificatrice de puissance, alimentant le module lumineux éclairant le disque de Nipkow.

La disponibilité de 'fonds de tiroir' de matériel radio ancien, nous permet à ce niveau de respecter un peu plus la technologie utilisée à l'époque.

Le moteur entraînant le disque intégrateur est du même modèle que celui qui équipe la caméra, ainsi le problème du synchronisme se trouve élégamment et efficacement résolu. L'image vibre très légèrement de temps à autre, car les contraintes mécaniques sont inévitables et les parasites sur le secteur EDF toujours possibles. Le cadrage de l'image s'effectue en tournant légèrement le moteur sur lui-même.

La face avant de la machine comporte deux boutons de réglage. L'un agit sur le volume de l'amplificateur: le contraste, l'autre sur l'intensité parcourant le module : la luminosité.

4.5. Les modules lumineux

Nous avons vu au cours du chapitre précédent, que la réception du 60 lignes sur un disque de Nipkow est très difficile, car la perte de lumière est très importante à cause du diamètre réduit des trous. Il faut donc compenser cela par une source lumineuse intense (et sans inertie !). Cette source doit en outre, pouvoir éclairer uniformément **toute l'ouverture** du cache.

J'ai fabriqué et obtenu des résultats satisfaisants avec deux modules lumineux interchangeables: l'un équipé d'une lampe néon spéciale, l'autre équipé de 9 diodes D.E.L. blanches connectées en série.

4.5.1. Module lumineux néon

C'est un montage constitué principalement d'une lampe néon miniature de marque ORBITEC type N76136, collée à un réflecteur parabolique de 10 m/m de diamètre. Cette lampe, de la dimension d'une petite gélule de médicament, est située à 45 m/m de la surface d'un carré de verre dépoli, suivi de deux loupes optiques. Si l'on veut obtenir une luminosité correcte des images dans une ambiance d'obscurité relative, il faut pousser la lampe près de ses limites. L'on a alors, le plaisir de contempler avec émotion une image rougeoyante, dans sa teinte caractéristique de l'époque héroïque de la télévision mécanique.

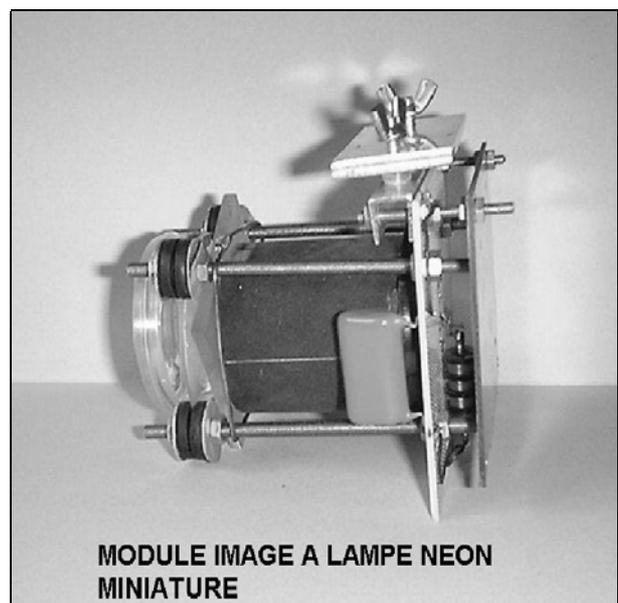


Figure 8 : Module image à lampe néon miniature

Bien entendu, le revers de la médaille à cet état de chose, est que la lampe néon ne résiste pas plus de quelques heures à ce régime, infernal pour elle. Peu à peu, elle se recouvre intérieurement d'une couche noire/argentée, due à la vaporisation de la surface de ses électrodes et il faut la remplacer avant la prochaine démonstration!

4.5.2. Module lumineux à D.E.L

On vient de voir qu'en plus de la nécessité de fonctionner dans une obscurité presque totale, la lampe néon utilisée a une faible durée de vie. C'est pourquoi j'ai étudié une solution permettant à la fois une meilleure longévité de la source de lumière et de meilleures performances en lumière ambiante atténuée. Les diodes électroluminescentes à ultra-haute luminosité (3300 lumen) se sont avérées être le composant idéal pour cette application. Leur inertie est nulle, leur puissance lumineuse compatible avec les exigences du disque 60 lignes, leur durée de vie presque illimitée. Evidemment, la couleur en noir et blanc de l'image, n'est pas en conformité avec l'histoire. Malgré tout, le résultat obtenu est très séduisant et cette entorse m'a été jusqu'à présent, volontiers pardonnée. Par ailleurs, sur le plan purement expérimental, il est intéressant de constater l'effet des D.E.L. fonctionnant dans un environnement pour lequel elles n'ont pas été prévues !!

