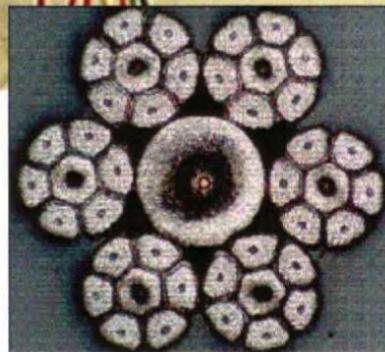
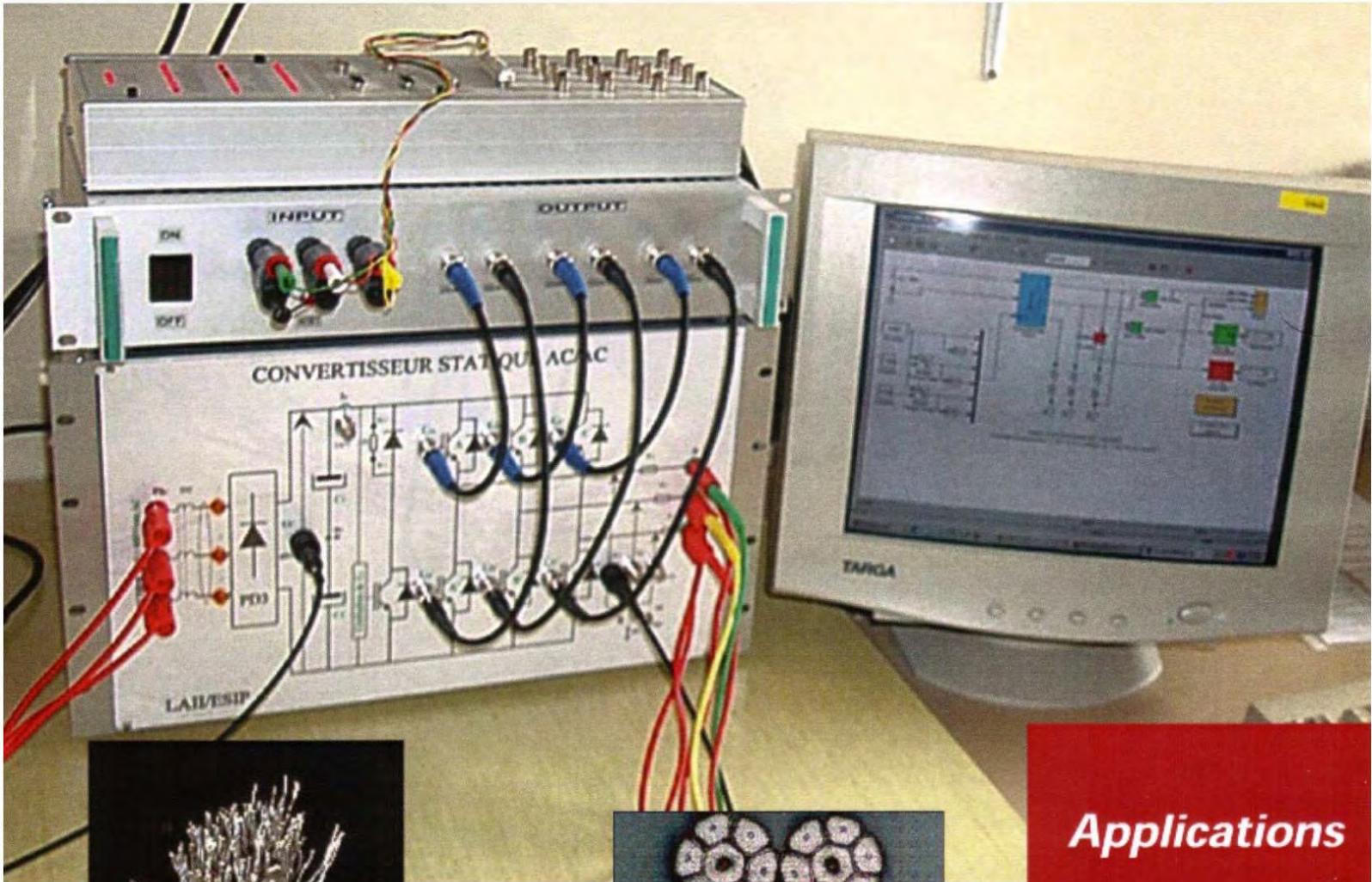




Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



**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

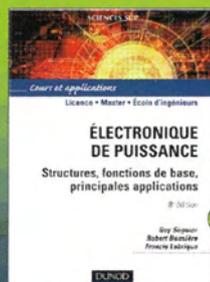
N° 38 - Septembre 2004

L'électronique et l'électrotechnique chez **DUNOD**



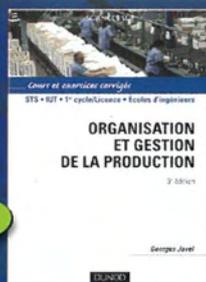
NTE

ISBN 2 10 007268 4 • 32,50 €



NE

ISBN 2 10 048500 8 • 41,00 €



NE

ISBN 2 10 006687 0 • 35,50 €



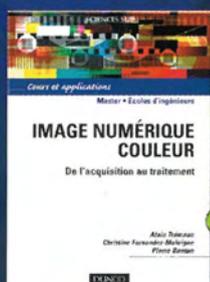
NTE

ISBN 2 10 007617 5 • 24,90 €



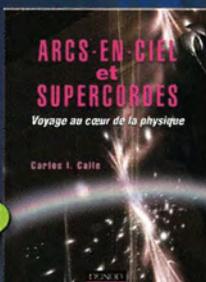
NTE

ISBN 2 10 007478 4 • 25,00 €



NTE

ISBN 2 10 006843 1 • 49,00 €



NTE

ISBN 2 10 007447 4 • 35,00 €

**OUVRAGES
EN VENTE
EN LIBRAIRIE**

Catalogue complet sur
www.dunod.com



DUNOD
ÉDITEUR DE SAVOIRS

BULLETIN D'ABONNEMENT A LA REVUE 3EI

Année scolaire 2004-2005

N°39 (décembre 2004), n°40 (mars 2005), n°41 (juin 2005) et 42 (septembre 2005).

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 : 33 € TTC pour la France et pays de la CEE

ou de : 42 € 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**

***Renvoyez rapidement
Votre bulletin d'abonnement
Pour l'année
2004 / 2005***



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

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

La Revue 3EI

publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

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

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

<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 MISTRAL MEDIA Directeur commercial : Luc LEHERICY 72 avenue du D^r Arnold NETTER 75 012 PARIS Tel : 01 40 02 99 00 Fax : 01 40 02 99 01</p> <p>Abonnement (4 numéros par an) déc. 2004, mars, juin, sept. 2005. tarifs TTC :</p> <p>Individuel : France et CEE.....33 € Pays hors CEE.....42 €</p> <p>Collectivités 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 2004</p> <p>Commission Paritaire 1207 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°38</p> <p style="text-align: center;">Thème : applications pédagogiques et réalités industrielles.</p> <p>p. 4 Éditorial, p. 5 Publications.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème.</p> <p>p. 8 Les supraconducteurs et les applications. Passé, présent et quelques perspectives d'avenir. Gilbert RUELLE, Académie des Technologies, Président de la commission Énergie-Environnement.</p> <p>p. 17 Étude et mise en oeuvre de différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés. J.P. GAUBERT, P. ROGEON, G. CHAMPENOIS, LAII-ESIP, 86022 POITIERS.</p> <p>p.25 Onduleurs de tension monophasé et triphasé : commande MLI. J. FADAT, ESIEE-AMIENS, 80083 AMIENS</p> <p>p.36 Étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation ; application aux éoliennes. A. CUNIERE, LT P. de Coubertin, 77000 MEAUX</p> <p>p.45 Hydro : un simulateur d'une micro-centrale hydroélectrique. C. COLOMBIER, L. du Grésivaudan, J. F. GALVIN, L. Paul HEROULT, L. OSETE, Institut de Grenoble du CNED</p> <p>p.50 Résolution d'un problème d'électromécanique. D. GAUDE, Université C. Bernard, IUFM, LYON</p> <p>p.56 Les plans d'expériences (suite) J. FILIPPINI, 88000 EPINAL</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoire des sciences et des techniques.</p> <p>p. 63 L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire : l'ère des thyristors, la traction à moteur asynchrone avant leur arrivée C. LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF</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).

En 2004 / 2005 La Revue 3EI abordera les thèmes des grands outils de production de l'énergie électrique, de la production décentralisée de l'énergie électrique (microcentrales, éoliennes, co-génération ...), du transport de l'énergie électrique et de la gestion du réseau et aussi les matériaux de l'électrotechnique,
Le traitement de ces thèmes s'effectuera dans les numéros 39 (décembre 2004) à 42 (septembre 2005).

Abonnement 2004/2005

Comme chaque année et pour la onzième fois, ce numéro daté de septembre, comporte le bulletin d'abonnement ou de réabonnement à **La Revue 3EI**; renvoyez-le rapidement sans attendre la ou les lettres de rappel facilitant la tâche des membres de l'équipe 3EI qui pourront ainsi consacrer tout leur temps à rechercher puis solliciter les auteurs d'articles.
Les nouveaux tarifs sont annoncés au bas de cette page.

Il est à noter que les tarifs postaux d'envoi en nombre par routage sont en augmentation et que celui des envois complémentaires destinés aux abonnés retardataires s'accroît d'avantage; ce dernier point doit faire prendre conscience qu'un réabonnement rapide réduit les coûts de fonctionnement et favorise l'équilibre financier de **La Revue 3EI**.

Adresse électronique,

Afin de faciliter la communication entre l'équipe 3EI et les abonnés, vous pourrez indiquer sur votre bulletin votre adresse électronique, nous espérons ainsi vous informer personnellement des manifestations et publications de la SEE concernant le domaine 3EI.

La Revue 3EI
Comité de publication

Jean BONAL
François BOUCHER
Jean-Claude BOUDENOT
Gérard DELAVIER
Lucien DESCHAMPS
Jean FAUCHER
Gilles FELD
François FOREST
Brigitte GRELAUD
Jean-Philippe ILARY
Chérif LAROUCI
Michel LAVABRE
Marie Michèle LE BIHAN
Pascal LOOS
Bernard MULTON
Claude OBERLIN
Oviglio SALA
Jean-François SERGENT

Site WEB 3EI
(<http://www.lesite3EI.com>)

Responsable :
Philippe LE BRUN

Jean-Pierre TAREL
Jean-Philippe ILARY

Pour vos insertions
publicitaires, contacter :

MISTRAL MÉDIA

Vivian FAVRO
72, Av^e du D^r Arnold NETTER
75 012 Paris
Tel : 01 40 02 99 00

Abonnement à la Revue 3EI, année 2004-2005 :
Numéros : 39 (décembre 2004), 40 (mars), 41 (juin) et 42 (septembre 2005).

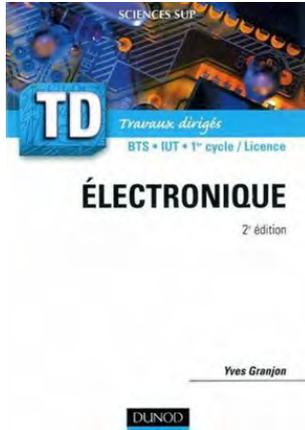
<u>Abonnement individuel :</u>	<u>Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)</u>
France et Pays de la CEE : 33 €, TTC	France et Pays de la CEE : 50 €, TTC
Pays hors CEE : 42 €, TTC	Pays hors CEE : 63 €, TTC

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

	<p>Automatique : Contrôle et régulation Patrick PROUVOST, professeur au lycée Val de Muriny de Reims Éditions DUNOD, 320 pages, 24,90 € TTC</p> <p>Cet ouvrage regroupe les notions et méthodes essentielles à tout technicien devant résoudre un problème de contrôle d'un procédé industriel comme, par exemple, une régulation de température d'un échangeur thermique ou une régulation de débit de fluide.</p> <p>La première partie est consacrée à la chaîne de régulation ainsi qu'aux qualités attendues d'une boucle de régulation. Les notions indispensables des systèmes linéaires comme la mise en équation, la transformée de Laplace, les fonctions de transfert isomorphe et isochrone, et l'étude des systèmes du premier et du second ordre sont illustrées par des exemples simples. La seconde partie de l'ouvrage porte plus spécifiquement sur le contrôle des procédés industriels. Sont développées les notions fondamentales d'identification, de régulateur industriel, de stabilité, de précision et de réglage. De nombreux exercices corrigés ponctuent le cours et permettent une application directe des notions étudiées. En fin d'ouvrage sont regroupés des problèmes de synthèse résolus dont la complexité va des régulations simples boucles aux régulations en cascade ou de tendance.</p> <p>Ce livre est destiné à tous les étudiants de l'enseignement technique supérieur (BTS, IUT, Licences professionnelles, IUP) qui ont besoin des outils techniques de la régulation automatique des procédés industriels.</p>
	<p>Cours de physique : Électromagnétisme 1 Électrostatique et magnéto-statique. Daniel CORDIER, professeur de physique en cycle préparatoire intégré de la fédération Gay-Lussac de Rennes. Éditions DUNOD, 268 pages, 25 € TTC</p> <p>Cet ouvrage est le premier tome d'électromagnétisme du cours de physique. Il est consacré à l'électrostatique et la magnéto-statique dans le vide et les milieux matériels qui constituent une introduction naturelle à la discipline. Cette introduction est facilitée par le découplage entre les phénomènes électriques et magnétiques apportés par le régime permanent.</p> <p>Outre un rappel méthodologique qui sera fort utile à l'étudiant, le cours comporte des encarts historiques sur les découvertes et théories exposées pour apporter au lecteur les bases essentielles à sa culture scientifique. Chaque fois que cela est possible, des applications pratiques sont présentées. Sont développées, par exemple, les méthodes de simulations numériques de processus électrostatiques. Chaque chapitre est suivi d'une rubrique « à retenir » et d'une série d'exercices dont les solutions figurent en fin d'ouvrage.</p> <p>Le contenu de l'ouvrage couvre le programme des premiers cycles / Licences de physique, des classes préparatoires aux grandes écoles et des classes préparatoires intégrées.</p>
	<p>Électromagnétisme Joseph EDMISTER, professeur émérite de l'université d'Akron (USA) Traduit par Ségolène GUILBAUD. Éditions Ediscience, collection Mini Shaum's, 136 pages, 12,90 € TTC</p> <p>Pas de temps à perdre ? Les examens approchent et la panique vous guette ? Besoin d'améliorer vos résultats ? Ce livre est fait pour vous ! Des notions de cours de nombreux schémas, des astuces, des exercices : tout ce dont vous avez besoin pour comprendre et maîtriser rapidement l'essentiel de l'électromagnétisme !</p> <p>SOMMAIRE</p> <ul style="list-style-type: none"> - calcul vectoriel - champ électrostatique - champs magnétiques statiques - champs variables et équations de Maxwell - ondes électromagnétiques - lignes de transmission - antennes <p>PUBLIC</p> <ul style="list-style-type: none"> - étudiants en Licence (1^{er} et 2^e années) de physique et de génie électrique - BTS et IUT génie électrique, STI - Formation continue



Électronique, Travaux dirigés

Yves GRANJON, professeur à l'institut national polytechnique de Lorraine (INPL) directeur de l'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique (ENSEM)
Éditions **DUNOD**, 204 pages, 15 € TTC

Les ouvrages de la série « TD » répondent à trois objectifs :

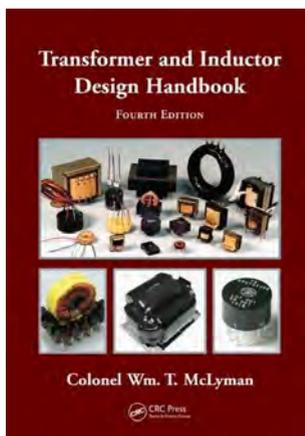
1. « APPRENDRE » : un résumé du cours met en lumière l'essentiel de ce qu'il faut savoir. Il est suivi de tests de connaissances.
2. « COMPRENDRE » : des questions de réflexion structurent les connaissances, en dégagant des idées générales, et leur donnent du sens, en les mettant en relation. Cette étape est essentielle pour favoriser une mémorisation intelligente et durable.
3. « APPLIQUER » : des exercices d'entraînement permettent de se préparer à l'examen. Leur énoncé est suivi de conseil pour les aborder et leurs solutions détaillées mettent l'accent sur le raisonnement et la méthode à mettre en oeuvre.

Cet ouvrage s'adresse aux étudiants du premier cycle (Licences mention SM et MIAS, IUT et STS). Il couvre en 8 chapitres et 148 questions et exercices les bases de l'électronique :

- Jonction PN et diodes semi-conducteurs ;
- Polarisation et fonctionnement dynamique du transistor bipolaire ;
- Amplificateur opérationnel en régime linéaire et non linéaire ;
- Filtres fréquentiels ;
- Transistor à effet de champs
- Circuits logiques combinatoires.

Voici la nouvelle édition entièrement revue et corrigée de ce TD d'électronique, ouvrage dont le succès n'a jamais été démenti.

En bref, un véritable atout pour l'étudiant soucieux de réussir.



Transformer and Inductor Design Handbook

Manuel de Conception des Transformateurs et Inductances

Colonel **Wm. T. McLYMAN**, 3^e édition, revue et élargie, mars 2004
Marcel Dekker Inc., Série Électrotechnique et Électronique – n° 121
536pp. A4, 414 illustrations. ISBN : 0-8247-5393-3 175 \$.

Le livre du Col. Mc Lyman est un **grand classique qui doit être présent dans la bibliothèque de tous les concepteurs de transformateurs ou bobines** – électrotechniciens et électroniciens, ingénieurs et enseignants.

L'approche est pratique, du point de vue de l'utilisateur (éclairé), avec des exemples de calculs et de nombreux tableaux et graphiques comparatifs, utiles pour les applications. La présentation est claire et le grand nombre de figures permet de comprendre plus facilement les phénomènes et la technologie.

Par rapport au paramètre "produit des surfaces" A_p , utilisé dans le calcul des transformateurs, l'auteur a introduit le facteur K_g qui exprime la contribution de la géométrie du noyau et permet de trouver plus facilement le meilleur compromis entre le poids, le prix et les paramètres électromagnétiques.

L'ouvrage couvre tous les éléments qui contribuent à comprendre et calculer les composants magnétiques : bases physiques des phénomènes magnétiques, propriétés des matériaux magnétiques, forme et construction des noyaux, problèmes du bobinage, calcul du transformateur optimal, rendement et échauffement, capacités parasites et inductances de fuites. Sont ensuite détaillés les problèmes spécifiques des : transformateurs de puissance, inductances de lissage (selfs de filtrage), transformateurs régulateurs de tension, transformateurs triphasés, transformateurs de courant. Ne sont pas traités les amplificateurs magnétiques.

Cette 3^e édition rajoute des exemples de calcul et encore : les transformateurs pour les convertisseurs c-c, le calcul du convertisseur c-c "silencieux", les transformateurs planar, les transformateurs à secondaire en rotation. C'est effectivement une remise à jour avec les applications les plus récentes, dont certaines sont encore peu connues ; ceci est une **garantie que le livre sera encore utile pendant de longues années** même pour les domaines en évolution rapide, comme l'électronique et la technique aérospatiale.



Analyse et traitement des signaux

Méthodes et applications au son et à l'image

Étienne TISSERAND, maître de conférences à l'université H. Poincaré de Nancy,
Jean-François PAUTEX, technicien à l'université H. Poincaré de Nancy,
Patrick SCHWEITZER, maître de conférences à l'IUT de Nancy-Brabois
 Éditions **DUNOD**, 306 pages, 25 € TTC

Le traitement des signaux a connu un développement sans précédent au cours des trente dernières années. Ses applications concernent tous les secteurs scientifiques et techniques. La connaissance et la maîtrise de cette discipline sont indispensables à l'ingénieur comme au chercheur.

Cet ouvrage présente, de façon concrète, les méthodes les plus exploitées. Après une présentation des phénomènes sonores et de l'acquisition des images vidéo, l'ouvrage aborde dans les détails : les opérations d'échantillonnage, de quantification, d'interpolation et de synthèse des signaux ; les méthodes d'analyses spectrale et corrélative ; les filtres analogiques (actifs, programmables, audiofréquences, à capacités commutées) ; la conception des filtres numériques et audionumériques ; la prédiction linéaire et le filtrage adaptatif des signaux ; le traitement bas niveau des images numériques, avec une introduction aux techniques de compression des images. Les aspects théoriques sont illustrés par des exemples et des applications, le plus souvent dans le domaine du son et de l'image. Des exercices corrigés, issus de notes d'application complètent le cours.

Cet ouvrage s'adresse aux étudiants en premier cycle / Licence ainsi qu'aux techniciens, ingénieurs ou chercheurs. Son contenu est adapté à un enseignement dispensé notamment dans les formations de l'automatique, l'informatique, l'électronique, la physique et les mathématiques appliquées.



Théorie et traitement du signal

2. Méthodes de base pour l'analyse et le traitement du signal.

Messaoud BENIDIR, enseigne la théorie et le traitement du signal à l'université Paris-Sud (Orsay) et à Supélec.
 Éditions **DUNOD**, 274 pages 29 € TTC

Parce que l'évolution des technologies de l'électronique est permanente et leur maîtrise délicate et exigeante, il est devenu indispensable aujourd'hui de posséder toutes les connaissances théoriques et pratiques du traitement du signal. A la pointe dans ce domaine, cet ouvrage très complet rassemble en deux volumes les résultats majeurs du traitement du signal, analyse leurs fonctionnements mathématiques et expose leur mise en oeuvre.

Dans le premier volume, l'auteur décrit les modèles et les outils mathématiques de représentation des signaux.

Dans ce deuxième volume l'auteur expose les méthodes de base du traitement du signal : méthodes récursives pour le filtrage et l'estimation d'un signal, méthodes d'analyse spectrale, méthodes d'analyse temps-fréquence, méthodes d'analyse polyspectrale.

Cet ouvrage est destiné aux élèves d'écoles d'ingénieurs, ainsi qu'aux étudiants en 2^e cycle / Master. Un site Web propose des exercices corrigés supplémentaires et des compléments.

***Lire La Revue 3EI c'est bien, voire même très bien,
 Lire La Revue 3EI en étant abonné c'est mieux !***

Les supraconducteurs et leurs applications. Passé, présent et quelques perspectives d'avenir.

Gilbert RUELLE

ACADÉMIE DES TECHNOLOGIES,

Président de la commission Énergie-Environnement.

INTRODUCTION

Dans les années 70/80, une présentation sur ce sujet aurait laissé entrevoir un avenir glorieux pour la supraconductivité, avec des trains à lévitation magnétique, des navires à propulsion magnéto-hydrodynamique utilisant des aimants supraconducteurs, des mégapoles alimentées en électricité par des câbles supraconducteurs sans pertes, eux-mêmes recevant leur énergie d'alternateurs supraconducteurs, l'alimentation étant stabilisée par d'immenses stockages d'énergie électrique sous forme magnétique dans des solénoïdes supraconducteurs hectométriques souterrains.

Ce fut l'apothéose avec la révolution des supraconducteurs à haute température critique (HTS) en 1986/87 qui amplifia cette euphorie en réalisant en une seule année un bond spectaculaire de la température critique qui passa de la vingtaine de Kelvin à la centaine.

Une pluie d'une douzaine de prix Nobel avait accompagné le cheminement de la supraconductivité tout au long de son trajet, depuis son découvreur Kamerlingh Onnes en 1911 jusqu'à Bednorz et Müller en 1986.

Le grand public, qui jusqu'alors ignorait ce qu'était un supraconducteur, fut abreuvé d'informations lyriques par une explosion médiatique sans précédent. Le congrès de la société américaine de physique de 1987 au Hilton de New-York connut une séance mémorable se prolongeant jusqu'au milieu de la nuit pour débattre de cette révolution des HTS. Beaucoup ont cru que la situation de la supraconductivité allait radicalement changer en quelques années. Dans cette ambiance de fol espoir, les crédits de recherche dans le monde entier ont été monopolisés par ces HTS au détriment des supraconducteurs à basse température critique (LTS).

Après 17 ans, où en est-on ?

- Quelles sont les promesses tenues ? et quels sont les espoirs déçus ?
- Les domaines aujourd'hui porteurs utilisent quels types de supraconducteurs ?
- Quel est le marché et quels sont les industriels qui le servent ?
- Quels sont les espoirs d'autres applications pour l'avenir ?

Tel est l'objet de ce papier.

1. LES PROMESSES TENUES :

Les équipements médicaux sortent grand vainqueur dans la course aux applications de la supraconductivité, ils en constituent le seul marché régulier.

1.1 L'imagerie médicale par résonance magnétique nucléaire est la première grande application commerciale, avec plus de 2000 systèmes IRM par an et un chiffre d'affaire d'environ 5 milliards de dollars. Elle a conquis le terrain du diagnostic par la visibilité des parties molles du corps, riches en eau, dont les protons de l'hydrogène sont utilisés pour construire une image à partir de l'orientation de leur spin dans un champ magnétique intense créé par des aimants supraconducteurs à basse température utilisant des conducteurs à base de Niobium-Titane.

En France, il n'y a pas de constructeurs de systèmes IRM, *La Compagnie Générale de Radiologie* ayant cédé cette activité naissante à *General Electric* dans les années 80.

Alstom a fourni plus de 500 aimants supraconducteurs pour cette application à Philips, un des leaders mondiaux en systèmes IRM. (figure 1).



Figure 1

Les progrès dans l'imagerie par résonance magnétique ont été rapides ; après les premiers balbutiements utilisant des champs faibles (0,1 à 0,5 Tesla), la norme est maintenant 1,5 à 2 Tesla, permettant une imagerie plus rapide et plus précise. L'utilisation de ces systèmes IRM est aussi devenue plus conviviale, avec un champ de fuite de plus en plus réduit par des systèmes d'écrantage efficaces, un espacement des remplissages d'hélium allongé à plus d'un an, un développement des cryo-générateurs

embarqués, et dans certains cas, une conception ouverte des systèmes d'aimants supra permettant un accès du praticien pour intervenir simultanément avec la prise d'image.

1.2 La spectroscopie par résonance magnétique nucléaire (RMN)

Pour l'étude des protéines complexes de la structure du génome, et pour la création de molécules pharmaceutiques nouvelles, l'analyse par résonance magnétique nucléaire sous très haut champ (jusqu'à 21 T) est nécessaire.

Ce marché d'environ 300 systèmes par an utilise des aimants supraconducteurs Niobium-Etain (Nb_3Sn) et Niobium- Titane ($NbTi$) ; le marché est partagé entre 3 acteurs principaux : Bruker (Europe) pour 40 à 50%, Varian (US) pour 30-40% et Jeol (Japon) pour 10%.

Ce marché en croissance utilise des champs magnétiques de plus en plus élevés, de 9.4T (400MHz) en 1975 à 21.1T (900MHz) en 2000, ce qui nécessite l'utilisation du niobium-étain pour une partie au moins des bobines supraconductrices .

1.3 La physique de hautes énergies est également une promesse tenue, qui ne constitue pas un marché régulier comme celui des applications médicales, mais des marchés ponctuels de très grand volume : aimants supraconducteurs pour accélérateurs-collisionneurs, synchrotrons, cyclotrons, détecteurs, pour les grands laboratoires de physique : CERN, CEA, DESY, Fermi Lab, Brookhaven lab...La grande réalisation actuelle est le LHC (Large Hadron Collider).

1.4 La fusion nucléaire contrôlée, bien que n'étant encore qu'à l'état de promesse pour la fin de ce siècle, donne lieu à des réalisations de prototypes qui ont constitué jusqu'alors un petit marché, mais le projet ITER qui se réactive fortement actuellement pourrait être d'un volume comparable à celui d'un grand accélérateur de particules. Ces recherches des grands laboratoires de physique (CEA, Euratome, ENEA, FZK...) ont déjà donné lieu à des réalisations significatives de Tokamaks et Stellérateurs : Tore supra, TFMC ITER/NET, RFX ENEA Padoue, JET...

Pour tous ces grands aimants créant un champ magnétique élevé dans un volume important, la supraconductivité s'est imposée par sa propriété fondamentale : **une résistance « nulle » (résistivité inférieure à 10^{-25} W.m).**

Des aimants en cuivre refroidis par eau dépenseraient beaucoup trop d'énergie, et deviendraient même infaisables pour les derniers grands projets.

2. TYPES DE SUPRACONDUCTEURS ET AXES DE DÉVELOPPEMENT.

Les axes de développement des supraconducteurs correspondent au besoin d'élargissement de leur domaine d'application, en augmentant le courant, le champ magnétique et la température supportables. Il faut repartir des caractères basiques de la supraconductivité pour comprendre comment ces développements ont conduit à la diversité actuelle :

2.1 Augmenter la densité de courant et le champ supportable

Le caractère le plus fondamental des supraconducteurs, mis en évidence en 1911 par Kamerlingh Onnes, est la disparition de la résistance électrique en dessous d'une température dite critique. Cette propriété de résistance nulle, donc de pertes joule nulles, autorise des densités de courant très importantes, qui constituent l'avantage essentiel des supraconducteurs au plan des applications. Avec le $Nb-Ti$ à 4,2 K : 3000 A / mm^2 sous 5 Tesla, sans pertes, soit 100 à 1000 fois les densités utilisées en électrotechnique classique avec du cuivre à refroidissement poussé (cuivre refroidi à l'eau à 300K ~ 10 A/ mm^2).

Cette propriété de supraconductivité ne se manifeste qu'à l'intérieur d'un domaine limité de température, de champ magnétique et de densité de courant. C'est là une difficulté du développement des supraconducteurs, car si on augmente le courant, on augmente le champ magnétique propre, et la course aux fortes densités de courant trouve sa limite dans le champ magnétique maximum qui autorise l'état supraconducteur. Il faut donc associer à la recherche de densités de courant élevée, celle de l'acceptation d'un champ magnétique également élevé.

Le tableau 1 indique les caractéristiques de densité de courant en fonction du champ magnétique pour quelques supraconducteurs métalliques à basse température critique, en l'année 2000, car ces caractéristiques s'améliorent chaque année.

Champ mag. (T)	0,5	2	5	8	11	12
$NbTi$ 4,2 K	16 000	5 400	3000	1 100	0	0
1,8 K	*	*	4000	3000	1 100	0
Nb_3Sn actuel 4,2 K	*	*	*	*	En 1995 Aujourd'hui	700 2400
Nb_3Sn objectif fusion						1000 portes fusibles 1j/ cm^3
Nb_3Sn objectif spectro., VLHC						3000

* : sans intérêt économique.

Tableau 1 : densités de courant (en A / mm^2) en fonction du champ magnétique.

Ces augmentations de performances ont été notamment obtenues par l'optimisation de la structure multifilamentaire des supraconducteurs, assemblage de filaments d'alliage supraconducteur (Nb Ti ou Nb₃Sn) torsadés et noyés dans une matrice en cuivre. La figure 2a montre quelques exemples de cette structure (pour permettre de voir les filaments de Niobium-Titane noyés dans la matrice, le cuivre de cette matrice a été décapé à l'acide. La vue correspond à un stade de grand diamètre avant les opérations de tréfilage); la coupe d'un conducteur avant décapage du cuivre est visible sur la figure 2b.



Figure 2a

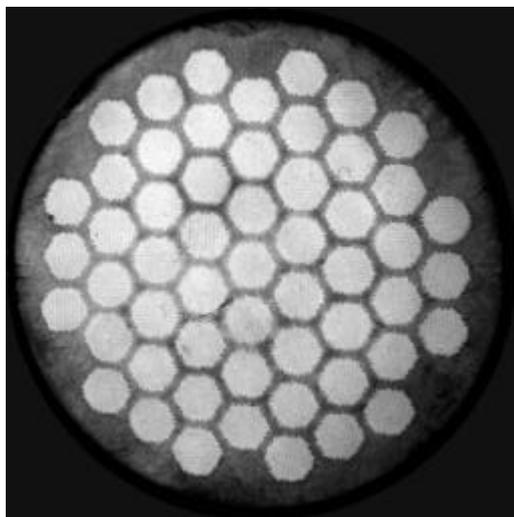


Figure 2b

Figures 2 : Supraconducteurs ALSTOM Magnets and Superconductors

Pourquoi une structure multifilamentaire ? Cette structure permet d'augmenter la densité de courant, car la densité de courant dans le supraconducteur étant très élevée, le champ magnétique propre créé par ce courant, qui croît proportionnellement au diamètre, atteint le champ critique pour une très faible valeur de ce diamètre ; il faut donc utiliser des diamètres très

petits de filaments (< 100 μm), pour rester très en deçà du champ critique et bénéficier des fortes densités de courant permises par cet éloignement du champ critique.

Pourquoi noyer ces filaments dans une matrice en cuivre ? Pour assurer la stabilité du fonctionnement : En cas de dépassement de T_c ou B_c, la résistivité du supra saute de zéro à une valeur élevée, entraînant un échauffement adiabatique d'autant plus grand que son enthalpie est très faible à 4,2 K. La matrice en cuivre a alors une double fonction :

- limiter l'échauffement par l'apport de sa propre enthalpie, supérieure à celle du NbTi ;
- par sa résistivité plus faible que celle du supra ayant transité, dériver une partie du courant pour limiter l'échauffement.

D'autre part, le cuivre permet l'étréage et le tréfilage des conducteurs dans des conditions idéales et industrielles (le NbTi seul ne pouvant se tréfiler).

Parmi les supraconducteurs métalliques à basse température critique, le niobium-titane occupe 98% du marché, mais un regain d'intérêt se manifeste ces dernières années pour les supraconducteurs Nb₃Sn supportant des champs magnétiques plus élevés, grâce au succès des bobines modèles du projet de fusion contrôlée ITER, et à un programme américain ambitieux (3 M\$ de subvention du DOE pour 2002) dans le cadre de l'étude de faisabilité du VLHC (Very Large Hadron Collider)

2.2 Augmenter la température critique

La figure 3 montre la très rapide évolution de la température critique à partir de 1986, date de la découverte des nouveaux supraconducteurs HTS à oxydes céramiques de terres rares et de cuivre. La température critique fait un bond vers 40K, puis rapidement vers 120K

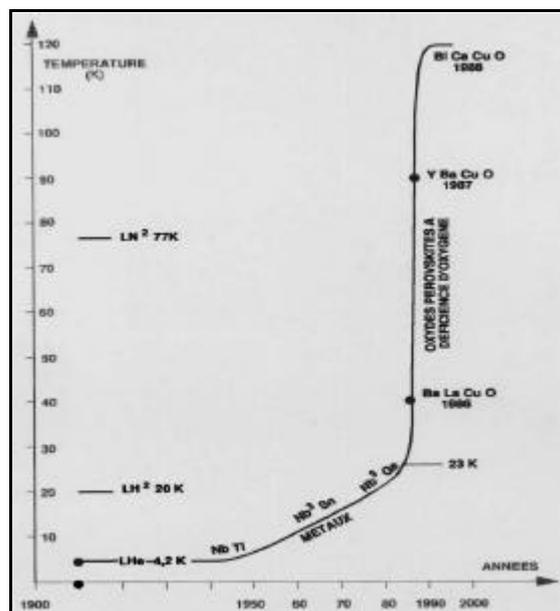


Figure 3 : évolution de la température critique

L'attrait principal des hautes températures critiques est la réduction du coût de la réfrigération, le prix du litre d'hélium liquide (à 4.2 K) est de l'ordre de 5 Euros, et l'évacuation de 1 watt à 4.2 K coûte environ 600 W à 300 K, alors qu'à 77K, le prix du litre d'azote liquide n'est que de 0.1 Euro, et l'évacuation de 1 watt ne coûte que 10 W à 300K.

Il y a d'autres avantages à un fonctionnement à 77 K :

- La chaleur latente de l'azote liquide étant 60 fois plus élevée que celle de l'hélium liquide, les périodes de fonctionnement peuvent être plus longues avec les HTS (besoin de remplissage de cryogène réduit).
- Meilleure stabilité pour les supraconducteurs fonctionnant à 77 K car leur enthalpie est plus grande qu'à 4K.
- Simplification des systèmes de refroidissement à 77K.

Deux familles de supraconducteurs se différencient donc à partir de 1986 / 87 :

- Les supras à basse Tc (LTS), métalliques : NbTi, Nb₃Sn, gros porteurs de courant. Ce sont les seuls utilisés industriellement.
- Les supras à haute Tc (HTS), oxydes métalliques : BaLaCuO, YBaCuO, BiSrCaCuO (BSCCO), qui peuvent supporter des champs intenses, mais seulement de faibles courants; ils sont toujours au stade du développement.

Les HTS

La structure anisotrope des HTS rend leur utilisation difficile en courants forts : ce sont des cuprates de structure cristalline pérovskite contenant des plans cristallins de CuO₂ conduisant à des propriétés supraconductrices fortement anisotropes. De très fortes densités de courants (50.000 A/mm²) sont permises dans les monocristaux, mais les structures massives polycristallines voient cette densité chuter à cause des jonctions intercrystallines, ce qui limite leur usage en électrotechnique (courants forts). Ceci explique que ces HTS se développent surtout en électronique, en structures lamellaires à couche mince. Depuis leur découverte en 1986, les développements de ces HTS ont suivi deux axes : l'augmentation de la densité de courant, très faible au départ, et la réduction du coût de fabrication. En une quinzaine d'années, des progrès appréciables ont été réalisés, mais ils restent encore insuffisants pour détrôner les LTS en électrotechnique. Bien souvent, d'ailleurs, ils sont utilisés à basse température pour améliorer leurs performances, perdant alors les avantages du 77 K.

Dans le domaine médical, notons le développement des SQUID (Superconducting Quantum Interference Device), magnétomètres supraconducteurs ultrasensibles, capables de détecter par effet Josephson un champ magnétique de l'ordre du milliardième du champ magnétique terrestre, trouvant des applications médicales en imagerie neurologique pour analyser l'activité du cerveau (magnéto-

encéphalographie MEG), et du cœur (magnéto-cardiographie MCG). Les courants en jeu étant extrêmement faibles, les HTS sont utilisables pour cette application qui existait déjà avec les LTS. D'autres applications semblent possibles en contrôle qualité dans la fabrication des semi-conducteurs.

Les HTS les plus prometteurs, après les BaLaCuO et les Y BaCuO de 1986/87, se distribuent en trois familles principales :

- 1. Les BSCCO, au bismuth, déjà au stade industriel en structure composite multifilamentaire
- 2. Les YbaCuO de seconde génération, au stade R&D, en structure film
- 3. Les MgB₂, au stade exploratoire dans les deux structures

HTS 1 : Les composés au Bismuth

- Bi₂Sr₂Ca₂Cu₃O₁₀ (BSCCO 2223) est le plus avancé, en filaments de poudre de BSCCO dans tube d'argent
 - Tc = 110 K, Jc # 140 A/mm² à 77 K, B = 0
 - Utilisé à 30 K, supporte quelques Tesla au même Jc
 - Réalisé en longueurs kilométriques
 - Défauts : perte importantes en champ variable à cause de la matrice argent, et faible flexibilité du conducteur composite.
 - Prix élevé ~ 200 \$/kA.m en 2001, ASC, espère réduire à 50 \$ / kA.m
 - Bi₂Sr₂Ca₁Cu₂O₈ (BSCCO 2212) Dépôt de 2212 sur ruban d'argent
 - Tc plus bas (85 K), utilisé à 20 K ou 4 K
 - à 4 K, meilleures performances en Jc sous haut champ (20 à 30 T)
 - La fabrication utilise un support en argent, seul élément qui laisse passer l'oxygène indispensable dans l'élaboration de supraconducteur, sans réagir avec lui. En conséquences, le coût de fabrication reste élevé (30 \$/ kA.m rien que pour l'argent-estimation faite en 2000), et les pertes sont importantes en cas de régime variable à cause de l'argent qui est un très bon conducteur électrique et développe donc des courants de Foucault intenses. On note par ailleurs des performances réduites avec la longueur du conducteur.
- #### HTS 2 : Les composés à l'Yttrium
- La deuxième génération de ces composés est au stade du développement, sous forme de dépôt en couche mince sur un support métallique (substrat flexible), soit par procédé IBAD (Ion Beam Assisted Deposition), soit par procédé de dépôt métallorganique sur substrat texturé (RABITS).
 - Espérance d'un coût de fabrication raisonnable (utilisation de Nickel ou alliages de Ni possible comme substrat)
 - Promet de supporter de hauts champs

- Elaboration difficile car la densité de courant critique diminue fortement avec l'épaisseur de la couche mince déposée (fortement réduite au delà de 1 μm)

HTS 3 : Les supraconducteurs MgB₂

La supraconductivité du MgB₂ fut découverte en janvier 2001, avec une température critique qui est la plus élevée parmi les supraconducteurs métalliques (40 K), les champs critiques sont élevés (24 T à 4,2 K et 5 T à 20 K). Ses propriétés seraient en outre nouvelles, sa résistance après transition restant modérée. Les matières de base sont par ailleurs peu coûteuses.

Ce conducteur est un candidat intéressant pour remplacer NbTi dans certaines de ses applications, notamment dans les aimants IRM avec un avantage théorique de fonctionner à 20 K au lieu de 4.2 K (avec un cryogénérateur), mais il reste du chemin à parcourir, car le MgB₂ présente quelques inconvénients :

- Sa densité de courant critique diminue fortement en présence d'un champ magnétique. Dans l'état de l'art actuel, il ne peut pas encore être utilisé pour fabriquer des aimants ($J_c = 1000 \text{ A/mm}^2$ à 1 Tesla, 20 K)
- Problèmes de fabrication voisins de ceux des HTS

Les études sont actuellement pour la plupart du type fondamental, centrées sur le champ propre.

Principaux producteurs de HTS

- USA : ASC, IGC Super Power
- Europe : Nexans (F), Trithor (D)
- Japon : Sumitomo (SEI), Toshiba

2.3 Autres axes de recherche : adaptation à certains besoins :

- supporter des champs magnétiques variables (dB/dt), pour faire face à des régimes variables, voire supporter du courant alternatif.
- tirer parti du phénomène de transition

2.3.1 Supporter des champs magnétiques variables, pouvoir porter du courant alternatif.

En courant continu les pertes sont nulles, mais en courant alternatif les pertes ne peuvent être nulles, car d'une part des courants de Foucault se développent dans la matrice résistive, d'autre part des pertes par hystérésis se développent dans le supraconducteur lui-même, soumis à des cycles d'aimantation.

