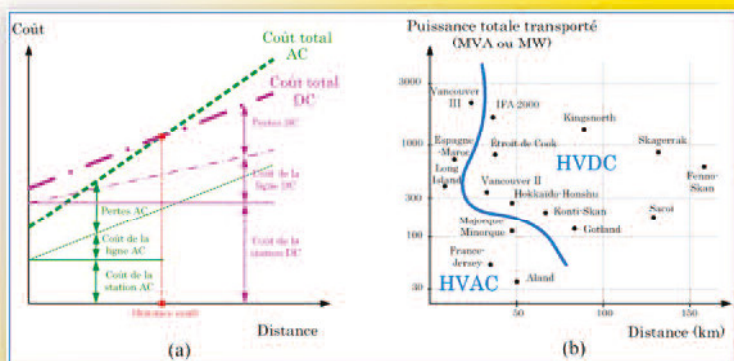
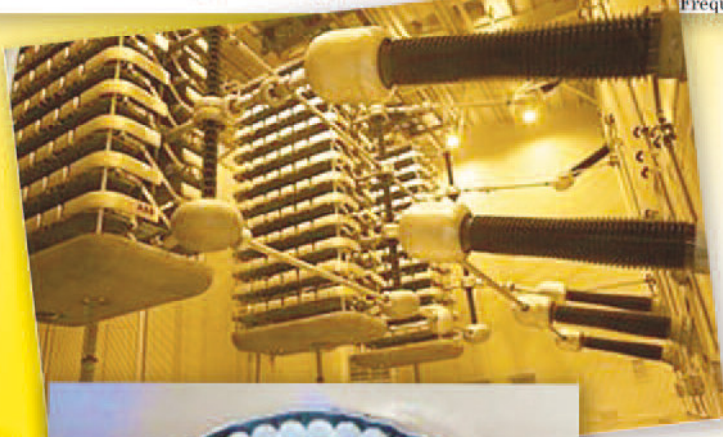
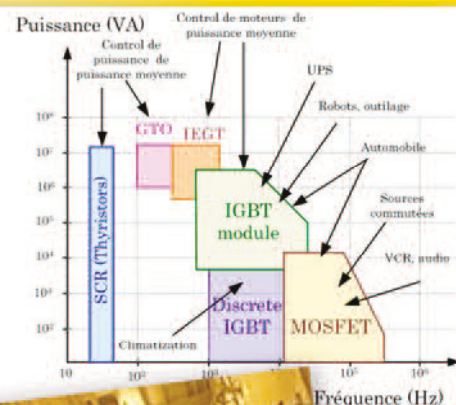
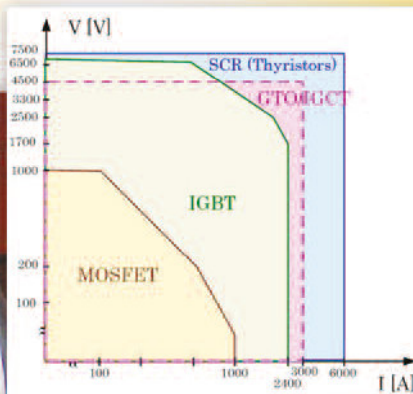
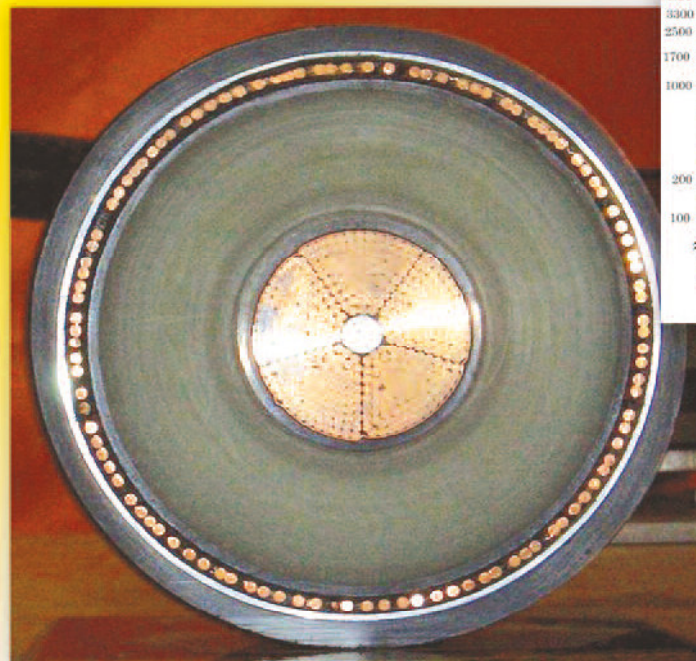


La Revue



3E.I

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



Réseaux de transport de l'énergie et liaisons continues

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° 73 - Juillet 2013

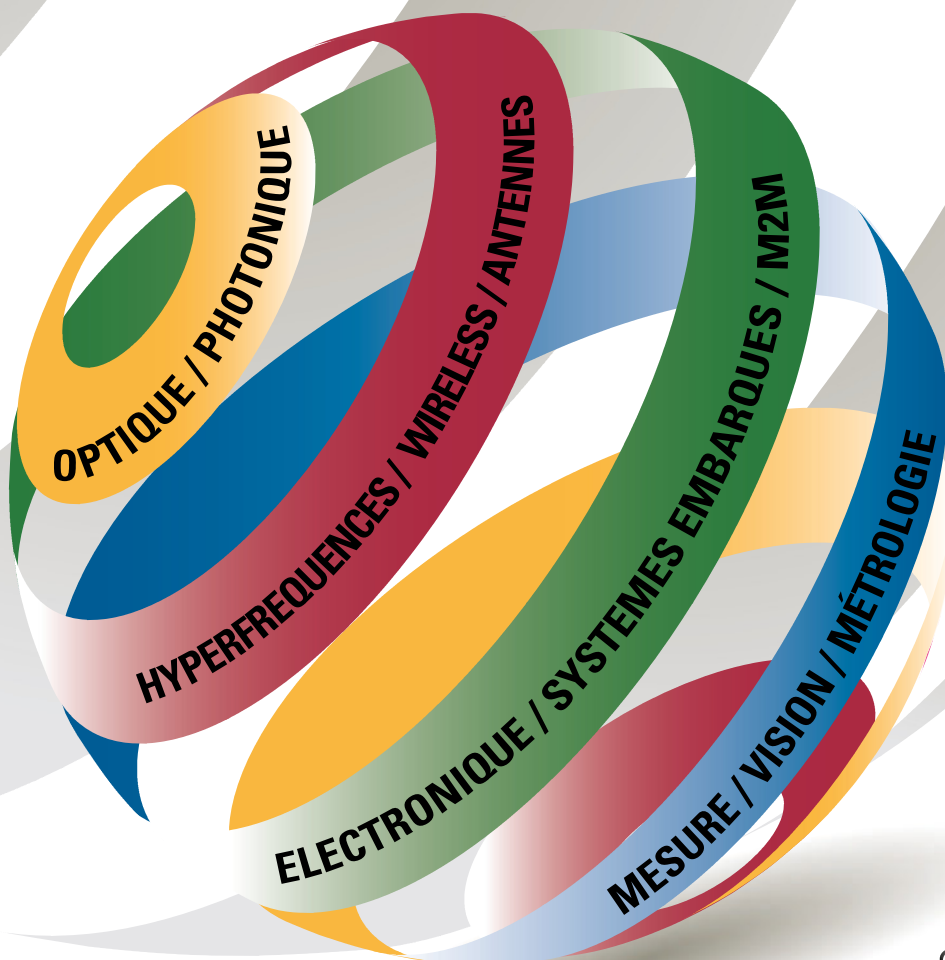
enova PARIS

8-9-10 | PARIS
OCT 2013

Hall 7.2 - Paris expo
Porte de Versailles



Dans le cadre de **enova**, l'événement de l'innovation pour la **recherche** et l'**industrie**



Demandez votre **BADGE GRATUIT**
www.enova-event.com



MÊMES DATES MÊME LIEU :





La Revue 3EI

publication trimestrielle
du **Cercle Thématique 13-01**
de la SEE

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

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16
Tél : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

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

La Revue 3EI, Édition SEE,
17 rue de l'Amiral Hamelin
75783 PARIS Cedex 16

Directeur de la publication
François GERIN
Président de la SEE

Rédacteur en Chef
Franck LE GALL

Adresser les propositions d'article à :
revue3ei.art@voila.fr

Communication
Mr Alain Brenac
communication@see.asso.fr
01 56 90 37 09

publicité au rapport

Abonnement (4 numéros par an)
Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2013.

tarifs TTC :

Individuel :

France et CEE.....39 €

Pays hors CEE.....49 €

Collectivités

France et CEE.....55 €

Pays hors CEE.....68 €

Réalisation et impression

Repro-Systèmes

23, rue de Verdun 77181 Le Pin

Routage et Expédition

Départ Presse

ZI les Richardets

93966 Noisy le Grand

Dépôt Légal : Juillet 2013

Commission Paritaire 1217 G 78028
ISSN 1252-770X

Sommaire du n° 73

Réseaux de transport de l'énergie et liaisons continues

- p. 2 Éditorial,
- p. 3 Publications, Informations,
- p. 7 Les réseaux HVDC : une solution parfois nécessaire pour renforcer les systèmes électriques
M. PETIT SUPELEC
- p. 15 Commande en tension dans un réseau HVDC
J. DAI, S. AKKARI, M. PETIT SUPELEC
- p. 21 Les technologies de liaisons à courant continu pour l'interconnexion des réseaux électriques
G. BERGNA, M. BOYRA, J-L. THOMAS SUPELEC

Hors thème

- p. 32 Approche concrète du régime sinusoïdal dans le cadre de l'adaptation
Bac Pro -STS électrotechnique
F. HOLST Lycée Edmond Labbé DOUAI
- p. 38 Commande Tolérante aux Défauts du Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone dans une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique
A. RAISEMCHE, M. BOUKHNIFER, C. LAROUCI, ESTACA
D. Diallo Université PARIS SUD 11
- p. 45 Avant projet d'éclairage sous DIALux
JM ROUSSEL, N AMINE, IUT de l'Indre CHATEAUROUX
L PHARATON SOCIETE ALTER ETAP
- p. 54 Choix judicieux des couplages de transformateurs pour limiter l'impact d'une propulsion électrique sur un réseau HT
D. DUJARDIN Professeur de l'Education Nationale
D. NILLY Elève Ingénieur en systèmes électriques au CNAM
B. ROGER Expert Processus Bobinage Moteur et Transformateurs

Et Demain ?

- p. 68 Et demain ? Tour d'horizon des avancées technologiques

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).

Le thème de la revue 3EI pour ce mois de juillet 2013 est consacré **aux réseaux de transport de l'énergie et liaisons continues**, sujet très complémentaire du thème choisi pour le numéro 72, qui était dédié aux associations de convertisseurs de puissance.

Les trois articles présentés dans ce thème, orchestré par M. Marc Petit, nous font rentrer progressivement dans le monde des réseaux HVDC.

M. Petit introduit le thème en mettant en évidence les limites du transport en alternatif au-delà de distances critiques, que ce soit pour une ligne aérienne, ou souterraine, justifiant ainsi pleinement l'intérêt des liaisons HVDC.

M. Dai et ses collègues nous exposent différentes stratégies de régulation de la tension DC (maître-esclave, « voltage margin control » et « voltage droop control ») pour la commande en tension d'un réseau HVDC.

Enfin, l'article de MM. Bergna, Boyra et Thomas conclue le thème en dressant un tableau des avancées technologiques en matière de semi-conducteurs, de topologies et de méthodes de commande. Autant de domaines permettant la croissance et le développement des liaisons HVDC.

Les articles « hors thème » présentent des applications pédagogiques très intéressantes. Vous découvrirez ainsi une approche concrète du régime sinusoïdal dans le cadre de l'adaptation Bac Pro – STS électrotechnique par Florent Holst.

L'article de M. Raisemche et de ses collaborateurs exposera une étude de commande tolérante aux défauts d'un capteur mécanique dans le cas de la traction automobile.

Un intéressant avant-projet d'éclairage utilisant le logiciel DIALux, est présenté dans l'article de M. Roussel et de ses collaborateurs.

L'article de MM. Dujardin, Nilly et Roger nous détaillera une étude très éclairante sur le choix des couplages des transformateurs dans l'application de la propulsion électrique des navires.

Pour clore ce numéro, la rubrique « Et demain... ? », vous donnera quelques nouvelles des actualités scientifiques et techniques sur les supraconducteurs, tant du point de vue de la compréhension des aspects fondamentaux, que des applications industrielles.

Vous savez tous que la revue 3EI essaie d'être proche de ses lecteurs et que chaque membre du comité de publication s'investi pour que la qualité soit toujours au rendez-vous. Aujourd'hui, nous avons le regret de vous annoncer la triste nouvelle du décès d'un de nos membres en la personne de Jean Bonal. Jean est décédé d'une crise cardiaque. Nous apprécions de lui sa joie de vivre et son plaisir de partager simplement son immense savoir scientifique et technique. C'est une très grande perte pour nous tous.

Le site de la revue (<http://www.see.asso.fr/3ei>) évolue en permanence et vous pouvez **vous abonner directement par voie numérique**. Nous souhaitons que ce mode d'abonnement soit de plus en plus utilisé pour limiter le temps de traitement au format papier des demandes d'abonnement.

Le numéro de septembre sera consacré aux projets en STI2D. N'hésitez pas à nous proposer des articles sur votre expérience (à envoyer à l'adresse e-mail revue3ei.art@voila.fr).

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Pascal LOOS

Marc PETIT

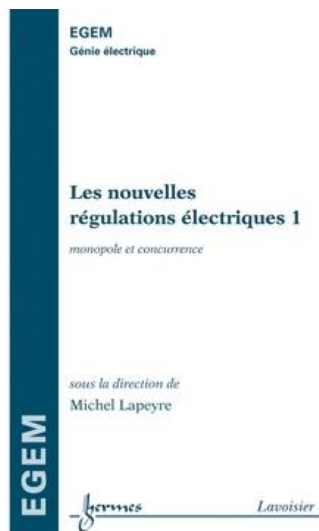
Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER

**Faites connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité.**



Les nouvelles réglementations électriques

LAPEYRE Michel

Hermès Lavoisier

L'approvisionnement en électricité connaît en France de nombreuses et profondes transformations : le monopole de la fourniture est supprimé, le capital d'EDF est ouvert, les énergies renouvelables se développent, la lutte contre les émissions de gaz à effet de serre devient une priorité, la maîtrise de la demande d'énergie doit impérativement se développer, on peut donner aux réseaux publics des fonctions supplémentaires grâce aux techniques de l'information et de la communication. Les nouvelles réglementations électriques ont pour objet les multiples organismes contribuant, à des degrés divers, à déterminer ou à influencer – autrement dit à réguler – le cadre dans lequel les entreprises électriques exercent aujourd'hui leurs activités. Cet ouvrage décrit chaque régulation et en analyse les effets. Le présent tome, à caractère économique et politique, porte sur les réglementations destinées à la maîtrise des prix et à la progression de la qualité.

Sommaire volume 1 :

Les nouvelles réglementations électriques 1 : Monopole et concurrence

Avant-propos.

Chapitre 1. Concurrence, service public, régulation.

Chapitre 2. Régulations européennes.

Chapitre 3. Régulations nationales.

Chapitre 4. La Commission de régulation de l'énergie.

Chapitre 5. Les réglementations locales de la distribution et de la fourniture d'électricité.

Chapitre 6. Le prix de l'électricité.

Chapitre 7. Marchés organisés de l'électricité.

Chapitre 8. Accès régulé à l'électricité nucléaire historique : pourquoi faut-il distordre le marché ?

Chapitre 9. Acheteurs réactifs sur le marché de détail.

Chapitre 10. Mise en concurrence des concessions locales de distribution ou de fourniture d'électricité.

Index.

Sommaire volume 2

Les nouvelles réglementations électriques 2 : Productions, réseaux et demande

Avant-propos.

Chapitre 1. Emissions de gaz à effet de serre.

Chapitre 2. La sûreté du nucléaire civil après Fukushima.

Chapitre 3. Mise en concurrence des concessions hydroélectriques. Chapitre 4. Les énergies renouvelables.

Chapitre 5. Réseaux intelligents : aspects scientifiques et technologiques.

Chapitre 6. Réseaux intelligents et vie privée.

Chapitre 7. Régulation et maîtrise de la demande d'électricité.

. Index.



Électricité en 19 fiches

Régimes sinusoïdal et non sinusoïdal

Guy Chateigner, Michel Boes, Jean-Paul Chopin, Daniel Verkindère

DUNOD

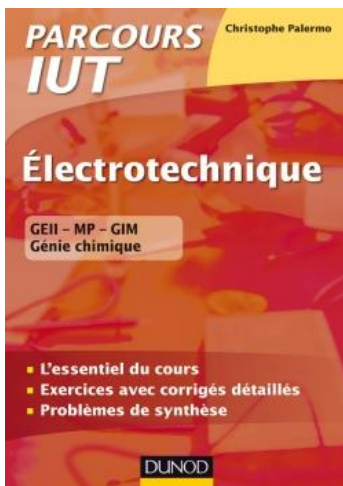
Cet ouvrage présente en 19 fiches de 4 à 8 pages, les bases communes nécessaire à une formation en électricité pour l'étudiant des filières BTS Industriels. L'ouvrage aborde plus particulièrement l'étude des régimes périodiques non-sinusoïdaux. Chaque fiche comprend un rappel succinct des éléments importants du cours, des compléments, des méthodes de travail, des méthodes de mesures, des schémas ou appareillages associés au thème traité. Un ou plusieurs exercices permettent un entraînement immédiat. Les thèmes de nombre de ces exercices sont inspirés de la réalité industrielle.

Sommaire

19 fiches regroupées en 3 parties:

Régime sinusoïdal en monophasé.

Régime périodique. Régime sinusoïdal et non-sinusoïdal en triphasé.



Electrotechnique IUT

L'essentiel du cours, exercices avec corrigés détaillés

Christophe Palermo

DUNOD

Cet ouvrage de la collection "Parcours IUT" est conforme au programme des filières GEII, Mesures physiques, GIM et Génie chimique. Le cours, concis, clair et pédagogique, est ponctué de rubriques "En bref" qui signalent les notions importantes à retenir. Dans chaque chapitre, de nombreux exercices basés sur des situations concrètes permettent de se préparer aux épreuves. Les corrigés, détaillés, mettent l'accent sur la méthodologie. Un chapitre est consacré au problème de la sécurité électrique.

Sommaire :

Energétique et dimensionnement. Sécurité électrique.

Machines électriques tournantes.

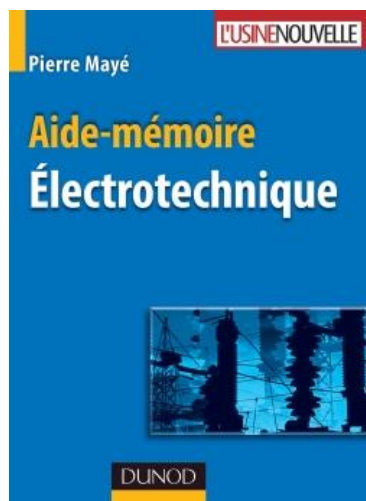
Machine à courant continu.

Transformateur monophasé.

Systèmes triphasés équilibrés.

Alternateur monophasé. Moteur asynchrone.

Mesures de puissance.



Aide-mémoire d'électrotechnique

Pierre Mayé

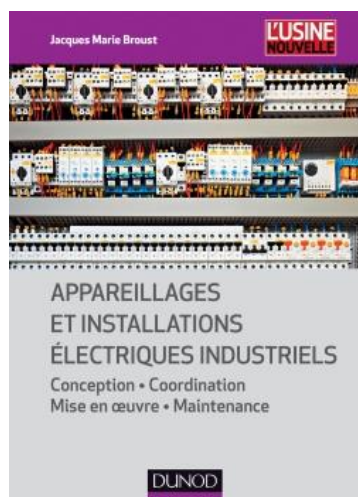
DUNOD

Cet aide-mémoire regroupe l'ensemble des données essentielles de l'électrotechnique. Après quelques brefs rappels d'électromagnétisme et d'électricité (en particulier sur les circuits monophasés et triphasés), il décrit les principaux dispositifs utilisés en électrotechnique :

- les bobines et les transformateurs, monophasés puis triphasés ;
- les machines synchrones triphasées ;
- les machines asynchrones triphasées ;
- les machines à courant continu.

Pour chacun d'eux, l'ouvrage explique le principe de fonctionnement, présente les différents modèles utilisés, et détaille le bilan des puissances et les conditions de mise en œuvre.

Illustré par de nombreux schémas, cet ouvrage constitue un véritable outil de travail pour les ingénieurs et les techniciens en électrotechnique, ainsi que pour les étudiants du domaine.



Appareillages et installations électriques industriels

Conception, coordination, mise en œuvre, maintenance

Jacques Marie Broust

DUNOD

Lors de la conception des installations électriques des bâtiments (industrie, grand tertiaire, public), la rédaction des cahiers des charges et la consultation des catalogues constructeurs ainsi que les opérations d'expertise nécessitent une connaissance précise des spécificités techniques et des modes de fonctionnement de chaque type de matériels, ainsi que leurs interactions.