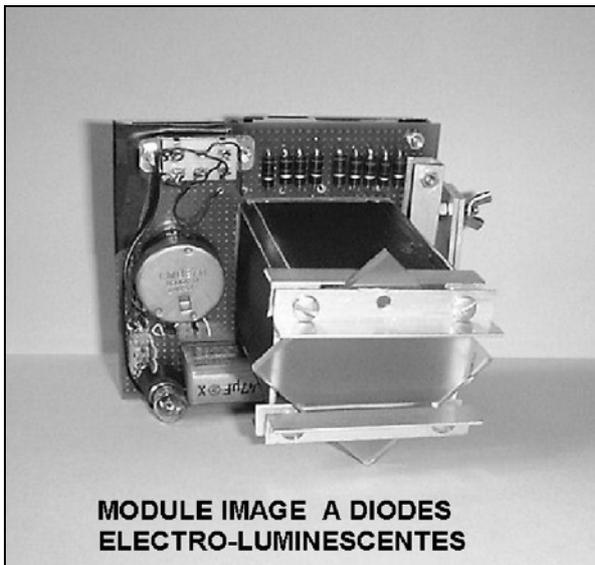


Figure 9 : Module image à diodes électroluminescentes

4.6. Description du moniteur cathodique

Si nous voulons rester en conformité avec l'histoire, la démonstration proposée doit inclure la vision sur un tube cathodique de l'image captée par la caméra mécanique. Pour cette raison, j'ai réalisé un moniteur équipé d'un tube 3BP1, initialement prévu pour oscilloscope. Le diamètre de l'écran de 7 centimètres est assez conforme à ce que l'on pouvait rencontrer à l'époque dans les réalisations de ce genre, de même la fluorescence verte. Le schéma utilisé pour réaliser ce montage est inspiré de celui d'un récepteur américain à

441 lignes (à tubes) de 1939, auquel j'ai apporté les modifications nécessaires pour le faire fonctionner dans les conditions particulières du système.



Figure 10 : Moniteur cathodique

Tout d'abord, les parties HF, MF et détection ont été ignorées car le moniteur fonctionne en circuit fermé. Ne restait donc à mettre en place que les bases de temps lignes et images, dont il fallut descendre la fréquence, ainsi que l'étage d'amplification vidéo. Sur ce dernier point, il n'y a pas grand chose à dire: le tube 6F6 reçoit le signal vidéo de la caméra mécanique au moyen d'un câble audio blindé à faible capacité et le transmet amplifié, au wehnelt du tube cathodique. Pour le reste, la fréquence fondamentale de la base de temps ligne a été modifiée afin de pouvoir se synchroniser sur la fréquence de 1500 Hz. Ce qui correspond à l'exploration de 60 lignes à la fréquence de 25 images par seconde. Afin de pouvoir synchroniser la base de temps lignes du moniteur avec les trous du disque de la caméra, ce dernier possède une série de 60 trous supplémentaires, situés sur une circonférence à la périphérie du disque analyseur. Chaque trou de synchro est très exactement en face de chaque trou de la spirale. Une fourche optique à trigger de Schmidt, est placée sur le parcours des trous de synchro et envoie ses impulsions vers la base de temps lignes du moniteur par un câble audio blindé. La base de temps verticale ne reçoit, elle, aucune impulsion de synchro particulière. Elle se synchronise seule assez facilement sur 25 Hz. au moyen du potentiomètre de fréquence image. Le phénomène est possible si deux conditions sont réunies: a) Couplage suffisant entre les deux bases de temps et b) Fréquence lignes multiple de la fréquence image. René BARTHELEMY qui avait constaté ce phénomène en laboratoire, l'avait mentionné durant un exposé à l'Académie des Sciences.

Conclusion

Pour la première fois depuis 68 ans, des images télévisées à 60 lignes apparaissent à nouveau devant les yeux de nos contemporains. Par sa capacité de restitution d'images réelles cathodiques et mécaniques, l'ensemble expérimental qui vient d'être décrit, revêt un

intérêt particulier dans la connaissance des premières technologies utilisées en télévision. Il est un instrument unique témoignant que la télévision mécanique a existé et fonctionné. Il permettra peut-être d'éviter que le voile de l'oubli et de l'indifférence ne recouvre à nouveau cette partie si riche de notre patrimoine technologique.