Les moyens utilisés pour minimiser ces pertes inévitables consistent à subdiviser encore plus finement les filaments de niobium-titane, et à utiliser une matrice plus résistive que le cuivre (cupronickel) pour réduire les courants de Foucault. (figures 4). En courant alternatif, le diamètre des filaments devient submicronique, et leur nombre varie de plusieurs centaines de milliers à plusieurs millions. La figure 4a montre la coupe d'un tel brin, la figure 4b un élément de câble, et la figure 4c le câble supraconducteur assemblé.

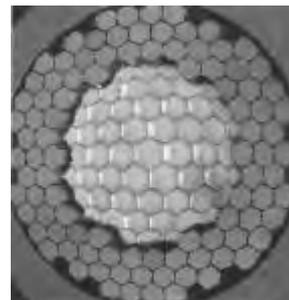


Figure 4a : brin supra

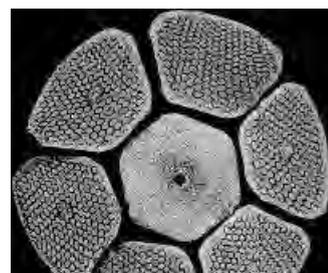


Figure 4b : sub-câble

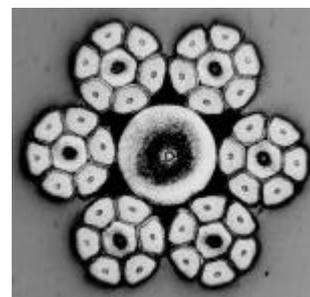


Figure 4c : câble assemblé

Figures 4 : conducteurs supraconducteurs Alstom Magnet and Superconducteurs.

2.3.2 Tirer parti du phénomène de transition, par une utilisation intelligente et contrôlée du passage à l'état résistif. La transition fait passer brutalement d'une résistance nulle à une résistance très élevée, ce phénomène permet donc de passer en un temps très court du courant nominal à un courant négligeable. Si on sait maîtriser ce passage sans échauffement intolérable, on peut « couper » un courant sans ouvrir de contact, donc sans usure.

Applications envisageables:

- limiteurs de courant ultra rapides, sans pièces mécaniques et sans ouverture du circuit, en un temps beaucoup plus court que les disjoncteurs (~ 1/1000 s)
- Filtres de fréquence supraconducteurs
- redresseurs supraconducteurs

3. Quel est le marché? Quels sont les industriels qui le servent?

Le marché actuel des supraconducteurs se présente de façon très disproportionnée :

- Niobium-Titane : environ 1000 tonnes par an, pour l'IRM et la RMN, + 1200 t sur 5 ans pour le LHC
- Niobium-Etain : environ 20 t/an, essentiellement pour la RMN

- HTS : quelques centaines de km de conducteur par an pour des prototypes démonstrateurs d'applications nouvelles (transformateurs, câbles de puissance...)

Les principaux producteurs de fil supraconducteur, classés sur la période 2000/2005, sont :

- ALSTOM #1
- Oxford-OST (USA) #2
- Vac (Allemagne) #2
- Intermagnetics General Corp (USA) #4
- Europa Metali (Italie) #5
- Outokumpu (Finlande) #6
- Sumitomo, Kobé steel, Furukawa, Hitachi, Mitsubishi, Showa (Japon)

Outokumpu ayant racheté l'activité supraconducteurs de Intermagnetics General Corporation, passe en tête sur la période 2002/2006, comme indiqué sur la figure 5.

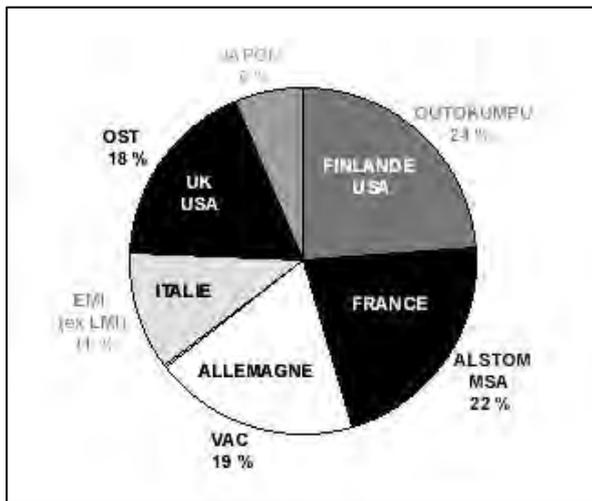


Figure 5

Sur son site industriel de Belfort, ALSTOM a équipé plus de 7500m² entièrement dévolus à la production de supraconducteurs : soudage des extrémités des billettes par bombardement électronique, banc à étirer de grande puissance bull-bloks, tréfileuses, cableuses...etc.,

4. Le LHC (Large Hadron Collider), plus grand projet actuel utilisant des supraconducteurs Nb-Ti sur-refroidi à 1,8K mérite quelques mots :

Il est destiné à mieux comprendre la formation de l'univers en fouillant toujours davantage la constitution interne des nucléons et des quarks, et découvrir notamment le boson de Higgs. Pour atteindre les énergies correspondant à la création de ces particules, deux faisceaux de protons en sens opposés sont accélérés, guidés et collimatés par des aimants supraconducteurs jusqu'à une vitesse proche de celle de la lumière. On provoque la collision de ces

faisceaux de protons pour les casser et observer les particules issues de ces chocs.

L'anneau de 27 km de périphérie du LHC est équipé de :

- 1232 aimants supraconducteurs du type dipôle (1248 en incluant les prototypes). Leur rôle est de courber la trajectoire des particules, matérialisée par l'anneau de 27 km. Leur construction exige 6450 km de câble supraconducteur (filaments de 6 à 7 μm), d'une masse totale de 1200 tonnes
- 386 aimants du type quadripôle (870 km de câble supraconducteur d'une masse de 100 tonnes). Leur rôle est de focaliser les faisceaux pour augmenter leur intensité
- Les aimants de correction de champ magnétique
- Les aimants de détection des particules

Alstom est fournisseur principal des 1200 tonnes de câble supraconducteur (5/8 du câble interne et 3/8 du câble externe), le reste est partagé entre Allemagne, Italie, Etats-Unis, Finlande, Japon.

Alstom est également fournisseur d'un tiers des 1248 aimants dipôles de 15 mètres de long, en consortium avec Jeumont Industrie (Allemagne 1/3 Noell, Italie 1/3 Europa Metall)

La figure 5a montre deux aimants dipôles, et une vue éclatée de la partie froide des dipôles sur figure 5b.

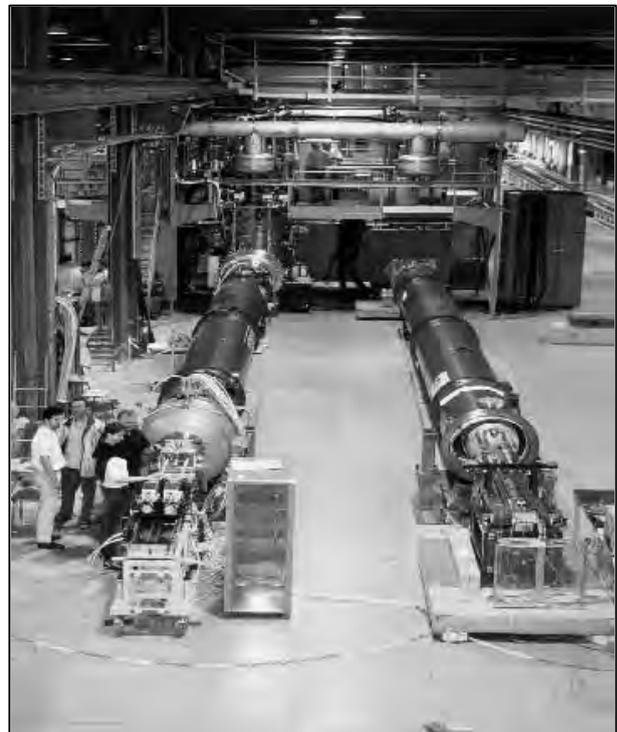


Figure 5a : vue de deux aimants dipôles du LHC.

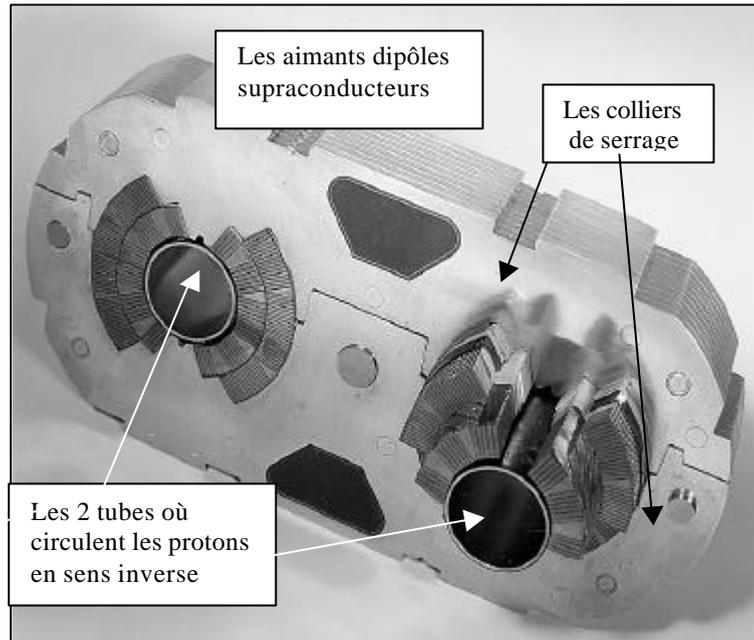


Figure 5b : vue éclatée de la partie froide des dipôles du LHC.

Figures 5 : Aimants dipôle LHC fabriqués par le consortium ALSTOM Magnets and Superconductors -Jeumont

5. La fusion thermonucléaire contrôlée

De nombreux prototypes jalonnent la longue route vers la fusion contrôlée : Tokamaks et Stellarators. Le JET (joint european torus) a été le dernier prototype utilisant des aimants résistifs ; à partir de Tore Supra (le Tokamak de Cadarache), tous les grands projets de prototypes utilisent la supraconductivité. Le grand projet international actuel est ITER (International Thermonuclear Experimental Reactor) associant USA, EU, Russie et Japon. ALSTOM participe à l'un des 7 projets visant à démontrer la faisabilité des technologies clés envisagées pour ITER. Chaque projet inclut le développement et le contrôle du niveau industriel des technologies de fabrication.



Figure 6b : prototype de bobine toroïdale.

Les figures 6a et 6b montrent respectivement un secteur du Tokamak ITER, et un prototype de bobine toroïdale (TFMC) réalisé par le consortium Alstom-Ansaldo-Noell.

La forme des conducteurs supra envisagés pour ITER apparaît sur la figure 7.

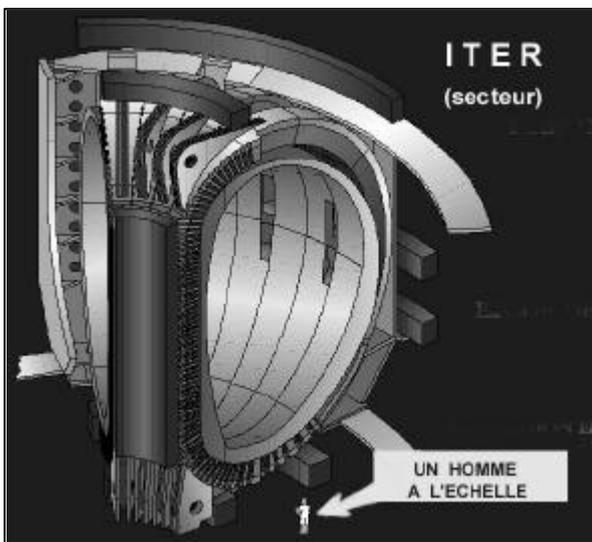


Figure 6a : secteur du Tokamak ITER

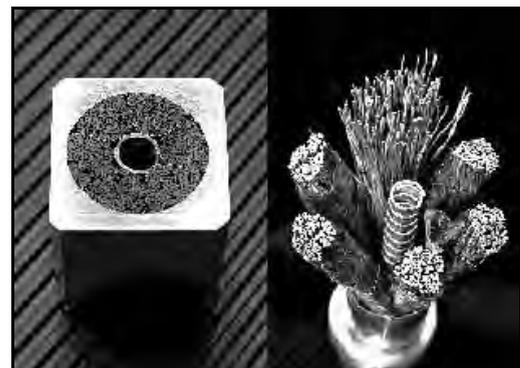


Figure 7 : forme des conducteurs supra envisagés pour ITER (Duchateau CEA, Cadarache)

6. Retour sur les applications rêvées de la supraconductivité

Que sont devenus :

- Le train à lévitation magnétique supra ?
- les navires à propulsion MHD supra
- les câbles de transmission d'énergie
- l'alternateur supraconducteur ?
- Le transformateur supraconducteur ?
- Le limiteur de courant ?
- Le stockage magnétique d'énergie (SMES) ?

Tous ces projets sont restés au stade de prototypes :

- Le projet japonais de train à lévitation magnétique (figure 8) a atteint 522 km/h en 1999, mais n'a toujours pas de suite industrielle à ce jour.



Figure 8 : projet japonais de train à lévitation magnétique.

- Un prototype de navire japonais (figure 9) à propulsion MHD, le Jupiter II, n'a pas connu davantage de suite.

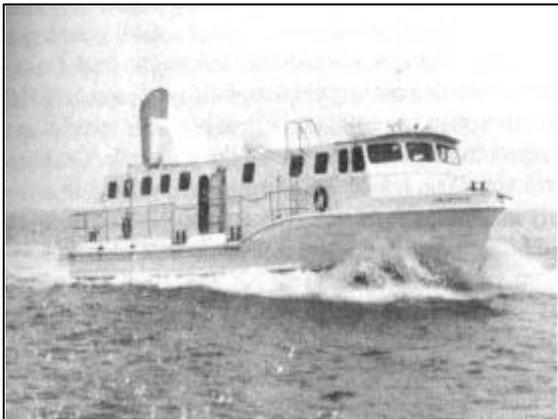


Figure 9 : Jupiter II, prototype de navire à propulsion MHD.

- Les câbles de transmission d'énergie en courant continu font toujours l'objet d'actives recherches ; le transport de fortes intensités sans pertes joule constituant un attrait évident, surtout aux entrées des villes où les droits de passage sont restreints. Mais la grande longueur entraîne des pertes thermiques, il y a donc un puissant intérêt à utiliser des HTS refroidis à l'azote. Ces câbles pourraient avoir deux fois moins de pertes que les câbles classiques. Beaucoup de prototypes sont déjà

réalisés ou en cours, en longueurs de quelques dizaines ou centaines de mètres, et quelques milliers d'ampère. Les derniers prototypes en cours atteignent quelques kilomètres.

- L'alternateur supraconducteur présentait trois attraits :
 - une amélioration du rendement (réduction des pertes d'environ moitié).
 - une réduction de masse et d'encombrement (environ 40%).
 - une possibilité d'accroissement de la puissance unitaire au delà des limites permises par les technologies classiques.

Ces attraits ont été insuffisants pour ouvrir un développement de cette technologie plus complexe et plus coûteuse. Alors Pourquoi ce programme? Et quelles sont ses retombées après abandon?

Le programme a été lancé en 1971, époque où la puissance des alternateurs doublait tous les 5 ans et où on percevait les limites prochaines des techniques classiques. Cette envolée de puissance unitaire a été stoppée dans les années 80 et n'a jamais repris depuis, or la compétitivité ne peut pas être assurée pour les puissances moyennes qui constituent le marché actuel.

Mais les critères élevés de dB/dT exigés pour un alternateur ont amené un développement spécifique des supraconducteurs qui a placé ALSTOM en premier rang pour le LHC qui exigent des critères du même ordre.



Figure 10 :Rotor d'un alternateur supra (Alstom)

La figure 10 montre un rotor à inducteur supraconducteur réalisé par Alstom dans un programme de développement avec EDF, essayé avec succès en 1980. Ce rotor est actuellement au musée *Electropolis* de Mulhouse.

- Transformateurs supraconducteurs et limiteurs de courant : premier transformateur supra réalisé en 1986, premier limiteur de courant supraconducteur en 1988, mais pas d'ouverture industrielle. Quelques projets de 1 à 10 MVA sont encore actifs pour des transformateurs allégés embarqués sur trains à grande vitesse.
- Le stockage supraconducteur d'énergie électrique (SMES): Les fortes densités de courant sans perte d'un supraconducteur permettent de réaliser un stockage d'énergie sous forme magnétique ($1/2 LI^2$), déstockable sous forme électrique, soit impulsione

pour l'alimentation de lanceurs électromagnétiques, soit régulée pour le contrôle rapide des puissances active et réactive d'un réseau. Beaucoup de prototypes ont été réalisés dans le monde, et Alstom a délivré quantité de fil et de câble supraconducteurs LTS pour divers projets de SMES aux USA, en Espagne, en Corée, en Grande Bretagne. Des développements actifs visent à appliquer aux SMES les HTS afin d'en améliorer l'économie

o *Autres applications envisagées :*

- Filtres de fréquence pour télécommunications : L'expansion de la téléphonie cellulaire multiplie les risques d'interférence entre les canaux de fréquence, et demande l'installation près des antennes de filtres de très haute qualité. La résistance nulle des supraconducteurs aménagés en filtres de fréquence leur autorise ces très hauts facteurs de qualité qui permettent d'accroître le débit de communications en conservant la qualité d'audition. Plusieurs installations sont en cours d'évaluation.
- La supraconductivité dans les ordinateurs, autre application de la transition maîtrisée ? La puissance d'un ordinateur dépend de la rapidité des processus logiques. La durée de vie très courte des paires de Cooper ($\sim 10^{-12}$ s) laissait entrevoir des ordinateurs supra plus puissants et plus compacts, utilisant la transition de l'état supra à l'état résistif comme bascule logique. IBM a lancé un grand programme de recherche sur l'ordinateur supra en 1968, mais semble l'avoir abandonné en 1983. Raisons possibles : il n'existe aucun montage supra à 3 fils pouvant assurer la fonction d'un transistor ? Le coût ? Le développement de la microinformatique individuelle qui a déplacé le marché ?

7. CONCLUSIONS :

7.1 Les HTS n'ont pas remplacé les LTS, qui ont atteint leur maturité

Pendant ces 17 dernières années qui ont suivi l'apparition des HTS, le seul marché porteur capable de permettre une activité industrielle n'a pas été celui des HTS, mais paradoxalement celui des LTS.

Le mirage des HTS a cependant ralenti l'effort de développement des applications des LTS qui auraient pu couvrir un champ plus vaste si le rythme de développement d'avant 1986 avait été ~~pu~~ être poursuivi.

7.2 Axes de recherche et développement exigés aujourd'hui par le marché :

Conducteurs LTS à base de Nb₃Sn pour les projets de fusion nucléaire contrôlée (ITER - FEAT : 500 t) et pour les futurs accélérateurs de particules (VLHC aux USA). Continuer l'augmentation du courant critique et/ou la réduction du niveau de pertes en régime variable (Les efforts de R&D sont fortement supportés aux USA par le DOE)

Conducteurs HTS

BiSCO : réduction des coûts de fabrication et amélioration des performances.

YBaCuO : Faisabilité de conducteurs industriellement utilisables (performances, longueur unitaire ...)

7.3 Ne pas désespérer des HTS, mais ne plus croire à une révolution rapide :

- La supraconductivité à basse température (-269 °C) des LTS a somnolé pendant un demi siècle avant de se déployer.
- La supraconductivité à «haute température» (-203°C) des HTS n'est découverte que depuis 17 ans.
Des signes de supraconductivité sont observés à des température encore plus élevée (-33°C, et même peut-être +8°C) sur divers corps, y compris organiques, mais ne semblent pas reproductibles, se méfier des annonces, mais la supraconductivité à température ambiante n'est peut-être pas impossible dans un futur indéterminé.
- La surprise d'un composé métallique (MgB₂) répondant à la théorie BCS, mais à une température inespérée de 40K, confirme que la théorie de la supraconductivité doit encore progresser pour expliquer toutes les découvertes expérimentales qui ne manqueront pas de survenir encore

Étude et mise en oeuvre de différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés

J.P. GAUBERT, P. ROGEON, G. CHAMPENOIS
 Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI)
 École Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers (ESIP)
 40, avenue du Recteur Pineau
 86022 POITIERS Cedex - France
 Tel.: 33 (0)5 49 45 36 78 - Fax: 33 (0)5 49 45 40 34
 E-Mail : prénom.nom@univ-poitiers.fr

Résumé : L'étude des convertisseurs continu-alternatif concerne principalement les onduleurs de tension. Dans ce cadre, il est intéressant, après la description de la structure, d'aborder les différentes stratégies de commande de façon rigoureuse. Nous proposons ici une approche de travaux pratiques qui couple simultanément la simulation et l'expérimentation. Ainsi, à partir des résultats théoriques, les étudiants font une première validation au travers de simulations et ensuite une comparaison avec les relevés expérimentaux. La partie simulation est réalisée à l'aide du logiciel Matlab®/Simulink®, la partie temps réel par un système de développement de lois de commande et de contrôle de type dSPACE et le coeur de l'onduleur par un bloc pédagogique de chez Semikron associé à une instrumentation, à un ensemble de protection et à une présentation pédagogique.

I – PRESENTATION DE LA STRUCTURE

1.1 Schéma du montage

La figure 1 présente le schéma de l'onduleur de tension avec l'ensemble des notations et des conventions de signes. Sur celui-ci apparaît le point milieu fictif O de la source de tension d'entrée U_c , qui est physiquement réalisé par deux condensateurs de

puissance mis en série, et le point neutre de la charge considérée couplée en étoile. Chaque interrupteur K_i est constitué d'un IGBT avec une diode en anti-parallèle. Pour l'ensemble de l'étude théorique les semi-conducteurs sont considérés comme parfaits et la tension d'entrée comme parfaitement continue et constante.

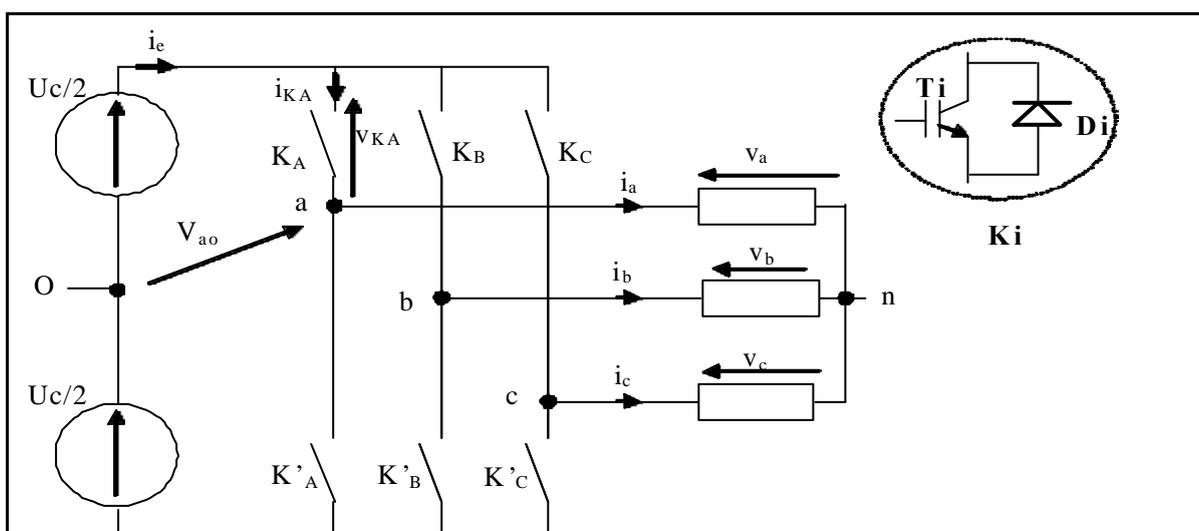


Figure 1 : schéma de l'onduleur de tension

1.2 Équations générales

La structure de l'onduleur triphasé découle de l'association de trois demi ponts monophasés dont les commandes sont décalées d'un tiers de période [1,2]. Les commandes des deux interrupteurs de chaque bras (Ki et K'i) seront obligatoirement complémentaires. Si le récepteur est triphasé et équilibré les équations suivantes seront toujours vérifiées :

$$i_n = i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1)$$

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2)$$

A partir du schéma de l'onduleur il est possible d'exprimer les tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} en fonction de V_a , V_b , V_c et de V_{no} comme suit :

$$V_{io} = V_i + V_{no} \quad (3)$$

Ce qui permet de déduire l'expression théorique de $V_{no} = f(V_{io})$:

$$V_{no} = (1/3)(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4)$$

puis de $V_i = f(V_{io})$:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (5)$$

A partir de cette étude structurelle, il existe plusieurs types de commandes possibles pour un onduleur de tension afin d'imposer une tension alternative aux bornes de la charge. Les commandes les plus usuelles se regroupent en deux familles comme suit :

- ✓ La commande pleine onde
- ✓ La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :
 - ↳ modulation sinus triangle ou intersective,
 - ↳ modulation précalculée ou commutation prédéfinie,
 - ↳ modulation vectorielle ou postcalculée.

Dans cet exposé nous ne traiterons pas le cas de la modulation vectorielle.

II – LES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE

2.1 – Aspects théoriques

A – La commande pleine onde

Dans un bras d'onduleur chaque interrupteur est commandé pendant une demi période avec un décalage d'un tiers de période sur chacun d'eux. Ainsi il est possible d'en déduire les formes d'onde de $V_{bo}(t)$, $V_{co}(t)$ et de $V_i(t)$. La figure 2 donne les formes d'onde de $V_{io}(t)$ et de $V_a(t)$.

A partir de la forme d'onde de V_a il est possible de déduire l'expression théorique de :

- ✓ sa valeur efficace :

$$V_{RMS} = \frac{U_c \cdot \sqrt{2}}{3} \cong 0,47 * U_c \quad (6)$$

- ✓ sa décomposition en série de Fourier :

$$V_{i_n}(\theta) =$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{3} * \frac{U_c}{n * p} * (1 - (-1)^n) * [1 + \cos(n * p/3)] * \sin(n * \theta) \quad (7)$$

D'où la valeur du fondamental de V_i :

$$V_{i_1} = \frac{U_c \cdot \sqrt{2}}{p} \cong 0,45 * U_c \quad (8)$$

- ✓ son taux d'harmonique en tension :

$$t_v = \frac{\sum V_{i_n}}{V_{i_1}} = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - V_{i_1}^2}}{V_{i_1}} \quad (9)$$

Avec ces expressions théoriques les étudiants peuvent compléter un tableau de caractéristiques en tension par une application numérique théorique de V_{RMS} , V_{i_1} et t_v ainsi qu'un second avec la décomposition harmonique en reportant le rapport V_{i_1}/V_{i_n} en %.

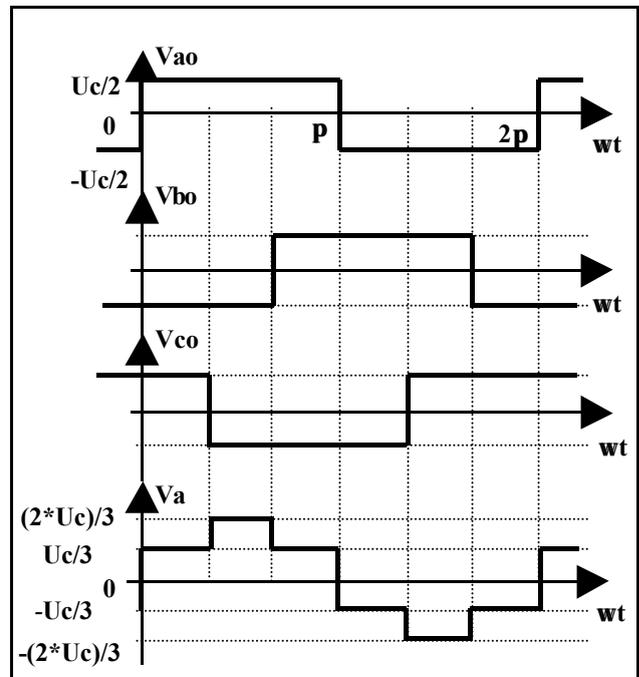


Figure 2 : commande pleine onde

B – La commande par MLI intersective

Ce type d'onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés et présente les avantages suivants :

- ✓ possibilité de faire varier l'amplitude et la valeur du fondamental des tensions de sortie ;
- ✓ rejet vers les fréquences élevées des harmoniques de tension.

Pour réaliser un onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) intersective il faut comparer une **onde de modulation triangulaire** V_m de fréquence f' et d'amplitude maximale A à des **ondes de références sinusoïdales** V_{ref} de fréquence f et décalées dans le temps de 120 degrés et d'amplitudes maximales

V0. La commande des interrupteurs de chaque bras est complémentaire (figure 3a et 3b).

Cette MLI sera caractérisée par les termes suivants :

- ✓ **indice de modulation** $m = f' / f$, rapport des fréquences de modulation et de référence. La commande est **synchrone** si m est entier et **optimale** si m est impair [3] ;
- ✓ **coefficient de réglage en tension** $r = V0 / A \leq 1$, rapport des amplitudes de l'onde de référence (Vref) et de l'onde de modulation (Vm) ;
- ✓ **fréquence de référence** $f = f1$ (**fréquence fondamentale**).

Les harmoniques de la tension de sortie et par conséquent du courant de charge, se regroupent en familles :

- * la 1^{ère} famille est centrée sur la fréquence m.f,
- * la 2^{ème} famille est centrée sur la fréquence 2.m.f
- * la 3^{ème} famille est centrée sur la fréquence 3.m.f ...

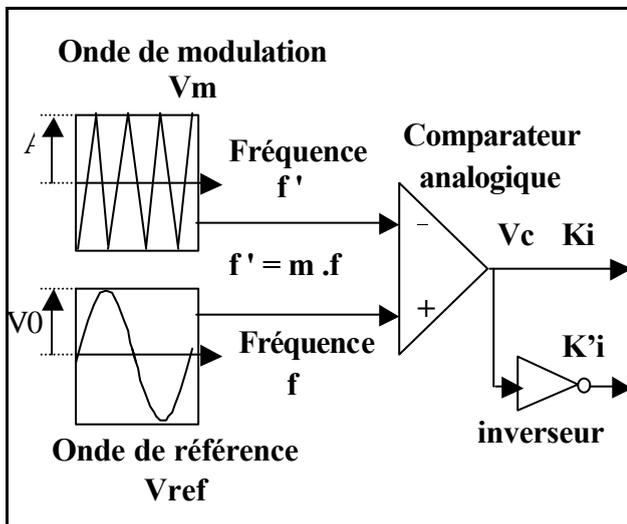


Figure 3a : synoptique analogique de la MLI intersective

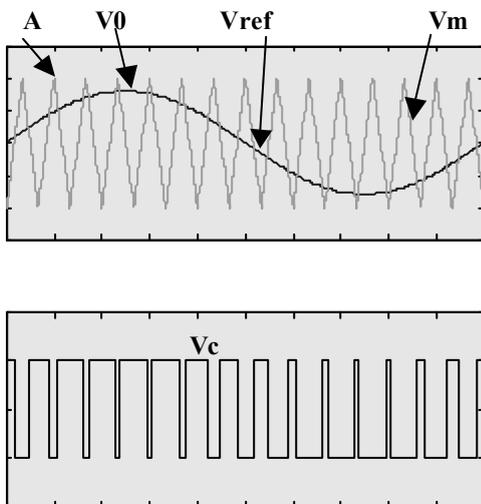


Figure 3b : Formes d'ondes

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de 3 pour que les trois tensions Va, Vb, Vc soient identiques à un tiers de période près et éliminer les harmoniques de rang 3 et multiples de trois. Si l'indice de modulation (m) est multiple de 3 et impair, les harmoniques multiples de trois et pairs n'apparaissent pas dans les tensions de charge, les autres impairs se répartissent par familles autour de :

- * mf : [(m-2)f, (m+2)f], [(m-4)f, (m+4)f], ...
- * 2mf : [(2m-1)f, (2m+1)f], [(2m-3)f, (2m+3)f], ...
- * 3mf : [(3m-2)f, (3m+2)f], [(3m-4)f, (3m+4)f], ...

Les tensions efficaces fondamentales exactes (Vi1, Uij1) sont obtenues à partir de l'analyse en série de Fourier et ne sont accessibles directement par la mesure qu'avec un analyseur de réseau ou un oscilloscope numérique avec les fonctions spectrales.

Pour toute fréquence donnée, en effectuant une étude théorique, il est possible de prouver que les expressions des valeurs efficaces des tensions simples et composées peuvent s'écrire sous la forme :

$$V_{iRMS} = U_c \sqrt{\frac{r}{\sqrt{3} * P}} \quad \text{et} \quad U_{ijRMS} = U_c \sqrt{\frac{r \cdot \sqrt{3}}{P}}$$

$$\text{ainsi que} \quad V_{i1} = \frac{r \cdot U_c}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad U_{ij1} = \frac{r \cdot U_c \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

Avec :

- r = coefficient de réglage ≤ 1 .
- V_{iRMS} et U_{iRMS} tensions simples et composées efficaces vraies,
- V_{i1} et U_{ij1} tensions simples et composées efficaces fondamentales.

Pour r = 1 on obtient :

$$V_{iRMS} \cong 0,43 * U_c \quad \text{et} \quad V_{i1} \cong 0,35 * U_c$$

Les taux d'Harmoniques en tension (τ_v) et en courant (τ_i) sont définis comme suit :

$$\tau_v = \frac{\sum V_{i_n}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{iRMS}^2 - V_1^2}}{V_1}$$

$$\text{et} \quad \tau_i = \frac{\sum I_{h}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2}}{I_1}$$

Avec l'ensemble de ces expressions, il est possible de compléter un tableau comparatif en tension pour V_{iRMS} , V_{i1} et τ_v pour une fréquence fondamentale, un coefficient de réglage r et un indice de modulation m identique (par exemple r = 100% et m = 15). Par ailleurs, il est intéressant de montrer l'influence de r et de m sur ces différentes grandeurs. De plus grâce à l'analyse harmonique il est possible de retrouver l'indice de modulation m, de visualiser les familles d'harmoniques mais aussi de montrer que les harmoniques 3 et multiples de 3 sont toujours présents au niveau de $V_{io}(t)$ ou de $V_{no}(t)$.

C – Commande par modulation pré calculée

Dans cette stratégie les instants de commutation des interrupteurs sont calculés pour imposer l'amplitude du fondamental et supprimer des harmoniques. Les calculs s'effectuent à partir de la décomposition en série de Fourier des tensions de charge. Il en résulte n équations, qui sont fonction de n angles, permettant de fixer l'amplitude du fondamental des tensions V_i et d'annuler (n-1) harmoniques. Ainsi, pour 3 angles calculés (voir figure 4), on peut imposer la valeur du fondamental et supprimer les deux premiers harmoniques (rangs 5 et 7).

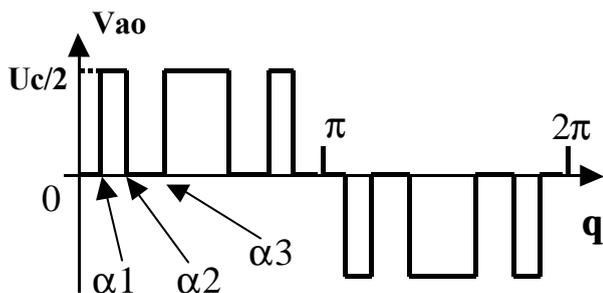


Figure 4 :MLI pré calculée

Pour le calcul des angles de commutation, il faut résoudre un système d'équations non linéaires qui n'a pas de solution analytique, les solutions doivent être déterminées numériquement [4,5]. Le système d'équation à résoudre peut se mettre sous la forme

suivante pour 4 angles de commutation (élimination des harmoniques 5, 7 et 11) :

$$V_{i1} = (4 \cdot U_c) / \pi \cdot [\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) - 1/2]$$

$$0 = [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) - 1/2]$$

$$0 = [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) - 1/2]$$

$$0 = [\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) - 1/2]$$

A partir de ces équations il faut fixer l'amplitude du fondamental de la tension désirée (V_{i1}) et extraire la valeur des angles α_i . Il est judicieux de travailler avec deux jeux d'angles afin d'obtenir $V_{i1} = 0.5 \cdot U_c$ et $0.25 \cdot U_c$.

2.2 – Partie simulation

L'ensemble des simulations est effectuée à l'aide du logiciel Matlab® / Simulink® avec la Toolbox SimPowerSystems [6].

La structure donnée à la figure 5 reste identique pour les différentes stratégies de commande à l'exception du bloc de pilotage des interrupteurs de puissance qui diffère. Dans cette simulation il est nécessaire de paramétrer les variables au préalable puis pour l'exploitation il est possible d'obtenir l'ensemble des grandeurs caractéristiques en sortie de l'onduleur de tension (Tension efficace vraie, valeur efficace du fondamental et des harmoniques). A ce niveau une première comparaison avec les résultats théoriques est demandée.

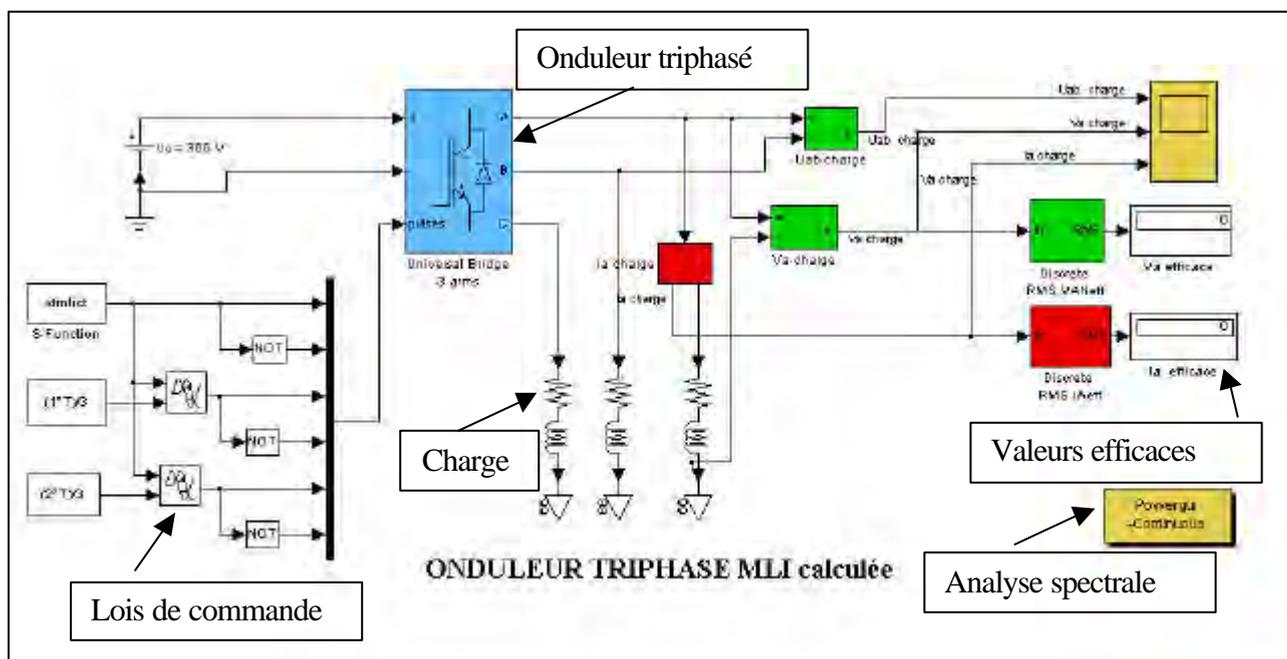


Figure 5 : MLI pré calculée

2.3 - Mise en oeuvre pratique

La partie temps réel est basée sur un système de prototypage rapide de lois de commande de la société dSPACE qui propose des solutions Éducation / Recherche appelées ACE-Kits (ACE = Advanced Control Education) [7]. Ainsi les étudiants peuvent acquérir une expérience de développement et

de contrôle avec des outils largement utilisés dans l'industrie. Tous les ACE-Kits comprennent :

- ✓ une carte cible temps réel qui possède à la fois processeurs, mémoire et des entrées/sorties,
- ✓ un logiciel d'implémentation Real Time Interface (RTI) qui permet de renseigner le modèle Simulink®

en y ajoutant les informations sur les entrées/sorties à prendre en compte sur la cible temps réel,
 ✓ un logiciel d'acquisition et de contrôle ControlDesK pour que l'utilisateur puisse acquérir et modifier des données sur le système en temps réel.

La monocarte cible mise en oeuvre pour cette manipulation est l'ACE-Kits DS1104 R&D Controller Board. Elle possède un processeur PowerPC 603, 32 Mbytes de mémoire de stockage de données, 8 Mbytes de mémoire flash pour charger les applications, 8 entrées analogiques, 8 sorties analogiques, 2 entrées codeurs incrémentaux, 20 entrées/sorties TTL, une liaison série et un processeur TMS320F240 dédié à la commande de moteurs électriques.

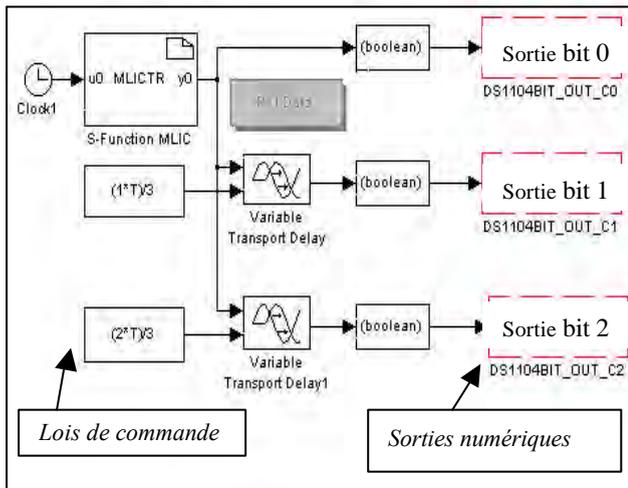


Figure 6 : schéma sous Simulink® de la monocarte cible

Au niveau du schéma sous Simulink® (figure 6) il se réduit à la stratégie de commande associée à trois sorties numériques qui seront mises en forme et complétées avec les temps morts par un module d'interface décrit dans le paragraphe suivant.

III - PRESENTATION DE LA MAQUETTE

3.1 - Interface de commande

Les sorties numériques de la dSPACE sont envoyées vers un circuit spécialisé d'interface pour le contrôle d'onduleurs triphasés le IXDP630 [8]. Celui-ci réalise la complémentarité des commandes pour chaque bras de l'onduleur avec une génération de temps morts numérique strictement identique sur les 3 bras. Un oscillateur associé à un réseau RC permet la programmation de la valeur des temps morts. Une amplification en tension est nécessaire en sortie du circuit de façon à atteindre des créneaux d'amplitude 15V.