Cet ouvrage vous permet de définir, en fonction de la normalisation en vigueur, les conditions d'exploitation, de protection et d'entretien des appareillages, des installations et des tableaux électriques industriels :

- les domaines d'utilisation et éléments de technologie,
- les fonctions élémentaires et caractéristiques,
- la structure, les modes d'étude et de calculs, et la maintenance des ouvrages électriques (installations et tableaux).

Il est l'outil de travail indispensable des rédacteurs des cahiers des charges des installations électriques, des concepteurs et bureaux d'études, des prescripteurs de matériels et responsables produits, des responsables de la mise en œuvre, de la vérification et de la maintenance des équipements électriques.

Sommaire

Généralités. Normalisation. Éléments de technologie. Fonctions de base des appareillages électriques. Fonctions de protection. Fonctions de commande. Fonctions d'information. Coordination des fonctions. Ouvrages électriques : étude, conception et maintenance. Installations électriques industrielles. Schémas de liaison à la terre (SLT). Conducteurs PE, LE et TE. Calculs des installations. Calcul des échauffements dans les armoires électriques. Ensembles d'appareillage à basse tension. Câblage des ensembles d'appareillage. Maintenance des tableaux et de l'appareillage. Conclusion : évolution de l'électrotechnique. Annexes



La climatisation solaire

Thermique ou photovoltaïque

Daniel Mugnier, Francis Meunier

DUNOD

Cet ouvrage expose l'état de l'art de la climatisation solaire en abordant les aspects fondamentaux, techniques, économiques et environnementaux. À partir d'études de cas récentes et réelles, de bonnes pratiques et tirant profit de la compétition entre les filières thermiques et photovoltaïques, il dégage des recommandations concrètes, utiles et différenciées suivant les gammes de puissance de climatisation souhaitées.

Véritable outil de travail, cet ouvrage offre les bases indispensables pour concevoir des unités de climatisation solaire et, plus généralement, de climatisation renouvelable.

Cet ouvrage s'adresse aux étudiants, aux professionnels de l'ingénierie, aux scientifiques, aux donneurs d'ordre et à tous ceux qui souhaitent s'orienter dans cette voie destinée à un avenir prometteur.

Contenu de l'ouvrage :

- La climatisation solaire thermique
- La climatisation solaire photovoltaïque
- La climatisation renouvelable hors solaire
- La réfrigération solaire
- Compétition entre eau chaude sanitaire solaire et climatisation solaire
- Impact environnemental
- Perspectives



Régulation et automatisme des systèmes frigorifiques

René Prigent, Mathieu Auclerc

DUNOD

Cet ouvrage recense les systèmes utilisés dans le domaine du génie frigorifique et climatique. Il présente de manière détaillée les notions de base en intégrant les spécificités des domaines étudiés, à savoir les systèmes de froid commercial, les systèmes de froid industriel et les systèmes de climatisation.

Cette 2e édition, mise à jour et complétée, est notamment enrichie par des cas d'études présentant des applications pratiques des différentes techniques de régulation. Cet ouvrage constitue un outil de travail indispensable aux techniciens et ingénieurs frigoristes (conception, installation et maintenance) ainsi qu'aux étudiants en génie frigorifique.

Contenus de l'ouvrage :

- Les actions de régulation
- Les régulations de base
- Les régulations ciblées
- Les sondes et capteurs
- Les équipements de sécurité et de régulation
- Les détendeurs
- L'automatisme et la supervision
- Les types de dégivrages

Sommaire Les types d'actions en régulation. Les mesures en régulation. Les organes mécaniques de régulation. Régulation de base. Cascade pressostatique et plage neutre. Les vannes de régulation. Les détendeurs de régulation. L'alimentation en fluide frigorigène. Le dégivrage en régulation. La chaîne de sécurité en régulation. La variation de vitesse en régulation. le purgeur automatique en régulation. Les roofs tops en régulation. Les meubles frigorifiques de vente. Automatisme. Supervision.

Les réseaux HVDC : une solution parfois nécessaire pour renforcer les systèmes électriques

Marc PETIT

Supélec, Département Energie, 3, rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette

Résumé : le développement et le renforcement des réseaux électriques nécessite parfois la construction de lignes aériennes très longues (1000 km), ou de lignes souterraines de quelques centaines de kilomètres. Dans ces conditions, le transport en alternatif montre ses limites pour laisser la place au courant continu. Sur la base des équations des télégraphistes, nous mettons en évidence les limites de transport en alternatif.

1 Introduction

Les premiers réseaux électriques se sont développés à la fin du XIX^{ème} siècle, avec rapidement une compétition entre le continu (Edison) et l'alternatif (Westinghouse-Tesla). L'augmentation de la demande a rapidement montré les limites du continu en termes d'efficacité énergétique et de technologies de coupures. Grâce à l'invention du transformateur, la solution alternative va permettre de transporter des flux de puissance importants à haute tension pour réduire les pertes, puis de baisser progressivement la tension en se rapprochant des points de consommation. Durant un siècle, les réseaux électriques se sont donc développés en alternatif avec le déploiement de gros moyens de production centralisés raccordés à des réseaux de transport maillés interconnectés auxquels sont connectés les réseaux de distribution. Dans la seconde partie du XX^{ème} siècle, le développement de composants électronique de puissance a permis d'initier des projets de liaisons à courant continu pour l'acheminement de puissance au-delà des mers (liaison France-Angleterre en 1986, Italie-Corse-Sardaigne en 1960), ou sur de très longues distances terrestres. De nos jours le raccordement des ressources offshore ou très éloignées de zones de consommation, et le besoin de renforcer les interconnexions pour sécuriser le système conduit à de nombreux projets de liaisons à courant continu dans le monde. Désormais il s'agira de gérer des réseaux mixtes AC et DC. Le tableau 1 cite quelques liaisons HVDC actuellement en service ou en construction.

2 Pourquoi des réseaux HVDC ?

L'installation d'une structure HVDC dans un réseau a pour objet de lever une limite intrinsèque des réseaux AC. Ces limites peuvent concerner le fonctionnement en régime permanent (réglage de la tension, capacité de transport) ou dynamique (garantir la stabilité et la synchronisation du réseau). En particulier, les liaisons HVDC deviennent indispensables pour transmettre de la puissance via une liaison sous-marine, ou une liaison aérienne très longue.

Liaisons souterraine	puissance	Tension	Longueur
France-Angleterre (IFA2000)	2000 MW	+/- 220 kV	70 km
UK-Pays-Bas (BritNed)	1000 MW	+/-450 kV	260 km
Pays-Bas – Norvège (NorNed)	700MW	+/-450 kV	580 km
France-Espagne (Inelfe)	2000 MW	+/-320 kV	65 km
Liaison aérienne			
Biswanath-Agra (Inde)	6000 MW	800 kV	1825 km
Barrages des 3 gorges	3000 MW	+/-500 kV	860 km

Tableau 1 : Quelques liaisons HVDC aériennes ou souterraines

2.1 Quelques éléments sur l'exploitation des réseaux

Avant de revenir plus en détail sur l'exploitation des réseaux AC dans la section 3 de cet article, nous allons rappeler quelques éléments importants qui nous seront utiles pour justifier les limites du transport d'électricité en alternatif. Pour la conduite d'un réseau électrique nous pouvons considérer qu'il y a trois paramètres clés à surveiller :

- **La fréquence**, dont les fluctuations sont l'image d'un écart entre production et consommation. La fréquence est une grandeur unique pour l'ensemble du réseau dont la valeur se règle à l'échelle du système ;

- **La tension**, qui doit être maintenue dans des limites contractuelles (généralement +/-5% autour d'une grandeur de référence). La tension est une grandeur locale dont le niveau se gère localement principalement par des injections/soutirages de puissance réactive ; En alternatif, les variations de tension sont liées aux transits de puissance réactive et active. Pour rappel, en simplifiant la représentation d'une ligne par une réactance X en série avec une résistance R, le transfert d'une puissance P_L, Q_L à une charge génère une variation de tension approximée par la relation suivante :

$$U_1^2 - U_2^2 = RP_L + XQ_L$$

• Le **niveau de charge** des ouvrages pour empêcher toute congestion durable qui pourrait remettre en cause la sécurité du système ou accélérer le vieillissement des équipements.

2.2 Représentation d'une liaison électrique

Pour mettre en évidence les limites du transport alternatif, il est nécessaire d'avoir un modèle de représentation d'une liaison électrique. Le modèle usuel est un modèle en 'pi' qui est une approximation du modèle fréquentiel en régime permanent. Ce dernier est issu de la représentation à constantes réparties pour un tronçon de ligne de longueur élémentaire (figure 1).

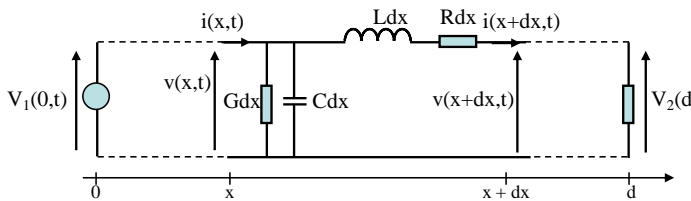


Figure 1 : représentation d'une ligne par un modèle à constantes réparties

Ensuite, les équations des télégraphistes [1] résolues en mode sinusoïdal permettent d'obtenir les relations entre tensions et courants aux deux extrémités de la ligne.

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t}$$

en posant

$$n = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch(n(d-x)) & Z_c.sh(n(d-x)) \\ \frac{1}{Z_c}.sh(n(d-x)) & ch(n(d-x)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch(nd) & Z_c.sh(nd) \\ \frac{1}{Z_c}.sh(nd) & ch(nd) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Si les pertes en ligne sont faibles (ce qui est le cas sur les réseaux de transport), alors

$$n = j\omega\sqrt{LC}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Si on considère que la charge à l'extrémité de la ligne échange des puissances active et réactive P_L et Q_L , alors l'impédance associée se note :

$$Z_L = \frac{U^2}{P_L - jQ_L} \Rightarrow V_2 = Z_L \cdot I_2$$

Ainsi, pour une tension V_1 à l'entrée de la ligne, la tension à l'extrémité opposée, ainsi que les courants aux deux extrémités s'expriment :

$$V_2 = \frac{V_1}{ch(nd) + \frac{Z_c}{Z_L} sh(nd)}$$

$$I_2 = V_2 / Z_L$$

$$I_1 = \left(\frac{1}{Z_c} sh(nd) + \frac{1}{Z_L} ch(nd) \right) \cdot V_2$$

$$= \frac{Z_L.sh(nd) + Z_c.ch(nd)}{Z_L.ch(nd) + Z_c.sh(nd)} \cdot \frac{V_1}{Z_c}$$

$$= \frac{Z_L.th(nd) + Z_c}{Z_L + Z_c.th(nd)} \cdot \frac{V_1}{Z_c}$$

Par la suite, les exemples numériques utiliseront les paramètres de ligne des tableaux 2 et 3. Ces données sont issues de caractéristiques [2].

Type	R	X	C	I_{max}	S_{nom}
1200 mm ² Alu	0.02 Ω/km	0.12 Ω/km	0.2 μF/km	900 A	360 MVA

Tableau 2 : paramètres d'un câble 225 kV souterrain

Type	R	X	C	I_{max}	S_{nom}
570 mm ² Alu	0.03 Ω/km	0.4 Ω/km	0.01 μF/km	900 A	360 MVA

Tableau 3 : paramètres d'une liaison aérienne 225 kV (1 conducteur par phase)

Les relations précédentes permettent d'évaluer la tension à l'extrémité ouverte d'une ligne à vide sous tension. En considérant les paramètres d'une ligne aérienne 225 kV (tableau 3), l'évolution de cette tension en fonction de la longueur de la ligne est donnée sur la figure 2.

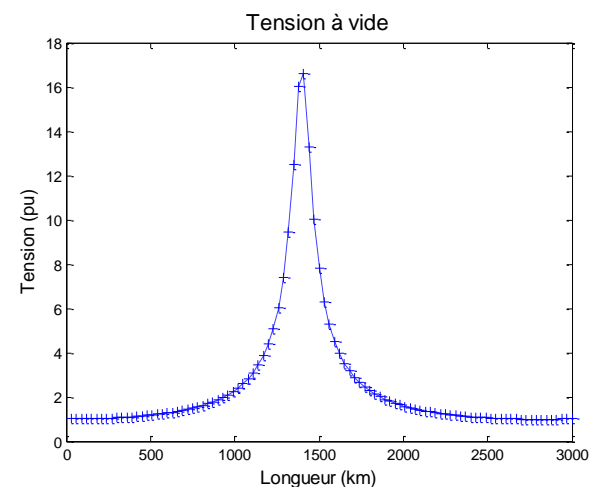


Figure 2 : tension à l'extrémité ouverte d'une ligne aérienne en fonction de sa longueur

Cette figure fait apparaître une résonance pour une longueur égale au quart de la longueur d'onde λ de la ligne. Cette valeur est de 5600 km pour nos paramètres soit $\lambda/4 = 1400$ km.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega} \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\omega XC}}$$

La tension atteint une limite de 1.05 pu pour une longueur de 275 km. Cette figure montre donc qu'il n'est pas possible d'exploiter une ligne alternative très longue en respectant les contraintes de niveaux de tension (typiquement $\pm 5\%$ autour d'une valeur nominale). En situation réelle d'exploitation, les gestionnaires utilisent alors des bobines de compensation (raccordées en shunt sur le réseau) pour limiter la montée de tension sur un réseau peu chargé, et ainsi exploiter des lignes de quelques centaines de kilomètres. Nous verrons par la suite que l'exploitation de lignes longues dépend des conditions de charge.

Finalement, les longueurs critiques d'exploitation tenant compte des limites en courant et tension maximaux admissibles se déduisent de ces relations.

2.3 Longueurs critiques d'exploitation

2.3.1 Longueur critique en courant

Toute liaison présente un caractère capacitif, avec une valeur qui dépend de sa nature (aérien ou souterrain). En alternatif, le courant capacitif de la ligne augmente avec sa longueur. Dans le cas d'une liaison souterraine 225 ou 400 kV, la capacité par unité de longueur est environ 10 fois plus élevée que pour une liaison aérienne. Pour de tels niveaux de tension, le courant capacitif peut très vite dépasser le courant maximal admissible dont la valeur est liée à l'échauffement maximal autorisé de l'isolant diélectrique.

Dans le cadre d'une liaison de puissance nominale $S_n = 3 \cdot V_n \cdot I_n$, la contrainte s'écrit alors en considérant $V_1 = V_n$:

$$I_1 = \frac{|Z_L \cdot th(nd) + Z_C|}{|Z_L + Z_C \cdot th(nd)|} \cdot \frac{V_n}{Z_C} < I_n$$

Si la ligne est peu chargée, $Z_L \gg 1$, et pour des pertes négligeables, la longueur critique s'écrit :

$$|\tan(nd)| \cdot \frac{V_n}{|Z_C|} < I_n \Rightarrow d < \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \tan^{-1} \left(\frac{|Z_C| I_n}{V_n} \right)$$

A partir des caractéristiques des lignes aériennes et câblées, les longueurs critiques en courant sont données dans le tableau 4.

Liaison	Longueur critique
Câble 225 kV	62
Ligne aérienne 225 kV	850

Tableau 4 : longueur critique en courant, à faible charge

2.3.2 Longueur critique en tension

Une liaison aérienne très longue (> 1000 km) ou une liaison souterraine (> 100 km) produit de la puissance réactive qui va générer une montée de tension avec un risque de dépasser la tension maximale admissible.

Dans le cadre d'une liaison de puissance nominale $S_n = 3 \cdot V_n \cdot I_n$, la contrainte s'écrit alors en considérant $V_1 = V_n$:

$$V_2 = \frac{V_n}{\left| ch(nd) + \frac{Z_C}{Z_L} sh(nd) \right|} < V_{\max}$$

Pour une ligne peu chargée, $Z_L \gg 1$, et pour des pertes négligeables, la longueur critique s'écrit :

$$d < \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \cos^{-1} \left(\frac{V_n}{V_{\max}} \right)$$

A partir des caractéristiques des lignes aériennes et câblées, les longueurs critiques en tension sont données dans le tableau 5. Nous considérons ici $V_{\max} = 1.05 \times V_n$.

Les tableaux 4 et 5 montrent qu'à faible charge, le premier facteur limitant pour un câble souterrain est la limite en courant, alors que c'est la limite en tension pour une ligne aérienne.

Liaison	Longueur critique
Câble 225 kV	113
Ligne aérienne 225 kV	275

Tableau 5 : longueur critique en tension, à faible charge

2.3.3 Puissance maximale transmissible

La puissance transférée à une charge d'impédance Z_L s'obtient à partir des relations précédentes. Sans tenir compte des contraintes en limitations de courant, nous obtenons les fameuses courbes $P(U)$ avec une puissance maximale transmissible par une liaison.

$$P = \operatorname{Re}(V_2 \cdot I_2^*) = \frac{|V_1|^2}{\left| ch(nd) + \frac{Z_C}{Z_L} sh(nd) \right|^2 \operatorname{real}(Z_L)} \cos \phi$$

La figure 3 donne les courbes tension-puissance et courant-puissance, pour une liaison aérienne 225 kV de longueur 100 km, et à deux ternes (soit 720 MVA de puissance nominale totale). Elles montrent une puissance maximale transmissible qui augmente si la charge fournit de la puissance réactive. Cette puissance maximale est un élément important pour réduire les risques d'écroulement de tension du réseau. Il apparaît aussi que pour ces limites de puissance la ligne est surchargée en courant, ce qui conduira à un déclenchement de la ligne par les protections de surcharges. En régime normal de fonctionnement ($I < I_{\text{nom}}$), l'exploitant va préférer une charge capacitive ($\tan \phi < 0$) pour tenir ses contraintes de tension. Il aura

donc recours à des bancs de condensateurs dans les postes électriques 225 kV/90 kV.

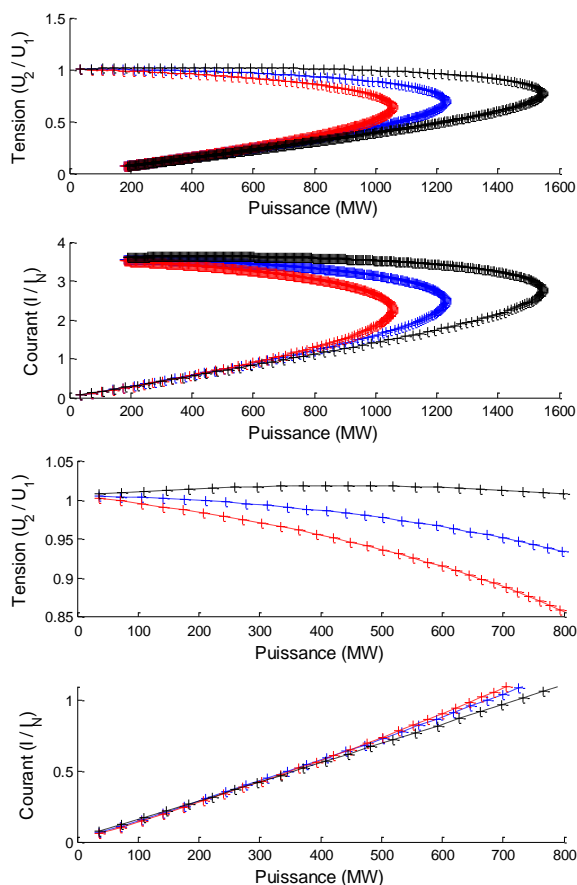


Figure 3 : courbes puissance-tension et courant-tension. Ligne aérienne 225 kV, deux ternes, 100 km. Facteur de puissance de la charge : $\tan\phi = 0.2$ (rouge) ; 0 (bleu) ; -0.2 (noir)

2.4 Les liaisons sous-marines

Une liaison sous-marine impose l'utilisation d'une liaison câblée dont la principale différence par rapport à une liaison aérienne est une capacité linéique beaucoup plus importante. En cas d'alimentation en alternatif, cela donne lieu à un courant capacitif beaucoup plus important, susceptible à la fois de générer des montées de tension, et de réduire la capacité de transport (en courant) de la liaison étant donné qu'un câble possède un courant maximal admissible lié à des critères thermiques. Ces phénomènes s'amplifient plus la liaison est longue, comme illustré ci-après.

Avec les paramètres du tableau 2, et en utilisant les équations (1), il est possible de tracer les longueurs critiques de liaisons en tenant compte des contraintes de tension et courant, et pour différents niveaux de charge. Sur la figure 4 nous indiquons les longueurs critiques pour chacune des contraintes : tension et courant, et pour trois valeurs du facteur de puissance de la charge ($\tan\phi = -0.2$; 0 ; 0.2). Nous pouvons observer que la contrainte principale qui limite la longueur des liaisons câblées est la limite en courant, puisque celle-ci est toujours atteinte avant la limite en tension. Par ailleurs, une charge inductive permet d'augmenter la longueur critique car la puissance réactive produite par la ligne est

absorbée par la charge. Dans le cas présent, une liaison de 100 km permet de transporter environ 100 MW.