Figure 11 : Test de la mire

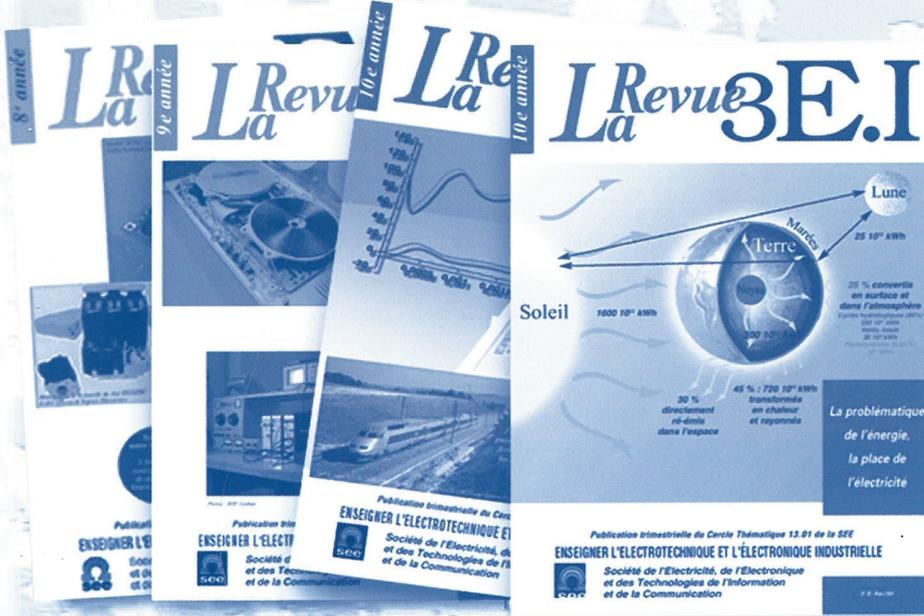


Figure 12 : Mire cathodique

Références

- [1] Michel Amoudry, « René Barthélemy ou la grande aventure de la télévision française », Presses Universitaires de Grenoble.
- [2] Jacques Poinsignon, « La télévision en France », Bulletins de l'AEA, n° 50, 52, 55, 57, 58, 59, 61 et 62.

- [3] « La Nature », Edition n° 2889, 15 octobre 1932.
- [4] « Hebdomadaire l'ANTENNE », janvier à décembre 1935.
- [5] « FERRIX Magazine », août - septembre 1932.



Vente au numéro

- 1994-95**
- 1 La machine asynchrone (photocopie)
 - 2 Association machine asynchrone et convertisseur statique
 - 3 La machine synchrone (photocopie)
- 1995-96**
- 4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux
 - 5 L'électrothermie
 - 6 Première approche sur les réseaux
- 1996-97**
- 7 La machine à courant continu
 - 8 La conversion d'énergie
 - 9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance
 - 10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 1997-98**
- 11 Le transformateur
 - 12 Les capteurs
 - 13 Le génie électrique dans l'armement
 - 14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 1998-99**
- 15 Les aimants et électroaimants
 - 16 L'automatique en électrotechnique
 - 17 L'appareillage haute tension
 - 18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 1999-00**
- 19 La traction électrique ferroviaire
 - 20 Energies renouvelables
 - 21 Moteurs électriques pour applications de grandes séries
 - 22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 2000-01**
- 23 Les automatismes industriels
 - 24 L'éclairage
 - 25 L'état de l'art en électronique de puissance
 - 26 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 2001-02**
- 27 Métrologie : mesures et estimations
 - 28 Convertisseurs propres
 - 29 Les alimentations et convertisseurs embarqués
 - 30 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

- 2002-03**
- 31 Mesures dans les systèmes électrotechniques
 - 32 Application des micro-ondes de puissance
 - 33 L'électronique dans l'automobile
 - 34 Applications pédagogiques et réalités industrielles

- 2003-04**
- 35 L'outil informatique dans l'enseignement
 - 36 La problématique de l'énergie, la place de l'électricité
 - 37 Applications pédagogiques et réalités industrielles
 - 38 Applications pédagogiques et réalités industrielles

Recueils des journées 3EI

3EI'95	Moteurs synchrones et leurs applications industrielles
3EI'97	Convertisseurs statiques
3EI'99	Contrôle et commande des systèmes électrotechniques
3EI'03	L'éclairage et chauffage par induction (CD Rom)

■ France **30 € prix unitaire**
■ Étranger **35 € prix unitaire**



La Revue 3EI
Cercle 13.01 de la SEE rappelle que tous les numéros de sa collection sont disponibles.

Tarif public au 1^{er} décembre 2004

CEE				Hors CEE			
1 vol.	2 vol.	3 vol.	4 vol.	1 vol.	2 vol.	3 vol.	4 vol.
11 €	22 €	27 €	36 €	13 €	26 €	32 €	43 €

BON DE COMMANDE à retourner à : SEE- Service Adhésions - 17 rue Hamelin 75783 PARIS Cedex 16 - FRANCE - Fax : 33 (0) 1 56 90 37 19

Nom
 Prénom
 Société
 Fonction
 Adresse

 Tél :
 E-mail :

Oui, je commande les numéros /
 et/ou la série complète de(s) année(s)

Je règle la somme totale de _____ €

par chèque à l'ordre de la SEE

Prélèvement sur carte de crédit (Eurocard/Mastercard, American Express, Visa, Carte bleue, Diners Club International)

N° (16 chiffres)

Date d'expiration

Signature/Autorisation :

La série complète de 38 numéros :
342 € (CEE)
408 € (hors UE)
avec copie du numéro "0".



UN SUPPORT pédagogique

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 collections des années antérieures sont disponibles sur le Web : <http://www.see.asso.fr>

Thèmes prévus pour l'année 2005-2006

- **Le réseau de transport et d'électricité**
- **Le stockage de l'énergie**
- **Les économies d'énergie**
- **Les matériaux électro-actifs**
- **Les réseaux électriques embarqués**