3.2 - Partie onduleur

Le bloc onduleur triphasé est un convertisseur IGBT multifonctions didactisé de la société Semikron [9]. Il est composé de 3 modules bras d'onduleur identiques de deux IGBT 1200V, 50A (SKM 50 GB 123D), d'un module hacheur (SKM 50 GAL 123D), d'un pont de diode triphasé et de 4 circuits de commandes rapprochées des IGBT (SKHI 22)

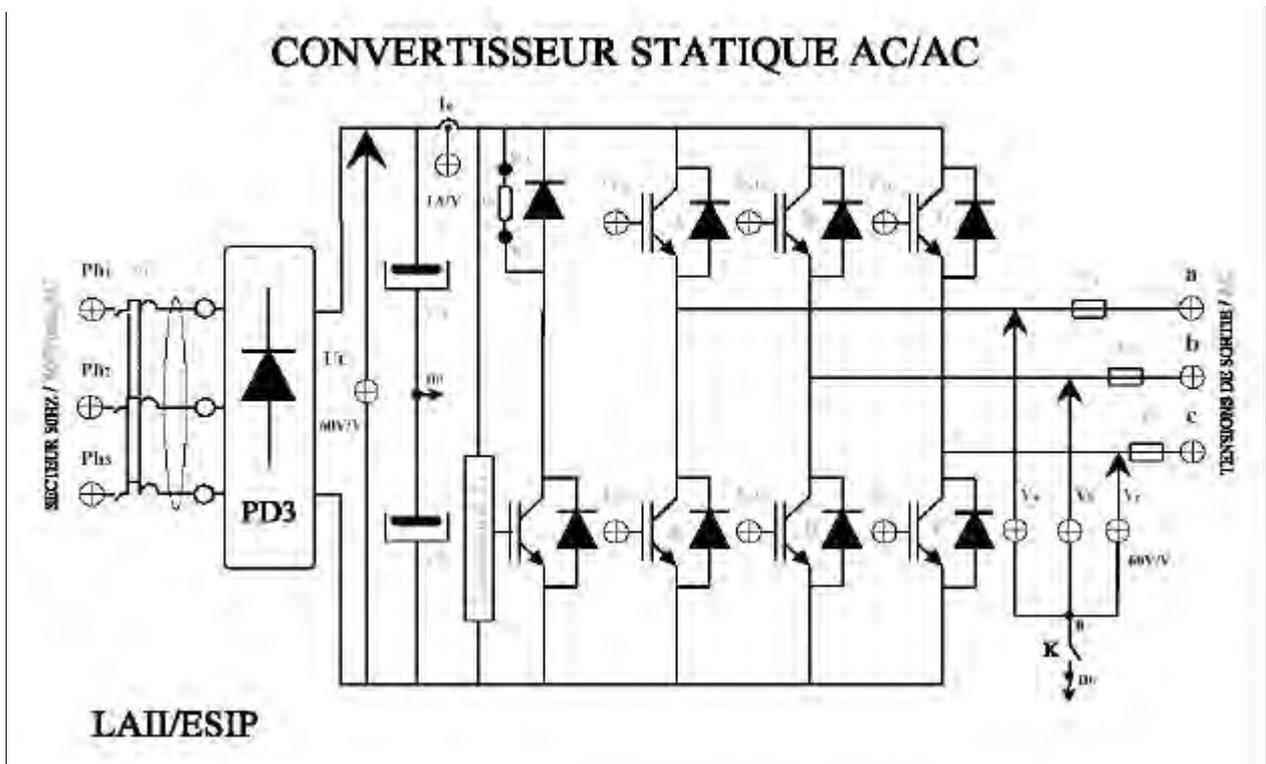


Figure 7 : Face avant de la maquette

3.3 - Instrumentation

3.3.1 - Capteurs de courant

Dans la manipulation, il a été disposé un seul capteur de courant pour I_e (courant d'entrée du bus continu). L'ensemble des courants extérieurs à la maquette est mesuré à l'aide de pinces ampèremétriques. Le capteur LA50-PR de la société LEM [10] rempli cette tâche avec son instrumentation afin d'obtenir en sortie un rapport de 1A/V.

3.3.2 - Capteurs de tension

C'est aussi des capteurs de tension de la société LEM (LV25PR) qui ont été mis en oeuvre pour capter les tensions :

- ✓ du bus continu : U_c ,
- ✓ des tensions intermédiaires : V_{io} ,
- ✓ des tensions de charge : V_{in} .

Pour ces 2 dernières, seulement trois capteurs sont nécessaires puisqu'un interrupteur K permet de basculer le point de mesure commun sur le point milieu d'entrée O ou le point neutre de la charge via un neutre artificiel réalisé par 3 résistances de fortes valeurs. Chaque

capteur de tension possède un rapport de 1/60 et est accessible par BNC sur la face avant.

3.4 - Protections

3.4.1 – Surintensités

En plus des protections classiques d'installations industrielles, disjoncteur magnétothermique et fusibles, il a été rajouté une détection de courant crête non fugitif pour les trois courants de charge en sortie de l'onduleur. Ainsi, lorsqu'un courant transitoire dépasse le seuil critique les commandes des IGBT sont interrompues avec un réarmement manuel.

3.4.2 - Surtension du bus continu

Le but est ici de protéger les deux condensateurs du bus continu contre une tension trop élevée suite à une connexion du pont PD3 à un réseau trop élevé ou du fonctionnement en mode redresseur de l'onduleur lorsque la charge devient génératrice (par exemple phase transitoire de freinage pour une machine asynchrone). Si la protection est activée, elle enclenche l'IGBT du module hacheur afin d'évacuer l'énergie dans une résistance de puissance.

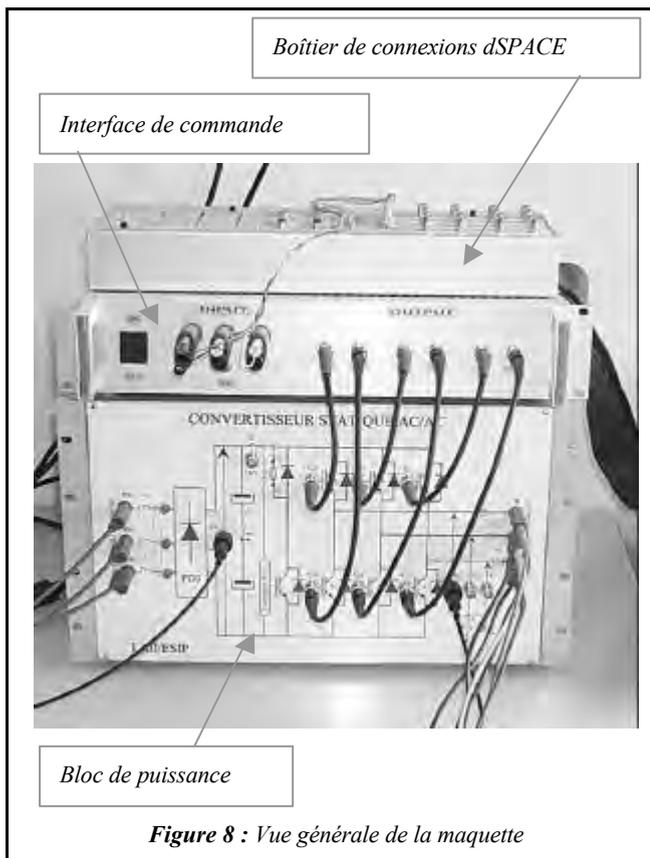


Figure 8 : Vue générale de la maquette

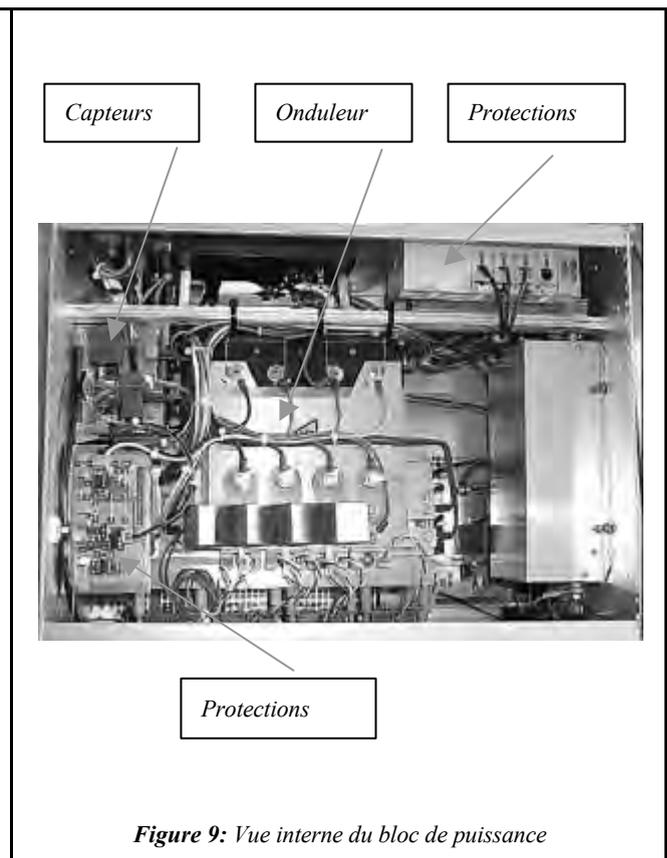


Figure 9: Vue interne du bloc de puissance

IV – EXPERIMENTATION

La vue générale de la face avant de la maquette avec son câblage est présentée sur la photo figure 8 et une vue interne du bloc de puissance sur celle de la figure 9.

Les relevés expérimentaux correspondent d'une part à une commande MLI intersective avec $U_c=300\text{ V}$,

$f=20\text{Hz}$, $m=15$, $r=1$ et d'autre part à une commande par modulation précalculée avec $U_c=300\text{V}$, $V_{i\max}=0.25*U_c$ et les valeurs des angles α_i qui permettent d'éliminer les harmoniques des rangs 5, 7 et 11. Sur les figures 10 et 11 apparaissent les résultats de simulation, formes d'ondes de la tension de charge V_a et son spectre.

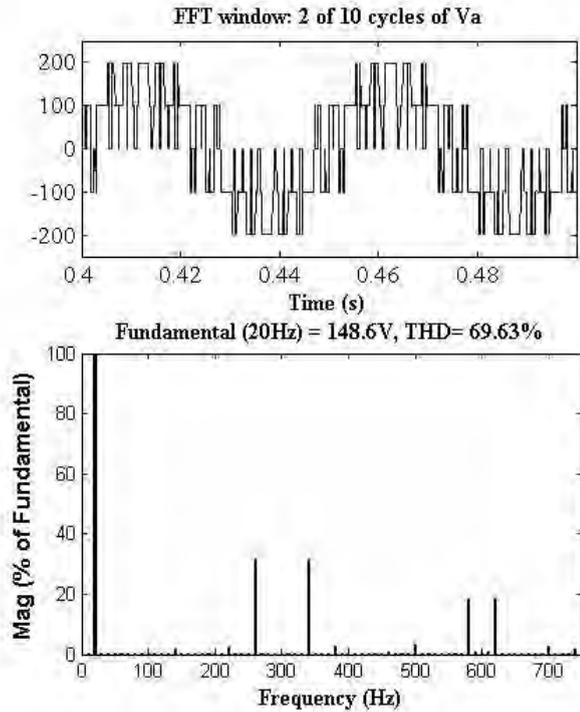


Figure 10 : MLI intersective

Sur la figure 10 on peut constater que la valeur de la tension maximale théorique du fondamental ($V_{i\max}=150V$) est très proche de la valeur de simulation (environ 1 % d'écart) ainsi que le taux d'harmonique en tension (τ_v théo=68.7% au lieu de τ_v simul= 69.63%, 1.3% d'écart). Sur l'analyse spectrale il est possible de retrouver la valeur de l'indice de modulation m en repérant les familles d'harmoniques. Sur la figure 11, il en est de même pour $V_{i\max}=75V$ dans les 2 cas.

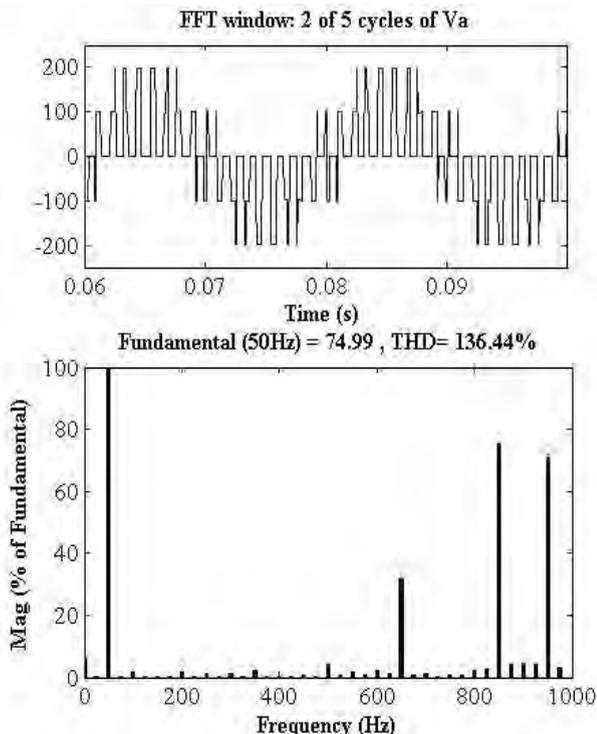


Figure 11 : MLI pré calculée

Les figures 12 et 13 donnent les mêmes grandeurs expérimentales obtenues grâce à un analyseur spectral temps réel de chez Nicolet Technologies: le Phazer [11]. Il est possible aussi d'utiliser un oscilloscope avec une fonction spectrale ou un analyseur de réseau. Sur ces graphiques, toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par 60 à cause de l'atténuation des capteurs. Dans les deux types de commandes les résultats expérimentaux correspondent bien en allure et en amplitude aux résultats obtenus en simulation. La seule différence notable reste la diminution des taux d'harmoniques en tension due à l'échantillonnage des commandes. En effet, dans le premier cas les relevés donnent un taux de 59 % au lieu de 69 % et dans le deuxième cas 125 % au lieu de 136%.

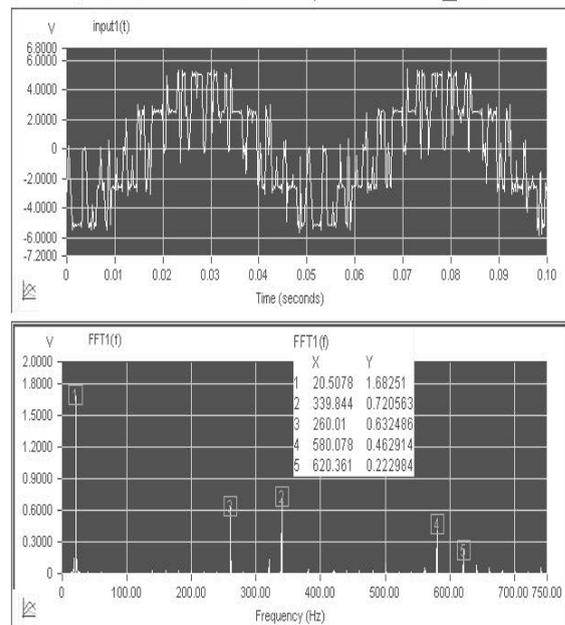


Figure 12 : MLI intersective

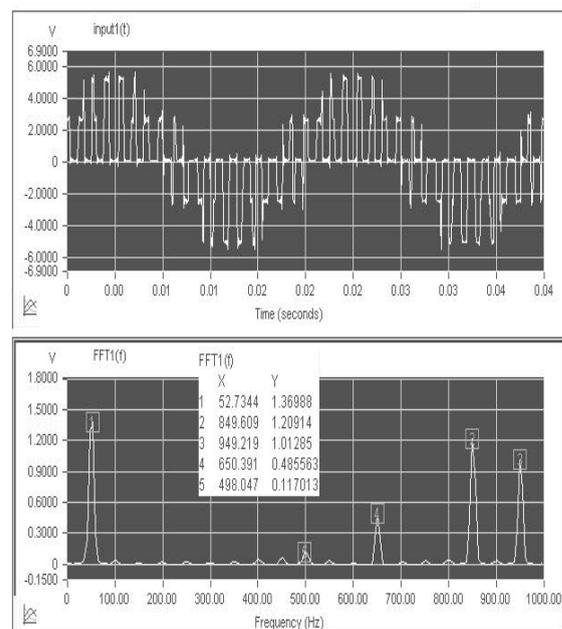


Figure 13 : MLI pré calculée

V - CONCLUSION

Cet article décrit le principe de pilotage d'un onduleur de tension avec différentes stratégies de commande. L'approche innovante est de coupler les trois aspects : théorie, simulation et expérimentation. Cette solution est désormais aisée grâce au développement des outils d'implémentation temps réel compatibles avec les logiciels de simulation. Ainsi, cette application pédagogique dans sa démarche recouvre bien une réalité industrielle. Dans notre solution, le degré de difficulté et la durée de la séquence du travail pour l'étudiant peuvent être modulés, de la simple exploitation des outils à la création des simulateurs et des interfaces temps réels. Une extension possible de cette étude est la mise en oeuvre d'une stratégie de commande vectorielle qui demande une approche théorique et un développement plus ample. De plus, cette structure de manipulation peut être exploitée et intégrée dans un système complet incluant l'implémentation des lois de commande.

Références

[1] H. FOCH, F.FOREST, T.MEYNARD: "Onduleurs de tension. Structures. Principes. Applications" Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique (D3 176)

[2] H. FOCH, F.FOREST, T.MEYNARD: "Onduleurs de tension. Mise en oeuvre" Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique (D3 177)

[3] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE: "Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion continu-alternatif " Volume 4, Edition Technique et Documentation – Lavoisier

[4] D. REKIOUA, T. REKIOUA, B.LAPORTE: "Application de la MLI optimisée pour la minimisation des ondulations du couple des machines synchrones auto-pilotées par onduleur de tension". La Revue 3EI n° 29 – Juin 2002, pp 53-61

[5] "Fonctionnement du Tramway de Strasbourg" Agrégation Génie Electrique, Concours externe 2000, Epreuve d'Électrotechnique.

[6] www.mathworks.com

[7] www.dspace.fr

[8] www.ixys.net

[9] www.semikron.com

[10] www.lem.com

[11] www.gould-nicolet.fr

Onduleurs de tension monophasé et triphasé

Commande MLI

Jérôme FADAT

Enseignant Chercheur en Électrotechnique

ESIEE-Amiens (École Supérieure d'Ingénieurs en Électrotechnique et Électronique)

14 Quai de la Somme – BP 100 – 80 083 Amiens CEDEX 2

fadat@esiee-amiens.fr

Résumé : Cet article présente plusieurs exemples permettant la commande d'onduleur de tension par le logiciel LabView. Plus précisément, c'est la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI (PWM, Pulse Width Modulation) qui a été développée pour des convertisseurs DC/AC monophasé ou triphasé. Ce logiciel permet également d'observer directement les influences des paramètres de la commande sur les grandeurs électriques (réponses temporelle et fréquentielle).

1 INTRODUCTION

Cet article montre les résultats du logiciel LabView utilisé pour développer des commandes en boucle ouverte des onduleurs de tension.

Ces convertisseurs statiques se rencontrent principalement dans deux types d'application :

- en remplacement du réseau dans les alimentations sans interruptions appelées aussi alimentations statiques ininterrompibles, ASI (UPS, Uninterruptible Power Supply), improprement appelées onduleur. Leur rôle est donc de délivrer une tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz et de valeur efficace 240 V. Un filtre de sortie est dans ce cas indispensable pour éliminer (atténuer) les harmoniques de tension afin de ne retenir que le fondamental,
- pour alimenter les machines à courant alternatif afin de réaliser la variation de vitesse de ces dernières. Dans ces applications, la tension de sortie et la fréquence (liée à la vitesse) doivent être réglables. Ici le circuit de la machine va jouer le rôle de filtre pour les courants. L'objectif est de générer une tension permettant d'obtenir un courant quasi sinusoïdal.

Ces exemples soulignent que les ordres de commande de l'onduleur doivent permettre de régler la tension de sortie (valeur fixe ou réglable) tout en minimisant son contenu harmonique.

Dans la suite de cet article, un rappel théorique sur les structures et la commande MLI sera abordée, pour finalement terminer par les relevés expérimentaux réalisés en travaux pratiques.

2 LES ONDULEURS DE TENSION : STRUCTURE

2.1 Cellule de commutation

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques à liaisons directes (sans éléments de stockage) reliant une source de tension continue, V_e , à une source de courant alternative, I_s , (valeur moyenne nulle et périodique) [FOC-89]. Ces convertisseurs sont alors constitués exclusivement d'interrupteurs semi-conducteurs trois segments, devant être unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. De plus, avec une commande MLI, ces interrupteurs doivent être entièrement commandables (amorçage et blocage).

Certaines règles doivent être respectées pour interconnecter une source de tension à une source de courant :

- une source de tension ne doit jamais être court-circuitée,
- une source de courant ne doit jamais être laissé en circuit ouvert (sauf si son courant est nul).

Les remarques précédentes permettent de définir une cellule de commutation qui est constituée au minimum de deux interrupteurs semi-conducteurs reliant deux sources de nature différente. Cette cellule est l'élément de base de plusieurs convertisseurs statiques et notamment de l'onduleur de tension. Elle est plus précisément appelée cellule élémentaire car elle ne peut fournir que deux niveaux de tension en sortie, à l'opposé des structures multiniveaux constituées de cellules de commutation plus complexes.

La figure 1 représente une cellule de commutation d'un onduleur de tension sous sa forme schématique (K_1 et K_2) (figure 1a) et sous sa forme réelle (figures 1b). Dans le dernier cas, chaque K est constitué d'un interrupteur assurant la fonction Transistor (BJT, MOSFET, IGBT, GTO, ...) et d'une Diode en anti-parallèle (tête bêche). Cette configuration permet de répondre à la nature de la source de courant qui est dans le cas d'un onduleur de tension, réversible en courant et en tension. Pour assurer la réversibilité du système, il faut nécessairement que la source de tension soit bidirectionnelle en courant.

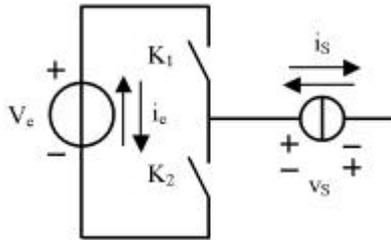


Figure 1.a : Représentation schématique

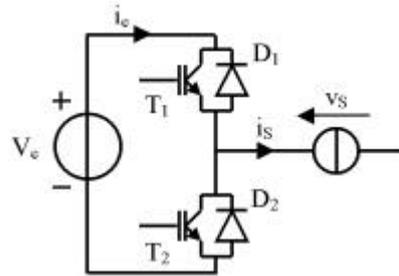


Figure 1.b : Représentation réelle

Figure 1 : Cellule de commutation

Les commandes des interrupteurs constituant une cellule de commutation doivent être complémentaires pour assurer les règles d'interconnexion des sources. Si plusieurs de ces cellules sont utilisées dans un convertisseur statique, elles peuvent alors fonctionner indépendamment l'une de l'autre (commandes décalées) ou être liées (commandes symétriques).

2.2 Onduleur monophasé

L'onduleur monophasé peut être réalisé soit d'une seule cellule de commutation associée à un diviseur capacitif, soit de deux cellules de commutation (montage en pont complet). D'après les schémas de la figure 2, la tension de sortie $v_s(t)$ est définie par l'équation (1).

$$\begin{cases} v_s(t) = v_{K2}(t) - \frac{V_e}{2} \\ v_s(t) = v_{K2}(t) - v_{K3}(t) \end{cases} \quad (1)$$

Cette tension devant être de valeur moyenne nulle, il est alors évident que les tensions aux bornes de chaque interrupteur doivent avoir une tension moyenne égale à $V_e/2$. Pour cette raison, les montages de la figure 2 sont appelés montages différentiels.

Seul le second montage sera abordé dans la partie pratique.

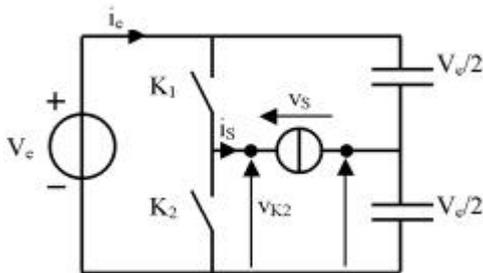


Figure 2.a : Montage avec diviseur capacitif

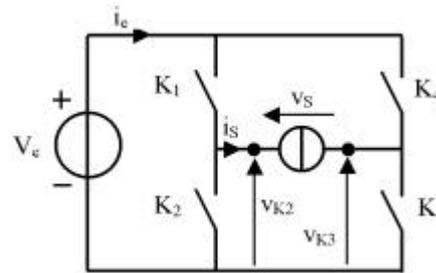


Figure 2.b : Montage en pont complet

Figure 2 : Onduleur monophasé

2.3 Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé utilise trois cellules de commutation (figure 3). Il est en fait issu de trois convertisseurs monophasés reliés au même diviseur capacitif. En supposant que la charge triphasée est équilibrée, le conducteur reliant le neutre artificiel (de la charge) au milieu du diviseur capacitif, n'a aucun intérêt [LAB-95] et peut être supprimé. En supposant un système triphasé équilibré et d'après la loi des mailles, le système d'équations liant les tensions simples et composées est représenté par (2).

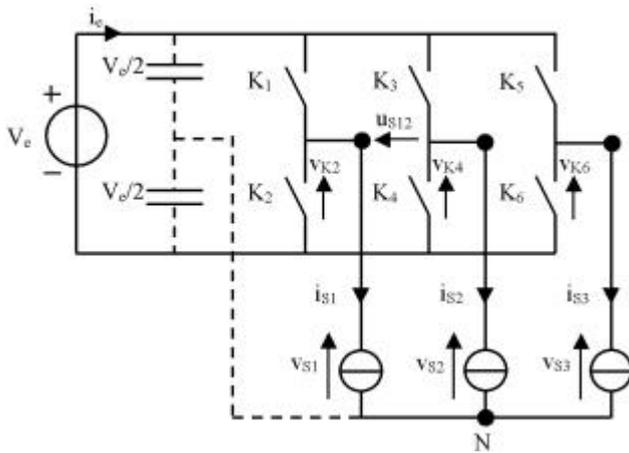


Figure 3 : Onduleur triphasé

Ces tensions ont également une valeur moyenne nulle, si comme pour le montage monophasé, les valeurs moyennes de $v_{K_i}(t)$ sont toutes égales à $V_e/2$. Les tensions simples ($v_{s_i}(t)$) peuvent également être déterminées par les tensions aux bornes des interrupteurs liés à la borne négative du bus continu par le système d'équations (3).

Ces relations vont être utiles dans la suite, une fois les rappels sur la commande MLI effectués.

$$\begin{cases} v_{s1}(t) + v_{s2}(t) + v_{s3}(t) = 0 \\ v_{s1}(t) - v_{s2}(t) = v_{K2}(t) - v_{K4}(t) = u_{812}(t) \\ v_{s2}(t) - v_{s3}(t) = v_{K4}(t) - v_{K6}(t) = u_{823}(t) \\ v_{s3}(t) - v_{s1}(t) = v_{K6}(t) - v_{K2}(t) = u_{831}(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = \frac{(2v_{K2}(t) - v_{K4}(t) - v_{K6}(t))}{3} \\ v_{s2}(t) = \frac{(2v_{K4}(t) - v_{K2}(t) - v_{K6}(t))}{3} \\ v_{s3}(t) = \frac{(2v_{K6}(t) - v_{K2}(t) - v_{K4}(t))}{3} \end{cases} \quad (3)$$

3 LES ONDULEURS DE TENSION : COMMANDE

Deux techniques MLI vont être développées et testées. Il s'agit des MLI dites intersective et calculée. Dans le dernier cas, la commande permet d'éliminer les harmoniques proches du fondamental lorsque le nombre de commutations est limité dans les applications de forte puissance.

3.1 MLI intersective

3.1.1 Présentation

L'objectif d'un onduleur est de fournir une tension alternative en sortie, tout en connectant cycliquement la source de sortie à V_e par l'intermédiaire des interrupteurs semi-conducteurs [FOC-98].

En observant l'interrupteur K_2 de la figure 2, sa tension ne peut prendre que deux valeurs 0 V ou V_e , respectivement pour K_2 fermé ou ouvert. Au mieux, sa valeur moyenne peut être égale à $V_e/2$.

En admettant que la période T des grandeurs de sortie puisse être découpée en sous périodes T_d , il est possible de modifier la valeur moyenne de $v_{K2}(t)$ d'une période T_d à l'autre. $v_{K2}(t)$ a été représentée sur la figure 4.a avec $T = 6 \cdot T_d$. Le chiffre 6 a été choisi pour plus de clarté.

La figure 4.b représente la commande des interrupteurs de la cellule de commutation. Cette onde est appelée fonction de modulation et est définie par :

- $f_{ml}(t) = 1$ pour K_1 est ON (K_2 est OFF) et $v_{K2}(t) = V_e$,
- $f_{ml}(t) = 0$ pour K_1 est OFF (K_2 est ON) et $v_{K2}(t) = 0$ V.

$v_{K2}(t)$ peut alors être déduite par : $v_{K2}(t) = V_e f_{ml}(t)$ (4)

La figure 4.c donne un des moyens donnant la fonction de modulation précédente. Il s'agit de comparer une onde triangulaire (ou à dents de scie) appelée porteuse, $v_p(t)$, à une onde de référence, modulante, $v_m(t)$. Cette commande est appelée MLI intersective (ou commande par la méthode de sous-oscillation), ce terme est généralement réservé à la modulation analogique.

Pour caractériser entièrement la commande MLI, il suffit de connaître deux paramètres :

- l'indice de modulation, m , défini comme le rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la référence : $m = \frac{f_d}{f}$, (5)

- le coefficient de réglage en tension, R_v , déterminant l'amplitude de l'onde de référence comme suit :

$$v_m(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin(\omega t), \text{ avec } 0 \leq R_v \leq 1. \quad (6)$$

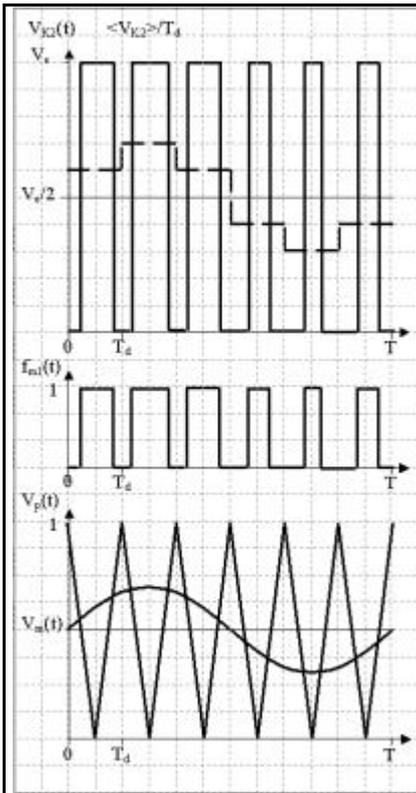


Figure 4 a : $v_{K2}(t)$

Figure 4 b : $f_{m1}(t)$

Figure 4 c : Porteuse et Modulatrice

Figure 4 : Forme d'onde pour une cellule de commutation

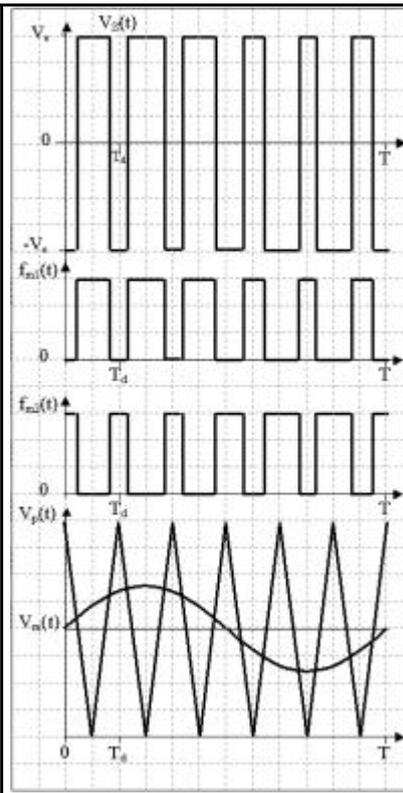


Figure 5.a : Mode bipolaire

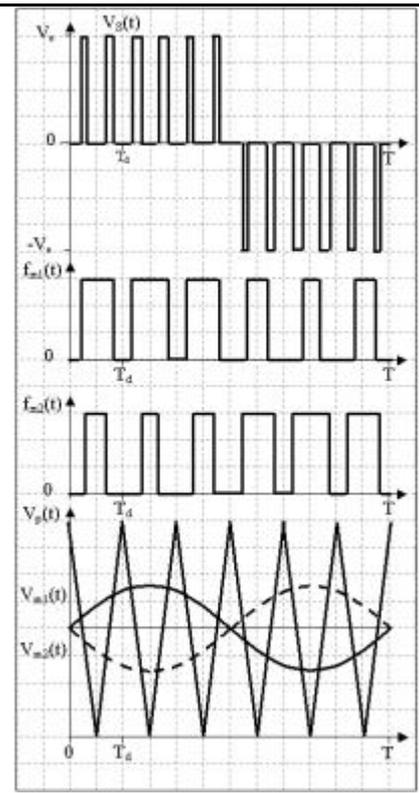


Figure 5.b : Mode unipolaire

Figure 5 : Tension de sortie et signaux de commande d'un onduleur monophasé

3.1.2 Cas du monophasé

L'étude porte sur le montage en pont complet de la figure 2.b. Deux cas sont envisageables :

- commande simultanée ou symétrique des deux cellules de commutation. Ceci implique que leurs fonctions de modulation sont complémentaires, $f_{m1}(t) = 1 - f_{m2}(t)$ (figure 5.a). Ce mode de commande est appelé bipolaire car la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs $\pm V_e$,
- commande indépendante ou décalée des deux cellules de commutation. Un cas particulier est celui où les deux ondes de référence sont déphasées de π et sont comparées à la même porteuse. L'intérêt est de multiplier par deux la fréquence à la sortie (figure 5.b). Ce mode de commande est appelé unipolaire car la tension de sortie prend pour valeur $[+V_e ; 0]$ ou $[-V_e ; 0]$.

A partir des équations (1) et (4), $v_s(t)$ s'écrit :

$$v_s(t) = v_{K2}(t) - v_{K3}(t) = f_{m1}(t) V_e - f_{m2}(t) V_e = V_e (f_{m1}(t) - f_{m2}(t)) \quad (7)$$

En supposant que l'indice de modulation, m , est grand devant 1, il est possible de considérer que le contenu harmonique de la tension de sortie est caractérisé par des groupes de raies quasi indépendants (pas d'intermodulation) organisés autour de multiples de la fréquence de découpage. Les résultats expérimentaux permettront de vérifier cette condition. D'après [FOC-00], il est possible d'écrire les fonctions de modulation sous la forme suivante :

$$f_m(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_V}{2} \sin(\omega t) + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=0}^{\infty} A_{hh'} \left[\sin\left[(h+h')\omega t + \phi_{1hh'}\right] + \sin\left[(h-h')\omega t + \phi_{2hh'}\right] \right] \quad (8)$$

Des expressions (7) et (8), le fondamental de la tension de sortie peut être exprimé par :

$$\text{Mode Bipolaire : } v_s(t) = V_e \left[2 \left(\frac{1}{2} + \frac{R_V}{2} \sin(\omega t) \right) - 1 \right]$$

$$\text{Mode Unipolaire : } v_{s_Fond}(t) = V_e \left[\frac{1}{2} + \frac{R_V}{2} \sin(\omega t) - \frac{1}{2} + \frac{R_V}{2} \sin(\omega t) \right]$$

$$\text{Pour les deux modes le résultat est le même : } v_{s_Fond}(t) = V_e R_V \sin(\omega t) \quad (9)$$

3.1.3 Cas du triphasé

La structure du montage a été rappelée figure 3. Pour obtenir un système de tension triphasé équilibré, il faut que les fonctions de modulation pour les trois cellules soient obtenues à partir de trois modulantés déphasées de $2\pi/3$. La figure 6 montre les signaux de commande.

Le décalage de $2\pi/3$ des ondes de référence, se retrouve dans les expressions de $f_{m1}(t)$, $f_{m2}(t)$ et $f_{m3}(t)$:

$$f_{nk}(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi k}{3}\right) + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=0}^{\infty} A_{hh'} \begin{bmatrix} \sin\left[\left(h+h'\right)\omega t + \phi_{1hh'} - \frac{2\pi k}{3}\right] \\ + \sin\left[\left(h-h'\right)\omega t + \phi_{2hh'} - \frac{2\pi k}{3}\right] \end{bmatrix} \quad (10)$$

avec $k = 0, 1, 2$ respectivement pour $f_{m1}(t)$, $f_{m2}(t)$ et $f_{m3}(t)$.

En utilisant les relations (3), (4) et (10) puis (2), les tensions simples et composées ont leur fondamental qui s'exprime par :

$$v_{SK_Fond}(t) = \frac{1}{2} V_e R_v \sin\left(\omega t - \frac{2\pi k}{3}\right) \quad (11)$$

$$u_{SK(K+1)_Fond}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_e R_v \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \frac{2\pi k}{3}\right) \quad (12)$$

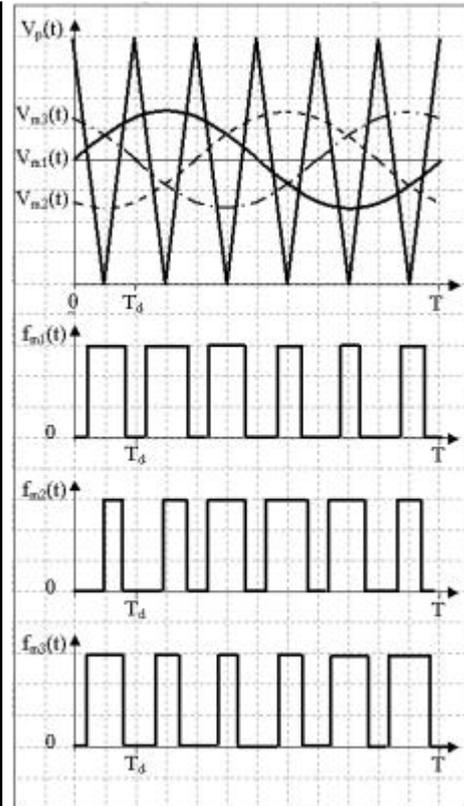


Figure 6.a : $v_{m1}(t)$, $v_{m2}(t)$, $v_{m3}(t)$ et $v_p(t)$
Figure 6.b : $f_{m1}(t)$, $f_{m2}(t)$ et $f_{m3}(t)$

Figure 6 : Tension de sortie et signaux de commande d'un onduleur monophasé

Remarque : Injection d'harmoniques. (figure 7)

L'une des particularités de l'onduleur triphasé (de part sa structure) est d'éliminer naturellement les harmoniques multiples de trois (au niveau de la tension de sortie).

L'idée est d'augmenter artificiellement l'amplitude de l'onde de référence.

Voici la nouvelle équation de l'onde de référence [LOU-97] :

$$v_{ref} = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} (\sin(\omega t) + k' \sin(3\omega t)) \quad (13)$$

$$\text{avec } R_v = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{ et } k' = \frac{1}{6}$$

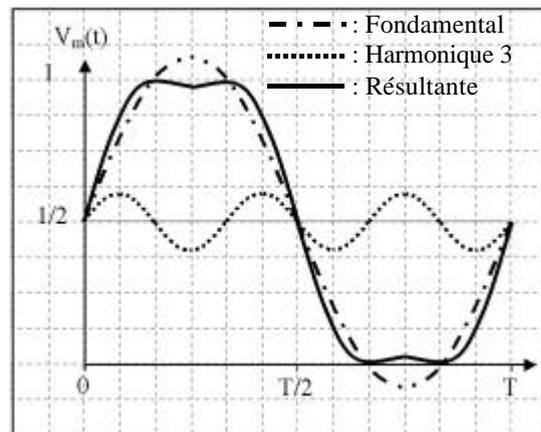


Figure 7 : Injection d'harmonique 3 dans la commande de l'onduleur triphasé

Cette application numérique permet d'optimiser la valeur du fondamental de sortie. Dans ce cas, le fondamental est multiplié par 1,155 par rapport à la MLI classique avec $R_v = 1$.

3.2 MLI calculée

L'objectif est d'éliminer les premiers harmoniques de la tension de sortie (rang 3, 5, 7, ...).

Il faut donc imposer les instants de commutation de manière à optimiser la tension de sortie, sachant que le nombre de commutation est limité (cas où les pertes par commutation seraient importantes). Seul le cas de l'onduleur monophasé sera traité, soit avec une commande simultanée des interrupteurs du convertisseur, soit indépendante.

3.2.1 Structure monophasée et commandes simultanées

La tension représentée sur la figure 8, permet d'éliminer les harmoniques de rang 3, 5 et 7. Il faut donc déterminer les instants de commutation qui par raison de symétrie, ne sont qu'au nombre de quatre ($\theta_1, 2, 3, 4$) [BUH-91].

La tension de sortie a été représentée sur le graphe ci-contre ainsi que l'état des interrupteurs (noir : ON, blanc : OFF). $v_s(\theta)$ prend pour valeur $\pm V_e$.

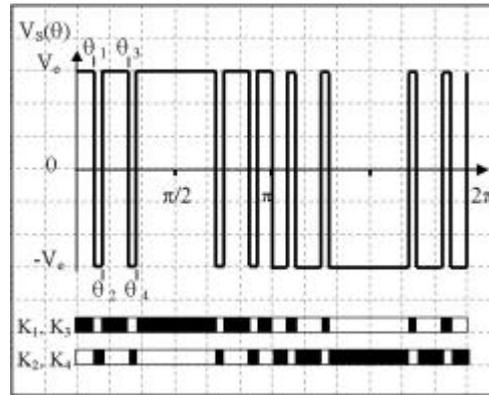


Figure 8 : Commande simultanée éliminant les harmoniques 3, 5 et 7

Le calcul des instants de commutation utilise des méthodes numériques afin de résoudre un système d'équations non linéaires (méthode de Newton-Raphson).