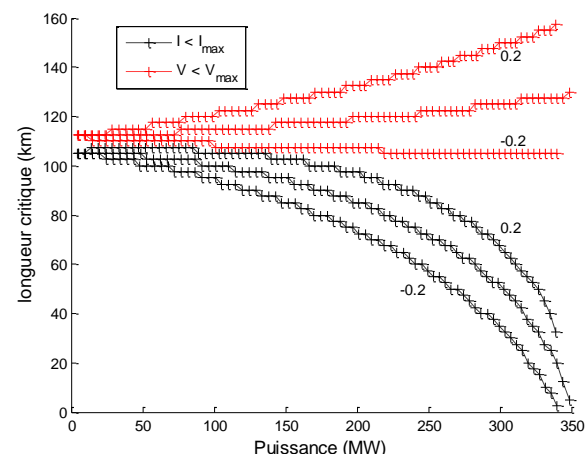


Figure 4 : longueurs critiques

2.4 Les liaisons aériennes

Par comparaison avec le cas précédent, nous étudions le cas d'une liaison aérienne 225 kV avec un conducteur par phase dimensionné pour un courant de 900 A (tableau 3). La capacité nominale de transport de la ligne est ici de 360 MVA.

Comme une ligne aérienne présente une capacité plus faible qu'un câble souterrain, le courant capacitif ne sera pas le premier facteur limitant. La problématique est davantage liée à des montées ou baisses de tension. En particulier, transférer de la puissance active et réactive (surtout) à une charge génère des chutes de tension au point de connexion de la charge. Par ailleurs un exploitant de réseau doit être en mesure de gérer la tension sur son réseau quelque soit le niveau de charge (période creuse et période de pointe). La figure 5 montre que dans le cas d'une charge 140 MVA (40% de la capacité nominale de transport de la liaison) : (i) l'extrémité de la ligne n'est pas toujours le point bas de tension, et (ii) le profil de tension le long de la ligne n'est pas monotone. Il serait possible de montrer que le profil est monotone décroissant tant que la longueur de la ligne est inférieure au minimum de la courbe rouge (760 km pour 140MVA, $\tan\phi=0.2$; 134 km pour 70MVA, $\tan\phi=0.2$). Ce type de courbe montre qu'il n'est pas possible de transporter de la puissance en alternatif sur de longues distances, dans de large conditions de puissance et de facteur de puissance, tout en respectant des contraintes de tension ($\pm 5\%$ ou $\pm 10\%$ autour de la tension nominale). Dans la réalité l'exploitant de réseau peut utiliser des moyens de compensation en puissance réactive (bancs d'inductances ou de condensateurs) pour aider à maintenir la tension dans les plages réglementaires.

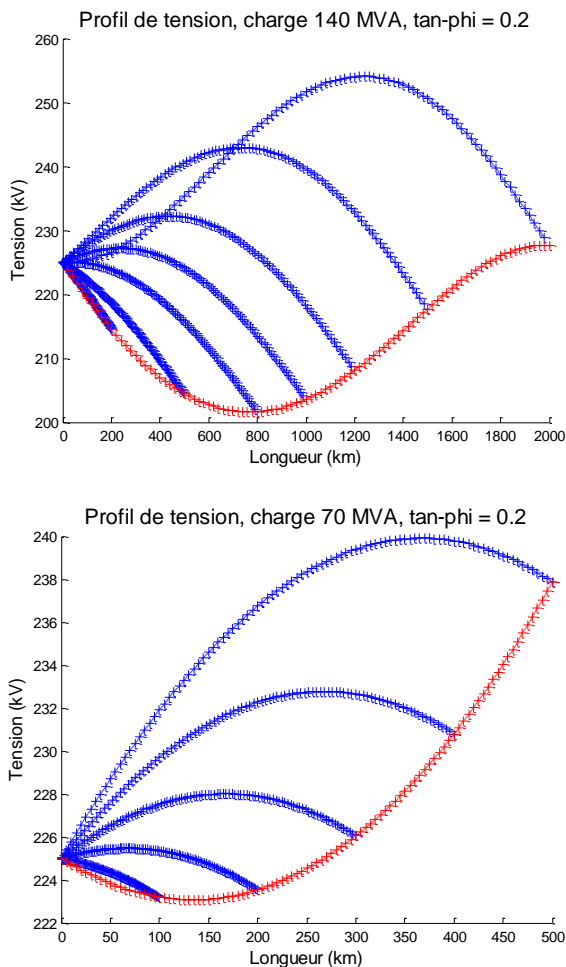


Figure 5 : profil de tension le long de la ligne (bleu) pour 7 valeurs de longueur de ligne. L'enveloppe rouge donne les tensions au point de connexion de la charge

Pour une ligne aérienne, il est aussi possible de représenter la longueur critique d'une ligne en fonction de la puissance à transporter. Les limites à prendre en compte sont les limites de tensions haute et basse sur la liaison (nous venons de voir que l'évolution n'est pas toujours monotone), la limite en courant admissible, et aussi la limite du déphasage entre les tensions aux extrémités. Ce dernier critère est lié à une contrainte de stabilité en régime dynamique. Sans faire une étude spécifique, nous considérerons une limite de 30° . Les limites en tension sont 1.05 pu et 0.95 pu.

Sur la figure 6 nous observons les longueurs critiques et le type de limite atteinte. Pour une puissance inférieure à 100 MW, la longueur critique augmente avec la puissance car le surplus de puissance réactive fourni par la ligne est absorbé par la charge, ce qui limite la montée de tension. Sur la figure de droite nous observons qu'entre 50 et 100 MW la tension aux bornes de la charge est inférieure à 1.05 pu, mais la tension atteint la limite haute sur le long de la ligne, d'où la longueur critique.

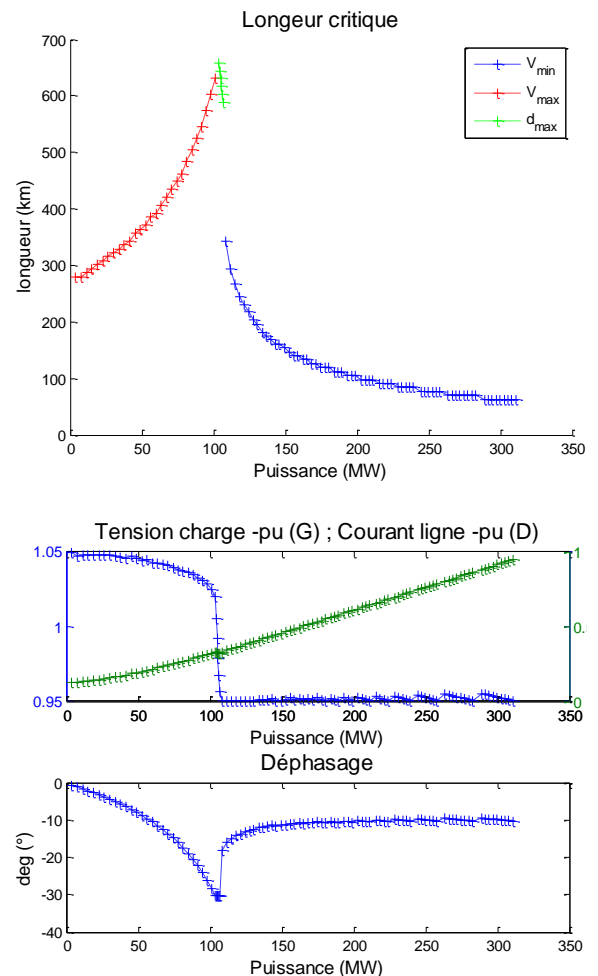


Figure 6 : longueur critique pour un circuit 225 kV. $\tan\phi = +0.2$ pour la charge

Pour terminer, nous allons regarder l'impact du facteur de puissance de la charge, et du nombre de circuits. En effet, une liaison électrique 225 kV peut être constituée de pylônes portants 1 à 4 circuits. Le cas à deux circuits étant relativement usuel. La figure 7 montre qu'il est possible d'exploiter une liaison aérienne de 200 km pour une puissance de 0 à 300 MW. Au-delà de 100 MW à transmettre, la charge doit être capacitive pour limiter les chutes de tensions.

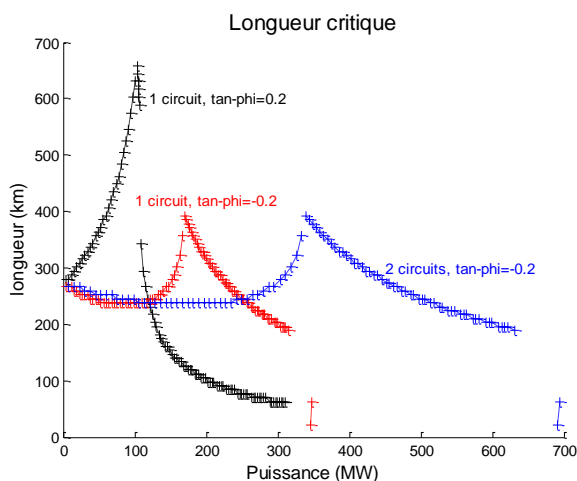


Figure 7 : longueurs critique pour une liaison 225kV. Un ou deux circuits, un conducteur par phase, deux valeurs du facteur de puissance

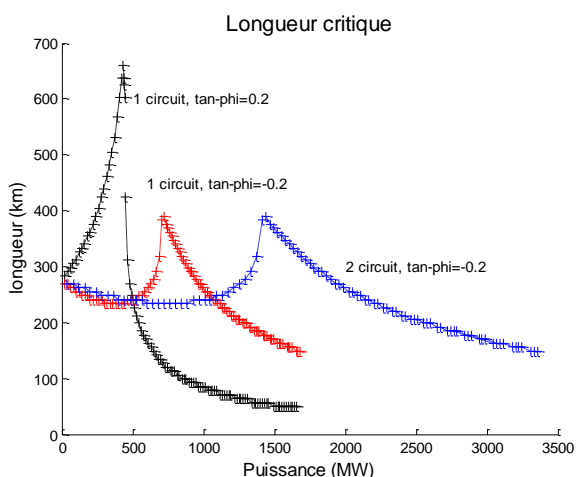


Figure 8 : longueurs critique pour une liaison 400kV. Un ou deux circuits, trois conducteurs par phase, deux valeurs du facteur de puissance

Pour une liaison 400 kV à trois conducteurs par phase (2700 A de capacité), les résultats sont similaires. La longueur critique pour une utilisation de la ligne à puissance maximale est de 150 km. Cela confirme donc qu'il n'est pas possible de transmettre de la puissance sur des longues distances en alternatif. Pour le faire cela nécessiterait d'installer des stations de compensations périodiquement le long de la liaison.

2.6 Le transport en continu : une solution aux limites

Le transport de fortes puissance en alternatif sur de longues distances est limité par les contraintes d'exploitation, que ce soit les limites de tension ou de coutant. Nous avons précédemment mis en évidence des longueurs maximales inférieures à 50-100 km en câbles souterrain, ou inférieures à 150-200 km en aérien. Lorsqu'on regarde la carte de l'Europe du Nord avec les projets de génération offshore et de liaisons transnationales, il existe un réel besoin de liaisons câblées longues distances [3]



Figure 9 : projets de réseau mailé en Mer du Nord

Ainsi face aux besoins de transmettre de la puissance sur de longues distances, la solution du transport en continu (HVDC) apparaît indispensable car elle permet de faire disparaître certains phénomènes limitant. En effet, le courant capacitif n'existe plus, ce qui va permettre d'exploiter pleinement la capacité en courant du câble pour transmettre de la puissance. Par ailleurs, en régime permanent l'inductance de la liaison n'existe plus, ce qui va annuler les chutes de tension liée au transit de puissance réactive, la puissance réactive n'existant d'ailleurs plus. Désormais seules la résistance du conducteur et la puissance transitée influenceront la chute de tension.

3 Rappel sur la conduite des réseaux AC

3.1 Le réglage de fréquence

Le réseau électrique est constitué de machines électriques (les alternateurs synchrones) connectées entre elles par les lignes et transformateurs dont les impédances assurent la cohésion de l'ensemble en agissant tels des ressorts pour garantir une vitesse (électrique) de rotation commune à l'ensemble des alternateurs connectés. La valeur de la fréquence est liée à la vitesse des alternateurs par la relation $\omega = 2\pi f$. La variation de vitesse des alternateurs – par conséquent celle de la fréquence – est liée à un déséquilibre entre la puissance mécanique fournie par les turbines et la puissance électrique demandée sur le réseau (la consommation et les pertes). Il est donc indispensable de maintenir l'équilibre $P=C$ (production=consommation) pour maintenir la fréquence autour de sa valeur nominale. Les fluctuations de la demande vont perpétuellement générer des écarts production-consommation qui sont absorbés par l'inertie des machines couplées au réseau.

Plus l'inertie est élevée, plus les variations de fréquence seront faibles. C'est pourquoi la multiplication de moyens de production interfacés par de l'électronique de puissance réduit naturellement l'inertie. La machine tournante peut être intégralement découplée du réseau (cas des éoliennes synchrones à aimants permanents). Face aux évolutions normales de la consommation et aux divers aléas rencontrés en exploitation (pertes de groupes de productions ou de charges, ...), le maintien de la fréquence autour de 50Hz nécessite d'adapter en permanence le niveau de la production à celui de la demande. Trois niveaux d'action coexistent : le réglage primaire, le réglage secondaire, et le réglage tertiaire. A chaque réglage correspond une réserve de puissance mobilisable rapidement.

3.1.1 Réglage primaire

Ce réglage est automatique et a pour objectif de rétablir rapidement l'équilibre $P=C$ pour stabiliser la fréquence. Ce réglage est mis en œuvre localement par l'action des régulateurs de vitesse des groupes de production qui agissent en général sur les organes d'admission de la turbine lorsque la vitesse du groupe (image de la fréquence) s'écarte de la vitesse de consigne suite à un déséquilibre entre la production et la consommation [4]. Sur un réseau interconnecté (plaque européenne ENTSOe) la déviation de fréquence est vue par tous les groupes. Ainsi ce réglage est mis en œuvre par tous les groupes connectés qui ajusteront leur production selon une loi proportionnelle à l'écart de fréquence (figure 10), et donné par l'équation suivante :

En régime permanent

$$P_j = P_{j0} - K_j (F - F_0)$$

K_j : énergie réglante du groupe j

En dynamique

$$\Delta P_j(s) = - \frac{K_j \Delta F}{1 + \tau_j s}$$

τ_j constante de temps du groupe j

Cela se traduit donc par une modification des transits de puissance sur les lignes d'interconnexion. Il est à noter que les flux peuvent varier librement sur un réseau AC, cela contribue à donner de la flexibilité au réseau AC.

Au niveau de la plaque électrique européenne (zone ENTSOe), la réserve de puissance au titre du réglage primaire est de 3000 MW dont 700 MW pour la France. Les temps de mobilisation de cette réserve sont de 15s pour libérer la moitié de cette réserve et 30s pour libérer la totalité. L'action du réglage primaire seul stabilise la fréquence à une valeur différente de la valeur nominale, et les transits de puissance sur les interconnexions sont à des niveaux différents des valeurs contractuelles.

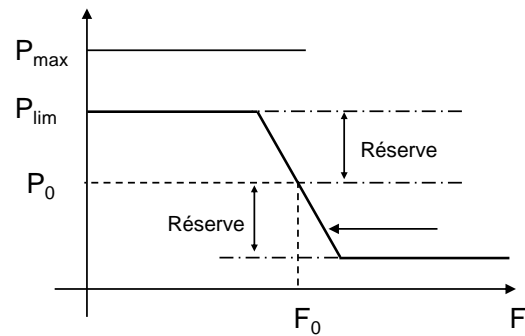


Figure 10 : courbe puissance-fréquence pour le réglage primaire de fréquence

3.1.2 Réglages secondaire et tertiaire

Le réglage secondaire consiste à modifier le point de consigne des groupes pour ramener la fréquence à sa valeur nominale et ramener les flux sur les interconnexions aux valeurs contractuelles. Ces points de consigne sont modifiés sur réception d'un signal N calculé et envoyé par le gestionnaire du réseau [4]. La constante de temps de libération de cette réserve est de quelques minutes, ce réglage suit donc le réglage primaire. Ce réglage n'est pas mutualisé, c'est la zone qui a subi le déséquilibre production/consommation qui doit agir. La réserve mobilisable pour ce réglage étant limitée, il est nécessaire de pouvoir mobiliser de la réserve supplémentaire (à la hausse ou à la baisse) qui permettra de combler le déséquilibre initial, et rétablir les réserves primaires et secondaires en prévision d'un autre événement. En France, environ 1500 MW de puissance sont mobilisables entre 13 et 30min.

3.2 Le réglage de tension

Sur un réseau de tension donné, la tension (en module) est à priori différente en chaque nœud du fait des transits de puissance (cf équation approchée du §2.1). Sur les réseaux à très haute tension, la tenue de la tension se gère localement par une injection/soutirage de puissance réactive car la résistance des lignes est beaucoup plus faible que la réactance. Il existe donc un fort couplage tension-puissance réactive, et par conséquent un découplage entre les flux de puissance active et le contrôle de la tension. Dans le cadre d'un réseau maillé les alternateurs sont les principaux moyens utilisés du fait d'une action facile sur le courant d'excitation. Ces générateurs sont classiquement pilotés en puissance (régulateur de vitesse) et en tension (régulateur de tension). La régulation en tension est assurée dans la limite de leur capacité d'injection/soutirage de puissance réactive qui est donnée par le diagramme P-Q des groupes. Les exploitants de réseaux s'appuient aussi sur des moyens de compensation : inductances shunt et bancs de condensateurs. Toutefois ces moyens ne permettent pas de réguler la tension d'un nœud. C'est pourquoi le rôle des alternateurs peut être complété par des compensateurs synchrones (parfois des anciens

alternateurs réformés), ou des compensateurs statiques. Comme pour la fréquence, le réglage de la tension est structuré en trois réglages[6].

3.3 Le contrôle des flux

Dans un réseau maillé, il n'y a pas de contrôle des flux sur chaque liaison afin de respecter une valeur spécifique. La répartition des flux de puissance active des points d'injections vers les points de soutirage dépend des impédances (réactances) des lignes et des phases des tensions. En effet, pour une ligne de résistance et réactance R-X, il est possible d'approximer la puissance active transitée par une relation simple entre la réactance, la tension du réseau et la différence de phase entre les tensions aux deux extrémités de la ligne.

$$P = \frac{U^2}{X} \sin \delta$$

Ainsi, pour modifier un transit de puissance active entre deux nœuds les possibilités sont :

- Modifier la réactance X de la liaison en changeant la topologie (enclenchement ou déclenchement d'une ligne),
- Modifier le déphasage entre les extrémités par insertion d'un transformateur déphaseur.
- Modifier la réactance X par ajout d'un condensateur de compensation en série avec la ligne ($X \propto X-1/C\omega$)

4 Conclusion et questions ouvertes

Nous avons pu mettre en évidence les limites du transport en alternatif au-delà de distances critiques que ce soit pour une ligne aérienne ou souterraine. En particulier pour les cas où une liaison souterraine s'impose la technologie HVDC est nécessaire dès que les distances dépassent quelques dizaines de kilomètres. C'est pourquoi ces solutions se retrouvent pour des liaisons sous-marines.

A l'avenir, le développement des liaisons HVDC va se poursuivre selon deux axes :

- 1- Des liaisons à deux terminaux pour relier deux pays par un câble sous-marin (tel que France-Angleterre, Norvège-Pays-Bas, ...), ou renforcer des interconnexions (liaison France-Espagne)
- 2- Concevoir un véritable réseau à courant continu multi-terminaux avec une architecture de type étoile ou maillée (projet Mer du Nord)

Dans tous les cas se pose la question de l'intégration de ces structures dans les réseaux AC existants et l'impact sur le mode de fonctionnement de ces réseaux. Parmi les problématiques, citons :

- Optimisation des flux sur une liaison bi-terminaux
- Echange de puissance réactive par les convertisseurs
- Filtrage des courants AC harmoniques injectés par les convertisseurs

- Pilotage de la tension et des flux sur un réseau DC maillé
- Rôle des liaisons DC dans la mutualisation des réserves de puissance entre les pays
- La coupure des courants continus sur défauts

5 Références

- [1] J.-M. Escané, « Modélisation des lignes et câbles », Ed. Eyrolles, 1997
- [2] M. Pays, « Câbles de transport d'énergie », Techniques de l'ingénieur, D4521, 1994
- [3] The European Wind Energy Association, EWEA www.ewea.org/
- [4] RTE, Documentation technique de référence. Chapitre 4 : Contribution des utilisateurs aux performances du RPT. Article 4.1 – Réglage Fréquence/Puissance
- [5] UCTE (2004). APPENDIX 1, "Load frequency control and performances"
- [6] RTE, Documentation technique de référence. Chapitre 4 : Contribution des utilisateurs aux performances du RPT. Article 4.2 – Réglage de la tension et capacités constructives en puissance réactive

Commande en tension dans un réseau HVDC

Jing DAI, Samy AKKARI, Marc PETIT

Supélec, Département Energie, Plateau de Moulon, 3, rue Joliot-Curie, 91190 Gif-sur-Yvette

Résumé : A l'avenir, de grands réseaux à courants continu devraient relier des sources de production renouvelables aux réseaux alternatifs existants. Il faudra être en mesure de gérer à la fois les échanges de puissance, et les niveaux de tension sur ces réseaux DC. Trois stratégies de réglage de tension sont décrites.