Dans l'exemple décrit, nous ne prenons en compte que quatre angles. Nous obtenons alors un système de 4 équations à 4 inconnues :

- la première équation (16) correspond à la valeur que devrait atteindre le fondamental de la tension de sortie (**paramètre de réglage**),
- les trois suivantes (16) doivent donner un résultat nul. Cela correspond à l'annulation des harmoniques de rang 3, 5 et 7.

Décomposition en Série de Fourier de $v_s(\theta)$:

$$\begin{aligned}
 v_s(\theta) &= \frac{4V_e}{\pi} \sin(\theta) (1 - 2\cos(\theta_1) + 2\cos(\theta_2) - 2\cos(\theta_3) + 2\cos(\theta_4) + \dots) \\
 &+ \frac{4V_e}{3\pi} \sin(3\theta) (1 - 2\cos(3\theta_1) + 2\cos(3\theta_2) - 2\cos(3\theta_3) + 2\cos(3\theta_4) + \dots) \\
 &+ \frac{4V_e}{5\pi} \sin(5\theta) (1 - 2\cos(5\theta_1) + 2\cos(5\theta_2) - 2\cos(5\theta_3) + 2\cos(5\theta_4) + \dots) \\
 &+ \frac{4V_e}{7\pi} \sin(7\theta) (1 - 2\cos(7\theta_1) + 2\cos(7\theta_2) - 2\cos(7\theta_3) + 2\cos(7\theta_4) + \dots) \\
 &+ \frac{4V_e}{9\pi} \sin(9\theta) (1 - 2\cos(9\theta_1) + 2\cos(9\theta_2) - 2\cos(9\theta_3) + 2\cos(9\theta_4) + \dots) \\
 &+ \dots
 \end{aligned} \tag{14}$$

Conditions :

$$\begin{cases}
 0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \theta_3 \leq \theta_4 \leq \frac{\pi}{2} \\
 V_{S_fond_max} / \left(\frac{4V_e}{\pi} \right) = K < 1 \\
 \frac{4V_e}{\pi} = V_{S_fond_max} \text{ pour un onduleur} \\
 \text{en commande pleine onde}
 \end{cases} \tag{15}$$

Système à résoudre pour connaître $\theta_{1, 2, 3, 4}$:

$$\begin{cases}
 K = 1 - 2\cos(\theta_1) + 2\cos(\theta_2) - 2\cos(\theta_3) + 2\cos(\theta_4) \\
 0 = 1 - 2\cos(3\theta_1) + 2\cos(3\theta_2) - 2\cos(3\theta_3) + 2\cos(3\theta_4) \\
 0 = 1 - 2\cos(5\theta_1) + 2\cos(5\theta_2) - 2\cos(5\theta_3) + 2\cos(5\theta_4) \\
 0 = 1 - 2\cos(7\theta_1) + 2\cos(7\theta_2) - 2\cos(7\theta_3) + 2\cos(7\theta_4)
 \end{cases} \tag{16}$$

Pour éliminer les harmoniques de rang 3, 5 et 7, il faut que les 4 angles prennent pour valeur (suivant la valeur de K) :

K	θ_1 °	θ_2 °	θ_3 °	θ_4 °
0,7	20	31,58	63,16	68,68
0,5	21,31	34,74	64,74	73,42

3.2.2 Structure monophasé et commandes indépendantes

La technique consiste à utiliser une cellule de commutation comme aiguilleur, c'est à dire que chaque interrupteur doit être fermé durant une demi-période. La seconde cellule de commutation doit être commandée suivant la valeur des angles calculés en utilisant la même méthode que le paragraphe précédent.

La tension de sortie a été représentée sur la figure 9 ainsi que l'état des interrupteurs (noir : ON, blanc : OFF). $v_S(\theta)$ prend pour valeur $-V_e, 0, +V_e$. Le résultat des calculs des angles servant à éliminer les harmoniques de rang 3, 5 et 7 de la tension de sortie, est donné dans le tableau ci-dessous.

K	θ_1 °	θ_2 °	θ_3 °	θ_4 °
0,7	26,84	41,84	54,08	87,63
0,5	29,21	41,45	60	83,29

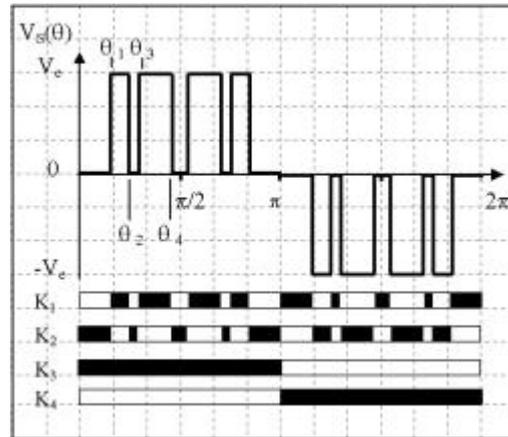


Figure 9 : Commandes décalées éliminant les harmoniques 3, 5 et 7

4 LES ONDULEURS DE TENSION : MESURES

4.1 Présentation de la maquette

Les ordres de commande sont générés par le logiciel LabView, puis envoyés à la commande rapprochée via des opto-coupleurs. Ces signaux sont ensuite transmis aux interrupteurs de puissance (High et Low Sides) par un driver permettant le décalage de niveau (Level Shifter) et une alimentation bootstrap [LEF-03].

Enfin, les interrupteurs sont des transistors MOSFET et une alimentation stabilisée 30 V – 2 A est utilisée pour la tension du bus continu.

Les mesures sont effectuées par une seconde carte LabView qui permet de visualiser les réponses temporelle et fréquentielle des tensions et des courants. Ces mesures sont réalisées par l'intermédiaire d'une sonde de tension et d'une pince de courant.

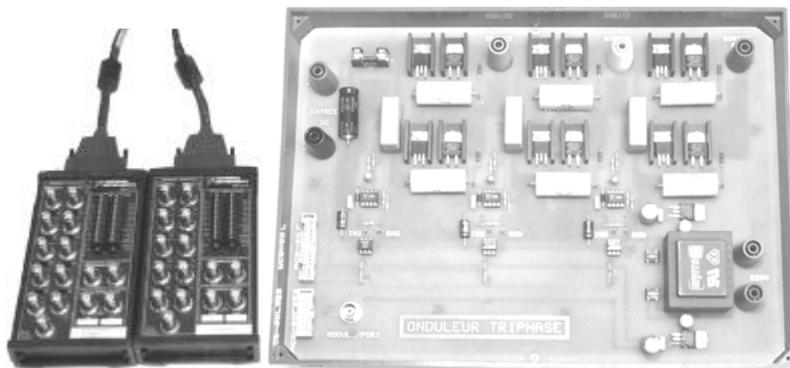


Figure 10 : Borniers des cartes LabView, onduleur de tension

4.2 Onduleur monophasé

4.2.1 Commande bipolaire

Sur une première fenêtre, il est possible de visualiser l'onde de référence et la porteuse, ainsi que les signaux de commande qui en résultent. L'opérateur peut choisir les rapports R_V et m .

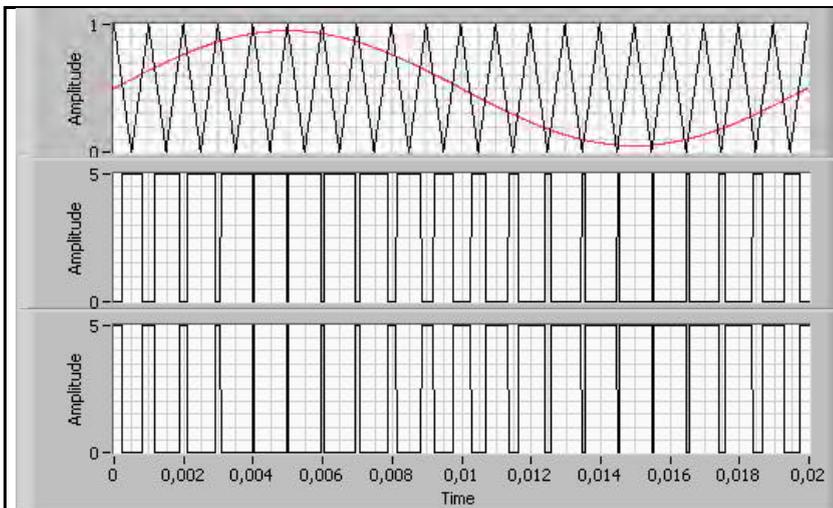


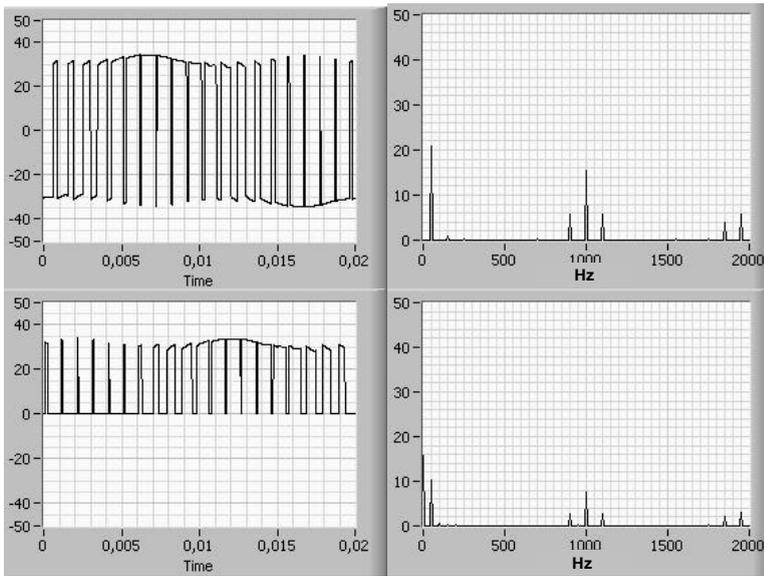
Figure 11 : Porteuse et référence, fonctions de modulation pour les deux cellules de commutation.

Les caractéristiques de commande sont :

- fréquence de la référence = **50 Hz**,
- fréquence de la porteuse = **1000 Hz**,
- ⇔ $m = 20$,
- $R_V = 0,9$.

La charge R-L a pour valeur 1 Ω et 100 mH.

Sur une seconde fenêtre, sont disponibles les résultats de mesure sous forme temporelle et fréquentielle. Un tableau résume les valeurs des harmoniques avec la possibilité de choisir la précision de l'affichage.



f (Hz)	V _{Sh} (V eff)	V _{K2h} (V eff)
0	0	15,7
50	20,9	10,3
900	5,8	2,83
1000	15,6	7,7
1100	5,7	2,76
1850	4	1,98
1950	5,9	2,9

Figure 12 : $v_s(t)$ et $v_{K2}(t)$ (commande bipolaire)

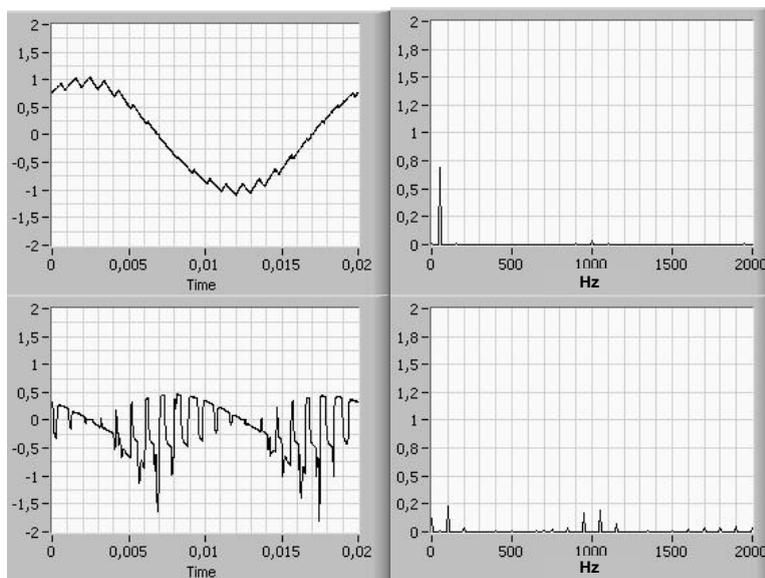
La tension alternative obtenue est constituée :

- de son fondamental à 50 Hz,
- d'une première famille d'harmonique centrée sur 1000 Hz donc de rang $m, m\pm 2, m\pm 4, \dots$
- d'une deuxième famille d'harmoniques centrée sur 2000 Hz, plus précisément de rang $2m\pm 1, 2m\pm 3, \dots$

D'après l'équation (9), l'amplitude du fondamental devrait être de 27 V. La mesure donne 29,56 V. Cet écart est principalement dû à la forme du courant côté continu qui ne permet pas d'obtenir une tension rigoureusement continue de 30 V, d'après la figure 12 :

- $V_{S_max} = 35$ V,
- $V_{K2_moy} = 15,7$ V.

La figure 13 représente les courants à l'entrée et à la sortie de l'onduleur. La charge R-L joue le rôle de filtre pour le courant $i_s(t)$ qui est quasi sinusoïdal (morceaux d'exponentielle). Sur la décomposition en Série de Fourier du courant $i_e(t)$, le premier harmonique à éliminer est celui de rang 2 (100 Hz).



f (Hz)	i_s (A eff)
50	0,693
1000	0,035

f (Hz)	i_e (A eff)
100	0,226
200	0,035
750	0,028
850	0,28
950	0,163
1050	0,198

Figure 13 : $i_s(t)$ et $i_e(t)$ (commande bipolaire)

Un bilan de puissance permet de justifier la présence de l'harmonique de rang 2 (17). En posant l'hypothèse que le convertisseur ne présente aucune perte, il vient :

$$\begin{cases} p_s(t) = v_s(t) i_s(t) = V_e i_e(t) = p_e(t) \\ v_s(t) = V_e (f_{m1}(t) - f_{m2}(t)) \\ i_s(t) = I_s \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi) \end{cases} \quad (17)$$

En développant les calculs et en ne s'intéressant qu'aux basses fréquences, le résultat est :

$$\begin{cases} p_e(t) = \frac{V_e I_s R_v \sqrt{2}}{2} \cos(\phi) - \frac{V_e I_s R_v \sqrt{2}}{2} \cos(2\omega t + \phi) \\ \Rightarrow I_{emoy} = \frac{I_s R_v \sqrt{2}}{2} \cos(\phi) \\ \Rightarrow i_{e-2\omega}(t) = -\frac{I_s R_v \sqrt{2}}{2} \cos(2\omega t + \phi) \end{cases} \quad (18)$$

C'est donc le courant $i_{e-2\omega}(t)$ qui perturbe la tension V_e .

4.2.2 Commande unipolaire

Les paramètres de commande sont identiques à l'essai précédent. La commande unipolaire permet de multiplier par deux la fréquence "vue" par la sortie. En effet, les harmoniques de tension autour de 1000 Hz ont disparu (comme le montre la figure 14) et par conséquent le courant de sortie est plus proche d'une sinusoïde (les ondulations sont diminuées).

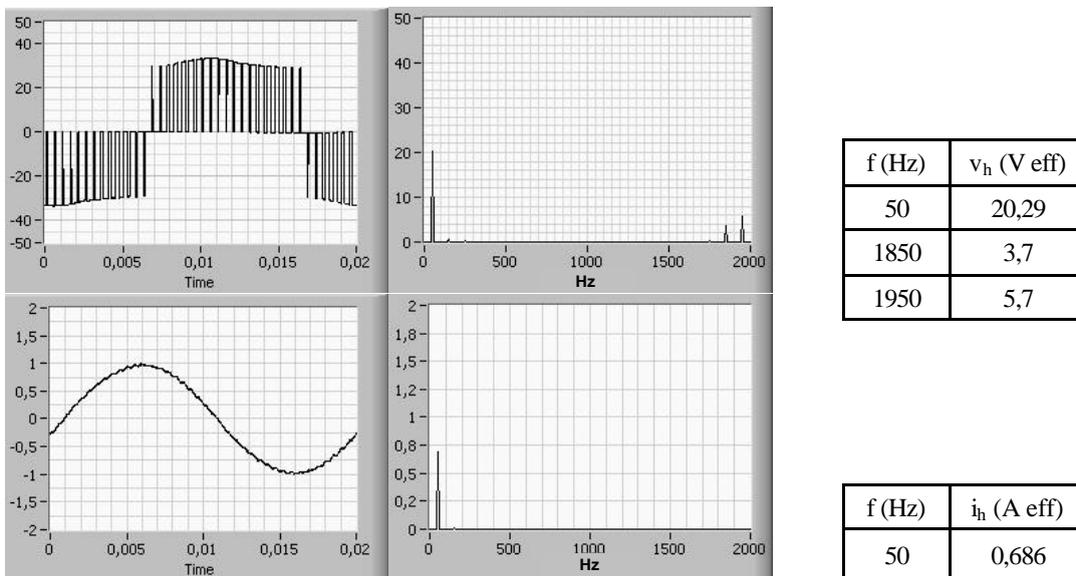


Figure 14 : Tension et courant de charge (commande unipolaire)

4.2.3 Commande bipolaire calculée

Pour cette mesure (figure 15), la valeur des angles de commande correspond à $k=0,7$. Les harmoniques de tension 3, 5 et 7 ont disparu. Le premier harmonique non éliminé est celui à 450 Hz (9×50 Hz) et il présente une valeur relativement importante. D'autres techniques de MLI calculée [LAB-95] permettent de diminuer l'amplitude de celui-ci, en donnant un poids différent aux divers harmoniques et de calculer les angles de façon à minimiser le taux d'harmoniques pondérés. Cette technique porte le nom de "Minimisation du taux d'harmoniques pondérés".

4.3 Onduleur triphasé

4.3.1 MLI intersective

Sur la figure 16, ne sont représentés que la tension composée et le courant dans une phase.

Les paramètres de réglage sont toujours $R_v = 0,9$ et $m = 20$.

La décomposition en série de Fourier montre les mêmes groupes de raies que le montage en monophasé.

A partir de la formule (12), la valeur efficace du fondamental est théoriquement de 16,5 V qui reste proche de la mesure (16,8 V).

Le courant côté continu n'a pas été présenté mais la composante à 100 Hz n'existe plus. La tension maximale de $u(t)$ est égale au 30 V de l'alimentation stabilisée avec très peu d'ondulation.

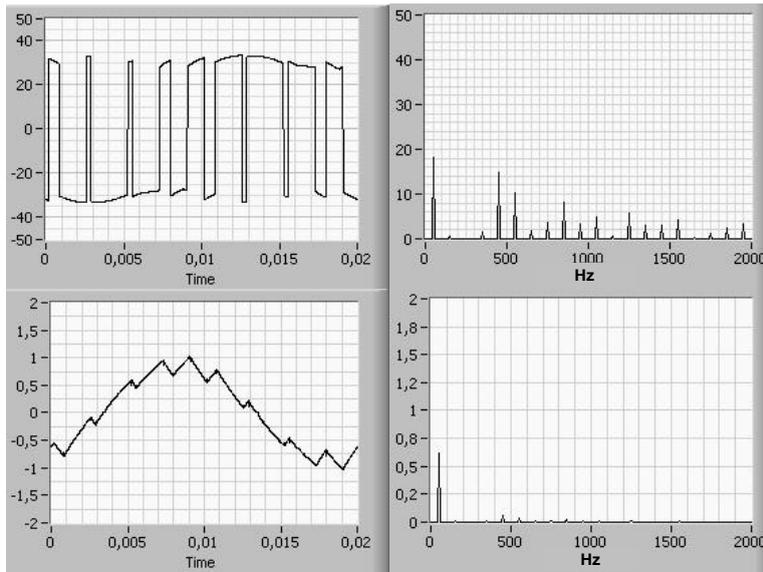


Figure 15 : Tension et courant de charge (MLI calculée)

f (Hz)	v _h (V eff)
50	18,3
450	14,8
550	10,3
850	8,06
1050	4,9
1250	5,7
1550	4,1

f (Hz)	i _h (A eff)
50	0,615
450	0,064
550	0,035

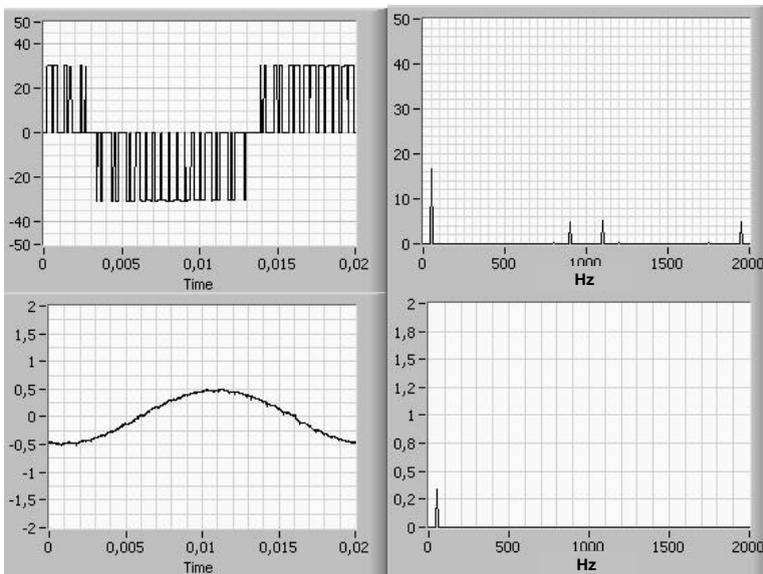


Figure 16 : Tension composée et courant dans une phase (onduleur triphasé)

f (Hz)	u _h (V eff)
50	16,8
900	4,5
1100	5
1950	4,7

f (Hz)	i _h (A eff)
50	0,332

4.3.2 Injection d'harmonique

Cette dernière mesure présente la technique permettant d'augmenter la valeur du fondamental de la tension de sortie.

- MLI traditionnelle $V_{\text{Fond_max}} = \frac{1}{2} V_e$; $U_{\text{Fond_max}} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_e$; avec $R_V = 1$,

- injection de l'harmonique 3 : $V_{\text{Fond_max}} = \frac{1,155}{2} V_e$; $U_{\text{Fond_max}} = 1,155 \frac{\sqrt{3}}{2} V_e$;

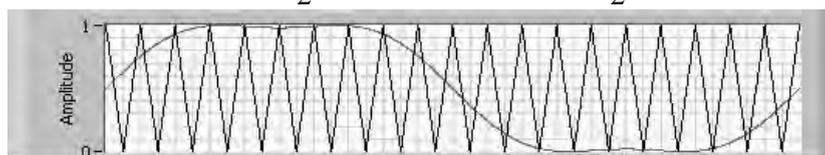
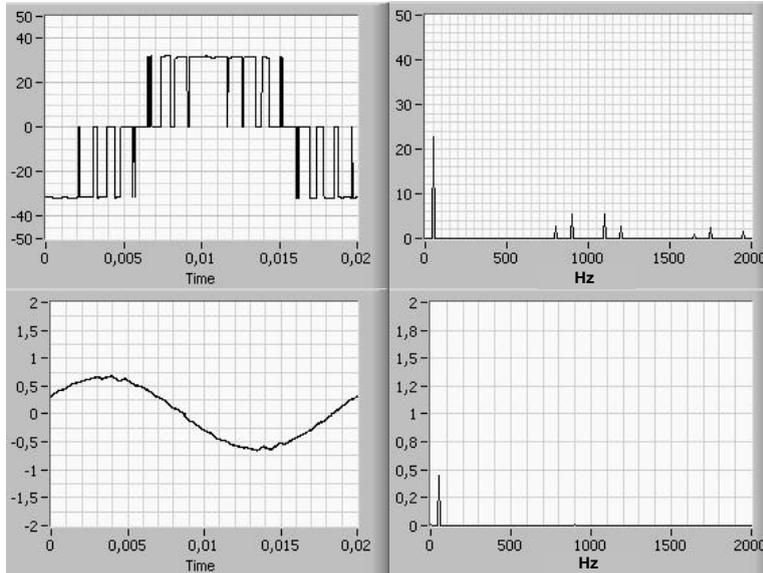


Figure 17 : Porteuse et référence avec injection de l'harmonique de rang 3

Sur la figure 18, la tension de l'alimentation stabilisée ayant pour valeur 32 V, le calcul donne :

- commande MLI : $U_{\text{Fond_max}} = \frac{\sqrt{3}}{2} 32 = 27,7 \text{ V}$; $U_{\text{Fond_eff}} = 19,6 \text{ V}$

- injection de l'harmonique 3 : $U_{\text{Fond_max}} = 1,155 \frac{\sqrt{3}}{2} 32 = 32 \text{ V}$; $U_{\text{Fond_eff}} = 22,6 \text{ V}$



f (Hz)	u _h (V eff)
50	22,6
800	2,7
900	5,5
1100	5,6
1200	2,6
1750	2,4
1950	1,4

f (Hz)	i _h (A eff)
50	0,445

Figure 18 : Tension composée et courant dans une phase

5 CONCLUSION

Le logiciel LabView a permis de développer, d'une part, une commande pour des onduleurs de tension monophasé ou triphasé, d'autre part, un outil de mesure des grandeurs électriques (réponses temporelle et fréquentielle). Ainsi, les élèves ont la possibilité de modifier les paramètres de réglage de tous les types de commande et de voir simultanément les résultats sur les grandeurs mesurées. L'outil développé permet également de compléter et vérifier l'étude théorique.

L'association "calculs-graphes" doit permettre une meilleure compréhension de la commande MLI.

Les améliorations à apporter vont être centrées sur le calcul des filtres mais aussi sur une commande en boucle fermée avec la possibilité de régler les paramètres des correcteurs.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [BUH-91] : H. BUHLER, "Convertisseurs statiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, Édition Électricité, 1991.
- [FOC-89] : H. FOCH, R. ARCHES, F. BORDRY, Y. CHERON et B. ESCAUT, "Éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques", Techniques de l'Ingénieur, Article D3152, 06/1989, 18 pages.
- [FOC-98] : H. FOCH, F. FOREST et T. MEYNARD, "Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications", Techniques de l'Ingénieur, Article D3176, 11/1998, 18 pages.
- [FOC-00] : H. FOCH, F. FOREST et T. MEYNARD, "Onduleurs de Tension : Mise en œuvre", Techniques de l'Ingénieur, Article D3177, 08/2000, 20 pages.
- [LAB-95] : F. LABRIQUE, G. SEGUIER et R. BAUSIERE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion continu-alternatif", Volume 2, 2^{ème} Édition, Technique & Documentation-Lavoisier, 1995.
- [LEF-03] : S. LEFEBVRE et B. MULTON, "MOSFET et IGBT : circuits de commande", Techniques de l'Ingénieur, Article D3233, 08/2003, 16 pages.
- [LOU-97] : J.-P. LOUIS et C. BERGMANN, "Commande numérique - Régimes intermédiaires et transitoires", Techniques de l'Ingénieur, Article D3643, 02/1997, 27 pages.

Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation

Application aux éoliennes

Alain CUNIERE

Lycée Pierre de Coubertin
Chaussée de Paris, 77100 Meaux
alain.cunier@wanadoo.fr

Résumé : la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique fait partie intégrante aujourd'hui des solutions techniques à nos besoins croissants en énergie.

La recherche de solutions innovantes à cette conversion constitue un terrain particulièrement riche pour le génie électrique. Parmi tous les actionneurs possibles, la machine asynchrone à rotor bobiné présente certains avantages, notamment si l'on envisage le fonctionnement à vitesse variable de l'éolienne. Son utilisation en génératrice connectée à un réseau d'énergie constitue un support pédagogique nouveau, riche d'enseignements pour nos étudiants.

Après avoir rappelé l'intérêt du fonctionnement à vitesse variable des éoliennes, nous étudierons le dispositif de commande pour un fonctionnement en régime permanent puis en régime transitoire.

1 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation

1.1 intérêt de la vitesse variable en éolien

Pour des éoliennes à axe horizontal et en supposant l'air incompressible, la théorie de Betz (1919) [1] montre que la puissance mécanique récupérée sur l'arbre de l'hélice s'exprime par la relation :

$$P_m = C_p \times \left[\frac{1}{2} \times \rho \times S \times V^3 \right]$$

Avec P_m , la puissance mécanique en watts
 $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$, la masse volumique de l'air
 S , la section du disque éolien en m^2
 V , la vitesse du vent en m/s avant la traversée du disque éolien

C_p , le coefficient de puissance dont la valeur maximale théorique [1] vaut $16/27$.

En pratique, C_p dépend du rapport $\lambda = \frac{R \times \Omega_h}{V}$,

Avec Ω_h la vitesse angulaire et R le rayon de l'hélice

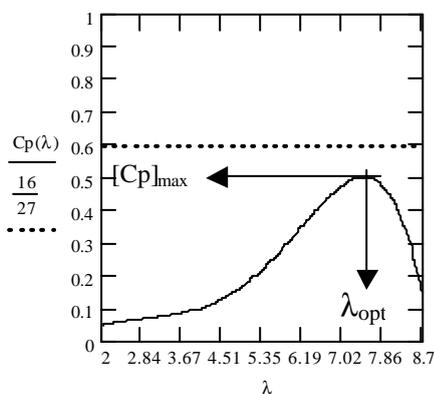


Figure 1

A l'arrêt ($\lambda=0$), la puissance récupérée est naturellement nulle. Elle l'est aussi pour $\lambda = \lambda_{\max}$ lorsque le vent relatif, composition du vent naturel V et du vent apparent $R \times \Omega_h$ que crée chaque pale en tournant, ne peut plus exercer de poussée. Pour maximiser la puissance mécanique récupérée, il faut conserver au paramètre λ sa valeur optimale telle que $\lambda = \lambda_{\text{opt}}$. Dans ces conditions, on peut écrire :

$$P_m = [C_p]_{\max} \times \left[\frac{1}{2} \times \rho \times S \times V^3 \right] = K \times \Omega_h^3 \text{ avec } \Omega_h = \frac{\lambda_{\text{opt}}}{R} \times V$$

Pour ces conditions de fonctionnement, le couple exercé par l'hélice a pour expression $\Gamma_h = K \cdot \Omega_h^2$. La

relation $\Omega_h = \frac{\lambda_{\text{opt}}}{R} \times V$ implique l'adaptation automatique

de la vitesse de la génératrice à celle du vent pour maximiser la puissance récupérée.

Deux solutions sont envisageables :

↳ asservir la vitesse de la génératrice par action sur la puissance restituée selon la figure 2.

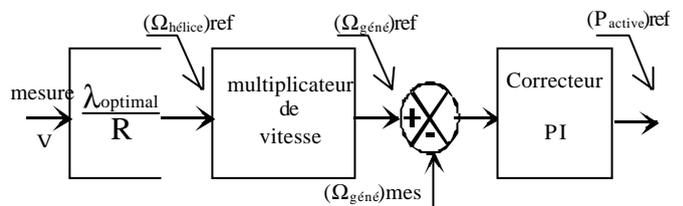


Figure 2

↳ réaliser une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) de la génératrice [2]. Cette commande consiste à modifier la consigne de puissance active tant que le maximum de puissance récupérable pour un vent donné, n'est pas atteint. L'algorithme figure 3 illustre le principe d'une commande MPPT.

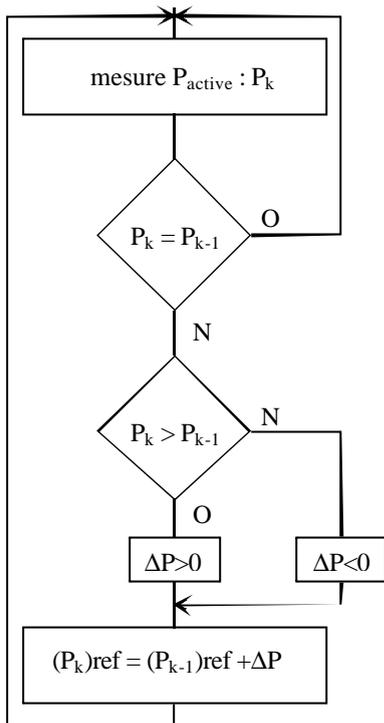


Figure 3

La figure 4 représente la puissance mécanique restituée en fonction de la vitesse de l'hélice à vent constant. La courbe en pointillés montre le lieu des points de fonctionnement obtenus par cette stratégie. **Pour chaque vitesse du vent, il existe une vitesse de rotation optimale de la génératrice permettant de récupérer la puissance mécanique maximale.**

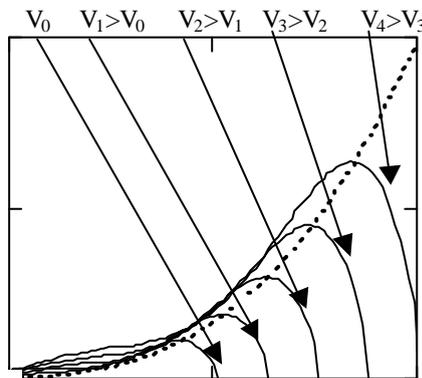


Figure 4

1.2 bilan de puissance

On considère la machine asynchrone couplée au stator sur le réseau EDF (v_s, ω_s) et au rotor sur un réseau triphasé (v_r, ω_r) conformément à la figure 5.

HYP : toutes les pertes sont négligées sauf les pertes Joules rotor P_{jr}

On définit un sens positif des puissances actives et des mouvements

Le fonctionnement est étudié pour $\frac{\omega_s}{p} = \Omega_s > 0$ (vitesse du champ tournant statorique)

$\Omega > 0$ (vitesse du rotor de la machine)
 $\Gamma_{hélice}$ (couple résistant exercé par l'hélice sur le rotor)
 $\Gamma_{machine}$ (couple moteur exercé par le champ tournant statorique sur le rotor)

En régime permanent $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, $\Gamma_{hélice} = \Gamma_{machine}$ et

$P_{stator} = P_m + P_{rotor}$ (avec $P_{rotor} = P_{ext} + P_{jr}$)
 avec $\Gamma_{hélice} = \Gamma_{machine} > 0$, fonctionnement en ventilateur
 avec $\Gamma_{hélice} = \Gamma_{machine} < 0$, fonctionnement en éolienne.

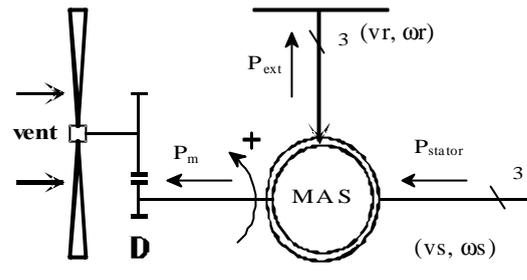


Figure 5

En éolien, le bilan de puissances donne :

$$P_m = \Gamma_{hélice} * \Omega < 0 \text{ et } P_{stator} = \Gamma_{machine} * \Omega_s < 0$$

L'hélice fournit de la puissance à la ligne d'arbre, le stator fournit de la puissance au réseau (v_s, ω_s)

Il vient $P_{rotor} = P_{jr} + P_{ext} = \Gamma_{machine} (\Omega_s - \Omega) = g * P_{stator}$

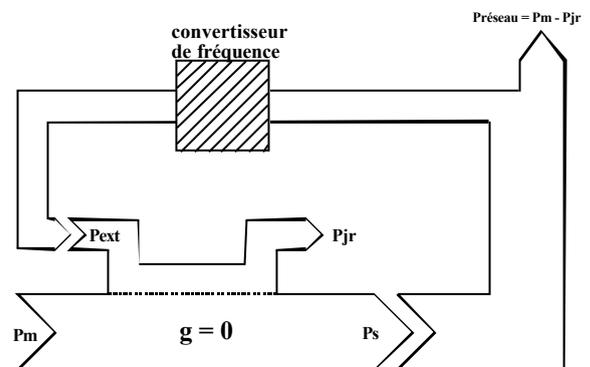
en posant le glissement $g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$.

Trois modes de fonctionnement sont envisageables, soit :

$g = 0$

On en déduit $P_{ext} + P_{jr} = 0 \Rightarrow P_{ext} = -P_{jr} < 0$ et $\omega_r = 0$

Le réseau (v_r, ω_r) doit fournir uniquement les pertes joules du rotor par des courants continus. **C'est le fonctionnement en génératrice synchrone pour lequel les flux d'énergie sont rappelés ci-dessous.**

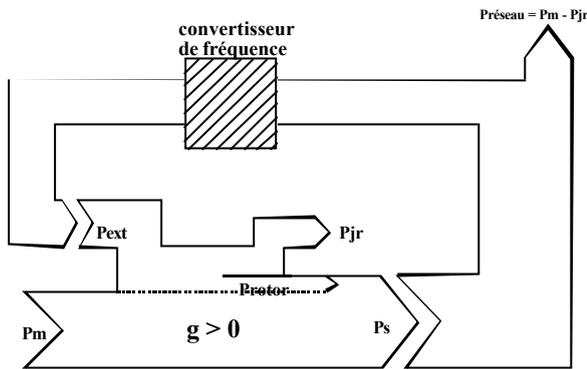


$g > 0$

$P_{ext} + P_{jr} < 0 \Rightarrow P_{ext} < 0$ et $\omega_r > 0$

Le réseau (v_r, ω_r) doit fournir les pertes joules du rotor et une puissance électromagnétique par des courants triphasés formant un système direct.

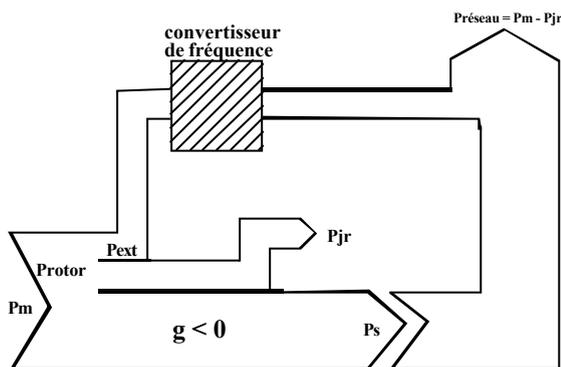
C'est le fonctionnement en génératrice hyposynchrone pour lequel les flux d'énergie sont rappelés ci-dessous.



$g < 0$

$$P_{ext} + P_{jr} > 0 \Rightarrow P_{ext} > 0 \text{ (} P_{ext} > -P_{jr} \text{)} \text{ et } \omega_r < 0$$

Le réseau (v_r, ω_r) reçoit une puissance électromagnétique par des courants triphasés formant un système inverse. C'est le fonctionnement en génératrice hypersynchrone pour lequel les flux d'énergie sont rappelés ci-dessous.



Conclusion: le fonctionnement à vitesse variable pour des vitesses $0 < \Omega < \Omega_{max}$ avec $\Omega_{max} > \Omega_s$, nécessite la création d'un réseau d'énergie triphasé direct ou inverse, de fréquence variable voire nulle, bi-directionnel en puissance.

Deux solutions sont envisageables :

- par commutateur de courant (figure 6)

Cette solution avantageuse par la simplicité et la robustesse des convertisseurs, est par contre génératrice de courants harmoniques et de courants réactifs.

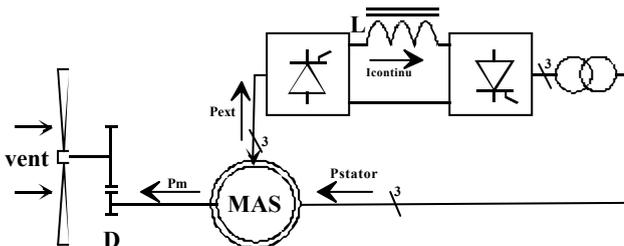


Figure 6

- par onduleur de tension (figure 7)

Cette solution est actuellement préférée car les courants alternatifs sont quasi-sinusoidaux et pour la possibilité

de fonctionnement à facteur de déplacement quelconque de chaque convertisseur.

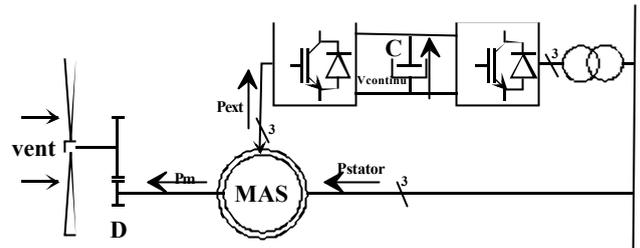


Figure 7

Le dimensionnement de la chaîne de conversion d'énergie, nécessite de connaître l'importance de la puissance échangée. Le tracé de la figure 8 illustre la répartition stator/rotor pour une machine 1500 tr. mn^{-1} et une éolienne 3 kW à cette vitesse, en supposant le fonctionnement à vitesse variable acquis et limité à $1,2 \times n_s$.

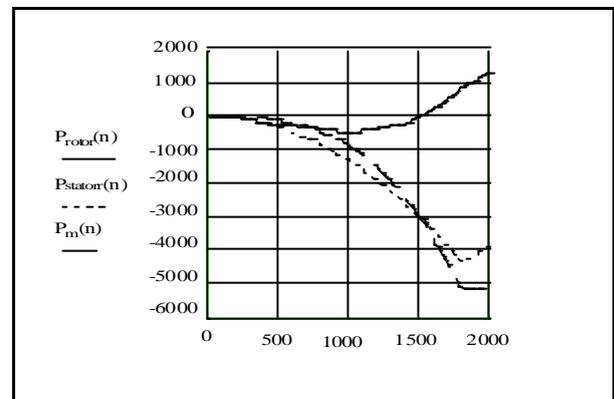


Figure 8

Les relations sont :

$$P_{rotor} = g.P_{stator} \approx P_{ext} \text{ (si } P_{jr} \text{ sont négligées)}$$

$$\text{Il vient } P_{ext} \approx \frac{g}{1-g}.P_m \text{ et } P_{stator} \approx \frac{1}{1-g}.P_m$$

$$\text{Avec } P_m = \frac{-3000}{1500^3}.n^3 \text{ pour } 0 < n < 1,2 \times n_s$$

Comparativement à la solution de la figure 9 pour laquelle la machine est certes à rotor à cage mais avec un stator dimensionné pour 100% de la puissance récupérée, les courbes de la figure 8 montrent que la puissance restituée par le stator est inférieure à la puissance totale restituée aux vitesses supérieures à la vitesse de synchronisme. Le dimensionnement de la machine s'en trouve réduit.

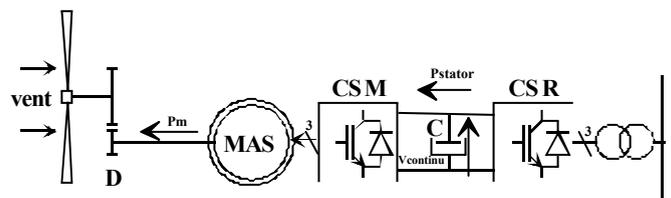


Figure 9

Pour le montage de la figure 9, nous avons exclu la solution à commutateur de courant pour les raisons

déjà évoquées. L'utilisation d'interrupteurs à double commande réversibles en courant autorise la circulation de courants quasi sinusoïdaux de phase réglable. Le convertisseur CSM fournit le réactif d'aimantation du stator tout en fonctionnant en redresseur. De même, le convertisseur CSR fonctionne en onduleur à facteur de puissance réglable. **Nous verrons que la commande vectorielle des courants rotoriques pour le montage de la figure 7 permet aussi par orientation du flux statorique de régler le facteur de déplacement du stator.**

Pour la machine à double alimentation

$$P_{ext} \approx \frac{g}{1-g} P_m \text{ et } P_m = \frac{P_{nom}}{n^3} n^3$$

soit $P_{ext} \approx P_{nom} g (1-g)^2$; la puissance fournie par la chaîne de conversion passe par un minimum pour le glissement $g = 1/3$.

Il vient : $[P_{ext}]_{max} \approx 0.15 * P_{nom}$ pour $n = (2/3) . n_s$

Pour les vitesses élevées soit $g = -1/5$, il vient :

$P_{ext} \approx -0.29 * P_{nom}$ pour $n = (6/5) . n_s$

Comparativement à la solution de la figure 9 pour laquelle la chaîne de conversion est dimensionnée pour 100% de la puissance récupérée, **l'alimentation par le rotor permet d'utiliser une chaîne de conversion d'énergie dont le dimensionnement sera de l'ordre de 30% de la puissance nominale récupérée** si la survitesse est limitée à 20%.

2 Etude du régime permanent

2.1 équations de la machine

Représentation des axes magnétiques de la machine bipolaire équivalente

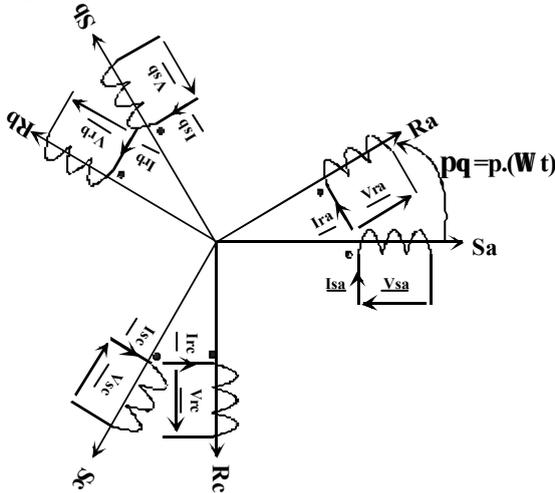


Figure 10

Avec les conventions relatives à la figure 10 et muni des hypothèses classiques (circuit magnétique linéaire, entrefer constant, fmm à répartition spatiale sinusoïdale, courants de Foucault nuls), on peut écrire pour chaque phase :

statorique : $\underline{V}_{sa} = R_s \underline{I}_{sa} + j . \omega_s \underline{\Phi}_{sa}$

rotorique : $-\underline{V}_{ra} = R_r \underline{I}_{ra} + j . \omega_r \underline{\Phi}_{ra}$

avec pour la phase a du stator, le flux totalisé :

$$\underline{\Phi}_{sa} = L_s \underline{I}_{sa} + M_s \underline{I}_{sb} + M_s \underline{I}_{sc} + M_{rs} \cos(p\Omega t) \underline{I}_{ra} + M_{rs} \cos(p\Omega t + \frac{2\pi}{3}) \underline{I}_{rb} + M_{rs} \cos(p\Omega t + \frac{4\pi}{3}) \underline{I}_{rc}$$

Soit, $\underline{I}_{sa}(t) + \underline{I}_{sb}(t) + \underline{I}_{sc}(t) = 0$

$$\underline{I}_{ra}(t) = \hat{I}_r \cos(\omega_r t - \varphi_r)$$

$$\underline{I}_{rb}(t) = \hat{I}_r \cos(\omega_r t - \varphi_r - \frac{2\pi}{3})$$

$$\underline{I}_{rc}(t) = \hat{I}_r \cos(\omega_r t - \varphi_r - \frac{4\pi}{3})$$

Il vient la relation classique :

$$\underline{\Phi}_{sa}(t) = (L_s - M_s) . \underline{I}_{sa}(t) + \frac{3}{2} . M_{rs} [\hat{I}_r \cos((\omega_r + p\Omega)t - \varphi_r)]$$

avec : $\omega_s = \omega_r + p\Omega$, loi de composition des pulsations

$L_s - M_s = \mathcal{L}_s$, inductance propre cyclique

$(3/2) . M_{rs} = \mathcal{M}_{rs}$, inductance mutuelle cyclique

$\underline{I}_{ra}' = \hat{I}_r . e^{-j\varphi_r}$, courant rotorique phase a ramené à la pulsation ω_s du stator

La première équation de la machine s'écrit :

$$\underline{\Phi}_{sa} = L_s \underline{I}_{sa} + \mathcal{M}_{rs} \underline{I}_{ra}' \quad (1)$$

Par la même démarche, la seconde relation s'écrit :

$$\underline{\Phi}_{ra} = L_r \underline{I}_{ra} + \mathcal{M}_{rs} \underline{I}_{sa}' \quad (2)$$

$\underline{I}_{sa}' = \hat{I}_s . e^{-j\varphi_s}$, courant statorique de la phase a ramené à

la pulsation ω_r du rotor

Les équations aux tensions deviennent :

$$\underline{V}_{sa} = R_s \underline{I}_{sa} + j . L_s . \omega_s \left[\underline{I}_{sa} + \frac{\mathcal{M}_{rs}}{L_s} \underline{I}_{ra}' \right] \quad (3)$$

$$-\underline{V}_{ra} = R_r \underline{I}_{ra} + j . L_r . \omega_r \left[\underline{I}_{ra} + \frac{\mathcal{M}_{rs}}{L_r} \underline{I}_{sa}' \right] \quad (4)$$

Dorénavant, nous supprimerons l'indice « a » des relations.

2.2 schémas équivalents

Pour chaque équation aux tensions, on peut associer un schéma équivalent monophasé, l'un pour les grandeurs du stator à la pulsation ω_s , l'autre pour les grandeurs du rotor à la pulsation ω_r [5].

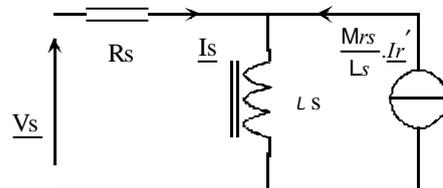


Figure 11

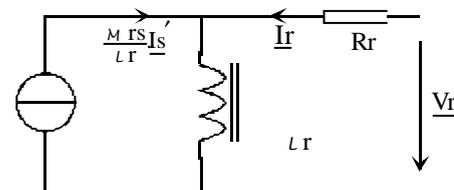


Figure 12

On peut modifier ces deux schémas pour faire apparaître une seule inductance magnétisante \mathcal{L}_s au stator et les effets d'induction produits au rotor, compte tenu des imperfections du couplage stator/rotor.

On définit \underline{V}_m la tension magnétisante produite par le

flux statorique, soit $\underline{V}_m = j.L_s.\omega_s.\underline{I}_s + j.M_{rs}.\omega_s.\underline{I}_r$ (5)

En utilisant l'artifice de multiplier cette équation par $\frac{\omega_r}{\omega_s} = g$, tout se passe comme si les tensions inductives étaient produites par des courants identiques mais à la pulsation ω_r , soit :

$$g.\underline{V}_m' = j.L_s.\omega_r.\underline{I}_s + j.M_{rs}.\omega_r.\underline{I}_r \quad (6)$$

Cette dernière équation combinée avec l'équation 4 donne le résultat utile 7 :

$$-\underline{V}_r = R_r.\underline{I}_r + j.\sigma.L_r.\omega_r.\underline{I}_r + g.\frac{M_{rs}}{L_s}.\underline{V}_m' \quad (7)$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{rs}^2}{L_s.L_r}$, le coefficient de dispersion de Blondel

$m = \frac{M_{rs}}{L_s}$, le rapport de transformation

\underline{V}_m' , tension \underline{V}_m ramenée à la pulsation ω_r du rotor

Les deux schémas équivalents deviennent :

à ω_s ,

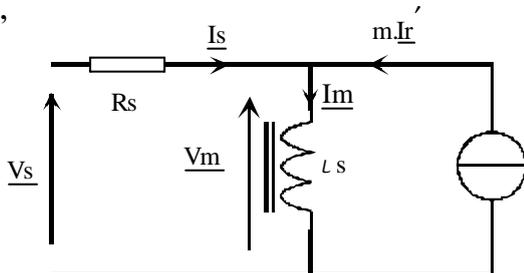


Figure 13

à ω_r ,

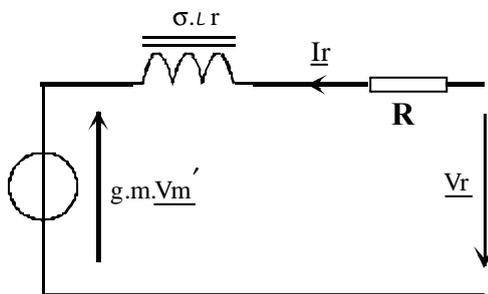


Figure 14

2.3 diagrammes de Fresnel

En prenant pour origine des phases la tension \underline{V}_m telle que $\underline{V}_m = V_m$, le diagramme des grandeurs statoriques est celui de la figure 15.

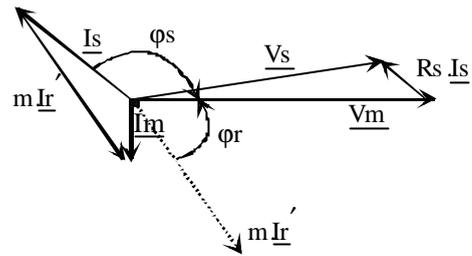


Figure 15

Le courant magnétisant \underline{I}_m traduit la puissance réactive qu'il est nécessaire de fournir à la machine pour aimanter l'entrefer. Son expression est :

$\underline{I}_m = \frac{\underline{V}_m}{j.L_s.\omega_s} = -j.\frac{\underline{V}_m}{L_s.\omega_s} \approx -j.\frac{\underline{V}_s}{L_s.\omega_s}$, si l'on néglige la chute de tension $R_s.I_s$. On pose alors $\underline{I}_m = -j.I_m$ avec $I_m \approx \frac{V_s}{L_s.\omega_s}$, courant magnétisant d'intensité quasi constante imposée par le réseau (v_s, ω_s). On définit les composantes active et réactive des courants telles que :

$\underline{I}_s = I_{s,actif} - j.I_{s,réactif}$ et $\underline{I}_r = I_{r,actif} - j.I_{r,réactif}$ définies relativement à la tension \underline{V}_m .

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} I_{s,actif} = -m.I_{r,actif} \\ I_{s,réactif} = I_m - m.I_{r,réactif} \end{cases} \quad (8) \quad (9)$$

Expression des puissances,

$$S = 3.V_s . I_s = 3.R_s.I_s^2 + 3.V_m.(I_{s,actif} + j.I_{s,réactif})$$

$$\text{Il vient, } P_s \approx 3.V_m.I_{s,actif} \approx 3.V_m.(-m.I_{r,actif}) \quad (10)$$

$$Q_s = 3.V_m.I_{s,réactif} = 3.V_m.(I_m - m.I_{r,réactif}) \quad (11)$$

Conclusion partielle : le contrôle de la composante active du courant rotorique, détermine la composante active du courant statorique et donc la puissance active P_s fournie au stator par le réseau. Le contrôle de la composante réactive du courant rotorique, détermine la composante réactive du courant statorique (courant magnétisant I_m constant) et donc la puissance réactive Q_s fournie au stator par le réseau.

2.4 expression du couple électromagnétique

L'expression du couple développé par la machine s'écrit :

$$\Gamma_{machine} = \frac{3.V_m(-m.I_{r,actif})}{\omega_s} = -3p.(L_s.I_m).\left(\frac{M_{rs}}{L_s}.I_{r,actif}'\right)$$

$$\Gamma_{machine} = -3p.M_{rs}.I_m.I_{r,actif}' \quad (12)$$

Conclusion partielle : le couple est proportionnel à la composante active du courant rotorique. Un fonctionnement avec rotor en court-circuit nécessite donc que celui-ci soit résistif afin que cette

composante active soit non nulle. De plus elle dépend de la vitesse par la réactance $\sigma_{Lr} \cdot \omega_r$ et la tension $g \cdot m \cdot \underline{V}_m'$, d'où une allure de la caractéristique mécanique des plus contrariée. Pour une machine à double alimentation, l'alimentation du rotor permet de régler cette composante active indépendamment des paramètres du rotor et de la vitesse.

Sous cet aspect, la conception traditionnelle qui veut qu'une machine asynchrone nécessite un rotor résistif se trouve bousculée. L'étude de ce système permet de s'interroger sur l'évolution à donner de notre pédagogie en matière de motorisation asynchrone, lorsque les courants rotoriques peuvent être réglés par l'alimentation extérieure.

L'angle ϕ_r formé par les vecteurs $(\underline{V}_m, m \cdot \underline{I}_r)$ à la pulsation ω_s se conserve pour les vecteurs $(\underline{V}_m', m \cdot \underline{I}_r')$ à la pulsation ω_r . On passe donc simplement du diagramme de la figure 15 à celui de la figure 16.

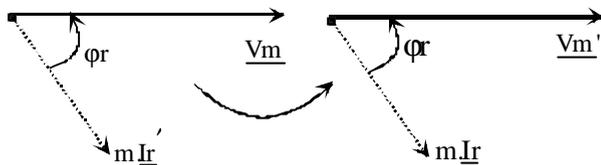


Figure 16

Deux diagrammes de Fresnel relatifs à la relation 7 sont possibles :

- fonctionnement en génératrice hyposynchrone $\omega_r > 0$ et $g > 0$

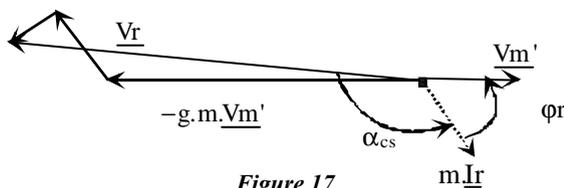


Figure 17

- fonctionnement en génératrice hypersynchrone $\omega_r < 0$ et $g < 0$

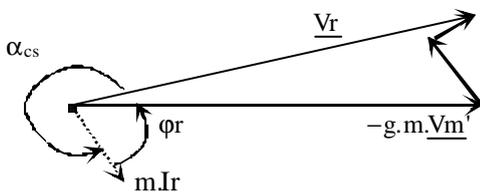


Figure 18

- fonctionnement en génératrice synchrone $\omega_r = 0$ et $g = 0$

la relation 7 se réduit à $V_r = R_r \cdot I_r$ en courant continu

Conclusion partielle : le réglage en amplitude et en phase du courant I_r par la tension V_r permet de contrôler séparément les puissances active et réactive statoriques. Cependant, l'architecture de commande du convertisseur CSM est basée sur l'égalité $\underline{w}_r = \underline{w}_s - p \underline{W}$ avec \underline{W} constante. En pratique cette condition est naturellement satisfaite pour les

machines à cage car seuls les effets d'induction sont à l'origine des courants rotoriques. Pour ce dispositif, il est impossible de calculer \underline{w}_r sans erreur pour garantir le synchronisme des champs statorique et rotorique. De plus, cette étude est insuffisante pour qualifier le fonctionnement de la machine en cas de brusques rafales de vent, donc des variations de la vitesse \underline{W} du rotor. Remédier à ces deux problèmes, c'est contrôler la position relative des champs statorique et rotorique à chaque instant. Il suffit alors que l'architecture de commande du convertisseur impose à l'échelle du découpage l'intensité des courants rotoriques pour maîtriser l'amplitude et la position du champ qui lui correspond. Cette approche garantit le synchronisme des champs statorique et rotorique.

La lecture des diagrammes des figures 17 et 18, montre que le courant I_r n'est plus uniquement déterminé par la fem d'induction $g \cdot m \cdot \underline{V}_m'$ chutée sur l'impédance du rotor, mais également par la tension \underline{V}_r dont nous avons la maîtrise de l'amplitude, de la phase, de la fréquence.

Peut-on encore parler de machine d'induction pour cette application ? Ne faudrait-il pas parler de machine synchrone généralisée pour laquelle le rotor sert de bobinage d'excitation mais participe également pour $g \neq 0$ à la transformation de puissance mécanique/électrique. Partant de cette observation, il semble plus naturel de concevoir la commande du convertisseur CSM à partir de la position instantanée \underline{q}_r et non de la pulsation \underline{w}_r , ceci pour garantir le synchronisme des champs stator/rotor à l'identique d'une machine synchrone conventionnelle.

3 Etude en régime transitoire

Pour l'application considérée, le réseau (v_s, ω_s) est imposé et les seules grandeurs réglantes sont les courants rotoriques. Dans la perspective de maîtriser le transfert de puissance avec le réseau (v_s, ω_s) , il convient d'établir des relations de cause à effet entre ces courants rotoriques et les puissances conformément à la figure 19.



Figure 19

Également, ces relations doivent rester utilisables en régime transitoire, par exemple lors d'une rafale de vent. Ces relations, qui établiront la loi de commande du convertisseur machine, nécessitent de reprendre l'étude en régime instantané.

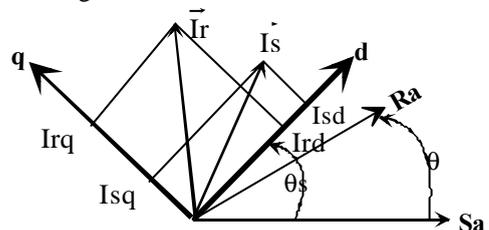


Figure 20

On complète la figure 10 par un repère dq, formant un angle θ_s quelconque avec l'axe Sa (axe magnétique de la phase a du stator).

Les vecteurs \vec{I}_s, \vec{I}_r , représentent à un instant donné, la direction du maximum de la répartition spatiale sinusoïdale de l'onde de force magnétomotrice engendrée par les trois courants d'enroulement correspondants.

3.1 équations de la machine

en utilisant la matrice de changement de repère :

$$P(\theta_s) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

on obtient les équations du stator et du rotor [3] dans le repère dq, soit :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M_{rs} \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M_{rs} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (13)$$

avec Φ_{sd}, Φ_{sq} , les composantes du flux totalisé au stator.

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M_{rs} \cdot I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M_{rs} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (14)$$

avec Φ_{rd}, Φ_{rq} , les composantes du flux totalisé au rotor.

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \Phi_{sq} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \\ v_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \Phi_{sd} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \end{cases} \quad (15)$$

avec v_{sd}, v_{sq} , les tensions appliquées aux enroulements d'un stator fictif dont les axes magnétiques seraient les axes dq, produisant les mêmes effets magnétiques que les enroulements réels.

$$\Gamma_{\text{machine}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (16)$$

avec Γ_{machine} , le couple électromagnétique développé par l'interaction stator / rotor.

En pratique, on choisit un repère dq, lié au champ tournant car, en régime permanent les grandeurs électriques et magnétiques sont continues (précision des asservissements).

Le choix de la matrice $P(\theta_s)$, conserve les amplitudes des grandeurs. Cela signifie que pour toute grandeur X, ses composantes dans le repère dq, sont reliées à l'amplitude \hat{X} de la sinusoïde correspondante dans le repère a, b, c, par l'égalité : $\hat{X} = \sqrt{x_d^2 + x_q^2}$

A l'aide des relations 13, on définit le courant magnétisant statorique équivalent I_{ms} tel que :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M_{rs} \cdot I_{rd} = L_s \cdot I_{msd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M_{rs} \cdot I_{rq} = L_s \cdot I_{msq} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{msd} = I_{sd} + \frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rd} \\ I_{msq} = I_{sq} + \frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rq} \end{cases} \quad (17)$$

L'exposé qui suit consiste à montrer que le choix d'orienter le flux statorique dans le repère dq, [4] permet de simplifier l'expression du couple Γ_{machine} .

pour élaborer une loi de commande découplée "type machine à courant continu".

3.2 commande vectorielle

On choisit d'aligner le flux statorique sur l'axe d du repère $\Rightarrow \Phi_{sq} = 0$.

Il en résulte une première relation utile entre les courants, soit :

$$I_{sq} + \frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rq} = 0 \quad (18)$$

Pour les tensions statoriques, les relations (15) deviennent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ v_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \Phi_{sd} \cdot \omega_s \end{cases} \quad (19)$$

En éolien, la puissance des machines ($\approx 1.5\text{MW}$) nous autorise à négliger la chute de tension résistive du stator, d'où les relations approchées :

$$\begin{cases} v_{sd} \approx \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ v_{sq} = \omega_s \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (20)$$

Le réseau d'alimentation (v_s, ω_s) du stator est sinusoïdal et imposé. Les composantes v_{sd}, v_{sq} , de la tension v_s sont continues et constantes.

$$\Phi_{sd} = \frac{v_{sq}}{\omega_s} = \text{Constante} \Rightarrow v_{sd} = 0$$

$$\Rightarrow \Phi_{sd} = \frac{\hat{V}_s}{\omega_s} = L_s \cdot I_{msd} = L_s \cdot I_{ms}$$

$$I_{ms} = \frac{\hat{V}_s}{L_s \cdot \omega_s} = \text{Constante} \quad (21)$$

Il en résulte une seconde relation utile entre les courants, soit :

$$I_{sd} + \frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rd} = I_{ms} \quad (22)$$

3.3 expression du couple électromagnétique

Avec $\Phi_{sq} = 0$, l'expression devient :

$$\Gamma_{\text{machine}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq})$$

$$\Gamma_{\text{machine}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_s \cdot I_{ms}) \cdot \left(-\frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rq}\right)$$

$$\Gamma_{\text{machine}} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot M_{rs} \cdot I_{ms} \cdot I_{rq} = K_{\text{couple}} \cdot I_{rq} \quad (23)$$

Conclusion partielle : l'orientation du flux statorique dans le repère dq, permet le contrôle du couple par la composante I_{rq} du courant I_r .

3.4 expression des puissances

avec $v_{sd} = 0$, l'expression de la puissance instantanée se réduit à : $p_{\text{stator}} = \frac{3}{2} \cdot v_{sq} \cdot i_{sq} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot i_{sq}$

$$\text{ou encore : } p_{\text{stator}} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot \left(-\frac{M_{rs}}{L_s} \cdot I_{rq}\right) \quad (24)$$

En régime permanent, I_{sq} représente la composante du courant \underline{I}_s en phase avec la tension \underline{V}_s , soit $I_{s_{actif}}$. On retrouve alors la relation sur la puissance moyenne dite active :

$$P_{stator} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot i_{sq} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot \hat{I}_{s_{actif}} = 3 \cdot V_s \cdot I_{s_{actif}}$$

Conclusion partielle : le contrôle du courant I_{rq} revient à contrôler la puissance active absorbée par le stator.

De la même façon, on définit en régime permanent, la composante du courant \underline{I}_s en quadrature avec la tension \underline{V}_s , soit $I_{s_{réactif}}$. Il lui correspond une puissance moyenne dite réactive :

$$Q_{stator} = 3 \cdot V_s \cdot I_{s_{réactif}}$$

On définit de façon corollaire la notion de puissance réactive instantanée par l'équation :

$$q_{stator} = \frac{3}{2} \cdot v_s \cdot i_{sd} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot i_{sd}$$

ou encore :

$$I_{stator} = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_s \cdot (I_{ms} - \frac{M}{L S} \cdot I_{rd}) \quad (25)$$

Conclusion partielle : le contrôle du courant I_{rd} revient à contrôler la puissance réactive absorbée par le stator.

3.5 architecture de commande

Pour la génération des références de courants rotoriques, on utilise les équations (18) et (22).

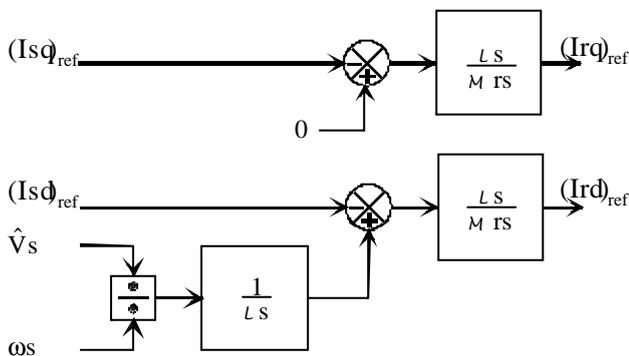


Figure 21

Pour la génération des références de courants statoriques, on utilise les équations (24) et (25).

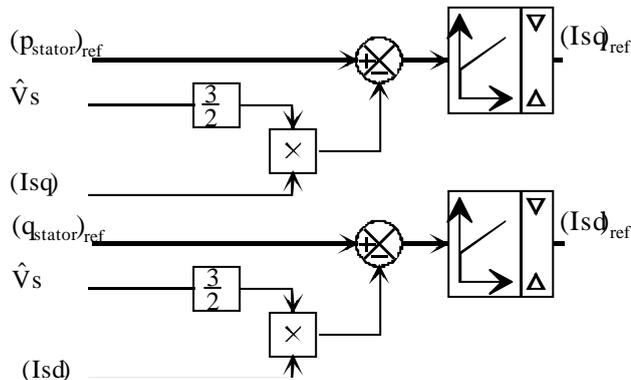


Figure 22

Pour la génération des références de puissances statoriques, la puissance active est déterminée par le type d'éolienne et la vitesse du vent. La puissance réactive est déterminée par les gestionnaires du réseau.

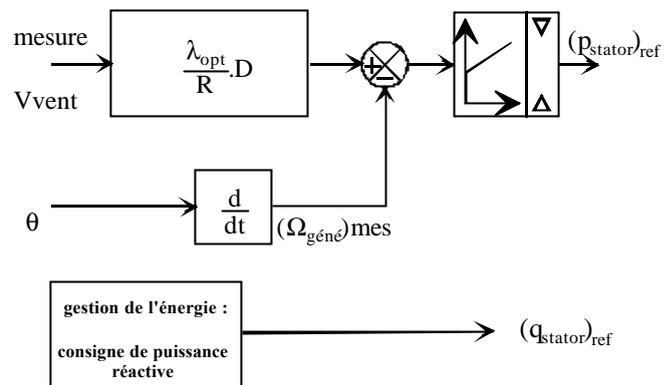


Figure 23

Le schéma complet est obtenu en ajoutant la mesure des courants stator transformés pour obtenir les mesures I_{sd} , I_{sq} . L'asservissement des courants rotoriques nécessite 3 références obtenues en ajoutant la transformation inverse des courants de référence $I_{rd}(ref)$, $I_{rq}(ref)$.

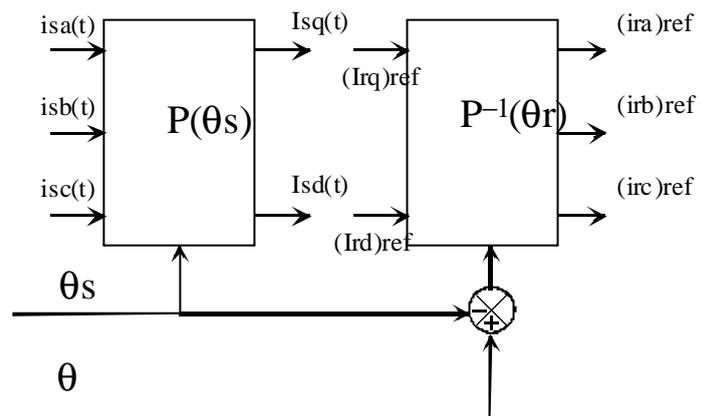


Figure 24

3.6 conclusion

La commande vectorielle par orientation du flux statorique permet de régler séparément les puissances active et réactive absorbées par le stator de la machine. Ce réglage séparé étant réalisé par le contrôle des courants rotoriques. Ces courants obtenus par une source de tension continue et un onduleur à commande MLI, peuvent assurer la magnétisation de l'entrefer ($Q_s = 0$), voire de fournir du réactif au réseau par le stator. Sous cet aspect, la conception traditionnelle qui veut qu'une machine asynchrone absorbe une puissance réactive pour sa magnétisation se trouve bousculée. L'étude de ce système permet de s'interroger sur l'évolution à donner de notre pédagogie en matière de motorisation asynchrone, car la magnétisation peut être assurée par le rotor.

Les tensions stator étant imposées, le réglage de la composante I_{rd} des courants rotor module la composante I_{sd} des courants stator par effet

transformateur. Au final, on peut obtenir un fonctionnement à $Isd > 0$, $Isd = 0$, $Isd < 0$, et ainsi moduler la puissance réactive absorbée par le stator.

Le réglage de la composante I_{rq} permet de renvoyer sur le stator la puissance mécanique de l'éolienne. Ce réglage ne nécessite qu'une puissance rotorique faible,

modulée par le rapport des vitesses $\frac{\omega_r}{\omega_s}$ imposé par le vent.

Le rôle du convertisseur CSM est d'imposer les composantes I_{rd} , I_{rq} , à partir de la tension du bus continu. Le bus continu en pratique est réalisé par un condensateur C. Selon le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme, la puissance moyenne qu'il doit fournir au rotor est positive ou négative. Il s'en suit une décharge ou une charge du condensateur C. Ce problème est résolu par l'utilisation d'un second convertisseur CSR, dont le rôle est de fournir ou d'absorber la puissance rotorique par le réseau. Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est obtenu par une commande MLI du convertisseur. La modulation est alors générée par l'asservissement des courants de phase à une référence purement active dont l'amplitude sera imposée pour maintenir la tension du bus continu constante. Ce résultat est aisément obtenu si l'amplitude des références est générée par l'asservissement du bus continu à une référence constante.

Remerciements : je remercie Monsieur Gilles Feld, professeur agrégé à l'ENS de Cachan et Monsieur Eric Laboure, enseignant chercheur au SATIE à l'ENS de Cachan, pour les conversations très enrichissantes que nous avons eu à propos de l'énergie éolienne.

4 Bibliographie

[1] site internet www.windpower.org (association danoise pour l'énergie éolienne)

[2] a UPF power conditioner with a simple maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy converter system (EPE 2003 Toulouse)

[3] stage Mafpen janvier 1998 ; commande des machines tournantes à courants alternatifs
Gilles Feld, ENS de Cachan

[4] entraînements électriques à vitesse variable ; tome 1: la machine asynchrone ; cours de l'université technologique de Compiègne de J.M. Biedinger

[5] modélisation et commande de la machine asynchrone par J.P. Caron et J.P. Hautier aux éditions Technip

HYDRO : un simulateur d'une micro-centrale hydroélectrique

Charles COLOMBIER, Lycée du Grésivaudan,

Jean-François GALVIN, Lycée professionnel Paul Héroult de St Jean de Maurienne

Laurence OSETE, Institut de Grenoble du CNED

Réalisé en Java pour une mise en ligne sur le Campus Electronique, ce simulateur s'adresse aux inscrits du CNED en BTS Electrotechnique.

1. Description de la centrale étudiée

C'est une centrale ancienne située en MAURIENNE (Savoie) : 3 groupes identiques comportent pour l'essentiel, sur le même arbre et dans l'ordre, une turbine PELTON, un volant d'inertie, un alternateur, une génératrice pour l'excitation de l'alternateur, une génératrice tachymétrique en bout d'arbre. Des capteurs de température et de vibration des paliers permettent une surveillance et une maintenance préventive. On en trouve également d'autres des mesures diverses, débit, pression...

En cas de défaut ou pour une opération de maintenance l'arrivée d'eau de la conduite forcée peut être déviée quasi instantanément par un déflecteur, élément qui prive d'eau la turbine en la détournant vers la rivière.

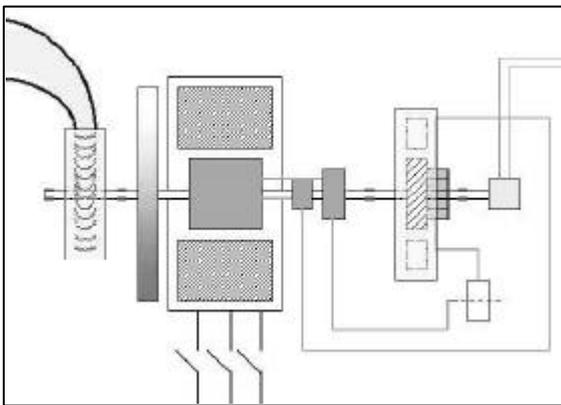


Figure 1

Cette centrale a fonctionné au début dans un réseau électrique local ce qui nécessitait la présence du volant d'inertie absorbant les à coups de la consommation. Elle est actuellement couplée au réseau moyenne tension par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur. Des condensateurs fournissent la puissance réactive au point de raccordement, tandis que les alternateurs fonctionnent normalement à $\cos\phi = 1$.

Le simulateur développé concerne l'un des 3 groupes identiques de cette centrale. Sa puissance nominale est de 500 kW. Un récapitulatif des valeurs nominales ou déduites d'observations est donné en annexe.

Compte tenu des objectifs pédagogiques, les simulations de l'alternateur en charge sont faites en utilisant la méthode classique de *Behn Eschenburg* théoriquement réservée à des machines à pôles lisses, non saturées : « La simplicité de la construction graphique associée à cette méthode conduira à l'utiliser pour des machines fonctionnant en régime saturé, si l'on désire simplement obtenir un ordre de grandeur... » (JL DALMASSO) ce qui est le cas ici. En effet le but de ce projet est de mettre en œuvre et de valider des méthodes étudiées dans l'enseignement technique de niveau BAC à BTS, intégrées dans un ensemble industriel du secteur électricité et automatismes.

2. Fonctionnement de la centrale, adaptation au simulateur

2.1 Principales phases d'exploitation

a) Démarrage, arrêt :

- Dans une première phase de démarrage, l'excitation est désactivée ; la fréquence de rotation augmente de 0 jusqu'à 400 tr/min ; dans cette phase le débit est très faible et son réglage fin.

- A partir de 400 tr/min la régulation de vitesse est activée, l'excitation de l'alternateur augmente progressivement, contrôlée également par un régulateur.

- L'arrêt complet d'un groupe se fait en plusieurs minutes après déflexion du jet d'eau et déconnexion simultanée du réseau électrique.

Le simulateur reproduit ce fonctionnement. Cependant pour bien identifier chaque étape du démarrage et les exploiter facilement, on peut procéder séparément, amener le groupe jusqu'à sa vitesse nominale et l'exciter seulement après stabilisation.

b) Phase de couplage :

L'excitation et la vitesse ayant été ajustées par les régulateurs jusqu'à la quasi-égalité des tensions alternateur et réseau (en amplitude et en phase) le couplage peut s'effectuer sans à coups excessifs. Le synchro coupleur automatise cette opération.

Sur le simulateur l'écart des tensions instantanées alternateur / réseau est visualisé par

un bargraph et peut être enregistré (on observe un phénomène de battements entre 2 tensions de fréquences très proches).

c) *Fonctionnement après couplage: réglage de la puissance*

- Réglage manuel

Une fois le couplage effectué, on joue sur le débit de la turbine et sur l'intensité d'excitation pour fournir la puissance désirée au réseau avec le facteur de puissance choisi.

Dans un but pédagogique, le simulateur visualise le diagramme de *Behn Eschenburg* servant aux calculs, en temps réel.

- Asservissement du débit à la puissance

Dans ce mode, l'opérateur se contente de fixer les consignes de puissance et le facteur de puissance. Deux asservissements agissent l'un sur le débit pour ajuster la puissance, l'autre sur l'excitation pour le facteur de puissance.

2.2 Fonctionnement du simulateur, aspect externe et interne

a) *Aspect externe*

Le tableau de bord est présenté sur la figure 2.

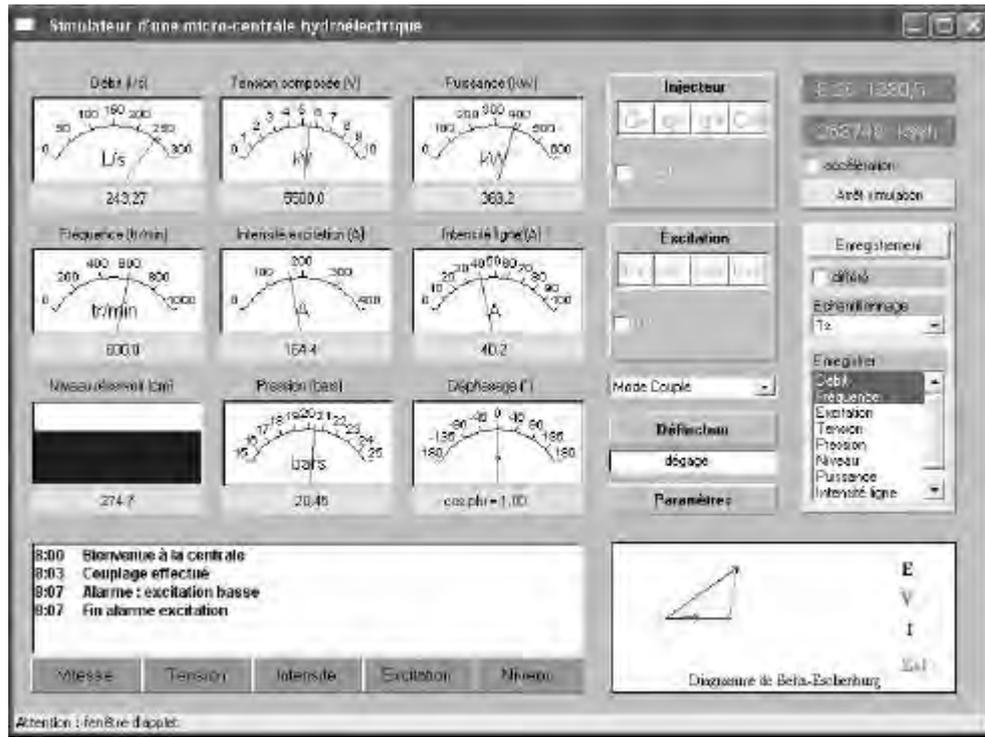


Figure 2 : tableau de bord du simulateur

Ce tableau de bord est à peu près calqué sur la réalité, simplement les diverses mesures ont été regroupées et complétées par la visualisation dans un but pédagogique du diagramme de *Behn Eschenburg* en charge et de la tension au moment du couplage.

On dispose en plus de modes manuels peu utilisés en pratique, les réglages étant difficiles à effectuer à cause des temps de réponse et de la dépendance de certaines grandeurs : par exemple l'excitation avant couplage perturbe la fréquence de rotation d'où l'intérêt de la régulation de celle dernière. Pour plus de clarté on a dissocié les deux régulations qui doivent donc être sélectionnées séparément: régulation de vitesse et régulation d'excitation, en phase de démarrage.

Le couplage, déclenché manuellement, est réalisé automatiquement par le synchro coupleur. En mode connecté, on dispose de 2 régulations possibles :

régulation de puissance (et de facteur de puissance) ou régulation de niveau

Un panneau de paramètres, figure 3, permet de :

- Changer des paramètres de régulation, consignes et coefficients

- Changer le débit de la rivière (perturbation sur l'asservissement de niveau.

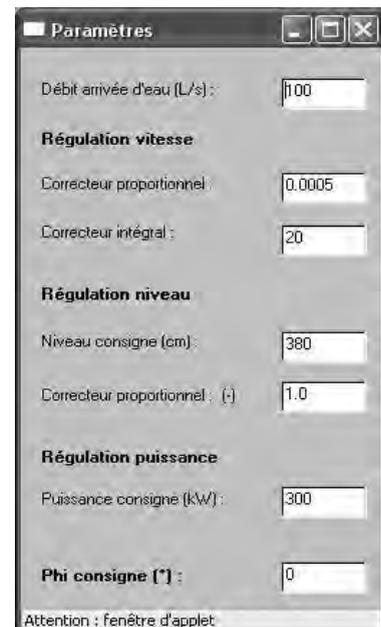


Figure 3

b) Méthodes de simulation

L'arrêt et le démarrage sont modélisés par une équation différentielle du premier ordre, dans laquelle interviennent deux coefficients de frottements (sec et visqueux) et le couple de freinage exercé par la génératrice d'excitation. Outre les pertes mécaniques, les pertes magnétiques sont fonction de la vitesse mais aussi de l'excitation de l'alternateur et comptabilisées avec la puissance mécanique absorbée par la génératrice d'excitation, proportionnellement au courant qu'elle délivre.

Avant le couplage, lorsque les écarts de fréquence et de tension sont suffisamment faibles (le bargraph apparaît), la tension de couplage est calculée en temps réel.

Le synchro coupleur effectue le couplage dès que l'écart de tension instantanée entre l'alternateur et le réseau est inférieur à un seuil déterminé.

En charge, donc couplé au réseau, le simulateur ne travaille plus que sur les grandeurs électriques du diagramme de *Behn Eschenburg* (avec deux paramètres : R_s et X_s respectivement résistance et réactance synchrone par phase) et sur les autres grandeurs physiques de l'installation que sont le débit, la pression à l'entrée de la turbine ; celle-ci a un rendement supposé constant. La pression dépend du débit par l'intermédiaire des pertes de charge dans la conduite forcée, ramenées à un terme proportionnel au débit.

Afin de limiter la complexité du simulateur et de faciliter les tests, les caractéristiques de l'ensemble ne sont pas modifiables par l'utilisateur, une seule centrale est simulée. L'adaptation à une autre centrale de même type nécessiterait de modifier non seulement les paramètres de fonctionnement mais aussi ceux d'affichage.

c) Enregistrement des données

Il se fait au format EXCEL. La méthode consiste à copier les données cachées dans une zone de texte du simulateur et à les coller dans les colonnes du tableur. Toutes les grandeurs physiques utiles peuvent être sélectionnées ; le début de leur enregistrement peut être synchronisé par une action de l'opérateur, par exemple un changement de paramètre, l'activation du déflecteur...

d) Signalisation des défauts

Conformément à l'installation, ils sont signalés par une pré-alarme : un voyant jaune et un message. Le voyant s'éteint si le défaut disparaît. En cas d'aggravation du défaut, le voyant passe au rouge, la centrale est déconnectée du réseau : il faut alors attendre la disparition du défaut, l'acquiescer et redémarrer.

3. EXPLOITATION

3.1 Quelques sujets de TP avec le domaine d'application

-Arrêt de la machine: équation différentielle d'ordre 1, fonction exponentielle, détermination des coefficients de frottements.

-Démarrage: modélisation en régime statique d'un système mécanique en rotation et fonctionnement simplifié d'une génératrice à courant continu.