1 Introduction

HVDC, high voltage direct current, est une technologie permettant de transmettre des flux importants puissance électrique par le biais d'une liaison en courant continu (DC). Comme élaboré dans [1], pour certaines applications, telles que des liens de grandes distances ou connexion des sites offshore, la solution en courant alternatif (AC) devient tellement contraignante et coûteuse que la solution en DC est technologiquement et/ou économiquement plus intéressante.

Le convertisseur à source de tension, ou VSC pour voltage-source-converter, représente l'état de l'art de la technologie de convertisseurs. Composé des dispositifs d'électronique de puissance dont la fermeture et l'ouverture sont contrôlables, tels que des transistors IGBT, un VSC est capable de réguler à la fois la puissance active et réactive échangée avec le réseau alternatif, ce qui constitue un grand avantage par rapport aux convertisseurs traditionnels à thyristors dont l'ouverture dépend de l'annulation du courant y circulant. Un comparatif détaillé des deux types de technologie est donné dans [2].

Pour le bon fonctionnement d'un réseau DC, la tension de ce dernier doit rester dans une plage déterminée par le dimensionnement du système. Tout comme dans un réseau AC, la répartition des flux de puissance dans un réseau DC reste régie par les lois de Kirchhoff. Toutefois les relations sont simplifiées dans la mesure où la notion de phase n'existe plus pour les tensions, et qu'en régime permanent seules les résistances des liaisons sont à prendre en compte. Ainsi, en gardant la même approche, la puissance P_i injectée ou soutirée sur un nœud i s'écrit :

$$P_i = \sum_{k \neq i} \frac{V_i(V_i - V_k)}{R_{ik}}$$

Où V_i est la tension DC du convertisseur i , et R_{ik} est la résistance de la ligne DC entre les nœuds i et k s'ils sont reliés. Si les deux nœuds ne sont pas connectés par une ligne directe, R_{ik} est infinie. L'équation ci-dessus montre que dans un réseau DC, la répartition de puissance (loadflow), est directement reliée à la tension, ce qui contraste avec le cas d'un réseau AC, où la puissance active dépend du déphasage entre les tensions (qui est un vecteur) aux extrémités alors que la puissance réactive est associée à l'amplitude de la tension AC. Ainsi, dans un réseau DC la gestion des flux est couplée à celle de la

tension, alors que dans un réseau de transport AC flux de puissance active et tension sont découplés. Dans un réseau DC, tout écart entre les injections et soutirage (aux pertes près) se traduira par un apport/prélèvement d'énergie sur le bus DC qui agit comme un stockeur. De manière générale, la fluctuation de tension est l'indicateur d'une fluctuation sur le bilan de puissance. A contrario, dans un réseau AC c'est la fréquence qui est cet indicateur.

L'objectif de cette monographie est de présenter des stratégies couramment utilisées dans la commande de tension d'un réseau DC. Les stratégies sont présentées dans le contexte de VSC, mais la philosophie s'étend facilement aux systèmes à convertisseurs traditionnels.

Le reste de l'article est organisé comme suit. Les sections 2 à 4 présentent la stratégie maître-esclave, voltage margin control, et voltage droop control, puis la section 5 présente un exemple.

2 Commande maître-esclave

La commande maître-esclave est la stratégie la plus simple. Avec cette stratégie, un seul convertisseur, surnommé maître, est désigné pour réguler la tension DC, alors que tous les autres convertisseurs – les esclaves – commandent la puissance injectée/soutirée du réseau DC. En régulant la tension DC, le convertisseur maître joue le rôle de nœud de bilan, c'est-à-dire il assure l'équilibre de puissance au sein du réseau DC.

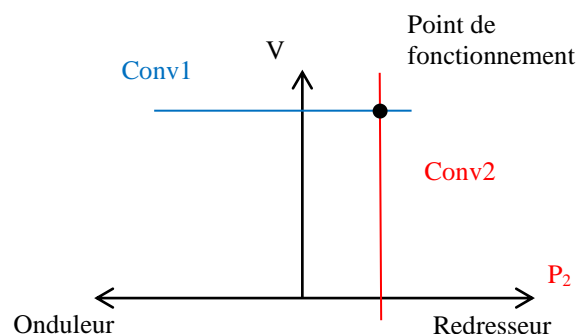


Figure 1 : Commande maître-esclave

En particulier, quand la puissance injectée au réseau DC par un convertisseur esclave a brusquement diminué, le convertisseur maître doit augmenter sa puissance injectée au réseau DC afin de maintenir la tension DC à sa valeur nominale.

La figure 1 montre les caractéristiques P-V du convertisseur 1 ou le maître (en bleu) et du convertisseur 2 ou l'esclave (en rouge) pour un lien à 2 terminaux. Le maître maintient une tension DC constante, quelle que soit sa puissance, alors que l'esclave injecte une puissance constante, quelle que soit sa tension. Avec les pertes dans le réseau DC négligées, le point de fonctionnement du convertisseur esclave correspond à l'intersection des deux lignes.

L'avantage de cette stratégie est sa simplicité. Ainsi, elle est couramment employée, notamment dans les liens à deux terminaux, où le redresseur est souvent commandé en puissance alors que l'onduleur en tension.

L'inconvénient de cette stratégie est que le réseau AC relié au convertisseur maître doit être suffisamment robuste pour faire face à des perturbations au sein du réseau DC. Comme évoqué ci-dessus, en cas d'une perturbation de puissance du réseau DC, par exemple celle résultant de la perte d'un réseau AC qui injecte une puissance importante au réseau DC, c'est le convertisseur maître tout seul qui doit y réagir. Ainsi, si le réseau AC relié au convertisseur maître n'est pas en mesure de déployer une réserve suffisamment grande ou que ce déploiement ne se réalise pas suffisamment vite, la tension DC risque de subir de grandes variations qui la feront sortir de la plage de fonctionnement normal, menaçant ainsi la sécurité des matériels de l'infrastructure. Du coup, avant de désigner un convertisseur comme le maître, il faut vérifier a priori que le réseau DC qu'il relie a une réserve suffisante pour répondre à la perturbation la plus importante qui peut se produire par une autre zone AC.

3 Voltage margin control

La stratégie « voltage margin control » est une version améliorée de la commande maître-esclave. Donnons une illustration dans le cadre d'une liaison à deux terminaux. La figure 2 montre les caractéristiques P-V du Convertisseur 2 sous voltage margin control. Dans un tel cas, le convertisseur peut réguler la tension DC à une consigne tant que la puissance échangée respecte des bornes min et max. Lorsqu'une borne est atteinte, le convertisseur passe en mode « régulation de puissance ». A ce moment la tension du réseau va chuter ou monter pour accrocher la tension de référence d'un autre convertisseur qui va prendre le relais pour piloter la tension. Dans l'illustration de la figure 3, en fonctionnement normal, le Convertisseur 2 est un redresseur qui injecte une puissance correspondant à la limite supérieure de la courbe caractéristique (point 1). C'est le convertisseur 1 qui pilote la tension. La spécificité de voltage margin control réside dans le fait qu'en cas d'une perturbation donnant lieu à une tension

DC trop élevée, le Convertisseur 2 pourrait prendre le rôle de réguler la tension DC en injectant moins de puissance au réseau DC, voire en soutirant une puissance, ainsi cherchant à réduire la tension du réseau DC. Par exemple, pour une raison inconnue, le Convertisseur 1 ne peut plus soutirer la puissance exigée par le Point 1 et sa courbe caractéristique devient celle en pointillée dans la figure 3. Face à cette perturbation qui a une tendance de faire monter la tension DC, le Convertisseur 2 en mode « voltage margin control » prend de relais pour réguler la tension du réseau DC en y injectant moins de puissance. Ainsi, un autre point de fonctionnement a été trouvé, à savoir le point 2. Notons que sans voltage margin control, c'est-à-dire si la courbe caractéristique P-V du Convertisseur 2 était une ligne verticale comme dans la figure 1, il aurait été impossible de trouver un nouveau point de fonctionnement pour les deux convertisseurs. Par ailleurs, la différence entre les parties horizontales des courbes de deux convertisseurs est nommée marge de tension, d'où vient l'appellation de cette commande. Cette marge de tension a pour objectif d'assurer qu'en cas de petites fluctuations de la tension DC, c'est toujours le même convertisseur qui régule la tension.

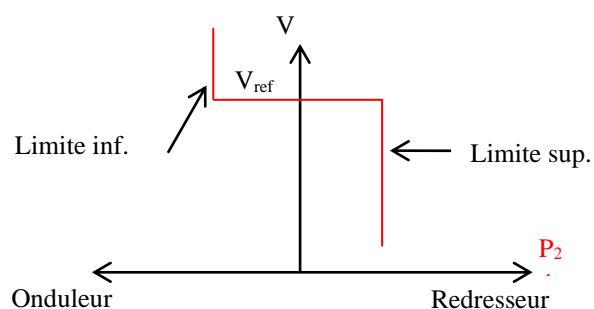


Figure 2 : Caractéristiques P-V du Convertisseur 2 commandé sous voltage margin control

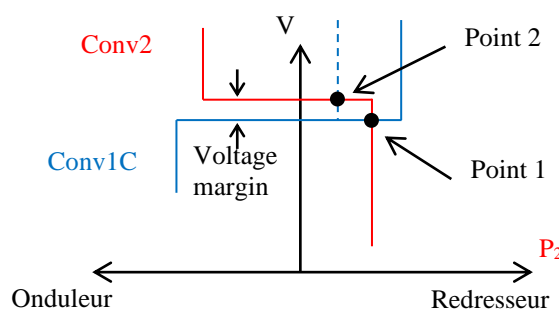


Figure 3 : Point de fonctionnement du système sous voltage margin control

Deux méthodes permettent d'inverser le transit de puissance entre les deux convertisseurs. La première méthode consiste à modifier les limites dans la courbe de fonctionnement, comme montré dans la figure 4. Alternativement, on peut aussi changer la

marge de tension des courbes P-V, comme indiqué dans la figure 5. L'avantage de la deuxième méthode réside dans le fait que la courbe P-V de chaque convertisseur croise la ligne de $P=0$, ce qui implique qu'en cas de la perte d'un convertisseur, l'autre cesse automatiquement de transiter la puissance, pour se comporter comme un STATCOM (figure 6).

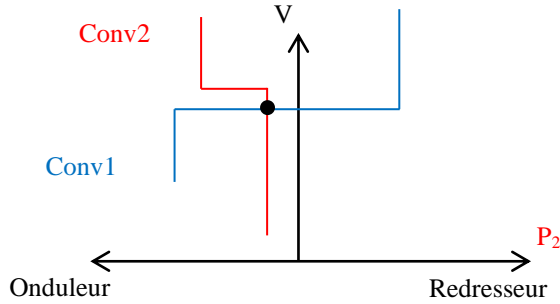


Figure 4 : Inversion de la puissance par un changement de limites

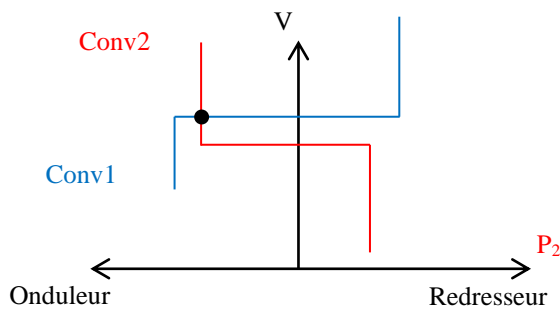


Figure 5 : Inversion de la puissance par un changement de la marge de tension

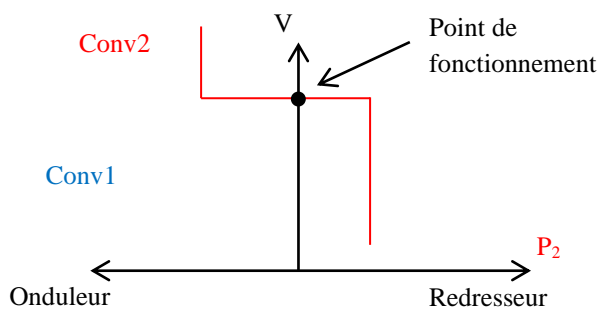


Figure 6 : Perte d'un convertisseur

La stratégie « voltage margin control » s'applique aussi à un système HVDC à plusieurs terminaux. La figure 16 montre les caractéristiques P-V des convertisseurs dans un système à 3 terminaux. Dans ce cas, le Convertisseur 3 pilote la tension, alors que les Convertisseurs 1 et 2 fonctionnent en mode d'onduleur et redresseur, respectivement. En cas de la perte du Convertisseur 3, sans communications entre les terminaux, les 2 autres convertisseurs trouveront automatiquement un autre

point de fonctionnement, où le Convertisseur 1 commande la tension DC, comme montré dans la figure 17.

4 Voltage droop control

La figure 7 montre les caractéristiques P-V du Convertisseur 2 sous voltage droop control. Dans ce cas, au lieu d'injecter une puissance fixe quelle que soit la tension, le Convertisseur 2 varie cette puissance injectée en fonction de la tension DC, de sorte que cette variation de la puissance injectée tend à contrer la déviation de la tension. En particulier, si la tension augmente, le Convertisseur 2 diminue sa puissance injectée, ce qui tend à baisser la tension DC.

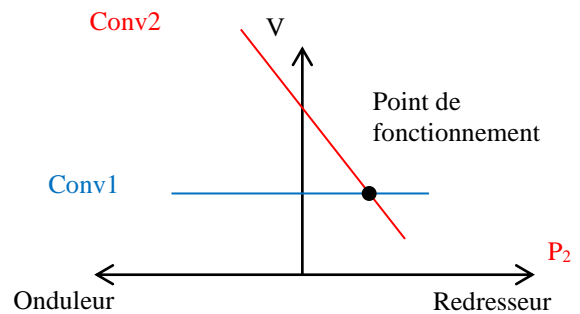


Figure 7: Voltage droop control

L'avantage du voltage droop control est que les convertisseurs non chargé de réguler la tension DC participent aussi à répondre à des perturbations de cette dernière, même si c'est d'une manière moins significative.

5 Etude de cas

Nous présentons le comportement du réglage « voltage droop control » sur un réseau DC de quelques nœuds. Cet exemple permettra de mettre en évidence les grandes tendances du comportement.

5.1 Topologie et modélisation du réseau DC

Dans cette étude de cas, nous adoptons le réseau Multi-terminal HVDC (MTDC) à 5 nœuds et 6 lignes de la figure 8. Ce réseau MTDC relie 5 réseaux AC indépendants.

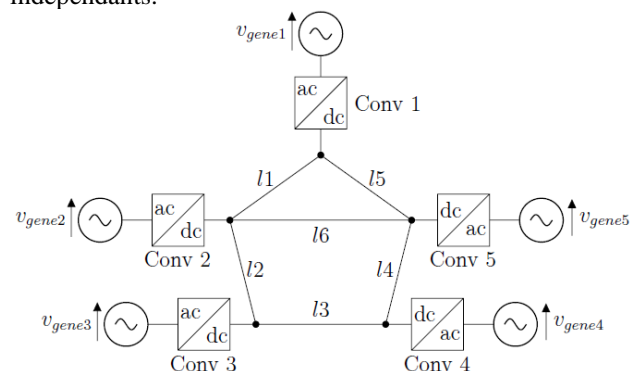


Figure 8 : Réseau MTDC à 5 nœuds et 6 lignes

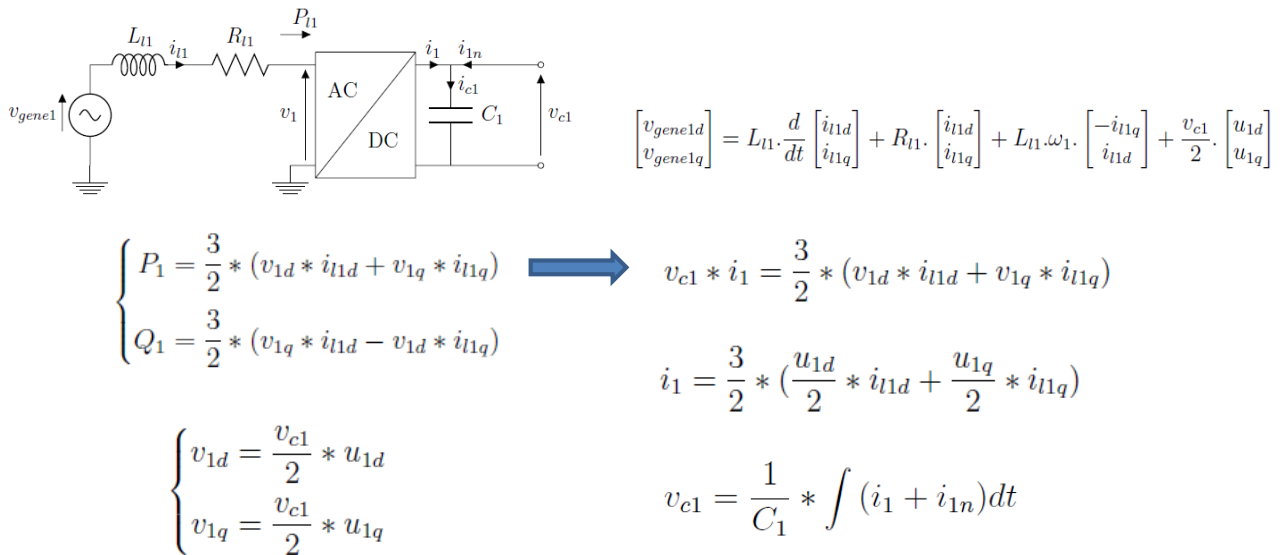


Figure 9 : Equations pour la modélisation de l'ensemble {convertisseur + réseau AC}

En termes de modélisation, les choix suivants ont été faits :

- les zones AC sont représentées par une source de tension en série avec une inductance pour tenir compte de sa puissance de court-circuit. La représentation de Park est utilisée.
- Pour les convertisseurs nous utilisons un modèle moyen basé sur la conservation de la puissance entre les extrémités AC et DC. Un condensateur de filtrage est placé côté DC.
- Les liaisons DC sont modélisées par une structure RLC en T.

Les équations utilisées pour la modélisation de l'ensemble {convertisseur + réseau AC} sont indiquées dans la figure 9. Le convertisseur est commandé via les tensions u_{1d} et u_{1q} qui représentent les deux composantes de la sinusoïde de référence dans le cadre d'une commande MLI.

Les simulations sont réalisées avec Matlab/Simulink.

5.2 Stratégies de contrôle de la tension et des flux

Chaque convertisseur est piloté par des boucles internes de courant (avec régulateurs PI) dont les références sont fournies par des boucles externes pour piloter (1) la puissance active ou la tension du bus DC, et (2) la puissance réactive injectée/soutirée dans le réseau AC attenant. Les schémas de régulation des boucles externes sont indiqués dans les figures 10-12.

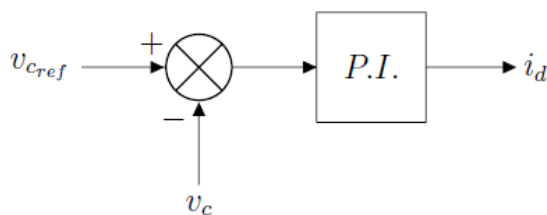


Figure 10 : Boucle de regulation de tension pour le convertisseur bilan (slack-bus)

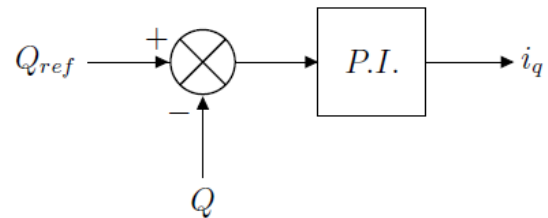


Figure 11 : Boucle de régulation de puissance réactive pour tous les convertisseurs

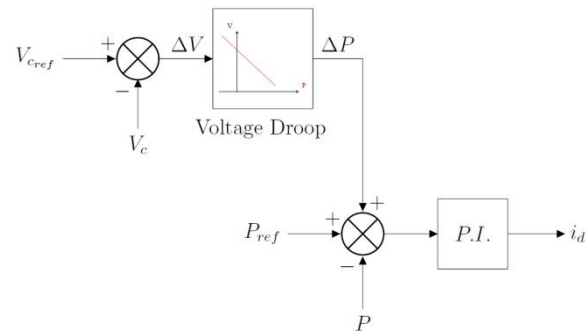


Figure 12 : Boucle de régulation avec « voltage droop control » pour les convertisseurs commandés en puissance

Dans cette étude de cas, le réseau AC n°1 représentera une ferme éolienne offshore, et les autres réseaux AC représentent différents pays limitrophes.

La stratégie de contrôle est la suivante : Le convertisseur n°1 injecte la puissance générée par la ferme éolienne, le convertisseur n°2 se comporte comme le nœud bilan du réseau DC, c'est-à-dire qu'il régule la tension DC à une consigne de référence. Les convertisseurs n° 3, 4 et 5 injectent ou soutirent des puissances selon les consignes imposées. Ces trois derniers convertisseurs répondent cependant à des commandes « voltage droop control » afin de

participer à l'effort fourni par le convertisseur n°2 en cas de besoin.