-Couplage d'un alternateur au réseau, conditions de couplage, battements.

-Fonctionnement de l'alternateur en charge (réseau), diagramme vectoriel.

-Régulation de niveau, performances en termes de rapidité, de stabilité et de précision (erreur statique).

3.2 Détermination des paramètres de la centrale simulée à partir des TP

a) L'essai statique à vide sans excitation donne :

- Le rapport des coefficients de frottements statique et dynamique k_{fs} et k_f

- Une majoration de ces 2 coefficients k_{fs} et k_f en supposant la turbine parfaite

Le moment du couple de la turbine est calculé par le débit, la pression et la vitesse de rotation de la turbine.

Quelques points permettent de tracer une droite, figure 4, donnant les 2 paramètres recherchés (affichés ici dans l'équation de la droite de régression).

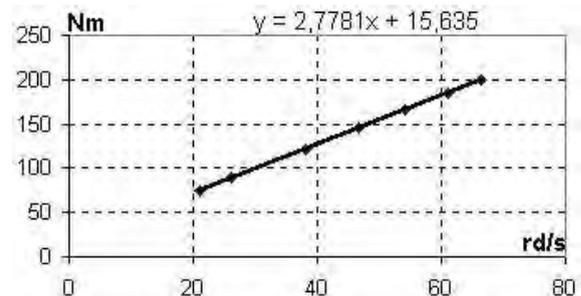


Figure 4 : droite de régression

b) L'essai statique à vide, sans, puis avec excitation à la même vitesse, donne la constante électromécanique de la génératrice d'excitation k_{Cex} . La régulation de vitesse étant activée, cette mesure est simple à mettre en oeuvre.

Le coefficient k_{Cex} cherché ($C_{ex} = k_{Cex}.I_{ex}$), est une constante du simulateur. Sa valeur sera majorée comme précédemment si on néglige les pertes de la turbine dans un premier temps.

Le tableur, figure 5, nous donne plusieurs valeurs de ce coefficient, autour de 0,5 Nm/A suivant le rendement supposé de la turbine.

Calcul du coefficient électromécanique de la génératrice d'excitation

réglages communs	
n (tr/mn)	601,2
P (bars)	22,9
essai sans excitation	
q (L/s)	5,24
essai avec excitation	
q (L/s)	6,77
I _{exc} (A)	100
tension (V)	4590,4

déductions				
rendement turbine	1	0,9	0,8	0,70
P _{exc} (W)	3504	3153	2803	2453
couple exc (Nm)	55,7	50,1	44,5	39,0
K _{Cex}	0,56	0,50	0,45	0,39

Figure 5

c) Essai de ralentissement

Connaissant déjà les coefficients de frottements, l'enregistrement de l'évolution de la vitesse en phase de ralentissement jusqu'à l'arrêt, figure 6, permet de (sur)estimer le moment d'inertie J de la partie tournante

Son ordre de grandeur est de 300 kg.m². Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour exploiter la courbe de décroissance de la vitesse.

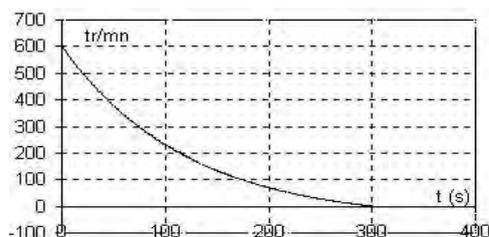


Figure 6 : essai de ralentissement

d) L'essai couplé à puissance nulle

De cet essai on peut déduire la constante (pas de saturation magnétique) k_{exc} rapport de la fem $E_o/(I_{exc} \cdot \Omega)$ (pour une phase de l'alternateur), de l'ordre de 0,4 V.s/A.rad

e) Essais en charge (figure 7)

La résistance pour une phase R_s étant connue (10 Ω), toutes les pertes précédemment énoncées peuvent être estimées, ce qui permet de calculer le rendement de la turbine (de l'ordre de 90 % dans notre simulateur, un peu optimiste) et donc de corriger les calculs précédents. En réalité, le rendement d'une turbine PELTON (ou autre) n'est pas une constante.

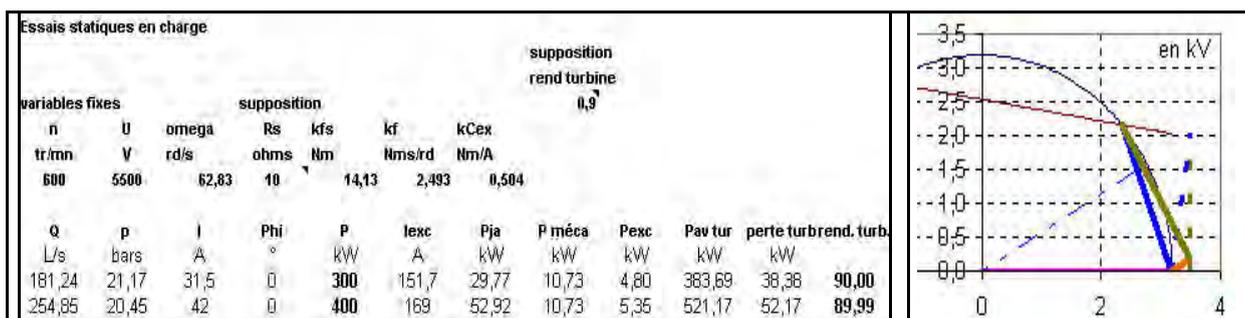


Figure 7 : essais en charge

Le diagramme vectoriel peut être construit (éventuellement en négligeant R_s) et donne X_s .

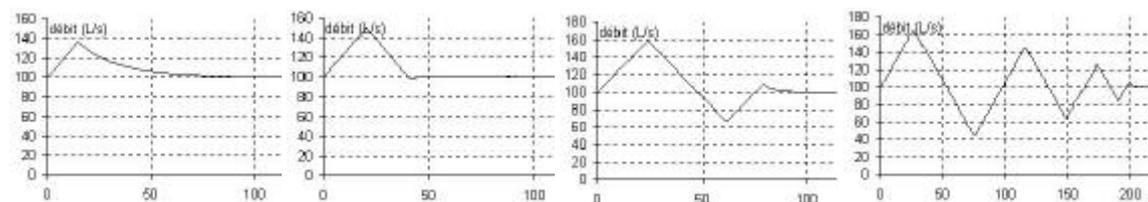
La relation débit pression permet de calculer un coefficient de pertes de charge k_{pc} défini comme la hauteur de chute « perdue » par m³/s.

f) Régulation

La régulation proportionnelle de niveau permet d'observer qualitativement l'influence du correcteur proportionnel. La réponse à un échelon prend une allure un peu différente des allures

théoriques à cause de la vanne non linéaire. L'erreur de niveau est nulle grâce à l'intégrateur naturel que constitue le réservoir, des phénomènes oscillatoires peuvent avoir lieu, ils sont lents.

Une perturbation sur le débit amont produit un écart de niveau (phénomène non représenté ici). On peut observer de gauche à droite une instabilité croissante avec le coefficient proportionnel (figures8).



Figures 8

4. CONCLUSION

Hydro nous a permis d'atteindre des objectifs pédagogiques variés dans les domaines de l'étude des machines tournantes, des principes de fonctionnement d'un alternateur et de son couplage au réseau, ainsi que des problématiques de la régulation.

Mode d'emploi, présentation multimédia de la centrale étudiée et propositions de TP à réaliser viennent compléter le module proposé aux étudiants de BTS électrotechnique sur le Campus Électronique du CNED à l'adresse :

<http://www.campus-electronique.tm.fr/BTS-Electrotechnique>.

La question de l'utilisation en ligne, et donc en autonomie, de ce type de simulateur reste ouverte. De nombreux progrès restent à faire dans ce domaine, pour apporter l'aide nécessaire qui permette aux étudiants d'en tirer un meilleur profit. Si vous souhaitez tester le simulateur ou faire part de votre avis, vous pouvez nous contacter par mail à l'adresse suivante :

Laurence.Osete@cned.fr
ou par courrier
Domaine universitaire
BP 3
38040 Grenoble Cedex

ANNEXE :

Valeurs nominales :

Puissance : $P=500$ kW

Fréquence de rotation : $n=600$ tr/min

Nombre de paires de pôles : $p=5$

Tension entre phases 5500 V soit

3175 V en tension simple.

Courant d'excitation à vide : $I_{ex0}=120$ A

Caractéristiques diverses :

Hauteur de chute : $h=230$ m

Dimensions de la machine :

Rotor diamètre 1 m, largeur 0,4 m

Hauteur hors tout : environ 1,8 m

Temps de couplage au réseau : 30 s à 1 min

Temps de montée à pleine puissance : de 1 à quelques minutes

Bibliographie :

J.L. Dalmaso, « *cours d'électrotechnique 1 : machines tournantes à courant alternatif* », Éditions BELIN, 1995.

BHALY, « *Boucles de Régulation étude et mise au point* », KIRK éditions, Collection Industries, 2^{ème} édition 1992.

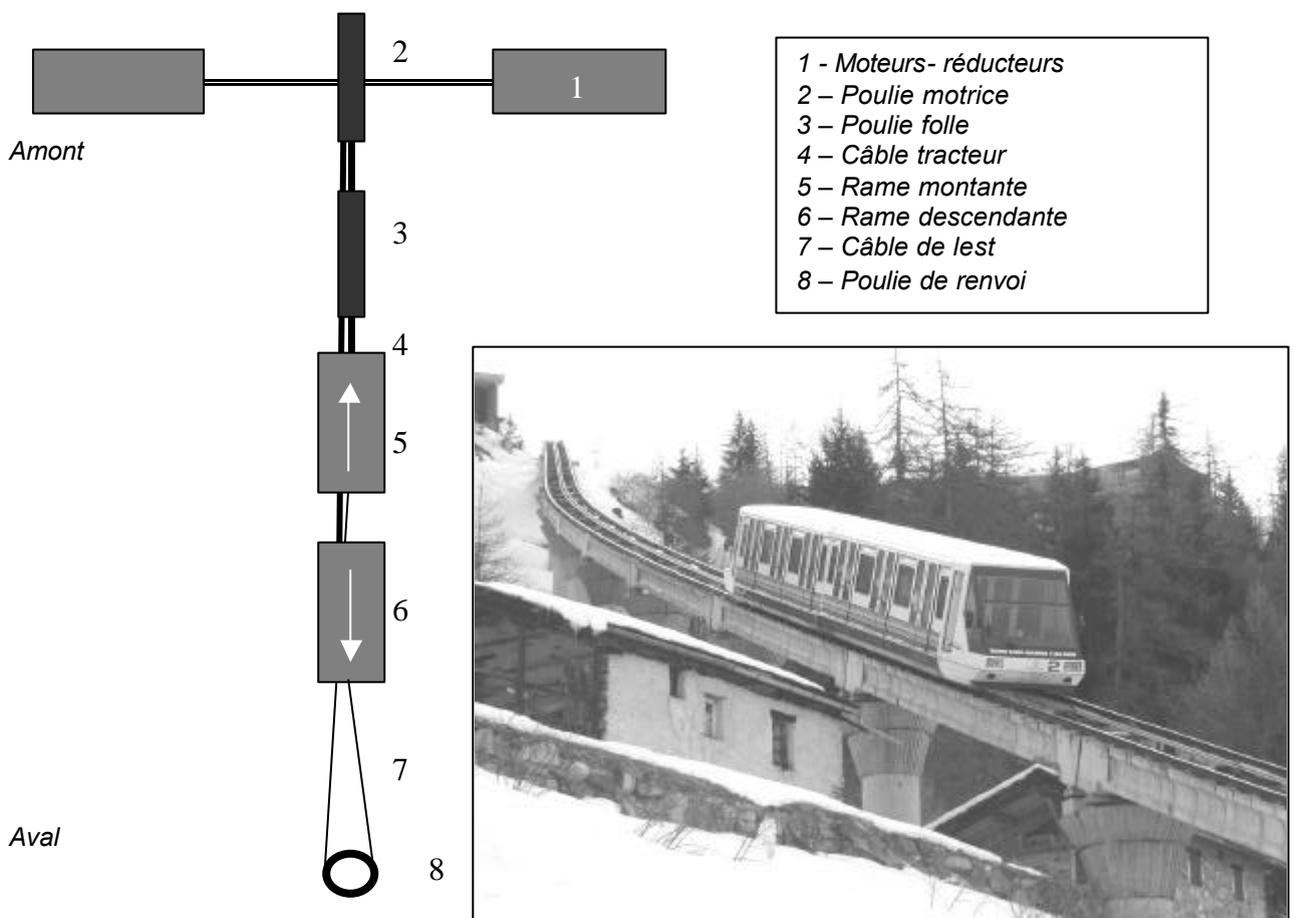
Résolution d'un problème d'électromécanique

Daniel GAUDE

Université Claude Bernard – Lyon 1 – I.U.F.M. Lyon

Introduction : Nos élèves et étudiants trouvent souvent laborieuse la résolution de la partie mécanique des problèmes de génie électrique. Les bilans de puissance, les notions de couple ramené et d'inertie ramenée sont sources de difficultés. Or les questions de mécanique sont souvent placées au début du problème et conditionnent sa résolution.

Il est proposé ici une démarche d'introduction des différentes notions utiles, par la résolution décomposée pas à pas d'un exemple type construit à partir d'une situation-problème réelle.



Quatre ensembles moteur-réducteur, montés sur le même arbre actionnent une poulie motrice de 5,7m de diamètre, qui entraîne un câble tracteur de 7cm de diamètre, deux rames d'un funiculaire de façon pendulaire : l'une monte tandis que l'autre descend. Les deux rames se croisent au milieu du parcours. Le câble tracteur passe aussi sur une poulie folle. Ces deux poulies sont situées dans la gare amont. Un câble de lest passant sur une poulie de renvoi, placée en gare aval est tendu par un vérin hydraulique à 120kN.

La puissance totale du treuil est $P_u = 2400\text{kW}$.

L'exemple s'appuie sur les données techniques relatives au funiculaire qui relie depuis 1988 en

quelques minutes la ville de Bourg-Saint Maurice à la station des Arcs 1600 en Tarentaise. Le dénivelé est de 800m pour une longueur de voie de 2900m sur une pente variant entre 18% et 40%, soit une pente moyenne donnée par l'angle α tel que $\sin \alpha = 0,265$. La vitesse maximale de translation des rames est $V = 12\text{m/s}$.

La masse à vide d'une rame est $M_v = 24$ tonnes. La charge utile maximale est égale à la masse à vide ($M_u = 24$ tonnes).

La phase d'accélération et la phase d'arrêt durent chacune 10s, sur une portion de voie horizontale.

1. TRACTION

Dans cette partie du problème, on se place dans l'hypothèse extrême : la rame qui monte est en pleine charge et celle qui descend est vide. On se trouve dans la situation classique d'une charge « entraînée ».

- a. Définir le profil cinématique du processus de montée (vitesse = $f(t)$)

La montée en vitesse de 0 à 12m/s se fait en 10s avec une accélération moyenne de $1,2\text{m/s}^2$. La vitesse est ensuite constante puis la décélération moyenne est $-0,12\text{m/s}^2$.

La vitesse nominale des moteurs est $\Omega_{\text{mot}} = 100\text{rad/s}$, lorsque la vitesse des rames est 12m/s.

Pour le calcul du couple du moteur en traction, on décompose le travail en plusieurs étapes afin de ne compliquer que progressivement le problème et afin de passer par toutes les étapes intermédiaires du raisonnement.

- b. Calculer la force résistante F sur la pente. Quelle est la puissance de cette force ?

La voiture vide, qui descend la pente, concourt avec les moteurs à la traction de la voiture montante. L'inclinaison de la voie varie tout au long du trajet, en suivant le profil du terrain. A chaque instant, chacune des rames a donc peu de chance de se trouver sur la même pente. On considère donc ici la pente moyenne et l'on suppose que chacune des rames se trouve sur cette pente moyenne.

Dans ce cas le poids à vide de la voiture qui descend, compense exactement le poids à vide de la voiture qui monte.

Seule la charge utile est à prendre en compte, pour calculer l'effort F . Celui-ci est proportionnel au sinus de l'angle moyen de pente.

$$F = (M_u)g \cdot \sin \alpha$$

$$\sin \alpha = 0,265$$

$$g \approx 10\text{m/s}^2$$

$$F = 24000 \cdot 10 \cdot 0,265 = 63,6\text{kN}$$

- c. Quelle est la puissance utile des moteurs dans la phase à vitesse constante si le rendement de la transmission est 1? Tout d'abord, on ne considère pas de frottements. La vitesse est supposée maximale.

$$P = \vec{F} \cdot \vec{V} = -F \cdot V = -(M_u)g \cdot V \cdot \sin \alpha$$

$$P = -63,6 \cdot 12 = -763\text{kW}$$

Cette puissance est « résistante », donc négative du point de vue de la physique. Le moteur doit donc fournir la puissance utile « motrice » opposée, soit $P_u = 763\text{kW}$.

- d. Corriger cette valeur si l'on tient compte des frottements évalués à 10% de F .

$$f = 6,4\text{kN}$$

$$f \cdot V = -76,8\text{kW}$$

$$(F + f)V = -840\text{kW}$$

$$P_u = 840\text{kW}$$

- e. Corriger cette valeur si le rendement de la transmission est $\eta = 80\%$.

En définitive la puissance P_u que fournit le moteur est :

$$P = \frac{|(F + f)V|}{\eta} = \frac{840}{0,8} \approx 1050\text{kW}$$

- f. La poulie a un rayon $R = 2,85\text{m}$ de ; quel est le rapport de réduction k de la vitesse entre moteur et poulies. Quel est le rapport de transformation K_t entre la vitesse du moteur et la vitesse des véhicules ?

$$V = R\Omega_{\text{poulie}}$$

$$\Omega_{\text{poulie}} = \frac{V}{R} = 4,21\text{rd/s}$$

$$k = \frac{\Omega_{\text{moteur}}}{\Omega_{\text{poulie}}} = \frac{100}{4,21} = 23,7$$

$$K_t = \frac{\Omega_{\text{moteur}}}{V} = \frac{100}{12} = 8,33\text{rd/m}$$

K_t est le rapport de transformation cinématique du mouvement de rotation (du moteur) en mouvement de translation des rames. C'est ce rapport qui jouera le plus grand rôle dans la suite.

- g. Quel est le couple utile des moteurs dans cette phase à vitesse constante ?

$$C = \frac{P}{\Omega} = \frac{1050 \cdot 10^3}{100} = 10,5\text{ kNm}$$

soit environ 2500 N.m par moteur. Le couple calculé ci dessus est appelé **couple ramené à l'arbre moteur**.

Un bilan des puissances (valeurs absolues) permet de retrouver directement le couple ramené.

Soit $F_t = F + f$, la force totale (résistante) exercée par la charge en translation.

La conservation de la puissance (en valeur absolue) conduit à :

$$C_{\text{ramené}} \Omega_{\text{mot}} = \frac{(F_t)V}{\eta}$$

$$C_{\text{ramené}} = \frac{(F_t)V}{\eta \Omega_{\text{mot}}}$$

Le couple ramené obéit à la relation suivante, valable dans le cas d'une charge « entraînée », en translation.

$$C_{\text{ramené}} = \frac{(F_t)}{\eta K_t} \quad [1]$$

Cette notion de couple ramené est tout à fait intéressante, car elle contient le rapport de transformation cinématique et le rendement du transmetteur. Son expression est établie à partir d'un raisonnement énergétique, moins complexe à mettre en œuvre qu'un raisonnement dynamique par le bilan des actions mécaniques.

h. Dans la phase de démarrage, quel est le couple utile du moteur ?

Dans la phase de démarrage, il faut faire le bilan des forces qui s'opposent à l'effet de traction du moteur.

La phase de démarrage a lieu sur une voie horizontale. Le poids n'intervient pas. L'on entend ici par poids, la force de pesanteur. La force de frottement f intervient toujours. Cette force est probablement variable mais la loi de variation est inconnue et nous la supposons toujours constante et égale à la valeur précédemment trouvée.

Au démarrage, il faut vaincre l'inertie des deux rames. Le paramètre d'inertie utile en mouvement de translation est la masse. L'accélération des rames est $\gamma = 1,2 \text{ m/s}^2$. La force pour vaincre l'inertie est donc $F_i = (M_v + M_v + M_u) \cdot \gamma$.

On voit que cette force fait intervenir la somme des deux masses des deux rames et non leur différence comme pour le calcul de la force motrice.

C'est tout à fait évident tant que l'on considère que la phase de démarrage se fait sur voie horizontale. Si dans l'énoncé, on considérait un angle d'inclinaison pour la rampe de démarrage de la rame située en amont (c'est évidemment le cas réel en montagne), on risquerait de masquer le fait que toutes les masses en translation ajoutent leur effet.

C'est une situation pédagogique délicate. Une grande partie de nos élèves a du mal à se convaincre qu'il faut accélérer aussi bien la rame qui va monter que celle qui va descendre. Si en plus, on suppose que la rame qui va descendre est déjà sur une rampe, les élèves sont bien difficiles à persuader. Ils peuvent penser que seule la masse utile est à accélérer.

Si l'on veut ramener cette force à l'arbre des moteurs, on applique la relation [1]. On obtient alors le « couple d'inertie ramené à l'arbre moteur » :

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{(F_i)}{\eta K_t} = \frac{(M_v + M_v + M_u) \gamma}{\eta K_t}$$

Soit ici

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{(F_i)}{\eta K_t} = \frac{72.12}{0,8.8,33} = 12,9 \text{ kN.m}$$

On doit aussi ramener la force f :

$$C_{f\text{-ramené}} = \frac{(f)}{\eta K_t} = \frac{6,4}{0,8.8,33} = 1 \text{ kN.m}$$

Le couple dans la phase de démarrage vaut donc 13,9 kN.m.

Ce qui correspond à une puissance en fin de phase de démarrage, lorsque la vitesse du moteur est 100rd/s :

$$P = 13900.100 = 1455 \text{ kW}$$

Le signe de cette puissance algébrique est positif.

Remarque : ce résultat néglige le moment d'inertie des poulies, ainsi que la masse des câbles et le moment d'inertie des moteurs-réducteurs. Ces grandeurs sont néanmoins assez importantes au vu des dimensions des objets.

i. Ce résultat peut être retrouvé en utilisant la notion d'inertie ramenée à l'arbre moteur, qui présente des ambiguïtés.

Considérons le couple d'inertie ramené précédent et faisons lui subir quelques transformations. Soit Γ , l'accélération **angulaire** du moteur. La relation de transformation des vitesses utilisant K_t s'applique aux accélérations, car pour passer des vitesses aux accélérations, il s'agit d'une simple dérivation.

$$\Gamma = K_t \cdot \gamma$$

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{(F_i)}{h K_t} = \frac{(M_v + M_v + M_u) g}{h K_t}$$

$$\text{soit } C_{i\text{-ramené}} = \frac{(F_i)}{h K_t} = \frac{(M_v + M_v + M_u)}{h K_t^2} \Gamma$$

Selon les auteurs d'ouvrage et de problèmes de concours, l'inertie ramenée prend les expressions suivantes différentes par l'utilisation ou non du rendement :

$$J_{\text{ramené}} = \frac{(M_v + M_v + M_u)}{\eta K_t^2} \quad [2]$$

$$J'_{\text{ramené}} = \frac{(M_v + M_v + M_u)}{K_t^2} \quad [3]$$

Au crédit de l'expression [2], portons le fait que c'est cette expression du moment d'inertie, que l'on retrouverait dans l'expression de la fonction de transfert des moteurs. En effet cette expression est écrite à partir de l'équation mécanique qui relie les différents couples.

Au discrédit de cette expression [2], il faut porter

➤ la façon dont elle est établie, à partir d'un bilan de l'énergie cinétique

- le fait qu'elle affecte le rendement à un paramètre d'inertie avec lequel il n'a rien à voir.

En effet, l'énergie cinétique est une énergie d'état, représentée en thermodynamique par une fonction d'état. Le rendement intervient dans les transferts d'énergie ou de puissance, donc sur les formes d'énergie de « transfert », comme le travail et la chaleur. Les paramètres d'inertie ne sont ni des grandeurs énergétiques, ni des grandeurs dynamiques. Les affecter d'un rendement n'est pas très logique.

L'expression [3] se démontre, en écrivant l'expression de l'énergie cinétique :

$$E_c = \frac{1}{2}(2M_v + M_u)V^2$$

soit

$$E_c = \frac{1}{2} \frac{(2M_v + M_u)}{K_t^2} \Omega_{moteur}^2 = \frac{1}{2} J_{ramené} \Omega_{moteur}^2$$

Da ns cette expression le rendement n'intervient pas, puisqu'il s'agit d'un bilan d'état d'énergie instantané et non d'une équation régissant un transfert d'énergie.

Pour conclure sur ce point : Si l'on désire parler d'inertie ramenée, on doit utiliser l'expression [2] et la démontrer à partir de la notion de couple ramené qui fait intervenir naturellement le rendement, en laissant de côté le bilan d'énergie cinétique.

2. FREINAGE

- a. Si l'on laissait les véhicules s'arrêter « naturellement », quelle serait la durée de la phase d'arrêt sous l'effet de f ? Quelle serait la distance parcourue ?

Si le freinage est naturel, seuls les frottements f agissent, pour ralentir le système. L'accélération γ est alors donnée par :

$$\gamma = -\frac{f}{M_u + 2M_v} = \frac{-6400}{72000} = -0,09 \text{ m/s}^2$$

Le mouvement est uniformément décéléré. Pour calculer le temps d'arrêt, il faut utiliser la relation cinématique :

$$V(t) = V_0 + \gamma t \quad V(t_{\text{final}}) = 0$$

$$V_0 = 12 \quad t_{\text{arrêt}} = (-12) / (-0,09) = 211 \text{ s}$$

Cette durée est très élevée.

La distance d'arrêt, obtenue à partir du théorème de la variation de l'énergie cinétique

de translation entre les deux états, pleine vitesse et arrêt, vérifie :

$$V^2 - V_0^2 = 2\gamma(d_{\text{arrêt}})$$

$$d_{\text{arrêt}} = \frac{-12^2}{-2 \cdot 0,09} = 900 \text{ m}$$

Ce qui est bien trop important. Le freinage électrique s'impose.

- b. Exprimer et calculer le couple de freinage électrique C_f , si l'arrêt est effectué en 10s.

On désire un freinage en 10s, soit une décélération $\gamma = -1,2 \text{ m/s}^2$.

Un raisonnement algébrique direct est délicat. Il lui sera préféré ici, un raisonnement logique pas à pas.

$(M_u + 2M_v) \cdot |\gamma| \cdot V(t)$ est la puissance instantanée fournie par l'inertie des rames. Il faut déduire de cette puissance, la puissance des frottements qui ne sera pas disponible à l'entrée du transmetteur de mouvement.

La puissance à l'entrée du transmetteur, côté roues, est donnée par :

$$(M_u + 2M_v) \cdot |\gamma| \cdot V - fV$$

Les machines électriques fonctionnant en génératrice reçoivent la puissance

$$((M_p + M_v) \cdot |\gamma| \cdot V - fV) \eta$$

A cette puissance correspond donc un couple résistant négatif de freinage, ramené à l'arbre des machines électriques :

$$C_f = C_{i_ramené} = -\frac{((M_u + 2M_v) \cdot |\mathbf{g}| \cdot V - fV) \mathbf{h}}{\Omega}$$

soit

$$C_f = -\frac{((M_u + 2M_v) \cdot |\mathbf{g}| - f) \mathbf{h}}{K_t}$$

onnant numériquement

$$C_f = -\frac{72000 \cdot 1,2 - 6300}{8,33} \cdot 0,8 = -7,7 \text{ kNm}$$

On remarque la position du rendement au numérateur, car l'énergie transite ici de la charge vers les machines électriques.

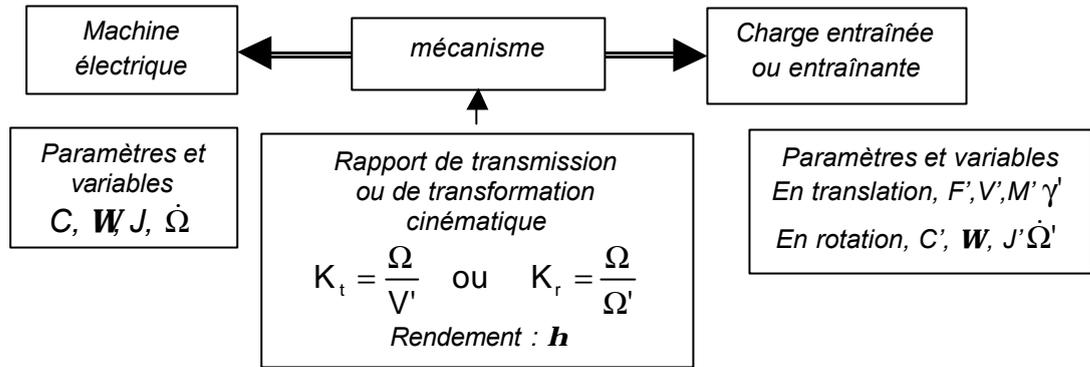
On note en passant l'expression d'un couple ramené, en situation de charge **en translation « entraînant »** :

$$|C_{\text{ramené}}| = \frac{(F_t)}{K_t} \eta \quad [4]$$

Annexe 1: Couple ramené

But : Regrouper les relations nécessaires pour ramener une action mécanique (force ou couple) créée sur ou par une charge, à l'arbre d'un moteur en situation de charge entraînée ou de charge entraînante.
 Une machine « tournante » entraîne par l'intermédiaire d'un mécanisme :

- De transmission (engrenages...)
 - De transformation de mouvement (vis-écrou, poulies...)
 - Composite de transmission et de transformation
- une charge mécanique en translation exerçant une force ou en rotation exerçant un couple.
 La charge peut être entraînée ou entraînante.



Les grandeurs physiques et les paramètres affectés à la charge sont primés.

En régime permanent :

Si la charge est en translation, elle échange la puissance mécanique $P' = F'V'$
 Si la charge est en rotation, elle échange la puissance $P' = C'W'$

1 - Bilan de puissance en charge entraînée :

$$C.\Omega = \frac{F'V'}{\eta} \Rightarrow C = \frac{F'}{\eta K_t} = C'_{\text{ramené}}$$

$$C.\Omega = \frac{C'\Omega'}{\eta} \Rightarrow C = \frac{C'}{\eta K_r} = C'_{\text{ramené}}$$

2 - Bilan de puissance en charge entraînante :

$$C.\Omega = F'V'\eta \Rightarrow C = \frac{F'}{K_t}\eta = C'_{\text{ramené}}$$

$$C.\Omega = C'\Omega'\eta \Rightarrow C = \frac{C'}{K_r}\eta = C'_{\text{ramené}}$$

3 - Couple d'inertie ramené en charge entraînée :

$$C'_i = J'\dot{\Omega}'$$

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{J'\dot{\Omega}'}{\eta K_r} = \frac{J'\dot{\Omega}}{\eta K_r^2}$$

$$F'_i = M'\gamma'$$

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{M'\gamma'}{\eta K_t} = \frac{M'\dot{\Omega}}{\eta K_t^2}$$

4 - Couple d'inertie ramené en charge entraînante :

$$C'_i = J'\dot{\Omega}'$$

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{J'\dot{\Omega}'}{K_r}\eta = \frac{J'\dot{\Omega}}{K_r^2}\eta$$

$$F'_i = M'\gamma'$$

$$C_{i\text{-ramené}} = \frac{M'\gamma'}{K_t}\eta = \frac{M'\dot{\Omega}}{K_t^2}\eta$$

Annexe 2: Équation mécanique « algébrique »

But : Algébriser l'équation générale de la mécanique de rotation dans tous les cas possibles et analyser le comportement de la machine électrique.

Dans cette partie, on suppose que la transmission entre la machine électrique et la charge est directe et que le rendement du transfert est donc 100%.

- Variables dynamiques :
 - Le couple utile de la machine tournante est noté C ;
 - Le couple exercé par la charge (charge entraînée) ou fourni (charge entraînante) : C'
- Variables cinématiques :
 - Vitesse \mathbf{W} , Accélération angulaire \mathbf{G}

- Paramètres d'inertie : **J moment d'inertie**
Expression du couple d'inertie : $C_i = J.G$
- Écriture « algébrique » de l'équation :

$$\boxed{J\Gamma = C + C'}$$

1 - CHARGE ENTRAINEE $C' < 0$

Régime permanent

$$C_i = 0 \quad C = -C' > 0$$

Accélération

$$C_i > 0 \quad C > |C'|$$

Décélération faible

$$C > 0 \quad C < |C'| \quad |C_i| = |C'| - C$$

Dans ces trois cas le couple de la machine est moteur.

Décélération naturelle

$$C = 0 \quad C_i = C'$$

Décélération forte

$$C < 0 \quad |C_i| = |C'| + |C|$$

Dans ce dernier cas le couple de la machine est résistant.

2 - CHARGE ENTRAINANTE $C' > 0$

Régime permanent

$$C_i = 0 \quad C = -C' < 0$$

Décélération

$$C_i < 0 \quad C < -C' < 0$$

Accélération faible

$$C < 0 \quad |C| < C' \quad C_i = C' - |C|$$

Dans ces trois cas le couple de la machine est résistant

Accélération naturelle $C = 0 \quad C_i = C'$

Accélération forte

$$C > 0 \quad C_i = C + C'$$

Dans ce dernier cas le couple de la machine est moteur.

<http://nte-serveur.univ-lyon1.fr/gaude> : Conversion de l'énergie - Chapitre 7

Les plans d'expériences (suite)¹

Jean FILIPPINI

10 rue de la fondation prud'homme
88000 EPINAL

Introduction : les conditions d'exploitation d'un système de traction varient dans de grandes proportions. La robustesse est la qualité d'un produit qui convient dans tous les cas d'utilisation.

Confronté à un tel problème, un collègue pétri dans une formation cartésienne parlera très longuement d'analyses et conclura que le niveau des étudiants ne permet pas d'aller au-delà. Un japonais abordera directement les méthodes de réglages.

Réglage du système de traction FEROLEC :

FEROLEC possède la particularité de se comporter comme un système similaire à un train dans le domaine de l'électromécanique ceci veut dire qu'en boucle ouverte et pour une même consigne :

- 1- les couples et les puissances développés par le train et par le système sont dans un rapport de 1170.
- 2- Les accélérations et les vitesses angulaires des axes des moteurs sont dans un rapport 1.
- 3- Les courbes de la montée en vitesse en fonction du temps sont superposables.

Représentation synthétique de la similitude (figure 1), la partie opérative comprend deux axes motorisés qui actionnent l'une les quatre roues du bogie avant et l'autre les roues du bogie arrière. Chaque moteur est alimenté via un générateur de courant.

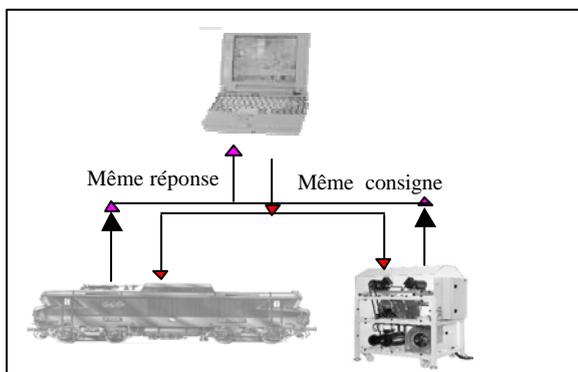


Figure 1 : Représentation synthétique de la similitude

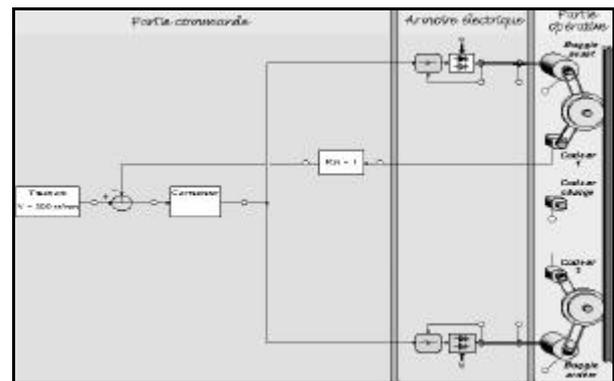


Figure 2 : partie opérative, partie commande

La partie opérative comprend deux axes motorisés qui actionnent l'un les quatre roues du bogie avant et l'autre les roues du bogie arrière. Chaque moteur est alimenté via un générateur de courant.

La consigne des générateurs provient du correcteur. Celui-ci est activé par l'erreur de consigne de vitesse. Le retour de vitesse provient d'un codeur incrémental situé sur l'arbre du moteur d'un bogie.

La robustesse.

Nous allons rechercher un réglage qui conviendra lorsque les conditions d'exploitation seront modifiées.

Rappel des étapes d'un plan d'expériences :

- 1- la préparation,
- 2- l'exécution des essais de la table.
- 3- le traitement statistique des réponses,
- 4- l'analyse des résultats,
- 5- l'exécution d'un essai de validation.
- 6- la décision.

¹ Cet article fait suite à ceux qui ont été publiés dans les numéros 32, 33, 34 et 37 de La Revue 3EI.

1-La préparation.

Les conditions initiales.

Les facteurs de réglage sont $A=0.5, B=47, C=0.8$.

Le mécanisme a été réglé pour

- Une masse de 170 tonnes,
- Une voie horizontale,
- Des wagons de type marchandise,
- Un temps sec.

Le cahier des charges.

On désire un réglage permettant de fonctionner de la manière suivante :

- Train de marchandises ou de voyageurs.
- Masse totale du train 170 ou 340 tonnes.
- Pente de la voie de -1% ou $+1\%$.
- Temps sec.

Certains trouveront que ces conditions sont irréalistes, je veux bien l'admettre, l'objectif est de montrer qu'avec une bonne organisation et de la logique, il est possible de trouver une solution à un problème très compliqué.

La vitesse désirée est de 300 tr / min

Il ne faut pas de patinage ni d'oscillations.

Concernant le dépassement de vitesse toléré et l'accélération au démarrage, nous proposerons simplement des solutions et l'utilisateur choisira.

Ceci pour ne pas être tenté d'exécuter des essais et d'écrire le cahier des charges ensuite.

Les facteurs internes :

Ce sont ceux qu'il est possible de modifier.

Facteur A plage de 0.01 à 1000.

Facteur B plage de 1 à 1000.

Facteur C plage de 0.01 à 1000.

Facteurs externes :

Ce sont ceux que l'on subit :

La masse totale.

La pente de la voie.

Le type de wagons.

Le temps. (invariable au cours des essais.)

Pour savoir comment sont modifiés ces facteurs, il faut se reporter aux annexes.

Influence des facteurs externes :

Un train composé d'une locomotive BB15000 dont la masse totale passe de 170 à 340 tonnes applique sur l'axe du moteur équivalent un moment d'inertie d'environ 2000 à 4000 $kg.m^2$.

Sur le moteur équivalent du système Ferelec, le moment d'inertie passe de 2 à 4 $kg.m^2$

Pour montrer l'influence de la modification des facteurs externes, j'effectue trois essais en boucle ouverte.

Les moteurs sont commandés en courant ; la sollicitation est un échelon de 20 Ampères par moteur.

Les résultats sont représentés sur la figure 3.

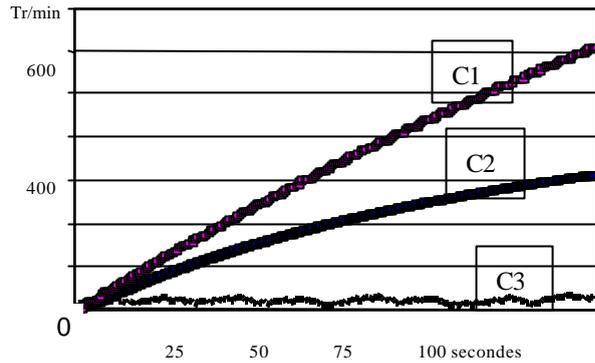


Figure 3 : Mise en vitesse d'un train dont les moteurs sont sollicités par un échelon de courant de 20A.

Signification des relevés.

On peut observer l'évolution de la vitesse au démarrage dans les cas suivants :

Courbe repère C1 :

Train de masse 340 tonnes, Voitures de voyageurs, Voie descendante de pente -1%

Courbe repère C2 :

Train de masse 340 tonnes, Voitures de voyageurs, Voie horizontale donc de pente 0%

Courbe repère C3 :

Train de masse 170 tonnes, Wagons de marchandises, Voie montante de pente $+1\%$

Choix de la table des essais.

Au cours des essais, il faudra faire varier les facteurs internes et les facteurs externes. Il existe un plan prévu à cet effet. Il se nomme **plan croisé** ou **plan produit**.

Le plan croisé :

Table des facteurs externes

	Col 1	Col 2	<u>Col 3</u>	Col 4
Masse	1	2	<u>2</u>	1
Pente	1	2	<u>1</u>	2
Wagons	1	1	<u>2</u>	2

Table des

facteurs internes

	A	B	C
Ligne 1	1	1	1
<u>Ligne 2</u>	<u>1</u>	<u>2</u>	<u>2</u>
Ligne 3	2	1	2
Ligne 4	2	2	1

Table des résultats Rx

R11	R12	R13	R14
R21	R22	<u>R23</u>	R24
R31	R32	R33	R34
R41	R42	R43	R44

Figure 4 : Plan croisé avec mise en évidence des combinaisons des facteurs internes et externes pour l'essai 23

Le tableau des essais du plan croisé est constitué de deux tables de combinaisons de facteurs : L'une pour les facteurs internes et l'autre pour les facteurs externes.

Comme pour les autres plans, il y a autant de tables de résultats qu'il y a de réponses à tester.

Comme le nombre de facteurs internes est 3, une table $L_4(2^3)$ suffit, il en est de même en ce qui concerne les facteurs externes.

Les combinaisons testées des facteurs internes forment les lignes, celles des facteurs internes les colonnes.

Il y a 4 lignes et 4 colonnes, il faudra donc exécuter 16 essais.

Le contenu de la case R23 est le résultat R de l'essai fait dans les conditions de la ligne 2 et de la colonne 3.

Remarquez que d'une ligne à l'autre, les niveaux des facteurs internes ou externes varient deux par deux.

Ces combinaisons permettent un traitement statistique des résultats.

Pour chaque facteur interne ou externe et pour chaque niveau, le logiciel calcule la moyenne des réponses imputable au niveau du facteur ainsi que la dispersion autour de cette moyenne.

État initial.

Le correcteur est réglé de la manière suivante :

A = 0.45, B= 40, C= 0.15

Choix des valeurs des niveaux.

Pour choisir les niveaux des facteurs internes, je modifie les valeurs initiales jusqu'à obtenir une variation sensible du comportement. Comme en cours d'exploitation, les conditions seront sérieusement modifiées, je décide de doubler les écarts pour choisir les valeurs des niveaux des facteurs internes. Les valeurs seront : 0.3 et 0.6 pour A, 20 et 50 pour B , 0.1 et 0.2 pour C.

2 La campagne d'essais.

Les niveaux des facteurs internes et externes sont indiqués dans la figure ci dessous.

La réponse 22.00 indiquée en foncé se fera Dans les conditions suivantes.

A=0.3, B=50, C= 0.2, Masse=2,Wagon=2,Pente=1

Les 16 essais sont exécutés et enregistrés. Ils seront traités par la suite.

<p><i>Signification des niveaux des facteurs externes.</i></p> <p>Masse Niveau1 170 tonnes. Masse Niveau2 340 tonnes. Wagon Niveau1 Marchandises. Wagon Niveau2 voyageurs. Pente Niveau1 montée de 1%. Pente Niveau2 descente de -1%.</p>				<p>Tableau des essais - facteurs externes</p> <table border="1"> <tr> <td>Masse</td> <td>1.00</td> <td>2.00</td> <td>2.00</td> <td>1.00</td> </tr> <tr> <td>Wagon</td> <td>1.00</td> <td>2.00</td> <td>1.00</td> <td>2.00</td> </tr> <tr> <td>Pente</td> <td>1.00</td> <td>1.00</td> <td>2.00</td> <td>2.00</td> </tr> </table>				Masse	1.00	2.00	2.00	1.00	Wagon	1.00	2.00	1.00	2.00	Pente	1.00	1.00	2.00	2.00																														
Masse	1.00	2.00	2.00	1.00																																																
Wagon	1.00	2.00	1.00	2.00																																																
Pente	1.00	1.00	2.00	2.00																																																
<p>Tableau des essais - facteurs internes</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Essai n°1</td> <td>0.30</td> <td>20.00</td> <td>0.10</td> </tr> <tr> <td>Essai n°2</td> <td>0.30</td> <td>50.00</td> <td>0.20</td> </tr> <tr> <td>Essai n°3</td> <td>0.60</td> <td>20.00</td> <td>0.20</td> </tr> <tr> <td>Essai n°4</td> <td>0.60</td> <td>50.00</td> <td>0.10</td> </tr> </tbody> </table>					A	B	C	Essai n°1	0.30	20.00	0.10	Essai n°2	0.30	50.00	0.20	Essai n°3	0.60	20.00	0.20	Essai n°4	0.60	50.00	0.10	<p>Tableau des Réponses</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Série n°1</th> <th>Série n°2</th> <th>Série n°3</th> <th>Série n°4</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Essai n°1</td> <td>11.00</td> <td>12.00</td> <td>13.00</td> <td>14.00</td> </tr> <tr> <td>Essai n°2</td> <td>21.00</td> <td>22.00</td> <td>23.00</td> <td>24.00</td> </tr> <tr> <td>Essai n°3</td> <td>31.00</td> <td>32.00</td> <td>33.00</td> <td>34.00</td> </tr> <tr> <td>Essai n°4</td> <td>41.00</td> <td>42.00</td> <td>43.00</td> <td>44.00</td> </tr> </tbody> </table> <p>Valider (F10)</p>					Série n°1	Série n°2	Série n°3	Série n°4	Essai n°1	11.00	12.00	13.00	14.00	Essai n°2	21.00	22.00	23.00	24.00	Essai n°3	31.00	32.00	33.00	34.00	Essai n°4	41.00	42.00	43.00	44.00
	A	B	C																																																	
Essai n°1	0.30	20.00	0.10																																																	
Essai n°2	0.30	50.00	0.20																																																	
Essai n°3	0.60	20.00	0.20																																																	
Essai n°4	0.60	50.00	0.10																																																	
	Série n°1	Série n°2	Série n°3	Série n°4																																																
Essai n°1	11.00	12.00	13.00	14.00																																																
Essai n°2	21.00	22.00	23.00	24.00																																																
Essai n°3	31.00	32.00	33.00	34.00																																																
Essai n°4	41.00	42.00	43.00	44.00																																																

Figure 5 :tableau des essais et tableau des repères des réponses

Les essais ; Mise en vitesse des deux axes motorisés. Échelon de 300 tr / min

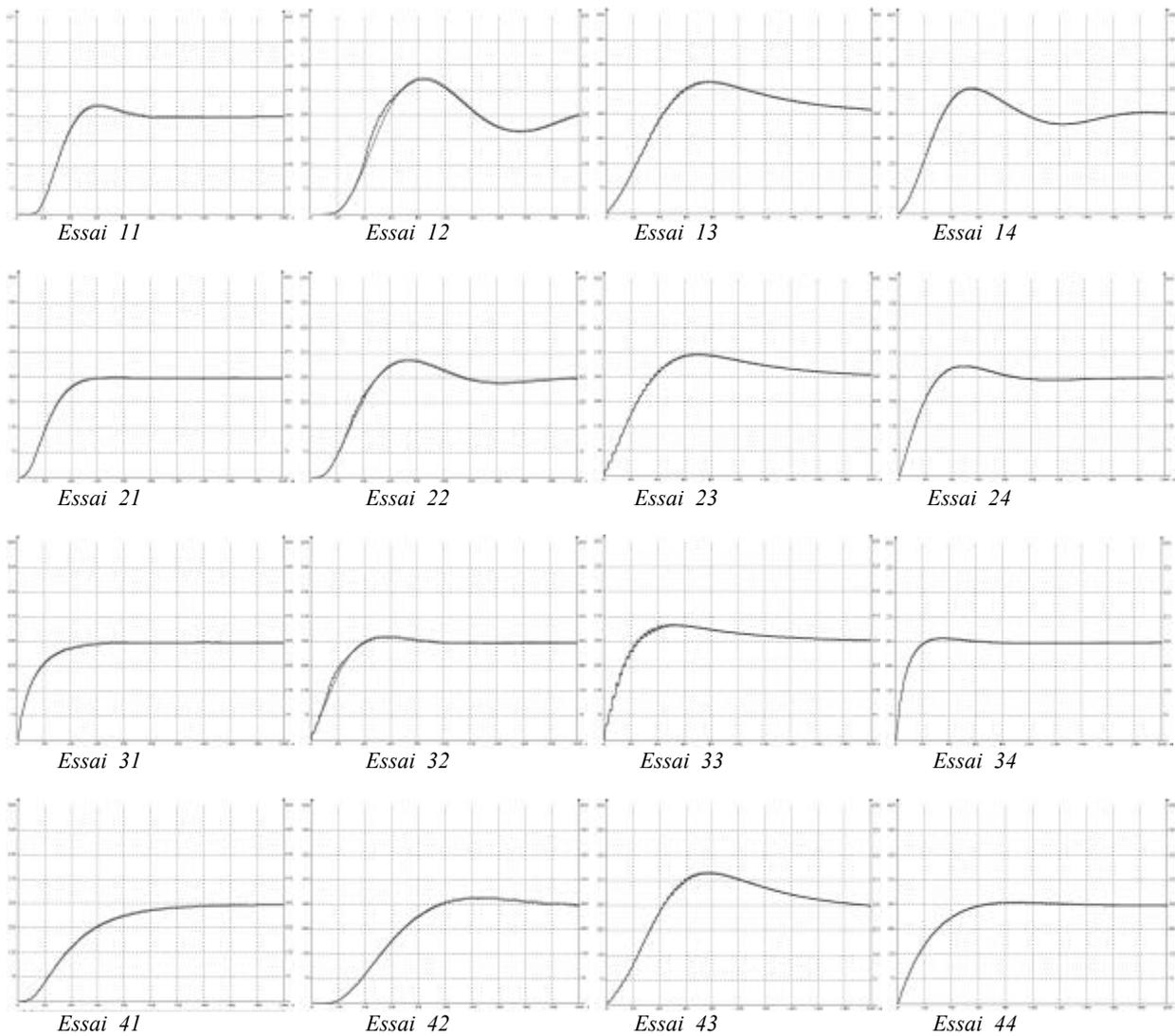


Figure 6 : oscillogrammes des mises en vitesse des 2 moteurs au cours des 16 essais

3-Le traitement des résultats.

On observe :

- Un patinage très léger des essais 12 et 32.
- Un mouvement oscillatoire de l'essai 12
- Des accélérations initiales très différentes.
- Des dépassements de vitesse très différents.

J'émetts l'hypothèse qu'en réduisant le dépassement de vitesse, le mouvement oscillatoire disparaîtra.

Je vais analyser les dépassements de vitesse ainsi que les accélérations initiales.
Nous aviserons ensuite si le patinage persiste.

	Série n°1	Série n°2	Série n°3	Série n°4
Essai n°1	33.00	114.00	101.00	82.00
Essai n°2	0.00	57.00	72.00	37.00
Essai n°3	0.00	17.00	50.00	14.00
Essai n°4	0.00	23.00	100.00	10.00

Figure 7 : tableau des dépassements de vitesse

On constate que la ligne Essai N°3 est celle qui présente le minimum de dépassement.

Graphe des influences.

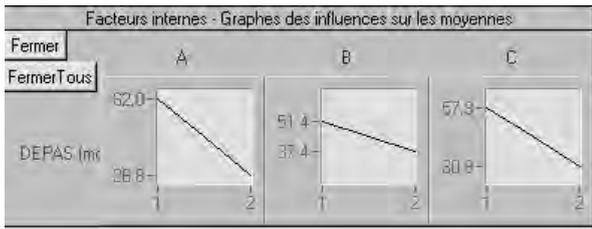


Figure 8 : Graphe des influences des facteurs internes sur la moyenne des résultats.

On déduit que le minimum de dépassement serait obtenu pour les niveaux des facteurs A=2, B=2, C=2.

C'est à dire pour A= 0.6, B=50 C= 0.2

Avant de tester cette combinaison, j'observe les résultats concernant l'accélération initiale.

Pour cela, j'évalue la vitesse atteinte en 10 secondes de mouvement par la tangente à la courbe au début du mouvement.

Essai	Vitesse 1	Vitesse 2	Vitesse 3	Vitesse 4
Essai n°1	75.00	8.00	68.00	55.00
Essai n°2	30.00	7.00	98.00	140.00
Essai n°3	200.00	120.00	160.00	330.00
Essai n°4	115.00	16.00	55.00	120.00

Figure 9 : Tableau des accélérations initiales

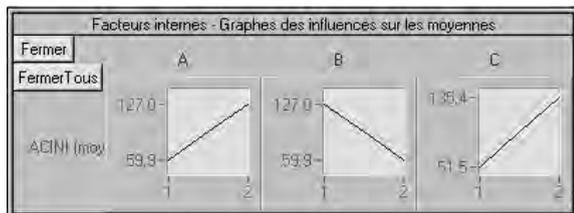


Figure 10 : Graphes des influences sur les moyennes.

4- Analyse des résultats

On veut : diminuer le dépassement et diminuer l'accélération initiale.

Une diminution de A ou de C réduit l'accélération mais augmente le dépassement. Par contre une augmentation de B réduit l'accélération et le dépassement..

Je décide donc à partir de la solution A= 0.6, B=30 C= 0.2, de porter B à 70 et A à 0.5.

Je préfère ne pas toucher à C car nous avons vu dans un article précédent qu'il existe une importante interaction entre A^C et B^C.

5- Essai de validation

Avant d'effectuer la suite, je vais contrôler mon raisonnement.

Je place les facteurs externes dans l'état qui a provoqué le plus mauvais résultat. Essai N°43.

Je teste la combinaison A=0.5, B= 70 et C= 0.2.

Je compare le résultat avec l'essai N°43

Essai n°43
A=0,5 B=70 C=0,2

Essai de validation
A=0,6 B=30 C=0,2

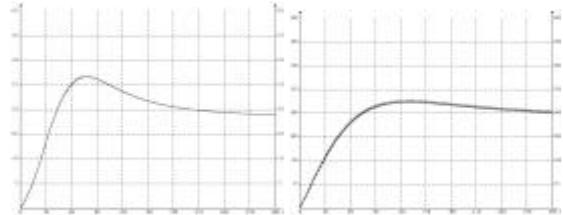


Figure 11 : comparaison de l'essai 43 avec celui de la validation de l'analyse

L'amélioration est sensible, je décide de lancer la campagne d'essais de contrôle.

5.1-Essais de contrôle.

Je vais vérifier le comportement du train dans tous les cas possibles des facteurs externes.

N° essai	Masse	Wagon	Pente
1	1	1	1
2	1	1	2
3	1	2	2
4	1	2	1
5	2	2	1
6	2	2	2
7	2	1	2
8	2	1	1

Figure 12 :Liste des essais et état des facteurs externes

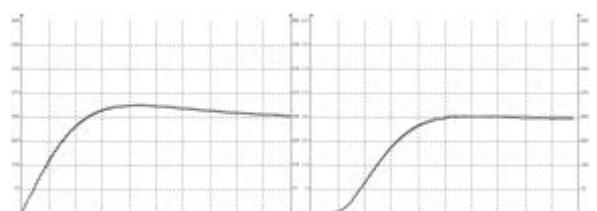
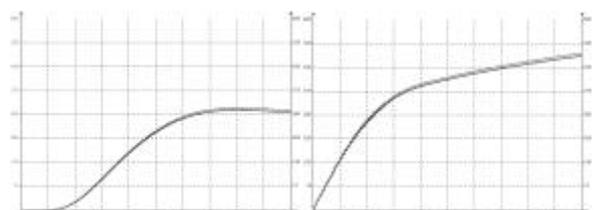
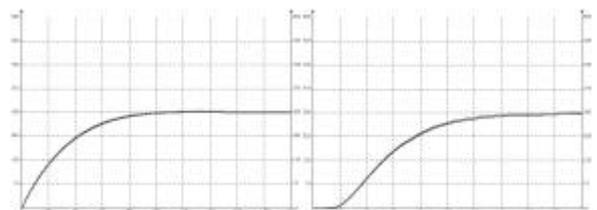
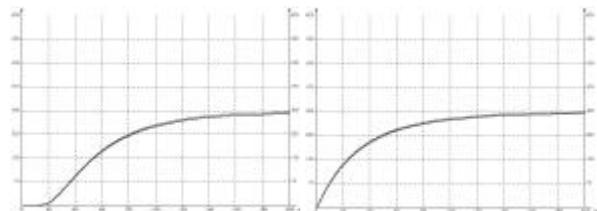


Figure 13 : oscillogrammes des mises en vitesse des deux moteurs du train

6-Analyse des résultats et décision

6-1 Analyse de l'essai n°6

Cet essai me laisse perplexe. En effet, après un semblant d'inflexion, la vitesse ne cesse d'augmenter !
 Voyons l'état des facteurs externes :
 Masse 2 soit 340 tonnes
 Wagons 2 soit un train de voyageurs.
 Pente 2 soit une descente de -1% de pente.
 Nous allons observer l'évolution des courants.

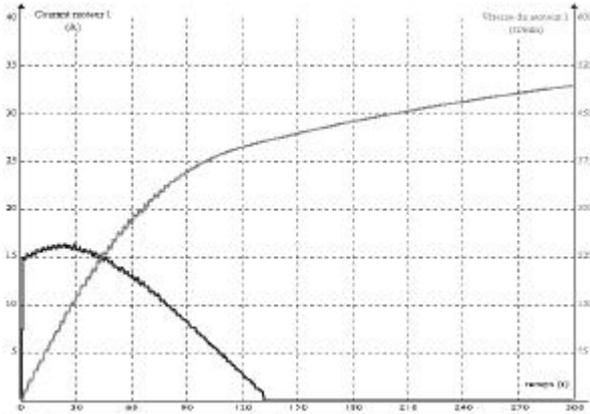


Figure 14 : Courant et vitesse du moteur 1

Après 130 secondes, le courant devient nul, le train est entraîné par gravité. S'agissant de moteurs à excitation série, une inversion de courant ne produit pas de freinage.

Conséquence : dans une descente à 1% de pente, **il est impossible**, sans équipement de freinage de stabiliser la vitesse à 300 tr/min d'un train de voyageurs de 340 tonnes.

6-2 Comparaison des performances des autres essais

Je compare les résultats des essais à ceux du plan croisé.

	Facteurs externes				
A-B-C	111	221	212	122	moyenne
0,3-30-0,1	75	8	68	55	51,5
0,3-50-0,2	30	7	96	140	68,25
0,6-30-0,2	200	120	160	330	202,5
0,6-50-0,1	15	16	55	120	51,5
contrôle					
0,5-70-0,1	8	2	60	75	36,25

Figure 15 : Comparaison des accélérations

	Facteurs externes				
A-B-C	111	221	212	122	moyenne
0,3-30-0,1	33	114	101	82	82,5
0,3-50-0,2	0	57	72	37	41,5
0,6-30-0,2	0	17	50	14	20,2
0,6-50-0,1	0	23	100	10	33,2
contrôle					
0,5-70-0,1	0	21	38	5	16

Figure 16 : Comparaison des dépassements

On constate une amélioration des comportements. Si l'utilisateur demande quelques modifications, il est très facile avec les renseignements que l'on peut tirer de l'analyse de lui donner satisfaction.

Nota : On observe que certains essais présentent encore un dépassement de vitesse. Ceci provient de la précipitation avec laquelle je suis passé de l'essai de validation aux essais de contrôle. Puisque l'essai de validation présentait encore un léger dépassement, il aurait été très facile, en modifiant le facteur A, de le supprimer complètement.

ANNEXE 1

Le logiciel «plans d'expériences » calcule pour chaque réponse :

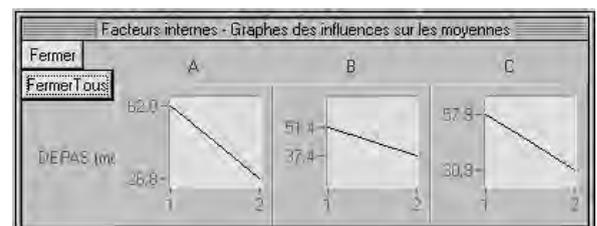
Pour les facteurs internes et pour les facteurs externes des renseignements concernant les moyennes et la dispersion des résultats autour des moyennes.

Exemple : Pour ce qui concerne les dépassements.

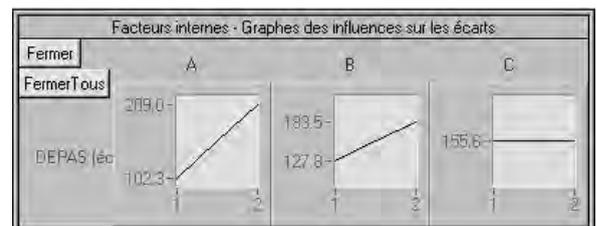
1- Influence des facteurs internes :

DEPAS : Réponses sur les moyennes			
	A	B	C
Niveau 1	62.00	51.38	57.88
Niveau 2	26.75	37.38	30.88
Diff.	-35.25	-14.00	-27.00
DEPAS : Réponses sur les écarts			
Niveau 1	102.31	127.83	155.76
Niveau 2	209.02	183.50	155.57
Diff.	106.70	55.67	-0.18

Les tables des réponses



Les graphes des influences sur les moyennes



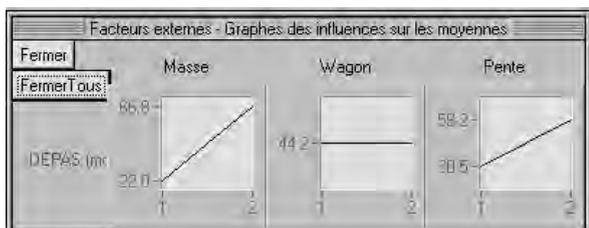
Les graphes des influences sur les écarts

2- Influence des facteurs externes

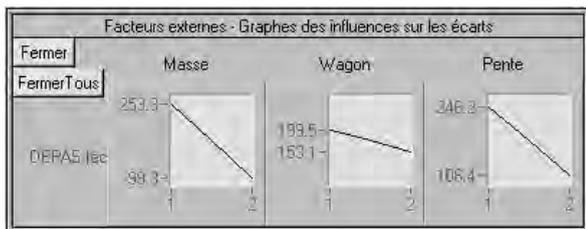
DEPAS : Réponses sur les moyennes			
	Masse	Wagon	Pente
Niveau 1	22.00	44.50	30.50
Niveau 2	66.75	44.25	58.25
DN	44.75	-0.25	27.75

DEPAS : Réponses sur les écarts			
	Masse	Wagon	Pente
Niveau 1	253.27	199.50	246.21
Niveau 2	99.30	153.07	106.35
DN	-153.97	-46.43	-139.86

Les tables de réponses



Les graphes des influences sur les moyennes

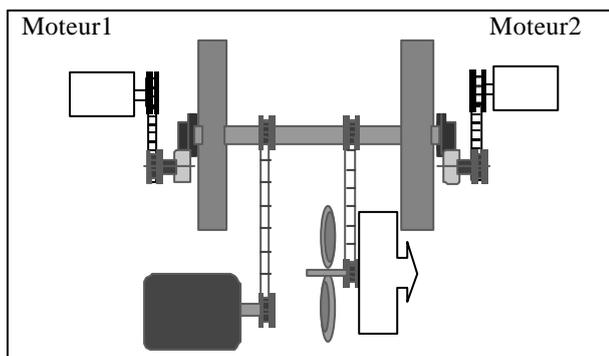


Les graphes des influences sur les écarts

Ces renseignements permettent par exemple de rechercher le cas le plus défavorable, de déterminer le facteur externe le plus perturbant dans le but de réduire son influence etc. **Annexe 2.**

Références du logiciel « plans d'expériences »
 CREATEC 27 rue Louis Blériot 88000 Épinal.
 Tel 03 29 81 20 37. Fax 03 29 81 20 38.
 Courrier. Createc innovation@wanadoo.fr

ANNEXE 2



Le mécanisme.

Les éléments de la similitude mécanique.

- Les moteurs 1 et 2 sont respectivement ceux du bogie arrière et du bogie avant.
- Chaque roue liée par courroie à un moteur représente les quatre roues d'un bogie.
- Le poids du mécanisme qui appuie sur les galets représente celui de la locomotive.
- L'inertie des pièces tournantes représente celle d'un train de 170 tonnes.
- Le ventilateur produit l'effort de pénétration dans l'air.
- La position du volet d'air modifie cet effort.
- Le moteur3 produit la pente de la voie et la modification de l'inertie.

Relation qui lie le couple de traction Cm au couple résistant.

$$C_m = C_r + A \cdot W + B \cdot W^2 + J \cdot (dW/dt) + P$$

1-Si on modifie la charge située dans les wagons, le terme qui varie le plus est : $J \cdot (dW/dt)$

Dans l'état initial, les masses en mouvement du mécanisme correspondent à un train de 170 tonnes. On peut doubler cette valeur grâce au moteur3 à qui on demande de provoquer un couple équivalent à une masse de 170 tonnes en mouvement.

2-Si on modifie la forme du train, le terme qui varie le plus est $B \cdot W^2$. Dans l'état initial, volet d'air ouvert, le mécanisme mouvement correspond à un train de marchandises de 170 tonnes.

Un train de voyageurs a une forme plus aérodynamique. La forme du train est obtenue par le brassage d'air d'un ventilateur. En l'obturant, le terme $B \cdot W^2$ est presque supprimé. C'est ce qui a été fait au cours de la réalisation de ce plan.

3-Si on modifie la pente de la voie, le terme qui varie le plus est : P

Dans l'état initial, la pente de voie est nulle. Pour la modifier, on demande au moteur3 de provoquer un couple correspondant à la pente désirée.

J'ai pu réaliser cette suite d'articles grâce à mes collègues Yves de Grenoble, Pascal, Nicolas et Alain de Vienne qui m'ont permis d'accéder à leur plateforme d'essais.

L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire

Christian LECLERC

Ingénieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction de la SNCF

suite de la 3ème partie : L'ère des thyristors, la traction à moteurs asynchrones avant leur arrivée

C.2.4.2 - La traction à moteurs asynchrones

Les 3 articles précédents ont été consacrés essentiellement à la traction à moteurs synchrones auto-pilotés, largement utilisés à la SNCF (voir *La Revue 3EI* n° 35, 36 et 37), tant pour les puissantes locomotives BB 26000 que pour les différentes versions de TGV, à l'exception des rames "Eurostar".

Nous n'avions alors qu'évoqué l'utilisation des moteurs asynchrones qui, au même titre que leurs "cousins" synchrones, appartiennent à la famille des moteurs sans collecteur dont l'emploi en traction est tant apprécié maintenant. Mais, si les onduleurs de courant nécessaires au fonctionnement des moteurs synchrones à vitesse variable se satisfont des possibilités des thyristors classiques, il n'en était pas tout à fait de même des onduleurs de tension indispensables à la plupart des moteurs asynchrones ; c'est ce que nous verrons un peu plus tard.

Avant d'aborder la description des matériels expérimentaux à moteurs asynchrones et ceux qui ont eu une descendance (automotrices et métros à moteurs asynchrones alimentés par onduleur de courant), il peut être intéressant de rappeler, si nécessaire, les principes généraux de fonctionnement de ces moteurs.

Nous ferons aussi un petit retour en arrière historique. En effet, leur utilisation en traction remonte presque à leur origine ; elle est donc plus ancienne que l'on aurait tendance à se l'imaginer.

Il y a eu nombre de réalisations anciennes, parfois sophistiquées et particulièrement soignées, que l'on ne peut qu'admirer aujourd'hui.

Principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

Intéressons nous ici, non pas tellement à la construction du moteur, dont la simplicité légendaire en fait justement tout l'intérêt, mais surtout à sa caractéristique effort / vitesse et aux possibilités d'agir sur elle.

Son stator, l'inducteur, qui doit être alimenté par une source alternative polyphasée, en général triphasée, (champ tournant oblige), est très comparable à celui du moteur synchrone décrit précédemment.

Quant à son rotor, l'induit, il est le plus souvent constitué de barres de cuivre logées dans les encoches périphériques du rotor et brasées aux extrémités à des anneaux de court-circuit ; cette conception faisant penser à une cage d'écurie, on parlera alors d'un rotor à "cage", mais aussi, ce qui très exact électriquement, rotor "en court-circuit" ; contrairement à celui du

moteur synchrone, il ne comporte donc aucun bobinage ni bague (la *figure 157* du n° 35 de *La Revue 3EI* représente un tel rotor). Nous verrons cependant que ce rotor peut aussi être bobiné, il comporte alors obligatoirement des bagues et des balais pour le relier à un circuit extérieur ; il s'agit, en général, de résistances de démarrage (ou de transition) mais, comme nous le verrons, ce peut être aussi un autre moteur.

Aborder le comportement du moteur asynchrone vis à vis de sa charge mécanique se ramène surtout à commenter sa caractéristique effort / vitesse, $C = f(V)$, telle que celle représentée à la *figure 200*.

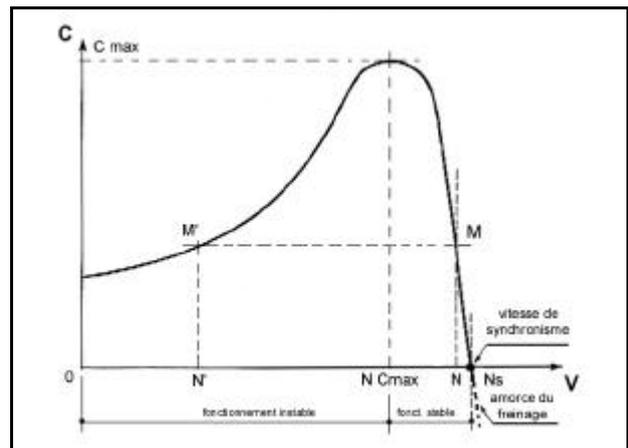


Figure 200 Caractéristique effort / vitesse du moteur asynchrone alimenté sous tension U et fréquence F fixes.

La vitesse de synchronisme est fixée uniquement par la fréquence F d'alimentation du stator et le nombre de paires de pôles de ce stator (déterminé par son bobinage). Quant au couple maximum il est tributaire du flux dans l'entrefer, lequel est proportionnel au carré du rapport U / F .

On notera l'amorce de la caractéristique en freinage, dès que l'on passe au-delà de N_s ; non représentée entièrement ici, elle est symétrique par rapport au point $[C = 0 - V = N_s]$ de la caractéristique "en moteur".

Son allure, bien connue, montre que le couple maximum C_{max} est obtenu à la vitesse N_{Cmax} , donc seulement vers la fin de la plage de vitesse.

Donné par la simple relation : $C_{max} = k(U/F)^2$, il est proportionnel au carré du flux \hat{O} dans l'entrefer (faible espace entre stator et rotor) qui est fixé uniquement par le rapport tension d'alimentation / fréquence : U / F .

Le couple décroît ensuite très rapidement pour s'annuler à la vitesse N_s , dite vitesse de synchronisme, pour laquelle la vitesse angulaire du rotor est

rigoureusement égale à celle du champ tournant généré par l'alimentation du stator à la fréquence F. Il s'agit donc de la vitesse maximum que pourra théoriquement atteindre le moteur à vide.

Une vitesse supérieure à N_s ne pourra donc être atteinte que si le rotor est entraîné par sa charge, il s'agira alors d'un fonctionnement en freinage, dit "hypersynchrone", pour lequel le moteur devient génératrice (il est alors comparable à un alternateur qui serait auto-excité par les courants induits dans les conducteurs du rotor) ; le fonctionnement en moteur, à $N_r < N_s$, est donc aussi dit "hyposynchrone".

La "raideur" de la caractéristique au voisinage de N_s nous fait constater que, dans cette zone, la vitesse est pratiquement indépendante de la charge ; il s'agit là d'un point très intéressant dans de nombreux cas d'utilisation, en traction notamment.

Il est inutile de rappeler que le couple est produit par l'action du champ tournant statorique sur les courants circulant dans les conducteurs du rotor. Or, justement, ces courants ne peuvent être générés que s'il y a déplacement relatif entre les conducteurs où ils circulent et le champ inducteur, donc entre le rotor (qui tourne à la vitesse N_r) et le champ qui se déplace dans l'entrefer à la vitesse N_s ; d'où le couple nul au synchronisme.

On peut exprimer cet écart entre les vitesses, alors dénommé "glissement" g, par la relation :

$$g = (N_s - N_r) / N_s$$

g est donc compris entre 1, à vitesse nulle et 0, au synchronisme.

Qui dit circulation de courants induits dans les conducteurs du rotor, dit pertes ohmiques dans ce rotor, donc échauffement ; on peut aussi, sans faire une trop grande approximation, exprimer physiquement le glissement par le quotient :

$$g = \frac{\text{pertes ohmiques dans le rotor}}{\text{puissance totale fournie par la source}}$$

Si l'on revient à la caractéristique de la *figure 200*, on remarque qu'un point de fonctionnement, correspondant à un couple résistant donné ($< C_{max}$ bien entendu) peut s'obtenir à 2 vitesses possibles (points M et M'), donc pour 2 valeurs de g très différentes, situées de part et d'autre de V_{Cmax} .

Le point M' se trouve sur une partie de la caractéristique pour laquelle toute augmentation du couple résistant, provoquant une diminution de la vitesse, se traduit par une réduction du couple moteur ; il s'agit donc là d'un fonctionnement instable qui correspond à un glissement important, donc à de fortes pertes dans le rotor (la vitesse N' étant assez éloignée du synchronisme).

Quant au point M, situé la partie descendante de la caractéristique, il correspond à un fonctionnement stable puisque toute variation du couple résistant provoque une variation opposée du couple moteur qui la corrige ; à la vitesse N, le glissement a une valeur assez faible (qq. %, pour un rotor à cage) qui correspond à un bon rendement du moteur.

En résumé, on définit donc sur la caractéristique $C = f(V)$, 2 zones de fonctionnement situées de part et d'autre de N_{Cmax} :

- à gauche, une zone stable, à glissement acceptable (qq. %) ; le moteur est défini pour travailler en régime permanent dans cette zone.

- à droite, une zone instable où le glissement a une valeur importante et le rendement est faible ; on ne peut s'y maintenir durablement car l'intensité absorbée augmente, d'où un échauffement et du rotor et du stator.

Démarrage du moteur

On déduit des éléments ci-dessus que tous les points de fonctionnement du plan effort / vitesse ne sont pas utilisables durablement et efficacement.

Au cours d'une montée en vitesse, pour pouvoir atteindre la zone de fonctionnement stable, au delà de N_{Cmax} , il est nécessaire que le couple résistant de la machine entraînée soit, à toute vitesse comprise entre 0 et N_{Cmax} , toujours strictement $<$ au couple défini par la caractéristique $C = f(V)$. Par contre, dans la plage de vitesse comprise entre N_{Cmax} et N_s , toute valeur de couple résistant $< C_{max}$ sera convenable.

Si, une fois la vitesse proche du synchronisme atteinte, il advenait que le couple résistant dépasse C_{max} , la vitesse passera en zone instable, en deçà de N_{Cmax} et tendra vers l'arrêt (sauf si, en un point de fonctionnement donné, le couple résistant retombe en dessous de la valeur définie par la caractéristique en ce point). On dit alors couramment que le moteur décroche. Les intensités absorbées à la source sont alors importantes ; au blocage, le moteur se comporte à l'image d'un transformateur dont le secondaire serait en court-circuit.

Possibilités d'agir sur la caractéristique $C = f(V)$

Toutes les machines à entraîner n'ont pas un faible couple résistant au démarrage ou ne doivent pas fonctionner à vitesse presque constante, domaine où excelle la machine synchrone. On a donc cherché, dès l'origine, à modifier la caractéristique $C = f(V)$ de la *figure ...* pour l'adapter aux besoins.

Le couple C_{max} étant proportionnel au carré du flux, donc à $(U / F)^2$ et l'action sur F n'ayant pas toujours été possible, on pouvait se contenter d'augmenter globalement le couple en augmentant la tension, uniquement pendant le démarrage ; encore fallait-il que la surintensité inévitable soit acceptable et ne pas saturer le fer (le moteur devait donc être défini en conséquence). Une solution simple pour y parvenir, et ce sans utiliser de transformateur élévateur à tension variable, est le couplage [triangle] au démarrage et [étoile] en régime établi.

On signalera ici, que l'on a aussi fréquemment utilisé la disposition inverse, c'est à dire le couplage [étoile] au démarrage et [triangle] une fois l'intensité suffisamment retombée, mais c'était alors par nécessité de réduire les intensités au démarrage afin de ne pas perturber le réseau de distribution ; dans ce cas, le couple étant au contraire réduit, le démarrage ne fait que durer plus longtemps, ce qui n'est pas très gênant

dans la plupart des applications domestiques de petite puissance pour lesquelles le moteur asynchrone convient très bien.

D'autres procédés, moins simplistes et mieux adaptés aux besoins, ont été mis en oeuvre (leur avantage commun est qu'ils n'augmentent pas les courants d'alimentation). Ils consistent plus à déplacer la position de C max sur l'échelle des vitesses, donc à faire de la vitesse variable, qu'à augmenter le couple lui-même. Les 2 premières sont classiques et ont été d'un emploi très répandu avant que l'on parvienne à réaliser véritablement des sources à fréquence variable.

a) Action sur Ns par variation du nombre de paires de pôles :

Il est un élément qui n'a pas encore été évoqué c'est la relation directe entre la vitesse de synchronisme Ns, la fréquence d'alimentation F et le nombre p de paires de pôles du stator (donc déterminé uniquement par le bobinage) ; elle s'écrit : $Ns = 60 F / p$

Comme le montre la *figure 201*, la variation du nombre de paires de pôles se traduit donc directement sur la caractéristique qui, suite à la réduction de Ns, se trouve contractée sur l'échelle des vitesses.

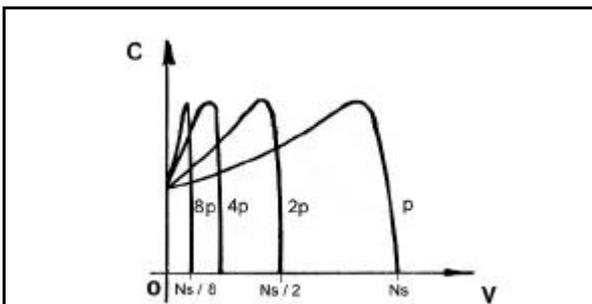


Figure 201 variation de la vitesse par variation du nombre de paires de pôles au stator ; il s'agit d'une variation par valeurs discrètes. La complexité croissante des bobinages a limité ce procédé à 4 valeurs ; ici par exemple, elles doublent successivement.

Pour de simples raisons constructives, aller au-delà de 4 valeurs différentes de p est difficilement réalisable ; en effet, à la complexité du bobinage (dont les nombreuses sections doivent "sortir" à l'extérieur du stator), s'ajoute la difficulté de réaliser les divers couplages entre les bobines au moyen de dispositifs, parfois complexes, à contacteurs électromécaniques traditionnels. Par ailleurs, on utilisera de préférence un rotor "en cage d'écureuil", lequel se satisfait d'un nombre de pôles statoriques quelconque ; ce n'est pas le cas du rotor bobiné dont la configuration polaire doit être à l'image de celle du stator, d'où des commutations extérieures comparables à celles du stator, voire des bagues supplémentaires.

Un avantage déterminant (en particulier en traction) du moteur à nombre de paires de pôles variable est que chacune des configurations peut être utilisée en régime permanent, d'où plusieurs "vraies" vitesses possibles (si l'on peut dire) ; mais il s'agit de variation par valeurs discrètes.

b) Action sur le glissement par augmentation de la résistance du rotor.

En partant du principe que le couple C max est indépendant de la résistance r du rotor (il ne dépend principalement que du carré du flux) et que celle-ci, siège des pertes ohmiques, n'intervient que pour déterminer le glissement (donc la vitesse Nr) pour un couple donné, on déduit que, réciproquement, r déterminera le couple correspondant à une vitesse Nr donnée. Le point de la caractéristique correspondant à C max est ainsi d'autant plus ramené à gauche, vers les faibles vitesses, que r est grande ; d'où le réseau de caractéristiques de la *figure 202* (elles sont de plus en plus "couchées" pour des valeurs croissantes des résistances). On augmente r en insérant des résistances extérieures par l'intermédiaire des bagues du rotor ; si elles sont suffisantes, le couple C max peut pratiquement être obtenu au démarrage.

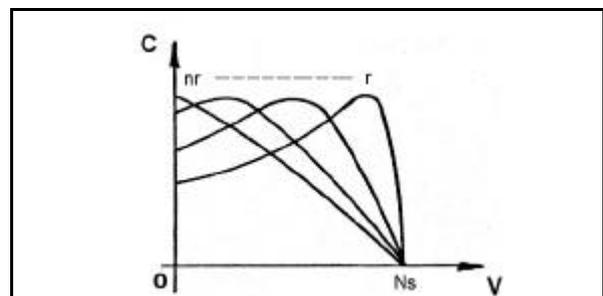


Figure 202 variation du glissement par augmentation de la résistance du rotor ; la variation peut être continue. Ce procédé nécessite un rotor bobiné à bagues ; compte tenu des pertes supplémentaires, il ne peut être utilisé que transitoirement.

Il faudra, bien sûr, accepter les pertes dans les résistances additionnelles qui devront donc être définies en conséquence. Elles devront être réduites peu à peu puis court-circuitées lorsque la vitesse sera assez proche du synchronisme ; il s'agit donc d'une variation continue du glissement.

Bien que nécessairement d'utilisation temporaire, ce procédé a l'avantage de rendre possible une montée en vitesse (à couple à peu près constant) très progressive, si l'équipement d'élimination des résistances le permet, bien sûr. Il a été d'un grand intérêt également en transition, lors d'un changement du nombre de pôles en particulier.

c) Variation de la fréquence d'alimentation :

Pour un nombre de pôles donné, la vitesse de synchronisme Ns étant directement proportionnelle à la fréquence F de la tension d'alimentation, on voit tout de suite, comme on peut le constater sur la *figure 203*, que la variation de F produira une simple translation horizontale de la caractéristique $C = f(V)$. Le couple C max peut ainsi être obtenu dans toute la plage de vitesse, y compris au démarrage si F est suffisamment basse.

Il est dès lors possible de "couvrir" l'ensemble du plan effort / vitesse. Aucune perte supplémentaire n'est introduite et chacun des points de fonctionnement peut être utilisé en régime permanent (si le moteur et son dispositif d'alimentation le permettent, bien sûr).

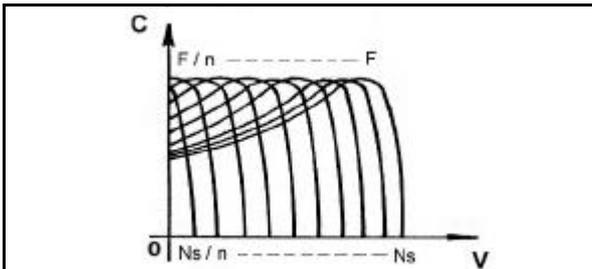


Figure 203 variation de la vitesse par variation de la fréquence ; on doit, en principe, respecter la loi U / F constant. Une variation continue ne peut être obtenue, facilement, que par un convertisseur statique (onduleur).

Il s'agit donc là du moyen "idéal", si l'on peut dire, pour obtenir un couple quelconque, à une vitesse quelconque et ce dès le démarrage ; les pertes rotoriques sont, dans tous les cas, celles du rotor à cage (il n'a, en principe, plus aucune raison d'être bobiné) donc minimum. On notera toutefois, qu'afin d'obtenir un flux constant, pour lequel le moteur a été défini de construction, il sera nécessaire de réduire la tension d'alimentation du stator proportionnellement à la fréquence, d'où la condition : U / F constant, qui doit être respectée (nous verrons qu'en traction, ce ne sera pas le cas en fin de plage de vitesse).

Cependant, avec ce type de réglage, il faudra se méfier des régressions de fréquence qui, si la vitesse du rotor n'est pas réduite en conséquence et simultanément, peuvent, comme le montre la figure 204, provoquer une brutale et parfois néfaste inversion du couple (passage en freinage). Ce phénomène est redouté en traction où l'on devra "piloter" l'équipement d'alimentation non pas en directement en fréquence mais en couple ; les moyens actuels, à régulation électronique, permettent de maîtriser correctement et facilement ce problème.