Dans le cadre de cette étude de cas, les trois commandes « voltage droop control » se basent sur une pente de la droite $V=f(P)$ de coefficient $K=-10\text{MW/kV}$. Ainsi pour une chute de tension de 1kV, le convertisseur va injecter 10MW en plus dans le réseau DC.

Nous allons étudier le comportement du réseau MTDC dans le cas d'une chute de puissance injectée par la ferme éolienne sur le réseau.

5.3 Résultats

A l'état initial, la ferme éolienne injecte 200MW sur le réseau DC, le réseau AC n°3 soutire 150MW, le réseau AC n°4 injecte 100MW, le réseau AC n°5 soutire 50MW et le réseau AC n°2 agit comme nœud bilan, il compense donc la différence et soutire 100MW tout en maintenant sa tension DC à 300kV.

A $t_0=15\text{s}$, la puissance injectée par la ferme éolienne chute brusquement de 60MW en 2 secondes (chute de la puissance du vent, ou déconnexion d'une batterie d'éolienne pour maintenance, etc...). Ensuite, à $T_1=40\text{s}$, la ferme éolienne revient à son point de fonctionnement initial. Le comportement des puissances est donné dans la 3.

Nous observons une chute de puissance injectée par la ferme éolienne de l'ordre de 60MW. Le convertisseur bilan (convertisseur n°2) n'est pas le seul à compenser la différence : grâce au « voltage droop control », tous les convertisseurs participent à l'effort fourni pour équilibrer le réseau. Une fois le rétablissement de la ferme éolienne au fonctionnement nominal effectué, chaque convertisseur revient à son point nominal de fonctionnement.

Notons que la participation de chaque convertisseur à l'effort général peut être réglée séparément. Ainsi chaque convertisseur peut participer à équilibrer le réseau DC selon ses moyens et ses disponibilités.

Observons maintenant la tension sur le réseau DC (régulée par le convertisseur n°2) dans la figure 14.

La chute de puissance injectée par la ferme éolienne crée une nouvelle répartition des flux de puissances sur le réseau DC. Par conséquent nous observons une chute de tension tout de suite régulée au nœud bilan pour revenir à 300kV, et ainsi ramener les tensions des différents nœuds du réseau autour de 300kV (plus ou moins les chutes de tension dans les lignes DC).

Il est également intéressant d'observer la répartition des puissances transitant par les différentes lignes DC dans la 5.

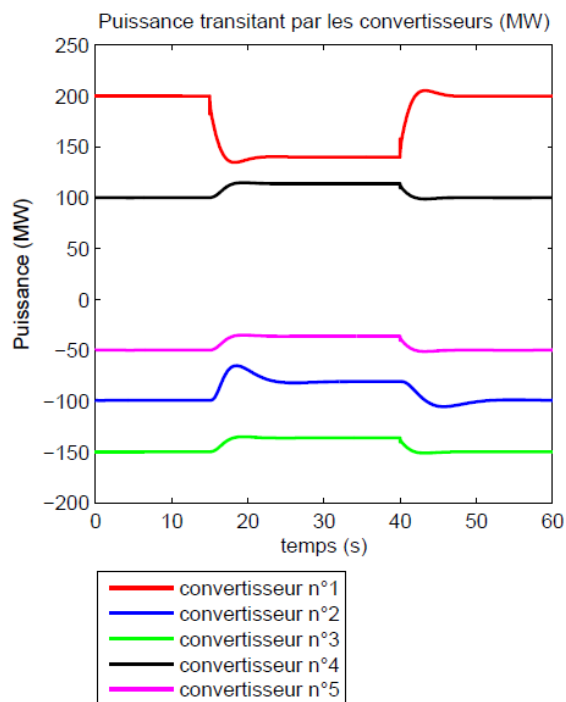


Figure 13 : Puissances traversant les convertisseurs

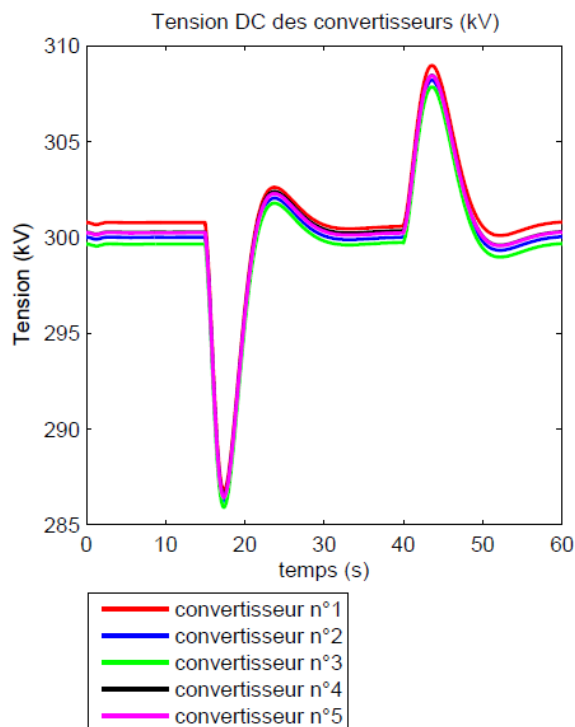


Figure 14 : Tensions aux bornes des convertisseurs

En effet, la répartition des puissances transitant dans les lignes DC est un élément crucial du dimensionnement de ces lignes. Par exemple la ligne 4 qui en fonctionnement nominal ne fait transiter que 5MW doit être dimensionnée pour faire transiter au moins 20MW.

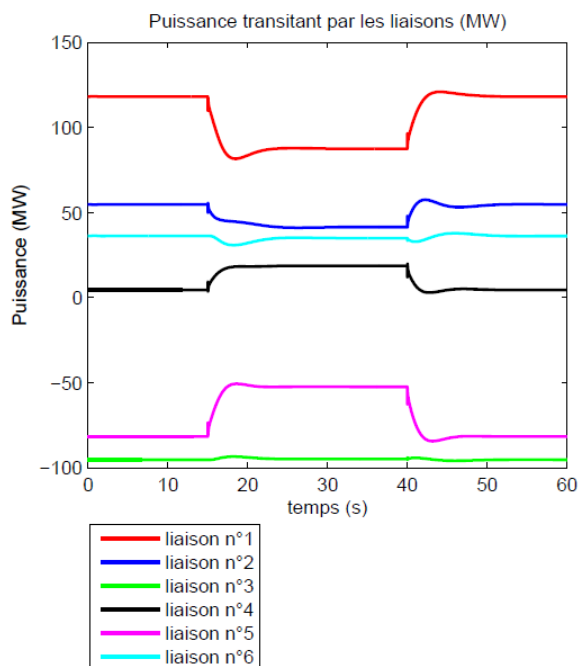


Figure 15 : Puissances transitant par les lignes DC

6 Conclusions

Dans un système HVDC, la tension du réseau DC est déterminée par toutes les puissances injectées ou soutirées. Trois stratégies de régulation de la tension DC ont été présentées :

- Commande maître-esclave : un seul convertisseur, le maître régule la tension DC en un nœud, alors que le(s) autre(s) convertisseur(s) injecte(nt) une puissance fixe.

- Voltage margin control : quand la puissance du convertisseur régulant la tension DC dépasse sa limite, un autre convertisseur joue le rôle de régulateur de la tension.
- Voltage droop control : un convertisseur non chargé de réguler la tension DC varie sa puissance injectée/soutirée en fonction de la tension DC à ses bornes.

7 Références

- [1] Marc Petit, Les réseaux HVDC : une solution parfois nécessaire pour renforcer les systèmes électriques, Revue 3EI, 2013
- [2] JL Thomas, M. Boyra, et G. Bergna « Les technologies de liaisons à courant continu pour l'interconnexion des réseaux électriques du pourtour méditerranéen », REE 2011
- [2] T. Nakajima et S. Irokawa, A control system for HVDC transmission by voltage sourced converters, Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 1999, vol. 2, p.1113–1119.
- [3] R. Hendriks, G. Paapet W. Kling, Control of a multi-terminal VSC transmission scheme for connecting offshore wind farms, Proceedings of European Wind Energy Conference & Exhibition, 2007.
- [4] T.M. Haileselassie, T. Undeland, K. Uhlen, "Multiterminal HVDC for Offshore Windfarms – Control Strategy", EPE Wind Energy Chapter Seminar 2009

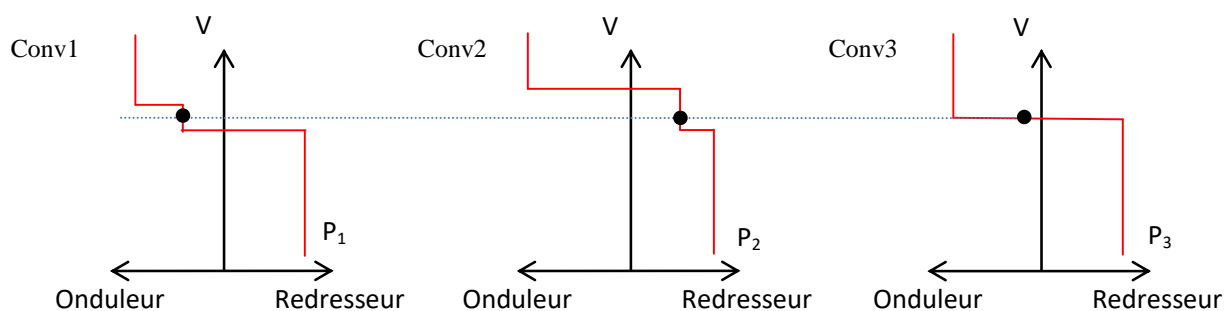


Figure 16 : Caractéristiques P-V des 3 terminaux

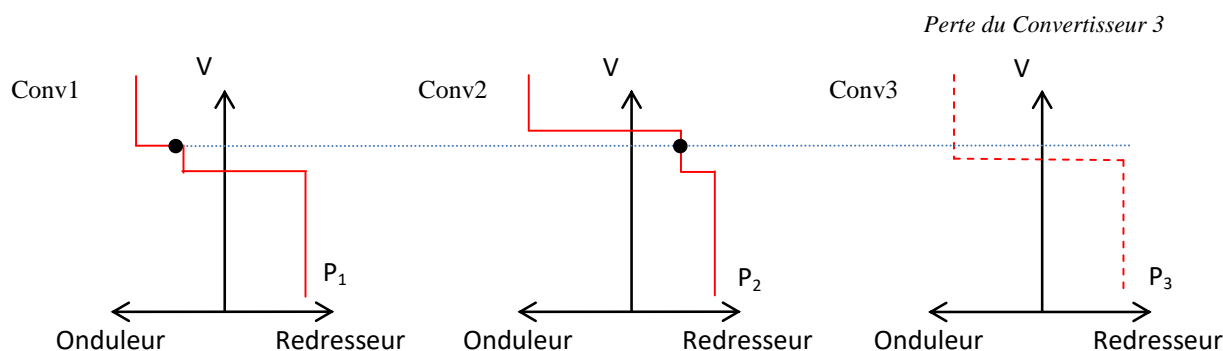


Figure 16: effet de la perte du convertisseur n°3

Les technologies de liaisons à courant continu pour l'interconnexion des réseaux électriques

Gilbert BERGNA^{1,2}, Maialen BOYRA^{1,3}, Jean-Luc THOMAS^{1,4}

¹Supélec, ²EDF R&D, ³Alstom, ⁴CNAM

Résumé : si les liaisons à courant continu peuvent être des éléments indispensables au renforcement des réseaux électriques, le choix des technologies dépend des puissances et tensions mises en jeu. Ces technologies sont présentées, avec une attention particulière pour les nouvelles technologies VSC à base de transistors et de topologies multi-niveaux.

1 Introduction

A l'ère de l'électronique de puissance et des réseaux intelligents, les liaisons trans-maritimes pourront bénéficier des avancées technologiques qui permettront la mise en place de concepts novateurs allant bien au-delà des liaisons traditionnelles en courant alternatif (AC). Différentes familles de convertisseurs de puissances ont été conçues afin de permettre l'intégration de ces systèmes dans les réseaux. Les liaisons en courant continu (DC), en particulier, sont considérées comme une alternative très intéressante aux liaisons AC. Cependant, l'intérêt des liaisons DC dépend de nombreux facteurs tels que la puissance à transporter, la distance d'interconnexion, la robustesse des réseaux d'extrémité, les emplacements disponibles, les contraintes d'investissement, etc. De ce fait, ces nouvelles technologies ne sont pas dévolues à remplacer totalement les technologies existantes mais plutôt à coexister avec elles.

L'amélioration du rendement de conversion et la maîtrise des très hautes tensions sont deux axes de progrès majeurs dont l'Europe bénéficiera au travers des grands projets tels que le Medgrid ou le Supergrid à présent promu par la Commission Européenne.

À la base, les lignes et les câbles en courant DC sont plus économiques que ceux utilisés en courant AC : deux conducteurs à la place de trois ; leur résistance est plus faible en raison de l'absence de l'effet de peau et ils ne consomment pas de puissance réactive. Cependant, la conversion de l'énergie en DC nécessite des convertisseurs de puissance dont le prix et la complexité sont souvent élevés. Ce ne fut qu'au milieu des années 50 que le transport en haute tension DC (HVDC) devint commercialement compétitif grâce au développement des valves à vapeur de mercure. Ces valves permettaient de convertir doublement l'énergie électrique : d'abord d'AC en DC pour le transport, puis ensuite de DC en AC pour la réinjecter dans le réseau principal fonctionnant en AC. La première installation commerciale en DC, avec des valves, fut mise en fonctionnement sur l'île de Gotland, en Suède, en 1954. Les semi-conducteurs à l'état solide (essentiellement des thyristors) commencèrent à être utilisés dans les systèmes HVDC vers la fin des années 1960. Les premiers convertisseurs à base de thyristors furent installés à Gotland en extension du système existant à valves à vapeur de mercure et à Sakuma (Japon), comme réalisation expérimentale.

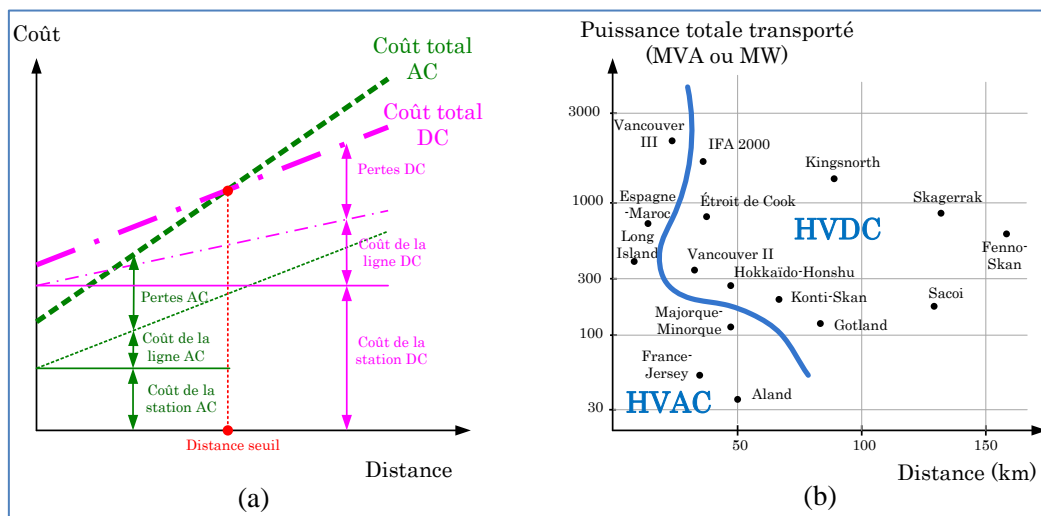


Figure 1: Coûts et puissance par rapport à la distance d'interconnexion [2], [3]

Le premier HVDC tout en semi-conducteurs en état solide fut installé à New Brunswick (Canada), au début des années 1970 [1]. Depuis leur introduction, les dispositifs HVDC ont connu un développement spectaculaire et différentes technologies basées sur les thyristors et sur les transistors ont émergé.

Il faut que la distance de l'interconnexion dépasse un seuil critique pour que le coût des deux stations de conversion additionné à celui du câble devienne plus avantageux qu'une simple connexion en AC. Ce seuil est typiquement atteint entre 40 et 80 km pour les interconnexions par câble et dépend de facteurs divers. A titre indicatif, la figure 1(a) représente les coûts liés aux liaisons AC et DC en fonction de la distance d'interconnexion

Au-delà des questions de distances de transport, les interconnexions en HVDC peuvent s'imposer quand il s'agit d'interconnecter des régions ayant des règles d'exploitation différentes ou asynchrones. En plus, le recours au courant continu règle les problèmes de stabilité et apporte une dimension de contrôlabilité qui donne de la souplesse aux connexions [4].

Les facteurs qui motivent le choix d'une interconnexion en AC ou en DC sont donc nombreux et la sélection doit être motivée par les spécificités de chaque cas.

Dans la figure 1(b), des projets existants sont classés en fonction de la distance d'interconnexion et de la puissance transportée. A présent, la liaison DC présentant la plus forte puissance et la plus longue distance est celle de Xianjiaba-Shanghai, en Chine, avec 2 071 km de ligne, une puissance installée de 6 400 MW et une tension de ± 800 kV. Elle dépasse la liaison de Itaipu, au Brésil, qui était jusqu'alors la plus forte liaison DC au monde, en capacité de transport, tension et distance.

Les plus grandes liaisons DC projetées pour les années à venir (avec une technologie de commutation en ligne) ont presque toutes des puissances et des tensions autour de 6 400 MW et de ± 800 kV [5].

2 Principales technologies des liaisons à courant continu

2.1 Aperçu général

Les premières tentatives de transformation des niveaux de tension DC en niveaux supérieurs ou inférieurs étaient basées sur des dispositifs mécaniques. Ces systèmes n'étaient pas très praticables industriellement. En 1929 le Suédois Uno Lamm inventa les valves à arc de mercure pour les applications en basse tension. Pendant les années 1930 différents projets de démonstration furent réalisés [2] :

- Une ligne de 275 km, 20 MW, 20 kV, 125 kV entre Moutiers et Lyon (France),

- Une ligne de 0.5 MW, 50 kV de Wettingen à Zürich (faisant partie de l'exposition suisse de 1939)
- Une installation de test à 33 kV et 400 A à Biaschne (Allemagne)
- Une ligne de test de 50 km entre Trollhättan et Mellerun (Suède).

Cependant, ce ne fut que dans les années 1950 que la technologie des valves à arc de mercure devint suffisamment mature pour être mise en œuvre dans des applications HVDC commerciales. Comme déjà indiqué, la première fut celle d'une liaison réalisée en 1952 entre l'île suédoise de Gotland et le continent. Elle avait une capacité de 20 MW à 100 kV et utilisait un câble sous-marin. Les stations de conversion étaient constituées de deux convertisseurs de six pulses connectés en série qui se comportaient comme un convertisseur de douze pulses. Ce projet innovant constitua la première avancée vers d'autres grands projets telles que l'interconnexion France-Angleterre (160 MW, ± 100 kV) en 1961 ou la connexion des Cook Straits (600 MW, ± 250 kV) en Nouvelle-Zélande. Ces projets permirent de mettre en évidence certains inconvénients des valves à mercure tel que le phénomène d'« arc-back » ou « reverse breakdown ». Ces inconvénients, ajoutés à l'émergence du thyristor et à la pression des sociétés concurrentes d'ASEA – qui s'était positionné comme leader mondial de la fabrication des valves à arc de mercure, alors que Siemens, Toshiba, Mitsubishi etc. voulaient également entrer dans le marché – conduisirent à s'écarter des solutions basées sur des valves à vapeur de mercure.