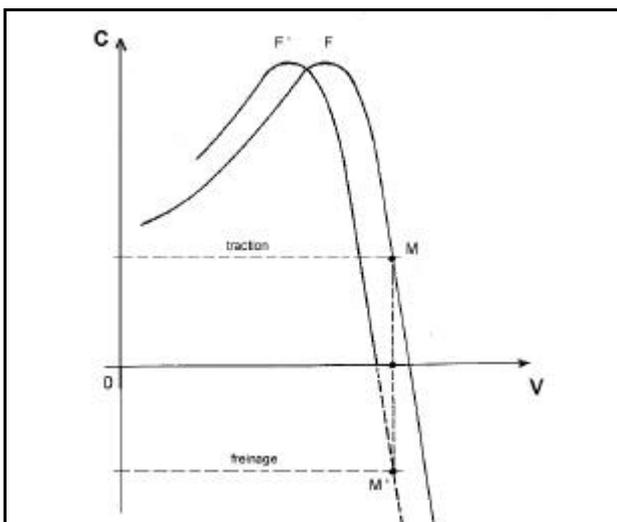


Figure 204 Conséquence néfaste d'une régression de fréquence si la vitesse du rotor ne l'a pas accompagnée simultanément. Le point de fonctionnement passe de M en M' et l'inversion brutale du couple qui en résulte peut entraîner des dégradations d'ordre mécanique.

On se doute que la variation de fréquence, accompagnée du contrôle de la tension, n'a pas toujours été facilement réalisable, elle n'a été longtemps obtenue qu'avec de lourds et encombrants groupes tournants ; les équipements statiques, tels les onduleurs de tension, n'ayant, bien sûr, pu être développés avec succès qu'avec l'arrivée de semi-conducteurs adaptés (GTO puis IGBT).

d) Couplage en cascade de 2 moteurs :

A la différence des moyens précédents, d'emploi universel, ce procédé nécessite 2 moteurs qui, contrainte particulière, devront tourner rigoureusement à la même vitesse. Cette contrainte est, en principe, assez facile à satisfaire en traction, dès que l'on a besoin d'une certaine puissance tout au moins, où l'on dispose souvent de 2 moteurs pouvant être accouplés mécaniquement (au moyen d'un embiellage, aujourd'hui tombé en désuétude, par exemple).

Il s'agit donc de coupler électriquement ces 2 moteurs tel que représenté à la figure 205. (on rencontrera aussi une disposition équivalente où la liaison électrique entre les 2 machines se fera de rotor à rotor).

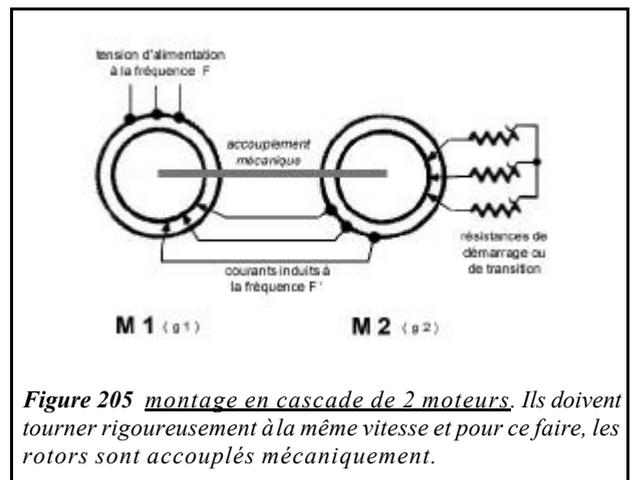


Figure 205 montage en cascade de 2 moteurs. Ils doivent tourner rigoureusement à la même vitesse et pour ce faire, les rotors sont accouplés mécaniquement.

Le stator de M1 (qui a un glissement g_1) est alimenté à la fréquence F par le réseau ; F et le nombre de pôles déterminent donc sa vitesse de synchronisme N_{s1} . Son rotor à bagues, qui tourne à la vitesse N_1 , alimente le stator de M2 (qui a un glissement g_2) à la fréquence des courants induits, donc à $F' = F g_1$.

En écrivant l'égalité entre N_1 et N_2 , on établit facilement la relation entre les glissements respectifs des 2 machines : $g_1 = 1 / (2 - g_2)$

Or, le rotor de M2 étant en court-circuit en régime permanent, son glissement g_2 sera très faible (de l'ordre de qq. %) et pourra ainsi être négligé. La relation ci-dessus devient alors approximativement : $g_1 = 0.5$.

D'où une vitesse des 2 moteurs d'environ la moitié de la vitesse de synchronisme de M1, donnée par la fréquence F et le nombre de paires de pôles (supposés égaux). Cela revient donc à doubler fictivement le nombre de pôles de chacune des 2 machines ; mais elles ne travaillent pas de la même façon ($g_1 = 0.5$ et g_2 de qq. %).

On peut aussi, mais c'est plus rare, utiliser 2 moteurs qui n'ont pas le même nombre de pôles. Si p_1 correspond au 1er moteur et p_2 au second, on démontre de la même façon que la vitesse N , commune aux 2 machines, est alors donnée par :

$Ns_1 \text{ (tr/min)} = F(\text{Hz}) \times 60 / (p_1 + p_2)$; si $p_1 = p_2$, on retrouve le résultat précédent, mais sous une autre forme et toujours en négligeant g_2 .

Cette disposition en cascade est utilisable en régime permanent, au même titre que la variation "physique" du nombre de paires de pôles qu'elle vient donc avantageusement compléter pour diversifier la gamme des vitesses possibles.

Le moteur asynchrone en traction :

D'après ce que nous venons de voir ci-dessus, la caractéristique effort / vitesse "naturelle" du moteur asynchrone ne ressemble pas beaucoup à celle du moteur continu à excitation série, qui est réputé être le moteur de traction par excellence. La caractéristique de ce dernier, alimenté sous une tension donnée, présente le maximum de couple à la vitesse minimum ; le fonctionnement est stable en tous points et l'on peut "balayer" l'ensemble du plan effort / vitesse par la simple variation de la tension continue (ou redressée) appliquée au moteur.

Cependant, si les constructeurs de matériel de traction à moteurs asynchrones ont, comme nous allons le voir, beaucoup investi dans l'étude et la réalisation de ces engins et ce depuis pratiquement les débuts de la traction électrique, c'est en bonne partie parce que ce moteur, aux vitesses peu variées et aux démarrages difficiles (sauf à utiliser des artifices parfois complexes), peut exceller en freinage par récupération, parfois même un peu trop comme le montre la *figure 204* précédente. On voit, sur cette figure, que le passage de traction en freinage est tout ce qu'il y a de plus spontané et immédiat.

Le freinage du moteur asynchrone se produit sans aucune intervention dès dépassement de la vitesse de synchronisme ; il suffit simplement que la source d'alimentation triphasée, nécessaire en permanence pour "fluxer" le moteur, soit capable d'admettre, donc de récupérer, l'énergie de freinage restituée par ce que l'on pourrait appeler l'alternateur auto-excité qu'est alors devenu le moteur.

Mais malheureusement, en cas de disparition de cette tension, les choses ne se passent pas tout à fait aussi bien car il y a alors "défluxage" de la machine et les courants induits dans le rotor, donc le couple résistant, disparaissent. Afin de le rétablir, il faut re-magnétiser le rotor et cela est problématique en absence de toute tension alternative.

Sur les matériels modernes, à convertisseurs statiques, on alimente l'onduleur de tension par une tension continue convenable issue d'une batterie (un hacheur élévateur de faible puissance est souvent utilisé). Les résistances de freinage sont connectées en amont de l'onduleur qui fonctionnant alors en redresseur à fréquence variable, assure le réglage du couple de freinage. Cela correspond, en quelque sorte,

au freinage rhéostatique de sécurité que l'on rencontre en traction à moteur à courant continu mais, en asynchrone, toute la sécurité du freinage sur résistances repose sur la fiabilité des équipements électroniques de puissance et de commande.

En résumé, on dira que la machine asynchrone ne peut passer en freinage que si son stator a été alimenté préalablement à une fréquence correspondant à la vitesse de synchronisme. Cette condition la distingue encore de la machine à courant continu qui ne demande que l'alimentation en basse tension de son inducteur (un champ rémanent est parfois suffisant) pour devenir génératrice ; mais en traction, on doit le plus souvent passer de l'excitation série à l'excitation séparée (ou composée) ce qui complique un peu les choses, surtout si l'on veut récupérer l'énergie de freinage.

Cette possibilité du moteur asynchrone à passer en freinage, presque automatiquement et sans transition, explique donc en partie l'intérêt qu'il a rencontré autrefois pour équiper des matériels destinés à circuler sur des lignes de montagne. La vitesse de descente d'un convoi peut se faire à vitesse pratiquement constante, proche de la vitesse de synchronisme définie par le nombre de paires de pôles et (ou) la fréquence de la tension d'alimentation ; on bénéficie alors de la récupération de toute l'énergie de freinage. La régularité de la vitesse peut aussi être appréciée dans les rampes où l'on a parfois recours à une crémaillère.

Aujourd'hui, la facilité de fonctionnement en freinage du moteur asynchrone n'est plus qu'un avantage presque secondaire. Les avantages pris en considération sont beaucoup plus d'ordre technico-économiques ; ils sont liés à sa fabrication simple (le rotor à cage est maintenant le seul utilisé en traction), à sa robustesse et surtout à l'absence de pièces d'usure (entretien réduit au strict minimum). Ils sont aussi purement techniques, tels sa forte puissance massique (liée aux grandes vitesses de rotation permises par l'absence de collecteur et le relativement petit diamètre du rotor) et, ce qui en découle, son faible encombrement qui permet de le loger facilement dans un bogie (dont le centre de gravité se trouve abaissé, d'où un meilleur comportement dynamique à grande vitesse) et ainsi de l'installer sous des véhicules à voyageurs tel un bogie porteur.

L'adoption, quasi générale à ce jour, du moteur asynchrone a surtout été rendue possible par la possibilité que l'on a, depuis quelques années, de l'alimenter facilement en tension et fréquence variables, que nous venons de voir être le seul procédé qui lui confère toutes les qualités (ou presque) que doit avoir un moteur de traction. Les équipements compacts dont on dispose dorénavant permettent aussi de répartir la puissance de traction sur de nombreux véhicules, ce qui permet de réaliser des rames performantes à capacité en voyageurs maximale.

Mais, avant d'en être arrivés à cette technique évoluée, les relativement nombreuses réalisations, entre 1896 et 1940, d'engins de traction à moteurs asynchrones (de puissance et vitesse modestes, il est

vrai), témoignent de l'intérêt pour cette machine, malgré les difficultés rencontrées. La plupart de ces matériels ont, comme déjà évoqué, été destinés à une exploitation en zones montagneuses, mais d'autres, voués à un autre type d'exploitation (tramways notamment), ont aussi vu le jour, tant en Europe qu'aux Etats-Unis.

Nous allons maintenant essayer de voir comment leurs constructeurs ont abordé l'emploi de ce moteur durant des décennies, avec plus ou moins de bonheur il est vrai, mais surtout, ils ont dû y parvenir en utilisant seulement des organes électromécaniques (contacteurs, groupes tournants etc...), souvent complexes et développés spécialement pour les besoins ; donc avec toutes les sujétions qui les accompagnent.

Les expérimentations et réalisations antérieures aux semi-conducteurs

D'emblée, l'électrification des lignes de chemin de fer sur lesquelles devaient circuler des matériels à moteurs asynchrones différait des autres par la présence de 2 lignes de contact. On avait impérativement besoin d'une alimentation triphasée et il n'y avait pas d'échappatoire (le rail constituant la 3ème phase), sauf tenter la conversion de phases (monophasé-triphasé) au moyen, bien sûr, de groupes tournants. Cela sous-entend que la configuration des lignes aériennes, aux aiguillages et croisements de voies, n'allait pas être simple ; cette complication s'ajoutait donc aux difficultés propres au réglage de la vitesse.

De nombreux documents et articles ont évoqué, en général avec très peu de détails, les divers matériels asynchrones de type ancien (voire, très ancien) qui ont été réalisés. Certains sont restés des symboles, comme les automotrices expérimentales allemandes qui, en 1903, sur la ligne Marienfelde-Zossen (Berlin) ont permis d'atteindre la vitesse de 200 km/h. D'autres, telle la locomotive italienne E 331, machine très aboutie et qui semble ne pas être restée qu'un simple prototype, ont fait l'objet d'une description assez détaillée, comme nous allons le voir.

Alors qu'aujourd'hui on parle beaucoup d'onduleurs à IGBT, de "MLI", de commande vectorielle etc..., il peut être intéressant de "faire un retour aux sources" et connaître les antécédents de ces équipements modernes, donc de faire le tour d'horizon chronologique de la "question asynchrone". Par manque d'information les concernant, la plupart des matériels cités ci-dessous, ne le seront que très sommairement ; on ne peut garantir, bien sûr, que cette liste est exhaustive.

1896 : - Italie, Tramways de Lugano (400 V - 40 Hz), matériel construit par Brown-Boveri.

1898 : - Suisse, Chemin de fer de Burgdorf-Thun, ligne de 40 km électrifiée sous 750 V - 40 Hz, matériel construit également par Brown-Boveri.

1902 : - Italie, 1700 km de voies du réseau ligure (Nord-Ouest de l'Italie) auraient été électrifiées sous 3700 V - 16 Hz, entre 1902 et

1932 et exploitées avec un parc d'environ 750 locomotives (dont les E331 vues un peu plus loin).

1903 : - Allemagne, Tramway Marienfelde-Zossen (Berlin), déjà cité ; il a atteint la vitesse "record" pour l'époque de 200 km/h.

1912 : - France, Chemin de fer de la Rhune (France, Pyrénées Atlantique).

C'est la seule ligne à alimentation triphasée (3000 V - 50 Hz) existant et fonctionnant encore aujourd'hui en France. Sa construction, par une filiale de la compagnie des Chemins de fer du Midi, a commencé dès 1912 mais elle n'a été mise en service qu'en 1924. Il s'agit d'une ligne touristique à voie métrique et à crémaillère de 4,2 km qui, partant du col de St Ignace, à 169 m, atteint le voisinage du sommet de La Rhune à 887 m ; elle comporte 2 sections en rampe de 250 ‰.

L'un des petits trains touristiques en exploitation est représenté, dans un site admirable, à la *figure 206*, ci-dessous.



Figure 206 vue d'un petit train du chemin de fer touristique de La Rhune dans son environnement. On remarquera la taille imposante des 2 archets jumelés de captage du courant sur la ligne à 2 fils de contact.
(photographie d'origine CFTA - <http://www.rhune.com>)

L'exploitation de la ligne est actuellement assurée par la CFTA qui en a la concession. Cette compagnie utilise un parc de matériel constitué de 6 motrices à moteurs asynchrones et 6 voitures à caisses en bois verni ; l'ascension se fait à la vitesse de 8 km/h et dure 35 min. Les informations et la photographie ci-dessus proviennent du site <http://www.rhune.com>.

1915 : - Etats-Unis, Great-Northern (6000 V - 25 Hz)

1928 : - Italie, Roma-Sulmona (10 000 V - 45 Hz)

...?... : - Italie, La Valteline (3000 V - 15 Hz).

Il semble que la société polonaise Ganz ait réalisé les locomotives et automotrices de cette ligne ; elle aurait utilisé le couplage "en cascade" de 2 moteurs.

...?... : - Suisse, Simplon (3000 V - 16,33 Hz)

Hormis une réalisation américaine (mais il y en aura d'autres) et une française (La Rhune), on constate que les lignes, ou tronçons de ligne, électrifiés en triphasé sont situés en Allemagne et surtout dans les Alpes suisses (Simplon, ligne Iselle-Sion), autrichiennes ou italiennes. La technologie germano-suisse (celle de la société Brown-Boveri, également présente en Italie) semblait régner en ce domaine très

particulier ; cependant, la société polonaise Ganz semblait être aussi présente, ses réalisations ultérieures en conversion monophasé / triphasé le confirmeront.

On citera aussi dans ces régions, les chemins de fer de montagne de la Jungfrau et le Gornergrat en Suisse, ainsi que la ligne du Brenner (entre l'Autriche et l'Italie). La Suisse a assez vite converti ses tronçons triphasés du Simplon en monophasé (15 kV - 16,33 Hz), afin de pouvoir utiliser les moteurs directs devenus performants.

En Italie, les lignes du réseau ligure (évoquées plus haut) devaient surtout être situées en zones montagneuses ; l'alimentation en triphasé de ce réseau était en voie de disparition au début des années 1970 (cf. *La Vie du rail n° 1407 du 9/09/1973, article de M. Darnault-Donath, relatif à un expérimentation suisse*).

La locomotive E331, représentée à la figure 207 et qui est très bien décrite dans la passionnante "*Nouvelle Encyclopédie Pratique d'Electricité - édition de 1948*", a dû être construite pour les Chemins de fer de l'Etat italiens par Brown-Boveri (pour la partie électrique seulement) probablement entre 1920 et 1930. Alimentée en triphasé 3000-3700 V à une fréquence de 15 à 17 Hz. Elle avait 3 essieux moteurs centraux embiellés et 2 bogies porteurs à 2 essieux aux extrémités (type 2C2) ; sa masse dépassait les 90 tonnes et sa puissance totale était de 1600 kW à la vitesse maximale de 100 km/h.

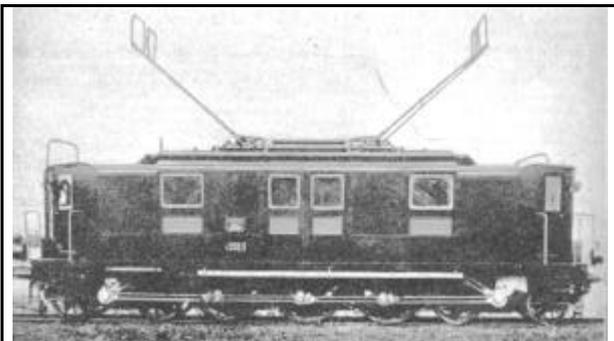


Figure 207 Vue de la locomotive italienne E331 de 1600 kW à 2 moteurs asynchrones et alimentation directe en triphasé.

La présence des 2 "perches", à archets jumelés, indique immédiatement son type d'alimentation.

(extrait de la *Nouvelle Encyclopédie Pratique d'Électricité*)

Les 2 moteurs asynchrones (à rotors bobinés) à 6 ou 8 pôles, pouvaient être couplés selon les 2 configurations suivantes (d'où, avec la variation du nombre de pôles, 4 vitesses de régime permanent possibles) :

- en cascade : Seul le stator du 1er moteur est alimenté en étoile par la source triphasée tandis que les rotors sont reliés entre eux, les résistances de démarrage (ou de transition) sont branchées au stator du 2ème moteur ; il s'agit donc là d'un schéma équivalent à celui de la figure 205. Le stator du 2ème moteur est connecté en étoile pour la petite vitesse ou en triangle pour la vitesse supérieure ; les résistances étant branchées en triangle dans les 2 cas.

- en parallèle : Les 2 stators sont alimentés en étoile par le réseau tandis que les rotors, toujours reliés entre eux,

reçoivent en commun les résistances de démarrage toujours connectées en triangle.

Selon les 4 vitesses de circulation, on pratiquait les combinaisons suivantes :

V locomotive (km/h)	Nb. de pôles	couplages	V moteurs (tr / min)
37,5	8	cascade	125
50	6	"	167
75	8	parallèle	250
100	6	"	333

Afin d'obtenir 8 ou 6 pôles, les stators des moteurs possédaient 6 bobines pour chacune des 3 phases, ce qui, pour pouvoir réaliser les 2 combinaisons correspondantes, conduisait à faire sortir 36 câbles des carcasses ; ils aboutissaient à un commutateur à 2 positions qui assurait le couplage convenable entre les sections de bobinage. Quant aux rotors, ils possédaient des bobinages correspondants et auraient donc dû avoir un nombre de bagues prohibitif ; la solution adoptée a été le montage en bout d'arbre d'un commutateur rotatif, à commande pneumatique, qui assurait les couplages entre les bobines rotoriques.

Les 21 résistances étaient constituées par des rubans de "nickeline" ondulés et refroidis par une ventilation commune avec les moteurs de traction.

La batterie de commutateurs nécessaires pour assurer les diverses fonctions est impressionnante ; ils étaient tous à commande pneumatique et à bain d'huile (sauf les commutateurs rotoriques et les combinateurs de résistances). On peut les récapituler :

- 1 interrupteur principal (ou disjoncteur) bipolaire
- 1 inverseur du sens de marche qui intervertit 2 fils de phase des stators des moteurs
- 2 combinateurs statoriques et
- 2 combinateurs rotoriques
- qui assurent conjointement le changement du nombre de pôles des moteurs
- 1 commutateur de cascade qui assure le branchement des résistances, soit sur le stator du 2ème moteur, soit en commun sur les rotors, ainsi que les connexions des stators pour la marche en cascade ou en parallèle
- 1 commutateur [étoile / triangle] de cascade qui, en configuration cascade, modifie la connexion des phases du stator du 2ème moteur
- 1 commutateur [étoile / triangle] de résistances pour leur branchement au stator du 2ème moteur, en configuration cascade, ou aux rotors en configuration parallèle
- 1 combinateur de résistances pour leur élimination progressive lors des démarrages ou des changements de vitesse.

Ces divers organes étaient sous la dépendance de contrôleurs (1 dans chaque cabine de conduite) manoeuvrés manuellement par le conducteur ; un jeu de cames (contrôleur de vitesse) commandait les couplages aux 4 vitesses dites "de régime", un deuxième (contrôleur de démarrage) commandait le combinateur de résistances selon 11 crans de marche et une position d'arrêt. Les cames agissaient sur des

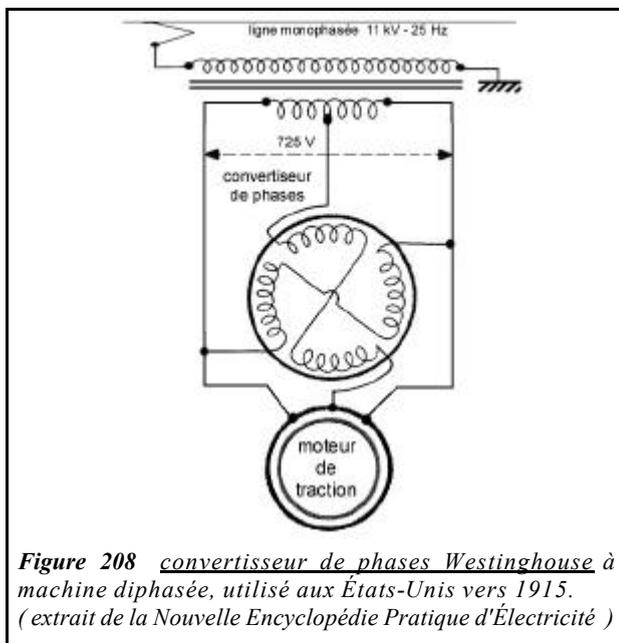
valves pneumatiques qui, par un réseau de tuyauteries, mettaient les cylindres de commande des divers commutateurs en communication avec le réservoir d'air principal ou à l'échappement dans l'atmosphère.

Cette description, relativement détaillée, d'une ancienne locomotive à moteurs asynchrones alimentés directement en triphasé par une ligne bifilaire, donne une assez bonne idée de l'une des manières dont les constructeurs avaient, en leur temps, solutionné la "question asynchrone".

Mais une autre approche a été très vite abordée ; elle reposait la question de l'alimentation bifilaire des engins dont la complexité des installations aériennes, aux aiguillages en particulier, limitait pratiquement ce type d'électrification aux lignes simples.

C'est donc la conversion monophasé / triphasé à bord des engins qui a été expérimentée dès les années 1913-1915 ; on pourrait alors faire circuler sous une même ligne unifilaire, soit des matériels à moteurs asynchrones (avec leurs avantages en freinage par récupération en particulier), soit des engins, beaucoup plus simples, à moteurs "directs" monophasés, lesquels s'amélioraient alors rapidement. L'usage de ces moteurs monophasés a d'ailleurs provoqué le passage à une caténaire unifilaire du Simplon et d'autres lignes suisses, initialement électrifiées en triphasé et où l'exploitation avec du matériel asynchrone présentait trop d'inconvénients.

La conversion s'est faite, tout d'abord, à fréquence fixe, au moyen de groupes tournants sans collecteur ; ce qui ne faisait qu'ajouter un convertisseur de phases sur un engin tel que décrit plus haut, mais le simple fait de ne plus avoir 2 fils de contact était déjà un progrès.



On citera :

1915 : Aux États-Unis, le Norfolk et Western Railway, utilisait du 11 kV - 25 Hz monophasé qui était converti en triphasé, également à 25 Hz, par un dispositif d'origine Westinghouse (qui a également été utilisé sur

Virginian Railway et le Pennsylvania Railroad, ainsi que sur le Great-Northern, déjà cité, et le New-Haven).

Comme le montre le schéma de la *figure 208*, le stator du convertisseur de phases du système Westinghouse comporte 2 enroulements diphasés de nombre de spires différents ; de par la façon dont il est connecté au stator triphasé du moteur de traction, ce montage s'apparente à un groupe Scott.

Un autre dispositif, de type Alexanderson, assez différent du précédent, utilisait aussi un convertisseur de phases à enroulements diphasés mais le moteur de traction avait lui aussi un stator diphasé ; il n'a été utilisé, par la société G.E.C^o, que sur des locomotives expérimentales.

1918-1953 : ligne Hegyeshalom-Budapest des Chemins de fer hongrois, électrifiée en monophasé 16 kV - 50 Hz (déjà ...) Sur cette ligne, circulaient les locomotives de Kando dont un prototype, construit en **1926**, est représenté à la *figure 209*.

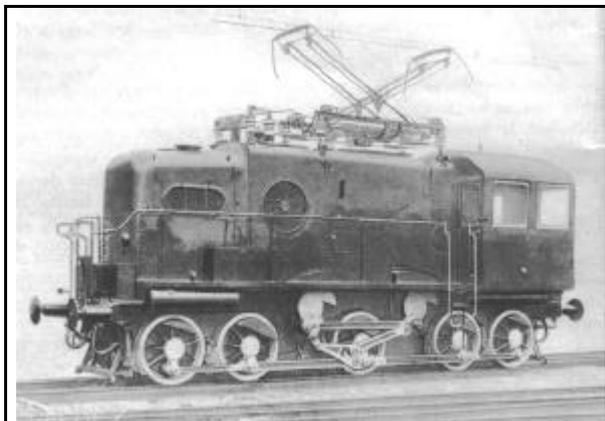


Figure 209 locomotive prototype hongroise de Kando construite en 1926. Elle fonctionnait sous 16 kV monophasé à 50 Hz et avait un convertisseur de phases tournant qui alimentait un seul moteur asynchrone de traction à 4 configurations polaires. (cliché extrait de la R.G.C.F d'octobre 1985)

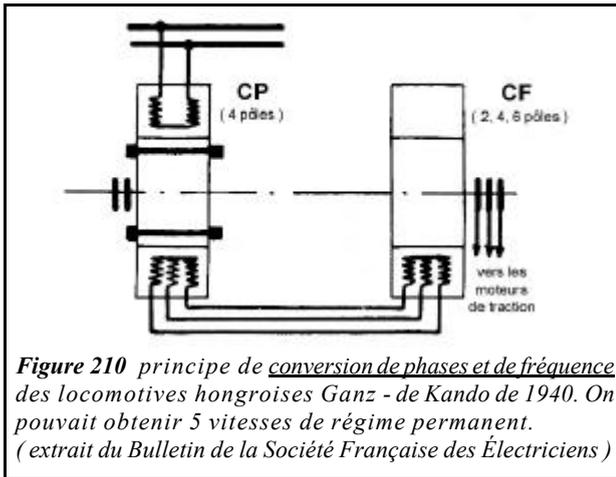
Le convertisseur de phases avait un enroulement statorique directement alimenté sous 16 kV (qui jouait le rôle de transformateur) et un enroulement triphasé connecté au stator de l'unique moteur de traction ; son rotor comportait un bobinage alimenté en courant continu et un autre en court-circuit. Le moteur de traction était à 72, 36, 24 et 18 pôles, ce qui permettait les vitesses de 24, 50, 75 et 100 km/h ; un rhéostat rotorique liquide était utilisé aux démarrages et changements de vitesse.

En **1940**, la société hongroise Ganz a amélioré le système de Kando en lui adjoignant un convertisseur de fréquence dont le rotor était entraîné directement par le convertisseur de phases CP qui tournait à la vitesse constante de 1500 tr/min ; la *figure 210* en représente le principe. C'est le convertisseur de fréquence CF qui, en jouant sur son nombre de pôles (2, 4 et 6), donc sur la vitesse de synchronisme du champ tournant et sur le sens de rotation de ce champ (en inversant 2 phases), alimentait les moteurs de traction à la fréquence des courants rotoriques déterminée par la différence entre

la vitesse de synchronisme (3000 tr/min pour 50 Hz et 2 pôles) et celle du rotor (1500 tr/min), soit :

- 25 Hz : 2 pôles et chp. de même sens que le rotor
- 50 Hz : pas de CF (alimentation directe par CP)
- 75 Hz : 2 pôles et chp. en inverse de celui du rotor
- 100 Hz : 4 pôles et chp. en inverse de celui du rotor
- 125 Hz : 6 pôles et chp. en inverse de celui du rotor

Il y avait un moteur par essieu ; étant à un seul nombre de pôles, ils étaient allégés, ce qui compensait la masse supplémentaire du convertisseur de fréquence. Pour le démarrage et les transitions, un rhéostat liquide était utilisé.



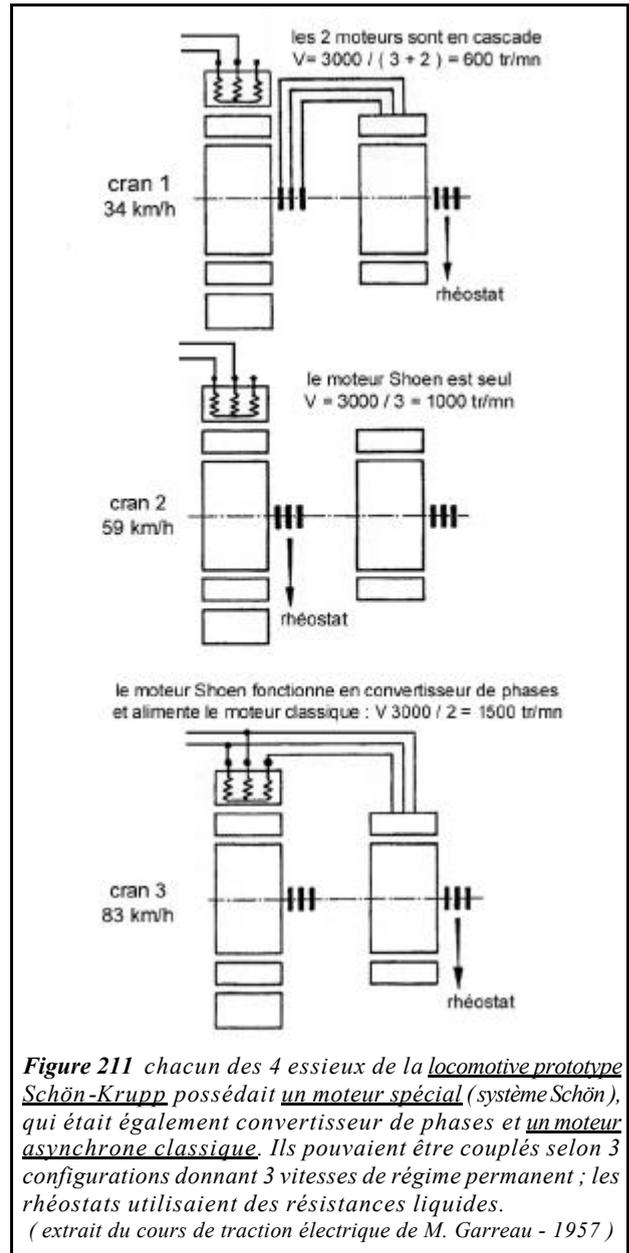
Les 2 prototypes de ces machines ont été détruits avant la fin des essais et ce n'est qu'en 1953-1955, que 14 locomotives de ce type, à 5 moteurs, ont pu être construites et circuler en Hongrie.

1936 : Il faut parler ici de la locomotive prototype allemande Krupp (E244.31) à 4 moteurs monotripasés ; elle été évoquée dans le n° 25 de *La Revue 3EI* (page 61 et schéma de la figure 3d) au titre de la traction à courant monophasé en général (essais en 50 Hz du Höllental).

Sur cette machine à 4 essieux, ce sont les moteurs de traction eux-mêmes qui jouent, individuellement, le rôle de convertisseur de phases CP (système Schön).

Ces moteurs très spéciaux avaient 2 rotors concentriques. Un rotor principal bobiné classique, calé sur l'arbre et un rotor annulaire (de quelques cm d'épaisseur seulement) qui l'entourait et pouvait tourner librement ; ce 2ème rotor avait un bobinage alimenté en courant continu et un autre en court-circuit.

Une tension monophasée, appliquée au stator à 6 pôles ($p = 3$), créait un champ alternatif fixe pouvant être décomposé en 2 composantes (de demi-amplitude) tournant en sens inverses. Le rotor intermédiaire, excité en continu, s'accrochait à l'une de ces 2 composantes et était entraîné au synchronisme (en rotation libre, donc à vide), tandis que la composante tournant en sens inverse induisait des courants dans le bobinage en court-circuit lesquels, s'opposant à la cause qui leur avait donné naissance, "étouffaient" ce champ indésirable ; seul subsistait pratiquement un champ tournant qui, tel un stator alimenté en triphasé, induisait des courants dans le rotor principal donc un couple sur l'arbre moteur.



On devine sans peine la difficulté de réaliser une telle machine, surtout si son installation sur une locomotive en limite l'encombrement.

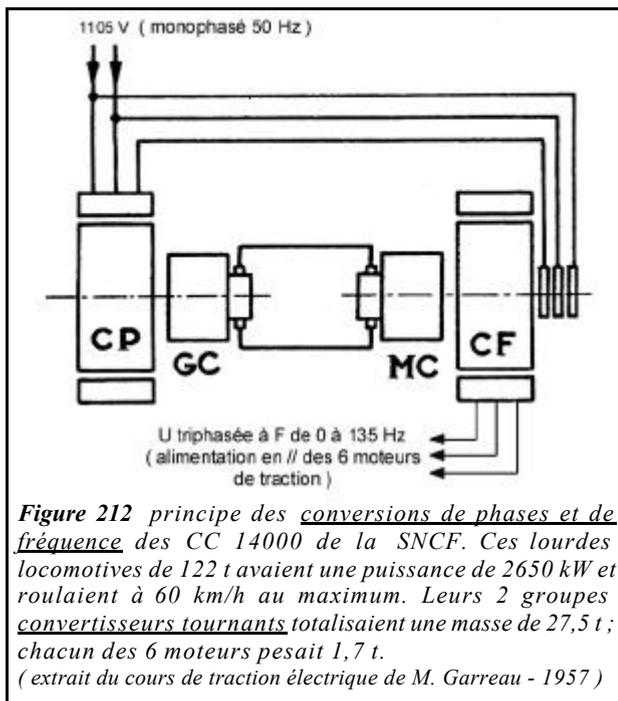
Par ailleurs, en plus du moteur Schön, à double rotor, chacun des 4 essieux possédait un moteur asynchrone classique à 4 pôles ($p = 2$) et à rotor bobiné (cela apparaît au schéma de la figure 3d). La figure 211, montre les 3 configurations successives de couplage entre les 2 machines qui permettaient 3 vitesses de régime permanent. Au cran 2, le moteur Shoen est utilisé complètement tandis qu'au cran 3, il est à vide, seul le convertisseur de phases étant utilisé.

1955 : Enfin, pour clore notre tour d'horizon rétrospectif de la traction à moteurs asynchrones avant l'arrivée des convertisseurs statiques, il faut citer les 20 locomotives CC 14000, de 2640 kW au régime continu et à 6 moteurs asynchrones à cage.

Construites pour la SNCF, par les sociétés Oerlikon, pour la partie électrique et Batignolles-Châtillon, pour la partie mécanique, ces lourdes

machines de 122 t, à forte adhérence et à l'important effort au démarrage, étaient destinées à la remorque des trains lourds de minerai (à la vitesse maximale de 60 km/h) sur l'artère Nord-Est (Valenciennes-Thionville), nouvellement électrifiée en monophasé 50 Hz.

Elles ont aussi été évoquées, au titre de la traction monophasée à 50 Hz, dans le n°25 de *La Revue 3EI* (page 65) où la *figure 8* représente l'une d'elles. Les 6 moteurs (connectés en //, d'où pas mal d'inconvénients) étaient alimentés à fréquence variable entre 0 et 135 Hz. Le principe de la conversion de phases (CP), d'abord, puis de la conversion de fréquence (CF), les deux à groupes tournants, est représenté à la *figure 212*.



On y retrouve donc les mêmes éléments fondamentaux que sur les locomotives hongroises Ganz-de Kando de 1940 (*figure 210*) ; mais, leur convertisseur de fréquence tournant à vitesse constante, de 1500 tr/mn, on ne disposait sur ces locomotives que de 5 valeurs de fréquence. Par contre, sur les CC 14000, on obtient une variation continue de la fréquence grâce à l'interposition entre CP et CF des 2 machines à courant continu (GC et MC) qui constituent un groupe Ward-Léonard.

CP est une machine synchrone monophasée à 6 pôles. Alimentée sous 1105 V monophasé - 50 Hz, elle tourne à 1000 Tr/min et entraîne GC ; grâce à une 3ème phase statorique, elle fournit du triphasé 50 Hz, sous 1105 V également, au rotor de CF (configuration inverse de celle que nous avons l'habitude de rencontrer mais équivalente). Celui-ci est entraîné par MC à une vitesse pouvant varier selon l'excitation de GC.

Quant à CF, c'est une machine asynchrone triphasée, à 8 pôles, qui est donc alimentée à 50 Hz par son rotor, d'où la création d'un champ tournant à

750 tr/min ; entraîné par MC, ce rotor peut tourner à vitesse variable dans un sens ou dans l'autre.

On peut donc obtenir, au stator de CF, une tension triphasée d'alimentation des moteurs à une fréquence F variable déterminée par la différence algébrique entre la vitesse fixe du champ tournant (750 tr/mn) et la vitesse variable du rotor ; l'amplitude de cette tension étant, de par son principe d'obtention, proportionnelle à la fréquence, la condition U/F constant sera bien remplie.

La valeur F nulle sera obtenue au synchronisme, avec une vitesse de rotation du rotor de 750 tr/min, dans le même sens de rotation que le champ ; tandis qu'il faudra ralentir le rotor (MC devra freiner et donc passer en génératrice) pour augmenter F (la vitesse nulle donnera F = 50 Hz), puis tourner en sens inverse du champ afin de dépasser 50 Hz (dans ce cas, MC sera moteur). La F max de 135 Hz sera obtenue pour 1275 tr/mn (en sens inverse du champ).

Il est démontré que le couple des moteurs de traction est proportionnel au courant I échangé entre GC et MC, et ce indépendamment de la tension U aux bornes de MC (laquelle, à excitation donnée, détermine la vitesse de MC, donc F et par conséquent la vitesse de la locomotive). Le pilotage en couple, que l'on a vu être nécessaire en réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de la fréquence, sera donc obtenu en agissant sur I. Les dispositifs d'excitation de GC et MC sont agencés pour assurer un fonctionnement à I constant, indépendant de U.

Quant au fonctionnement de la locomotive en freinage par récupération, il est tout simplement obtenu en inversant le courant dans le circuit GC-MC (inversion de l'excitation séparée de GC, sans inverser celle de MC).

Très appréciées de leurs conducteurs, en particulier pour leur souplesse à passer de traction en freinage (et inversement), ces machines ont connu cependant beaucoup d'avaries ; celles, en particulier, des moteurs de traction. L'imposition d'une fréquence commune aux 6 moteurs connectés en parallèle exigeait une égalité des diamètres de roues coûteuse en maintenance ; une inégalité des vitesses de rotation pouvait entraîner des déséquilibres de charge entre les moteurs susceptibles de provoquer leur dégradation rapide.

Bibliographie :

- Nouvelle Encyclopédie Pratique d'Electricité - 1948, éditions Quillet (ouvrage passionnant)
- Bulletin de la Société Française des Electriciens (article de M. P.Létrilliart) - n° 9 de septembre 1951, Gauthier-Villars
- Cours de traction électrique de M. Garreau (CNAM) - 1957, éditions scientifiques Riber
- 50 années de traction électrique - 1960, (le "feuillet d'Ampère", ass. des élèves ingénieurs de l'ESME)
- La Vie du Rail - n° 1407 du 09/09/1973
- Revue Générale des Chemins de Fer - octobre 1985
- documents internes SNCF - D.E.T.E., Direction du Matériel

Course de vélo électrique

Le week-end du 19-20 mars 2005, est organisée à l'E.N.S. de Cachan (94) une compétition de vélo électrique.

■ Cette compétition comporte quatre épreuves :

- ① Course racing sur 200 m
- ② Course d'autonomie : distance parcourue en 2 h
- ③ Course d'endurance de 6 h
- ④ Présentation du projet

■ Les équipes pouvant concourir sont composées d'au moins un enseignant et de trois élèves.

■ Toute liberté de conception est donnée, si ce n'est que la motorisation du vélo doit être un moteur électrique, qui doit être le même pour les trois épreuves et le poids maximal des batteries est de 10 kg.

Il est possible de concourir avec un produit commercialisé. Sur le marché, aux alentours de 1000 €, il est possible d'acheter un vélo électrique.

Cette compétition est une épreuve à caractère pédagogique, dans le sens où elle doit permettre à une équipe d'enseignants d'illustrer leurs cours sur un projet concret qui est un objet grand public.

Cet objet, le vélo à assistance électrique, est un condensé des sujets d'études que l'on peut rencontrer dans le domaine de la conversion d'énergie. Il doit permettre, à peu de frais, soit d'en extraire des thèmes d'études soit des thèmes de recherche.

Ce week-end sera un moment privilégié pour que nous partagions notre passion de la mécanique et du génie électrique dans une convivialité que nous avons peu l'occasion d'avoir.

Pour tout renseignement : hoang@satie.ens-cachan.fr



course de vélo électrique

**19-20 Mars
2005**

3 épreuves

**sprint
autonomie
endurance**

**renseignements
hoang@satie.ens-cachan.fr**

**ENS
CACHAN**

3EI
Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

c'est

- ❑ **Une revue trimestrielle**
- ❑ **Un site web pour partager l'Enseignement du Génie Electrotechnique :**
<http://www.lesite3EI.com>

Thèmes futurs

- ☞ **A venir : les gros moyens de production centralisée d'électricité**
- ☞ **Production décentralisée de l'électricité :**
micro-centrales, éoliennes, co-générateurs ...