À partir des années 1970, le thyristor a pris la relève et est devenu prédominant jusqu'à l'arrivée des transistors vers la fin des années 1990. Aujourd'hui, la technologie HVDC à base de thyristors est mature et cohabite avec les technologies HVDC à base de transistors (Tableau 1). Le choix dépend principalement de l'application et des niveaux de puissance et de tension demandés (figure 2)

Famille des thyristors	Famille des transistors
GTO (Gate Turn-Off Thyristor)	Transistor Bipolaire (Darlington)
IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor)	MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
	IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor)
	IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Tableau 1 : Classification des semi-conducteurs de puissance actuels

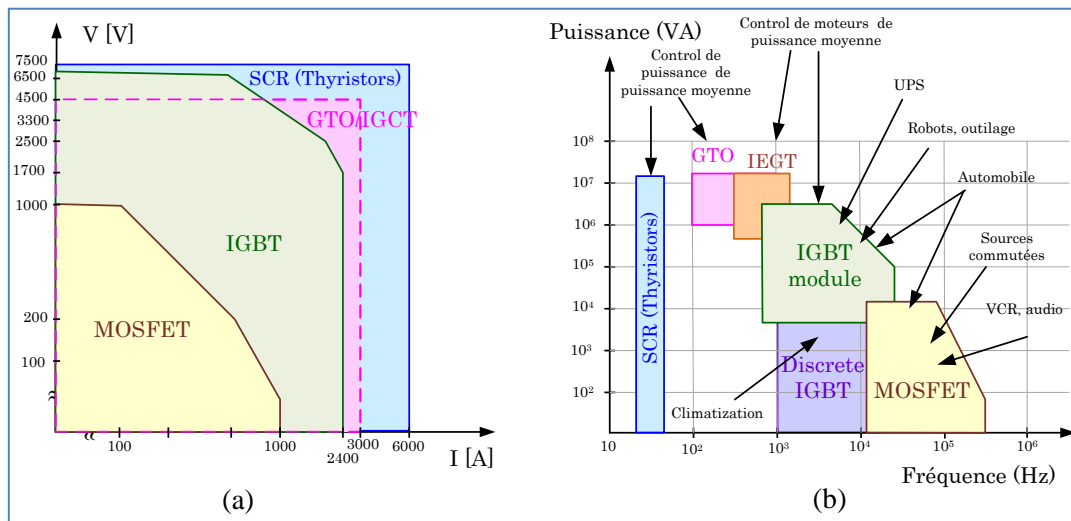


Figure 2: (a) : Limites de tension et de courant des semi-conducteurs [7] – (b) : Puissance et fréquence des applications des semi-conducteurs [6]

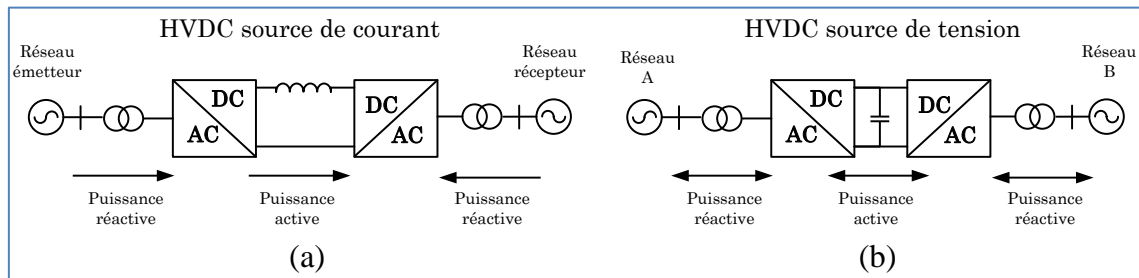


Figure 3: (a) Schéma d'un CSC-HVDC et (b) : Schéma d'un VSC-HVDC

Les liaisons HVDC peuvent être classées en deux grandes familles :

- La première est celle des **liaisons HVDC en sources de courant (CSC: Current Source Converter) commutées en ligne**. Cette famille utilise des thyristors conventionnels comme valves et travaille en tant que source de courant (figure 3-a). Comme le thyristor conventionnel n'a pas la capacité de fermeture forcée (turn-off), il peut uniquement être exploité en mode de source de courant. Son avantage principal par rapport aux dispositifs totalement commandables se trouve dans sa puissance élevée d'opération, son coût plus réduit et ses pertes plus faibles [8]. Une classification des dispositifs semi-conducteurs avec leurs limites opérationnelles et leurs applications est présentée dans la figure 3. Pour ces liaisons, l'inductance du côté DC ne permet pas un changement brusque du courant. Comme le courant circule toujours dans le même sens, il est nécessaire de renverser la polarité de la tension aux bornes DC pour inverser le flux de puissance active.

- La deuxième famille est celle des **liaisons HVDC à commutation forcée utilisées en tant que sources de tension (VSC: Voltage Source Converter)**. Cette famille utilise des semi-conducteurs commandés à l'amorçage et au blocage. Elle est bien adaptée pour des niveaux de puissance moyens. Comme il peut être noté

dans le tableau 2, les projets récents présentent des niveaux de puissance s'échelonnant entre 300 et 400 MW.

À l'inverse des sources de courant, l'inversion du sens de la puissance dans les sources de tension (figure 3-b) s'obtient en renversant le sens du courant. Par la suite nous allons nous focaliser sur les liaisons VSC. Les technologies CSC sont développées dans [9].

2.2 Les liaisons HVDC en source de tension à commutation forcée (VSC-HVDC)

L'expérience industrielle des liaisons VSC-HVDC est très récente en comparaison de celle des liaisons CSC-HVDC. Le premier système VSC-HVDC comportant des IGBT et une commande de type MLI (Modulation de largeur d'impulsion) a été installé à Hellsjön (Suède) en 1997. L'interconnexion faisait 10 km et pouvait transporter 3 MW sous ± 10 kV. Depuis 1997, l'évolution de cette technologie a été très rapide, comme en témoigne le Tableau 2 de [9].

Ce tableau montre également que les IGBT sont désormais les semi-conducteurs de puissance standard pour ce type d'applications. Malgré leur niveau de puissance plus modeste par rapport aux

CSC-VSC [10], les liaisons VSC-HVDC présentent plusieurs facteurs intéressants :

- elles ne souffrent pas de défaillances de commutation causées par les perturbations du réseau
- les puissances active et réactive peuvent être commandées librement dans les quatre quadrants (figure 4),
- il est possible de connecter un VSC-HVDC à un système électrique qualifié de « faible » (à puissance de court-circuit réduite) ou même sans source de génération propre
- les transformateurs ne sont pas nécessaires pour assister à la commutation des semi-conducteurs totalement commandés
- elles offrent une dynamique plus élevée et, à la faveur des commandes de type MLI, les filtres sont plus réduits

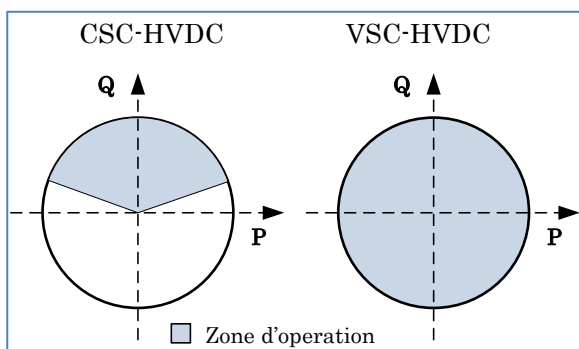


Figure 4 : Commande de la puissance active et réactive dans les CSC-HVDC et les VSC-HVDC.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à générer les signaux d'amorçage des semi-conducteurs en comparant un signal de consigne avec un signal de type porteuse triangulaire (ou en dent de scie), comme le montre la figure 6(a). L'onde à la sortie du convertisseur – $e(t)$ – (voir figure 5) est un signal fortement découpé mais, sa composante fondamentale – $e_1(t)$ – a la même allure que le signal de référence.

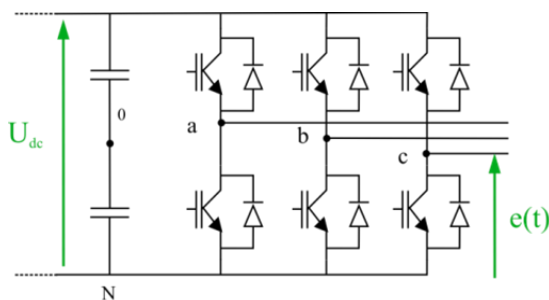


Figure 5 : Convertisseur à deux niveaux avec des IGBTs

La MLI génère des harmoniques de découpage à fréquences multiples de la fréquence du signal associé à la porteuse (figure 7). En raison de fréquences de filtrage élevées, la taille de ces filtres est plus petite que celle des filtres utilisés pour des CSC-HVDC.

Aujourd'hui, l'inconvénient principal des liaisons VSC-HVDC se trouve dans les niveaux de tension et de puissance envisageables, qui sont beaucoup plus faibles que pour les liaisons CSC-HVDC. Cependant cette différence est en train de se réduire.

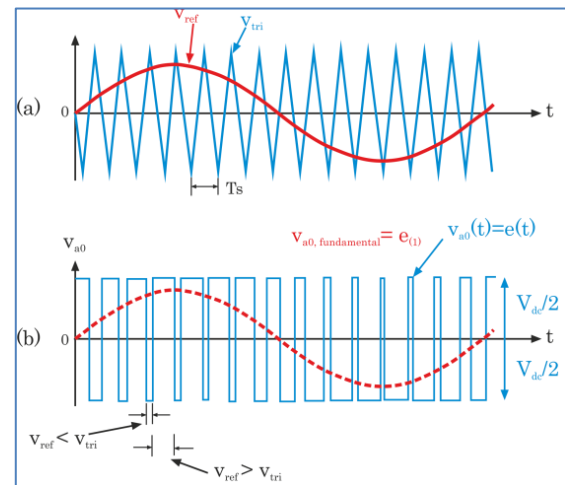


Figure 6 : Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) – (a) : Signaux d'entrée de la MLI – (b) : Onde de sortie.

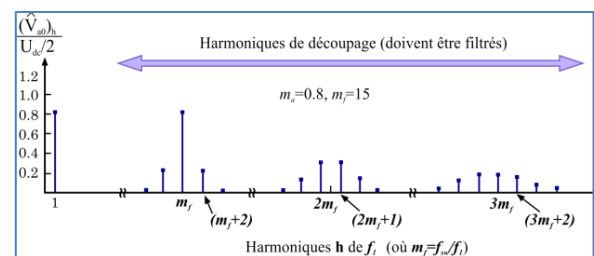


Figure 7 : Harmoniques résultantes de la MLI.

Récemment, des projets de VSC-HVDC associés à des niveaux de tension et de puissance plus importants ont été proposés :

- plusieurs interconnexions entre l'Allemagne et des fermes éoliennes offshore ont été projetées pour les années 2012, 2013 et 2014 : les interconnexions BorWin2, Dolwin1, Helwin1 et SylWin1. Ces interconnexions ont une capacité de transport d'entre 546 et 864 MW et une tension d'entre 250 et 320 kV. Les distances d'interconnexion varient entre 130 et 205 km [11][12]
- Le projet de Tres Amigas, aux Etats-Unis, permettra d'interconnecter les trois principaux réseaux électriques américains (le réseau Est, le réseau ouest et le réseau de Texas). Cette interconnexion sera la première plateforme de ce type dans le monde et représente, également, le plus grand projet de « smart grid » aux Etats-Unis. Les stations pourront fournir 750 MW à 345 kV. L'exploitation commerciale de cette interconnexion est attendue en 2014 [13].

Un autre désavantage, par rapport aux liaisons CSC-HVDC, réside dans leur faible capacité de limitation de courant de court-circuit face aux défauts du côté DC.

3 Liaisons à convertisseurs source de tension (VSC-HVDC)

La topologie de base pour le convertisseur VSC est celle d'un onduleur de tension classique à deux niveaux (figure 5). Cette technologie est très proche d'atteindre un degré de maturité, quand il s'agit d'applications en basse et moyenne puissance. Plusieurs applications ont été mises en œuvre, notamment dans les entraînements en moyenne puissance. Néanmoins, afin de pouvoir évoluer de la même façon dans les applications de fortes puissances, il est nécessaire de progresser sur les points suivants :

- composants,
- topologie,
- commande.

La course incessante se poursuit pour développer des semi-conducteurs de puissance à haute tension et à haute intensité capable d'entraîner des systèmes de forte puissance. Actuellement, une forte concurrence subsiste entre l'utilisation de topologies de convertisseurs classiques avec des semi-conducteurs de haute tension, et l'utilisation de nouvelles topologies de convertisseurs utilisant des composants de moyenne tension, mais sur la base de structures multi-niveaux. Cette situation est illustrée dans la figure 8. Dans cette figure les semi-conducteurs de moyenne puissance sont groupés en fonction des types de topologies multi-niveaux : topologie Neutral Point Clamped (NPC), topologie FlyingCapacitors (FC), topologie Cascaded H-Bridges (CHB) et topologie ModularMultilevelConverter (MMC). La description de ces topologies est détaillée par la suite.

3.1 Composants

La figure 2 montre le couple puissance-fréquence de plusieurs interrupteurs de puissance. On peut observer qu'au fur à mesure que la puissance imposée à l'interrupteur augmente, la capacité de commutation de l'interrupteur diminue.

C'est pour cela que dans le cas de fortes puissances, le CSC à base de thyristors, qui commute à la même fréquence du réseau, a été préféré au VSC à base d'IGBT qui doit commuter à des fréquences très supérieures à celle du réseau. Par conséquent, afin d'aboutir à des VSC de haute puissances, une des solutions possibles repose sur la mise au point de composants semi-conducteurs de haute fréquence et haute puissance

3.2 Topologie

3.2.1 Deux niveaux

Il est également possible d'augmenter le niveau de puissance toléré par le VSC en modifiant sa topologie, c'est-à-dire la façon dont sont disposés les composants internes du convertisseur.

Association de composants

Une solution simple a été proposée par ABB dans les années 1990, appelée *HVDC Light*. Cette solution consiste à remplacer chaque IGBT de la topologie à deux niveaux avec plusieurs IGBT connectés en série. Cette configuration conduit à distribuer la tension entre plusieurs interrupteurs au lieu d'un seul, ce qui permet d'opérer le système avec des tensions plus importantes. Du point de vue de la commande, chaque groupe d'interrupteurs doit s'ouvrir et se fermer exactement en même temps. De cette façon, on peut extrapoler les avantages et les performances des convertisseurs à deux niveaux à des tensions et à des puissances plus importantes. Un inconvénient de ce système réside dans l'augmentation des pertes par commutation, puisqu'il fonctionne à peu près à la même fréquence que dans le cas simple (un seul IGBT par module) mais avec davantage de pertes dues à l'augmentation du nombre d'interrupteurs

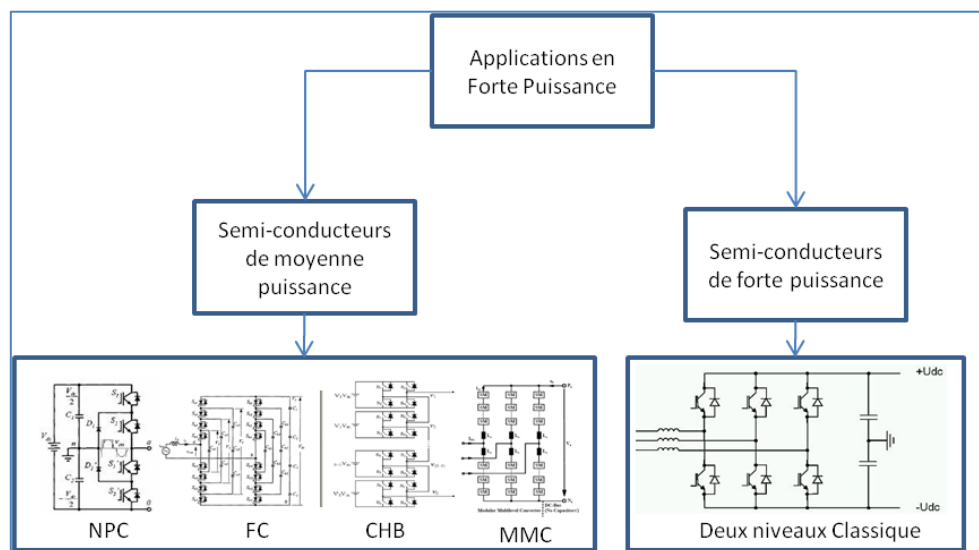


Figure 8: Classification des solutions VSC pour fortes puissances

3.2.2 Multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux ont comme objectif d'étendre les avantages des convertisseurs VSC de faible et moyenne puissance, d'une part au cas des applications de forte puissance adaptés aux entraînements à vitesse variable de haute puissance et tension, d'autre part à celui des grands convertisseurs destinés aux réseaux électriques tel que les VSC-FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) et les VSC-HVDC. Pour atteindre cet objectif, en plus de l'augmentation du nombre d'interrupteurs comme dans le cas précédent, la topologie interne du convertisseur doit être modifiée. Parmi les avantages de ces topologies, on peut citer les points suivants :

- la tension de sortie du convertisseur se rapproche énormément de celle d'un signal sinusoïdal, en conséquence :
 - la taille des filtres diminue,
 - la fréquence de commutation, et par conséquent les pertes par commutation, diminuent.
- La figure 9 montre l'amélioration de la qualité de l'onde de tension d'un convertisseur multi-niveaux par rapport à celle d'un convertisseur classique, en comparant les tensions de sortie des deux systèmes dans le cas monophasé.
- possibilité de travailler avec des tensions et des puissances élevées,
- réduction de la taille, voire élimination du transformateur,
- tous les avantages du VSC deux niveaux.

Plusieurs topologies multi-niveaux existent dans la littérature, dont trois parmi eux sont les plus connues : le *Diode-Clamped/ Neutral-point Clamped (NPC)* converter, le *Flying Capacitor (FC)* et le *Cascaded H-Bridge (CHB)* converter. Parmi ceux-ci, on s'intéressera seulement aux deux premiers, le CHB étant souvent utilisé en tant que compensateur statique (STATCOM/FACTS) mais pas dans une configuration

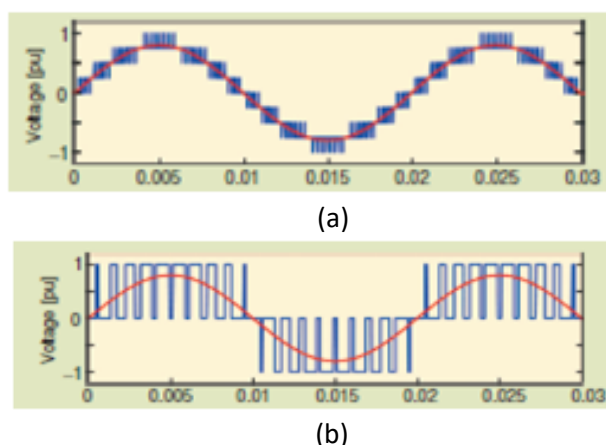


Figure 9 : Ondes de sortie d'un convertisseur et son fondamental –(a) multi-niveaux –(b) à deux niveaux

HVDC. Finalement, la topologie multi-niveaux la plus récente, et qui s'avère être la plus prometteuse, sera présentée : le *Modular Multilevel Converter (MMC ou M2C)*.

Dans les années 1980, les préoccupations en électronique de puissance étaient centrées sur l'accroissement de la puissance du convertisseur. Les CSC étaient les centres d'intérêt principaux des chercheurs qui s'évertuaient à en augmenter le courant. D'autres chercheurs ont cependant commencé à travailler sur l'idée d'augmenter la tension au lieu du courant. Plusieurs scientifiques se sont penchés sur le développement de nouvelles topologies et, en 1981, A. Nabae, I. Takahashi, et H. Akagi ont présenté le premier NPC à « *pulse width modulation* » (modulation de largeur d'impulsion), appelé aussi le *diode-clamped converter*. Ce convertisseur était basé sur une modification de la topologie classique à deux niveaux en ajoutant deux nouveaux semi-conducteurs par phase (voir figure 8). Dans cette nouvelle topologie, chaque dispositif de puissance a la charge de supporter, au plus, la moitié de la tension quand on le compare avec un convertisseur classique avec le même bus continu.

Ainsi, si les semi-conducteurs de puissance ont les mêmes caractéristiques que dans le cas à deux niveaux, la tension peut être doublée.

Quelques années plus tard, d'autres topologies de convertisseurs telles que le FC ou le CHB sont apparues. Ces topologies multi-niveaux présentent différentes caractéristiques par rapport au NPC, du point de vue du nombre de composants, de la modularité, de la complexité de la commande, du rendement et de la tolérance aux défauts. En fonction de l'application, la topologie multi-niveaux peut être choisie en utilisant les critères du tableau 2.

Comparaison de topologies multi-niveaux			
	NPC	FC	CHB
Exigences spécifiques	Diodes de blocage	Capacités additionnelles	Sources de tensions continues isolées
Modularité	Faible	Moyenne	Elevée
Complexité de la conception et de la commande	Faible	Moyenne (capacités)	Elevée (Transformateur d'entrée)
Difficultés de la commande	Equilibrer les tensions	Initialisation des capacités	Transfert de puissance
Tolérance en cas de défaut	Difficile	Facile	Facile

Tableau 2 : Comparaison de topologies multiniveaux

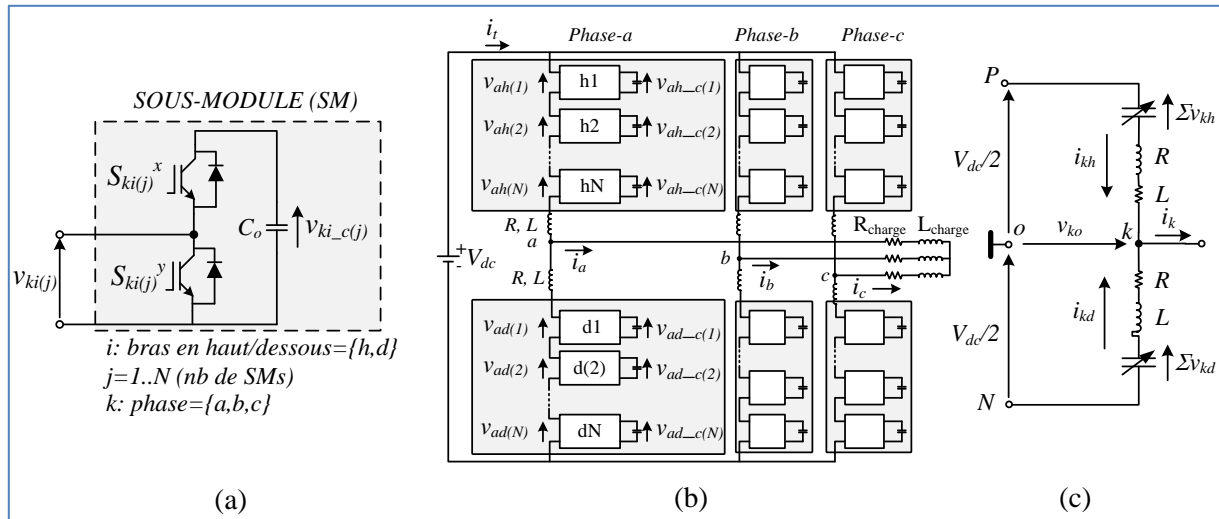


Figure 10 : Détails de la topologie MMC – (a) Sous-module – (b) Convertisseur – (c) Circuit équivalent.

3.3 Les convertisseurs MMC (Modular Multilevel Converter)

Le convertisseur modulaire multi-niveaux est le convertisseur de puissance le plus prometteur pour des applications intéressant le futur proche, surtout dans le domaine des liaisons à courant continu (HVDC). Il a été proposé en 2002 par R. Marquardt, A. Lesnicar, and J. Hildinger. Le principe de fonctionnement de la topologie multi-niveaux réside dans l'insertion de sous-modules, composés par deux interrupteurs, ayant comme finalité d'engendrer une forme d'onde multi-niveaux. Un tel convertisseur produit de faibles pertes de commutation, parce qu'il fonctionne à une fréquence de commutation relativement faible et, en conséquence, possède un contenu harmonique réduit quand on le compare aux convertisseurs classiques à deux niveaux.

Cet aspect permet d'atteindre de bonnes performances avec des filtres notablement plus réduits, voire inexistantes. La topologie MMC admet en option de fonctionner sans transformateur, car la tension est distribuée également entre chaque condensateur. Sa modularité assure un fonctionnement plus fiable et facilite sa maintenance. Il présente un seul lien en continu auquel il est possible de raccorder un ou plusieurs convertisseurs, adapté aux applications multi-terminaux sans avoir besoin d'un condensateur entre les deux terminaux. La plupart des efforts de recherche en cours actuellement sont axés sur la conception des systèmes de régulation adaptés à ce type de convertisseurs.

Le convertisseur modulaire multi-niveaux combine les avantages du NPC et du FC avec l'aspect modulaire du CHB. Il présente une topologie adaptée au fonctionnement d'une liaison à courant continu, tout en gardant les caractéristiques modulaires du CHB, avec les avantages suivants:

- une conception modulaire qui permet d'adapter librement le niveau de tension et de puissance du

convertisseur et qui est indépendante de l'état de l'art des dispositifs de puissance

- une forme d'onde multi-niveaux qui produit un taux de distorsion harmonique faible,
- une haute disponibilité grâce à l'utilisation redondante des sous-modules. Quelques modules peuvent être gardés en réserve (étant court-circuités), pour pouvoir remplacer les modules défectueux

3.4 La conduite

Dans un terminal VSC-HVDC, on peut réguler deux paramètres sur quatre possibles (puissances active et réactive, tension AC au point de connexion, tension du bus DC). Ces paramètres fonctionnent par paires :

- la puissance active (1), ou la tension du bus DC (2),
- la puissance réactive (3), ou la tension alternative du point de connexion au réseau AC (4).

Le choix des paramètres à réguler dépend fortement de la nature du système alternatif auquel le VSC-HVDC est raccordé. Parmi toutes les configurations, trois types de réseau ont un intérêt particulier dans les réseaux du futur :

- **les réseaux forts** : Un réseau fort est considéré très stable si la tension alternative au point de connexion avec le VSC peut être prise comme invariable. Par conséquent, réguler le paramètre (4) n'a pas de sens. C'est pour cela que l'on régule le paramètre (3), normalement forcé à zéro afin d'utiliser plus efficacement la capacité de transport du système. Un réseau fort peut donner naissance soit à :

- o Une régulation de tension : dans ce cas-là, en plus de réguler le paramètre (3), on régule le paramètre (2),
- o Une régulation de puissance : dans ce cas, on régule le couple de paramètres (3) et (1).

- **les réseaux faibles** : Un réseau faible est souvent associé aux réseaux des producteurs d'électricité d'origine renouvelable (parcs éoliens, PV, CSP, etc.). Ils sont considérés comme faibles car la tension alternative au point de connexion avec le VSC ne peut pas être prise comme invariable, par conséquent il faut commander le paramètre (4). Typiquement, on régule aussi le paramètre (1),

- **Les réseaux passifs** : Un réseau passif n'a pas une tension naturelle au point de connexion, par conséquent c'est le VSC qui force cette tension. C'est donc le paramètre (4) qui doit être régulé. Le paramètre (1) doit aussi être régulé, car typiquement les réseaux passifs sont ceux desservant de petites îles, des plates-formes ou tout simplement sont des réseaux isolés. En conséquence, il faut commander la puissance active qui est requise.

4 Réseaux multi-terminaux

Un système multi-terminaux HVDC (MTDC) est composé de plus de deux convertisseurs connectés par des câbles de courant continu et qui partagent le même bus DC, comme l'illustre la figure 11. Les systèmes multi-terminaux HVDC ont des avantages sur les HVDC à deux terminaux sur plusieurs aspects :

- les MTDC permettent l'interconnexion de plusieurs réseaux alternatifs sur des distances moyennes ou longues,
- ils ont des avantages économiques du fait que le coût total des convertisseurs installés dans un système MTDC est généralement inférieur à celui de plusieurs HVDC équivalents à deux terminaux [14],
- les systèmes MTDC peuvent offrir une plus grande flexibilité dans la distribution des flux de puissance dans des grands réseaux interconnectés,
- ils peuvent aider à amortir les oscillations dynamiques non-désirées des réseaux.

En contrepartie, les systèmes multi-terminaux requièrent plus d'appareillage de connexion, pour s'adapter à configuration des interconnexions, ainsi que des

systèmes complexes de coordination, de commande de télécommunications. La possibilité de mettre en œuvre des systèmes MTDC dépend fortement de la disponibilité de disjoncteurs à courant continu. Il existe des différences très significatives entre les exigences de disjoncteurs AC et de disjoncteurs DC, principalement à cause de l'absence d'un passage naturel par zéro du courant continu dans les systèmes DC. Les disjoncteurs DC doivent couper les courants de court-circuit très rapidement et ont besoin de dissiper l'énergie emmagasinée dans les inductances du système. A l'heure actuelle, les disjoncteurs DC sont uniquement disponibles pour des applications de faible ou moyenne tension. Pour les applications HVDC, seuls des disjoncteurs de courant de charge et de transfert sont utilisés [15].

Les MTDC sont une réalité depuis plus de vingt ans, mais ils n'ont jamais dépassé le nombre de quatre terminaux. En outre, la plupart des MTDC utilisent des technologies à base de thyristors. Quelques exemples de MTDC actuellement en service :

- **Sardaigne – Corse – Italie (SACOI)**, qui est une extension du système à deux terminaux Sardaigne – Italie construit en 1967. Un troisième terminal a été ajouté en Corse en 1991. C'est un système de type HVDC classique à thyristors, à trois terminaux, d'une puissance de 200 MW pour deux terminaux et 300 MW le troisième. Le niveau de tension est de ± 200 kV [16].

- **Pacifique Intertie (Etats-Unis)**, qui a été mis en service en 1970 et qui, depuis, a été mis à niveau trois fois de 1970 au 2004. La liaison comporte quatre terminaux bipolaires en parallèle qui totalisent 3100 MW, avec une technologie classique. A l'origine, la liaison était conçue pour travailler à une tension DC de ± 400 kV mais elle a été portée à ± 500 kV [11] [17].

- **Hydro-Québec à New England (Canada)**, qui est le premier système multi-terminal à grande échelle du monde. Les années de mise en service se sont étalées de 1986 à 1992. C'est aussi un HVDC « classique » à trois terminaux de 2 000 MW chacun, d'une tension alternative de 315 kV, 230 kV, 345 kV et un niveau de tension continue de ± 450 kV [18].

5 Exemple de commande d'un convertisseur multi-niveaux

Une des spécificités d'un MMC, est la distribution de la capacité de filtrage du bus DC sur chaque sous-module (figure 10), alors qu'elle est présente aux bornes du bus DC sur une structure deux niveaux. Il apparaît alors que l'équilibrage de ces capacités est primordial pour garantir la sécurisation des transistors. Cette tâche est relativement complexe et a donné lieu à de nombreux travaux [19-20]. Deux inductances sont placées sur les bras supérieur et inférieur pour compenser les déséquilibres de tension entre le bas DC et les sous-modules.

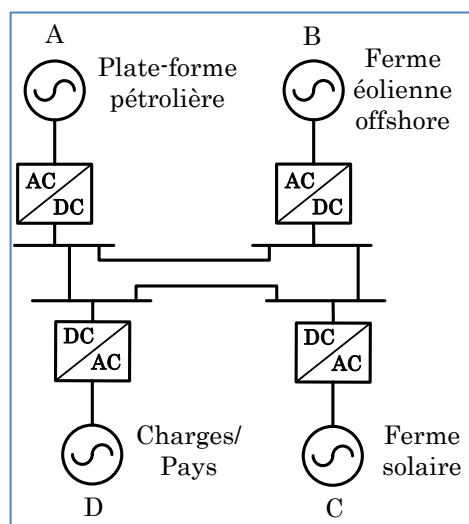


Figure 11 : Exemple de réseaux multi-terminaux

Par ailleurs, un convertisseur multi-niveaux se caractérise par l'existence d'un courant de circulation sur chaque bras. Ainsi, deux courants indépendants (figure 10) sont utilisés pour la mise au point de stratégies de contrôle [21-22] :

- Le courant de charge AC, i_{vk} , utilisé soit pour le contrôle de la puissance active ou de la tension du bus DC, soit pour le contrôle de la puissance réactive ;
- Le courant différentiel, i_{diff} , circule naturellement dans chaque bras du convertisseur sans interférence avec le courant de charge.

$$i_{kh} = i_{diff_k} + \frac{i_k}{2}$$

$$i_{kd} = i_{diff_k} - \frac{i_k}{2}$$

Des stratégies de contrôle ont utilisé ce courant pour équilibrer les tensions (et donc l'énergie) sur les condensateurs des sous-modules, ou pour les lisser.

Dans [21], la méthode proposée repose sur un contrôleur qui régule les énergies stockées dans les bras supérieurs et inférieurs, et un second qui régule leur différence.

Par la suite, nous abordons une méthode de contrôle de l'énergie des bras du convertisseur pour réduire les oscillations des tensions [20]. Si les tensions sont bien équilibrées, il est possible d'exprimer les tensions de chacun des N condensateur haut (*Upper*) et bas (*Lower*):

$$u_{CU_i} = \frac{u_{CU}^\Sigma}{N}$$

$$u_{CL_i} = \frac{u_{CL}^\Sigma}{N}$$

L'énergie stockée s'écrit :

$$u_{CU}^\Sigma = \sqrt{\frac{2 \cdot W_{CU(t)}^\Sigma}{C_{arm}}}$$

$$u_{CL}^\Sigma = \sqrt{\frac{2 \cdot W_{CL(t)}^\Sigma}{C_{arm}}}$$

Pour chaque bras nous pouvons introduire les énergies W_C^Σ et W_C^Δ :

$$W_{CU(t)}^\Sigma = \frac{W_{CU(t)}^\Sigma + W_{CU(t)}^\Delta}{2}$$

$$W_{CL(t)}^\Sigma = \frac{W_{CL(t)}^\Sigma - W_{CL(t)}^\Delta}{2}$$

Ainsi, pour réduire les oscillations des tensions u_{CU_i} et u_{CL_i} , il faut réduire les oscillations sur les énergies W_C^Σ et W_C^Δ . Les variations de ces énergies s'expriment à partir d'un bilan de puissance instantanée pour chaque bras :

$$u_{diff}(t) = R \cdot i_{diff}(t) + L \frac{d}{dt} i_{diff}(t)$$

$$\frac{d}{dt} (W_{CU(t)}^\Sigma) = -e_v(t) \cdot i_v(t) + V_{dc} \cdot i_{diff}(t) - [2 \cdot (u_{diff}(t) \cdot i_{diff}(t))]$$

$$\frac{d}{dt} (W_{CL(t)}^\Delta) = V_{dc} \cdot i_v(t) - u_{diff}(t) \cdot i_v(t) - [2 \cdot e_v(t) \cdot i_{diff}(t)]$$

u_{diff} est la tension aux bornes des inductances R,L de chaque demi-bras, e_v et i_v la tension monophasée et le courant fourni à la charge.

A partir des équations des variations d'énergie W_C^Σ et W_C^Δ pour chaque bras (a,b,c), il est possible d'en déduire une commande dans le repère de Park

$$\frac{d[W_{abc}^\Sigma]}{dt} = - \begin{bmatrix} e_{va} & 0 & 0 \\ 0 & e_{vb} & 0 \\ 0 & 0 & e_{vc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{va} \\ i_{vb} \\ i_{vc} \end{bmatrix} + V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} i_{diffa} \\ i_{diffb} \\ i_{diffc} \end{bmatrix} - 2 \cdot \begin{bmatrix} u_{diffa} & 0 & 0 \\ 0 & u_{diffb} & 0 \\ 0 & 0 & u_{diffc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{diffa} \\ i_{diffb} \\ i_{diffc} \end{bmatrix}$$

Puis avec

$$[P] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(2\omega t) & -\sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

(les harmoniques au-delà du rang 3 sont négligés pour le courant i_{diff} , et la composante inverse à 2ω est étudiée)

Il vient

$$[W_{dq0}^\Sigma] = \begin{bmatrix} 0 & 2\omega & 0 \\ -2\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [W_{dq0}^\Sigma] - [P_{v_dq0}] + (V_{DC} \cdot [i_{diff_dq0}]) - [P_{diff_dq0}]$$

En posant

$$[P_{v_dq0}] = [P] \begin{bmatrix} e_{va} & 0 & 0 \\ 0 & e_{vb} & 0 \\ 0 & 0 & e_{vc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{va} \\ i_{vb} \\ i_{vc} \end{bmatrix}^{-1}$$

$$[P_{diff_dq0}] = [P] \left\{ 2 \begin{bmatrix} u_{diffa} & 0 & 0 \\ 0 & u_{diffb} & 0 \\ 0 & 0 & u_{diffc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{diffa} \\ i_{diffb} \\ i_{diffc} \end{bmatrix} \right\}$$

L'évolution de chaque composante (d,q,0) est donnée par :

$$\dot{W}_d^\Sigma = V_{DC} \cdot i_{diff_d} + 2\omega \cdot W_q^\Sigma - P_{v_d} - P_{diff_d}$$

$$\dot{W}_q^\Sigma = V_{DC} \cdot i_{diff_q} - 2\omega \cdot W_d^\Sigma - P_{v_q} - P_{diff_q}$$

$$\dot{W}_0^\Sigma = V_{DC} \cdot i_{diff_0} - P_{v_0} - P_{diff_0}$$

Les références pour les boucles interne de courant ($I_{diff(dq0)}$) sont donc :

$$\begin{aligned}
 I_{diff_d}^{ref} &= \left(W_d^{\Sigma ref} - W_d^{\Sigma} \right) \cdot \left(kp + \frac{1}{ki \cdot s} \right) \\
 &\quad + \frac{(P_{v_d} + P_{diff_d} - 2\omega \cdot W_q^{\Sigma})}{V_{dc}} \\
 I_{diff_q}^{ref} &= \left(W_q^{\Sigma ref} - W_q^{\Sigma} \right) \cdot \left(kp + \frac{1}{ki \cdot s} \right) \\
 &\quad + \frac{(P_{v_q} + P_{diff_q} + 2\omega \cdot W_d^{\Sigma})}{V_{dc}} \\
 I_{diff_0}^{ref} &= \left(W_0^{\Sigma ref} - W_0^{\Sigma} \right) \cdot \left(kp + \frac{1}{ki \cdot s} \right) \\
 &\quad + \frac{(P_{v_0} + P_{diff_0})}{V_{dc}}.
 \end{aligned}$$

Enfin, les tensions u_{diff} sont pilotées par la boucle interne de courant :

$$\begin{aligned}
 u_{diff_d} &= (i_{diff_d}^{ref} - i_{diff_d}) \cdot \left(kp' + \frac{1}{ki' \cdot s} \right) - 2\omega L_{arm} \\
 &\quad \cdot i_{diff_q} \\
 u_{diff_q} &= (i_{diff_q}^{ref} - i_{diff_q}) \cdot \left(kp' + \frac{1}{ki' \cdot s} \right) + 2\omega L_{arm} \\
 &\quad \cdot i_{diff_d} \\
 u_{diff_0} &= (i_{diff_0}^{ref} - i_{diff_0}) \cdot \left(kp' + \frac{1}{ki' \cdot s} \right).
 \end{aligned}$$

6 Conclusion

La croissance et le développement des liaisons HVDC sont fortement liés aux avancées technologiques en matière de semi-conducteurs, de topologies et de méthodes de commande. L'arrivée des interrupteurs commandables tels que les IGBT a entraîné une révolution dans le monde des HVDC, ouvrant la voie aux liaisons HVDC en sources de tension. Les VSC-HVDC se déploient sur toute une gamme de nouvelles applications qui n'étaient pas atteignables par les CSC-HVDC. Notamment, les liaisons VSC-HVDC peuvent être connectées aux réseaux faibles et peuvent commander librement la puissance active et réactive dans les quatre quadrants. Il faut préciser que, les VSC-HVDC ne constituent pas, en règle générale, une solution de substitution au CSC-HVDC, mais plutôt une solution complémentaire qui élargit les possibilités des liaisons DC.

Les structures multi-niveaux proposées restent des systèmes complexes à piloter, en particulier concernant la gestion de l'énergie stockée dans les capacités des sous-modules, et la stabilité des tensions.

5 Références

- [1] MED-EMIP Project (finance par l'EU). Medring Update Vol. I: Overview of the power systems of the Mediterranean Basin, Final Draft, April 2010.
- [2] W. Long, S. Nilsson, « HVDC Transmission: Yesterday and Today », IEEE Power and Energy Magazine, mars/avril 2007.
- [3] M. Pays, « Câbles de transport d'énergie. Technologies. Caractéristiques », Techniques de l'Ingénieur. Traité Génie Électrique. D 4520.
- [4] E. Joncquel, « Transport d'énergie en courant continue à haute tension », Techniques de l'Ingénieur. Traité Génie Électrique. D 4761.
- [5] En ligne : http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_HVDC_projects.
- [6] A. Nakagawa, "Recent advancement in high voltage power devices and ICs-Challenges to achieve silicon limit characteristics", International Symposium on VLSI Technology, Systems and Applications (VLSI-TSA '08), 21-12 April, 2008.
- [7] Semikron Application Manual (en ligne : www.semikron.com).
- [8] N.G. Hingorani, L. Gyugyi, "Understanding FACTS-Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems", Wiley-Interscience, 1999.
- [9] JL Thomas, M. Boyra, et G. Bergna « Les technologies de liaisons à courant continu pour l'interconnexion des réseaux électriques du pourtour méditerranéen », REE, 2011
- [10] N. Flourentzou, V.G. Agelidis, G.D. Demetriades, "VSC-based HVDC power transmission systems: An overview", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, no.3, mars 2009.
- [11] En ligne : www.abb.com.
- [12] En ligne : www.tennetso.de.
- [13] En ligne : www.alstom.com.
- [14] R. da Silva, R. Teodorescu and P. Rodriguez, "Power Delivery in Multi terminal VSC-HVDC Transmission System for Offshore Wind Power Applications." Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe, October 2010
- [15] C. M. Franck, "HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, No. 2, April 2011
- [16] P. Kundur, N.J. Balu. Power System Stability and Control. McGraw-Hill Professional, 1994. ISBN 007035958X, 9780070359581
- [17] Michael Häusler, "Multi terminal HVDC for High Power Transmission in Europe", CEPEX'99, Poznan, Poland, 1999

- [18] ABB. Power Transmission and Distribution. The HVDC Transmission Québec – New England.
- [19] N. Ahmed, A. Haider, D. Van Hertem, Lidong Zhang, and H.-P. Nee, “Prospects and challenges of future HVDC supergrids with modular multilevel converters,” in Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 30 2011-sept. 1 2011, pp. 1–10.
- [20] G. Bergna, E. Berne, P. Egrot, P. Lefranc, A. Amir, J. Vannier, and M. Molinas, “An energy-based controller for HVDC modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillations reduction,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 6, pp. 2360-71, 2013.
- [21] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H.-P. Nee, “On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter,” in Proc. EPE Conf., Barcelona, Spain, Sep. 8–10, 2009, pp. 1–10
- [22] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, and H.-P. Nee, “Dynamic analysis of modular multilevel converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, 2013

Approche concrète du régime sinusoïdal dans le cadre de l'adaptation Bac Pro – STS électrotechnique

Florent HOLST

Lycée Edmond Labbé – 59500 DOUAI
florent.holst@ac-lille.fr

Résumé : Cet article propose une approche concrète du régime sinusoïdal en première année de STS électrotechnique qui peut être transposée dans bon nombre d'autres classes de STS. En minimisant le recours aux mathématiques, cette approche permet de limiter le découragement des étudiants provenant de la voie professionnelle. L'auteur présente dans cet écrit l'évolution de ses leçons sur le régime sinusoïdal et les progrès sur les notes qui en ont résulté

Introduction

L'introduction du régime sinusoïdal dans la filière STI se faisait principalement par les mathématiques.

Si cette approche, classiquement reprise en STS électrotechnique, est relativement bien adaptée aux étudiants provenant de STI, qui l'ont déjà rencontrée, et de S, capables d'une abstraction mathématique importante, cette mathématisation excessive met en difficulté les étudiants issus de la voie professionnelle[1].

Ces derniers possèdent à contrario une bonne connaissance des systèmes électriques. L'article propose pour cette leçon une présentation basée sur la modélisation des systèmes électriques et abordant toutes les notions exigibles sans mathématisation systématique.

1 Approche mathématisée du régime sinusoïdal :

Cette approche, que l'on peut qualifier de classique, était celle de l'auteur pour les étudiants de 1^{ère} année durant les années scolaires débutant en septembre 2008 et 2009. La leçon inhérente avait pour support un polycopié de neuf pages qui détaillait :

- les différentes représentations mathématiques d'une grandeur sinusoïdale (algébrique, temporelle, angulaire, vectorielle et complexe) ;
- la définition du déphasage et sa détermination sur les différentes représentations ;
- l'étude complète des dipôles linéaires (détermination théoriques des impédances complexes,...) et de leurs associations (calcul d'impédance complexe équivalente) ;
- l'adaptation des théorèmes généraux vus dans la leçon précédente pour le régime continu (diviseur de tension, théorème de superposition, ...).

Cette étude très complète du régime sinusoïdal permet à l'étudiant qui en acquiert les connaissances de pouvoir appréhender de nombreux thèmes tant dans le domaine de l'électrotechnique que celui de l'électronique. Ceci est sans conteste un plus pour la poursuite d'étude. Elle a cependant l'inconvénient de décourager bon nombre d'étudiants, notamment issus du Bac professionnel mais pas uniquement.

2 Les savoir-faire indispensables du régime sinusoïdal pour la formation :

C'est principalement sur le dimensionnement des installations électriques que portent les savoir-faire associés. On peut en dégager deux primordiaux : savoir déterminer un déphasage et savoir calculer une valeur efficace de courant ou de tension.

Le déphasage courant/tension est en effet une préoccupation de l'industrie du fait de son impact économique. La détermination de celui-ci peut se faire sans aborder la notion de phase à l'origine et en évitant les calculs d'arguments de nombres complexes.

Le calcul de valeur efficace, prépondérant dans le choix du matériel (câbles, transformateur,...), se fait principalement par le biais de la représentation de Fresnel ou de la méthode de Boucherot (méthode utilisant les relations des puissances absorbées). Les nombres complexes peuvent donc être introduits succinctement en association étroite à la représentation de Fresnel et sans développement de calcul. Il n'est pas nécessaire pour ces déterminations de valeur efficace d'aborder les associations d'impédances et les théorèmes généraux.

Il y a quelques thèmes du programme du référentiel qui le nécessitent, mais ces notions peuvent être sorties de la leçon sur le régime sinusoïdal pour être abordées au fur et à mesure des besoins. Par exemple, lors de l'étude des filtres, on introduit succinctement le diviseur de tension.

3 Approche industrielle du régime sinusoïdal :

La présentation du régime sinusoïdal jointe en annexe et qui n'englobe que les savoir-faire indispensables décrits au paragraphe précédent, correspond à celle que l'auteur propose à ses étudiants depuis la rentrée 2010. Elle se décompose en deux leçons : le déphasage (annexe 1) et la modélisation des systèmes électriques (annexe 2).

L'enjeu industriel présenté en introduction est le même pour les deux chapitres : « minimisation de la facture énergétique ». Des objectifs correspondants aux savoir-faire sur lesquels l'étudiant sera évalué sont clairement définis et écrits pour chaque leçon.

La première leçon (polycopié de deux pages), dont la problématique est « comment mesure-t-on ce déphasage ? » présente :

- la définition du déphasage ;
- la détermination d'un déphasage ;
- la représentation de Fresnel ;
- l'expression temporelle.

L'expression temporelle qui était le point de départ de l'approche décrite au premier paragraphe, n'arrive qu'à la fin, ce qui permet d'éviter une mathématisation abrupte et le passage toujours problématique par la notion de phase à l'origine [2] [3].

La deuxième leçon (polycopié de quatre pages) dont la problématique est « comment modéliser les systèmes électriques pour prévoir leur déphasage ? » présente :

- Les dipôles linéaires comme éléments de modélisation des systèmes [4]
- Le déphasage et l'impédance complexe pour chacun des éléments
- les déterminations de déphasages et de valeurs efficaces avec la représentation de Fresnel

Le choix de l'exemple étudié (un modèle R,L série) n'est pas anodin : c'est la seule association dont l'étudiant doit connaître les relations du fait de sa redondance dans les modèles équivalents des systèmes rencontrés.

Les théorèmes généraux et les calculs fastidieux d'impédances complexes ont disparu de ces leçons.

Ils sont éventuellement introduits au cas par cas dans des situations pédagogiques ultérieures si nécessaire.

Cette approche du régime sinusoïdal, a permis une diminution du nombre de pages de neuf à sept avec un recours bien moins important aux mathématiques.

Le temps consacré à ce régime a également considérablement diminué passant de douze à huit heures et restreignant d'autant les objectifs pédagogiques. Il n'y a plus la nécessité de traiter dans l'intégralité le régime continu auparavant, les notions liées à celui-ci étant également abordées au cas par cas suivant les besoins des différentes notions abordées par la suite.

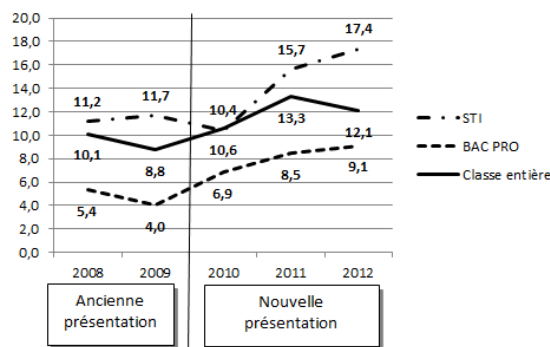
Le paragraphe suivant rend compte de l'évolution des notes due à la nouvelle présentation de cette partie du programme.

4. Quelques statistiques sur les résultats :

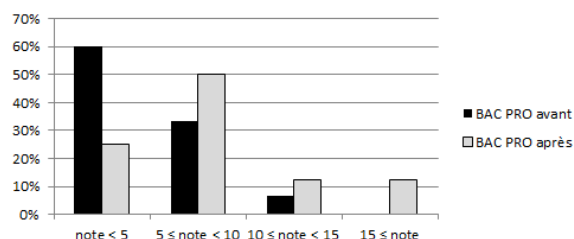
Les graphiques suivants correspondent à l'évolution sur cinq années des résultats obtenus au devoir surveillé sur le régime sinusoïdal par la classe de première année de STS électrotechnique du lycée Edmond Labbé de Douai.

Les deux premières années correspondent à une approche mathématisée (paragraphe 1) et les trois suivantes à l'approche industrielle (paragraphe 3).

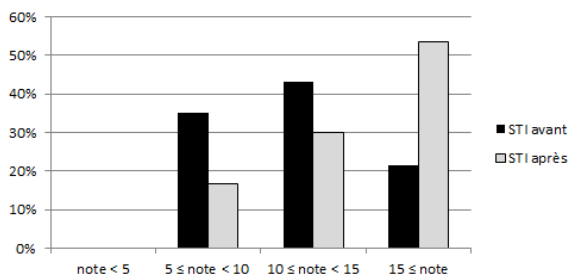
Du fait du nombre marginal d'étudiants provenant de terminale S, leurs résultats n'ont pas été détaillés mais tout de même pris en compte dans le calcul de la moyenne « classe entière ».



Graphique 1 : évolutions des moyennes



Graphique 2 : répartitions des notes obtenues par les étudiants originaires du baccalauréat professionnel avant et après la nouvelle présentation



Graphique 3 : répartitions des notes obtenues par les étudiants originaires du baccalauréat STI avant et après la nouvelle présentation

Du fait du faible effectif de la population étudiée (20 à 29 étudiants par promotion), il est difficile de tirer des conclusions générales de cette étude statistique. En effet, si le niveau des devoirs était équivalent sur les cinq années, il n'en allait pas de même pour celui des promotions.

Le graphique 1 montre cependant une évolution favorable des moyennes et les graphiques 2 et 3 un déplacement des populations étudiées vers des catégories de notes supérieures.

Conclusion :

Dans la classe de première année de STS électrotechnique de l'auteur, L'approche industrielle du régime sinusoïdal a permis une revalorisation des résultats et une diminution du décrochage scolaire en sciences physiques de la part des étudiants provenant du baccalauréat professionnel.

A la rentrée de septembre 2013, un certain nombre de bacheliers STI2D accéderont au STS électrotechnique. Ces derniers, de par la réforme de la filière industrielle du baccalauréat, n'auront pas abordé l'étude détaillée du régime sinusoïdal telle

qu'elle était pratiquée dans la filière STI. L'approche industrialisée sera certainement plus adaptée à cette population que l'approche classique.

Pour les étudiants demandeurs et désireux d'une poursuite d'étude, il sera toujours possible d'ajouter aux leçons une annexe développant l'ensemble de l'aspect mathématique du régime sinusoïdal sans en rendre les connaissances exigibles à l'ensemble de la classe.

Bibliographie :

[1] Samuel VIOLLIN, réussites et intégration professionnelle des étudiants en STS électrotechnique, La revue 3EI n°66(septembre2011)

[2] Christian DORVAL, déphasages électriques et différences de phases algébriques, Bulletin de l'Union des Physiciens n°844 (mai 2002)

[3] Michel ETIENNE, des déphasages, des notations et des contradictions, Bulletin de l'Union des Physiciens n°848(novembre 2002)

[4] Daniel MLYNEK, Leçon II : Résistance inductance et capacité, (<http://www-lemm.univ-lille1.fr/physique/physicie/lec2.htm>)

ANNEXE 1 : LE DÉPHASAGE COURANT/TENSION EN RÉGIME SINUSOÏDAL

Enjeu : diminution de la facture énergétique dans l'industrie

Problématique : Les installations industrielles sont de type inductif : de ce fait, le déphasage du courant par rapport à la tension est positif.

Le principal effet de ce déphasage est une augmentation de l'intensité du courant en ligne pour un apport d'énergie identique. Le surcoût financier engendré à l'entreprise est double :

⇒ Il faut sur-dimensionner l'installation (câbles de section plus importante,...)

⇒ Le fournisseur d'énergie, devant alors supporter des pertes d'énergie en ligne plus importantes, impose une taxe aux clients dont les installations admettent un trop grand déphasage.

Les entreprises chercheront donc toujours à minimiser ce déphasage. Comment mesure-t-on ce déphasage ?

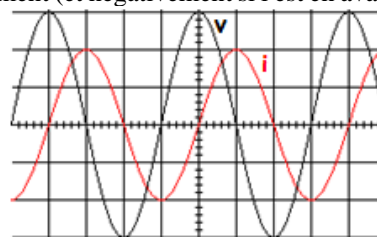
Objectifs :

A l'issue de la leçon, l'étudiant doit :			
6.1	Savoir déterminer un déphasage à partir d'un oscillogramme		
6.2	Savoir déterminer un déphasage à partir d'une représentation de Fresnel		
6.3	Savoir passer de l'écriture algébrique (expression temporelle) de grandeurs à la représentation de Fresnel et inversement		

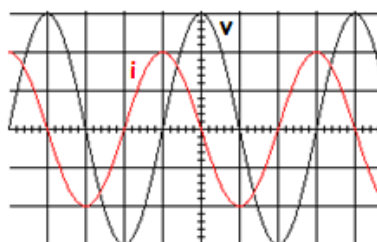
1. Ou'est-ce que le déphasage ?

En électrotechnique, lorsque l'on parle pour un système du déphasage φ sans autre précision, cela correspond au déphasage du courant par rapport à la tension. φ pourrait s'appeler également retard du courant sur la tension : en

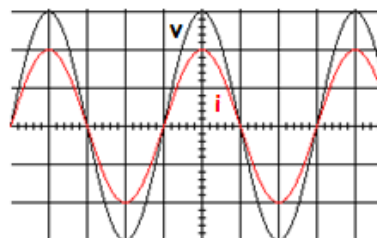
effet, lorsque i est en retard sur v , φ est compté positivement (et négativement si i est en avance sur v).



$\varphi > 0$ i est en retard sur v



$\varphi < 0$ i est en avance sur v



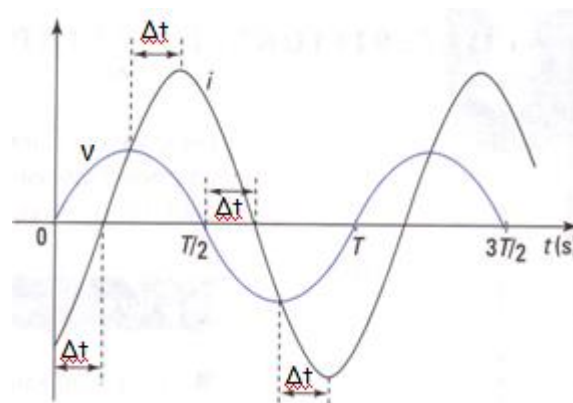
$\varphi = 0$ i et v sont en phase

$\varphi = 0$ correspond au cas idéal : il correspond à un minimum de courant en ligne pour une valeur donnée de puissance reçue par un système. C'est le cas d'un chauffage résistif.

Dès lors que les systèmes contiennent par exemple des moteurs, φ sera supérieur à zéro. Une des préoccupations économiques de l'entreprise est de minimiser au maximum ce déphasage. Il n'est pas toujours possible d'obtenir $\varphi = 0$, mais pour éviter les surtaxes des fournisseurs d'électricité, il suffit de le ramener en dessous de 0,38 rad (21,5°).

2. Comment mesure-t-on un déphasage ?

Pour déterminer φ sur une représentation temporelle, on mesure le décalage temporel Δt .



Il s'agit du décalage temporel entre les 2 courbes (entre 2 valeurs maximales, entre 2 passages par zéro de même nature,...). Il s'exprime en seconde (s).

On en déduit la valeur absolue du déphasage par une règle de 3 :

En degrés : $360^\circ \Rightarrow T \text{ (période)}$
 $|\varphi| \Rightarrow \Delta t$

$$|\varphi| = \frac{360 \times \Delta t}{T}$$

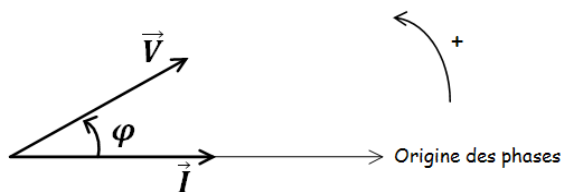
Le signe : φ est positif si i est en retard sur v (cas de la figure ci-dessus) et négatif si il est en avance.

3. Ou'est-ce que la représentation de Fresnel ?

C'est une représentation vectorielle qui permet de rendre compte de la valeur du déphasage et des valeurs efficaces des intensités de courant et des tensions.

Sur cette représentation, φ représente l'angle allant de \vec{I} vers \vec{V} . Les normes de ces vecteurs sont proportionnelles aux valeurs efficaces des grandeurs qu'ils représentent.

⇒ Généralement, on prend \vec{I} comme origine des phases :



Écriture algébrique (expression temporelle) des grandeurs :

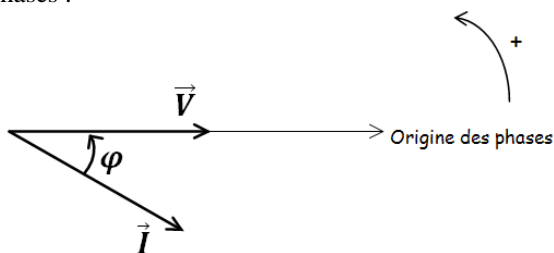
$$i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t)$$

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

Remarque : après ωt , on ajoute l'angle allant de l'origine des phases vers le vecteur.

Ici pour i c'est 0 et pour v c'est $+\varphi$.

⇒ Mais il arrive que l'on prenne \vec{V} comme origine des phases :



Écriture algébrique (expression temporelle) des grandeurs :

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

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

Remarque : après ωt , on ajoute toujours l'angle allant de l'origine des phases vers le vecteur.

Ici pour v c'est 0 et pour i c'est $-\varphi$.

La représentation de Fresnel permet donc une visualisation du déphasage : le cas idéal $\varphi = 0$ est obtenu lorsque les deux vecteurs sont colinéaires.

Cette représentation permet également de déterminer des valeurs efficaces de courant ou de tension en évitant les calculs.

ANNEXE 2 : MODÉLISATION DES SYSTÈMES ÉLECTRIQUES

Enjeu : diminution de la facture énergétique dans l'industrie

Problématique : Comment modéliser les systèmes électriques pour prévoir leur déphasage ? Et quelles sont les solutions de remédiation à un mauvais déphasage.

Objectifs :

A l'issue de la leçon, l'étudiant doit :		
7.1	Savoir calculer la valeur efficace du courant traversant un dipôle, connaissant son impédance et la valeur efficace de la tension à ses bornes	
7.2	Connaître la valeur du déphasage et l'expression de l'impédance pour une résistance, une inductance pure (bobine idéale) et un condensateur idéal	
7.3	Savoir tracer une représentation Fresnel correspondante à une relation	
7.4	Connaître l'expression de l'impédance et du déphasage pour une association R,L série	
7.5	Connaître les solutions de remédiation à un mauvais déphasage	

1. Ou'est ce que l'effet résistif ?

Les appareils en fonctionnement sont tous plus ou moins chauds. Ceci s'explique par l'effet Joule : tout conducteur parcouru par un courant est le siège d'un dégagement de chaleur proportionnel au carré de l'intensité du courant.

Le dégagement de chaleur d'un système est modélisé par une résistance R :



Plus un système « chauffe » pour une intensité de courant donnée, plus la valeur de la résistance de son modèle sera grande.

2. Ou'est-ce que l'effet inductif ?

Un conducteur parcouru pour un courant émet un champ magnétique. En électrotechnique, il y a de nombreux cas où ce champ magnétique n'est pas négligeable (transformateur, machine tournante, câble parcouru par une forte intensité, ...). Dans ce cas, le système est le siège de phénomènes d'induction qui vont engendrer un retard du courant sur la tension. Ces phénomènes sont modélisés par une inductance.

On les représente sur les modèles électriques par une bobine idéale d'inductance L :

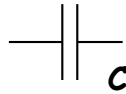


3. Qu'est-ce que l'effet capacitif ?

Certains systèmes sont le siège de phénomènes électrostatiques : il y a accumulation momentanée d'électrons à certains endroits du circuit. En sinusoïdal, ces phénomènes se traduisent par une avance du courant sur la tension.

C'est le cas des circuits comprenant des condensateurs (accumulation de charge sur leurs armatures), mais pas uniquement : par exemple, deux câbles conducteurs très proches séparés par leurs gaines isolantes respectives et éventuellement de l'air forment « une sorte de condensateur ». Ils seront le siège de phénomènes électrostatiques.

Ces phénomènes sont modélisés par un condensateur idéal de capacité C :



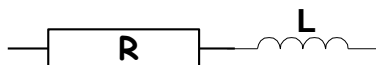
4. Comment modéliser un système électrique ?

Prenons pour exemple le câble alimentant les ateliers du lycée à partir du transformateur situé à l'entrée (près de la grille).

Parcouru par un courant, ce câble s'échauffe et est donc le siège de pertes par effet Joule sur toute sa longueur. Etant donnée la longueur du câble (environ 300m), ces pertes ne sont pas négligeables et le modèle électrique du câble comprendra une résistance.

Du fait de l'importance de la longueur du câble et de l'intensité du courant qui le traverse, les phénomènes magnétiques ne sont pas négligeables et le câble induira un retard du courant par rapport à la tension. Le modèle électrique du câble comprendra donc également une inductance.

Si les phénomènes électrostatiques sont négligeables, une modélisation électrique possible du câble est donc :



Les valeurs R et L de ce modèle peuvent se déterminer à partir d'une mesure de puissance en amont et en aval de ce câble.

5. Qu'est-ce que l'impédance ?

Soit un dipôle traversé par un courant sinusoïdal d'intensité i et de valeur efficace I et soumis à une tension sinusoïdale v de valeur efficace V .

On définit l'impédance Z (unité : Ω) de ce dipôle par :

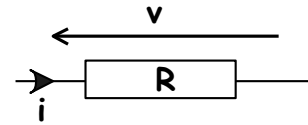
$$Z = \frac{V}{I}$$

On retient plutôt cette relation sous la forme de la loi d'ohm en sinusoïdal :

$$V = ZI$$

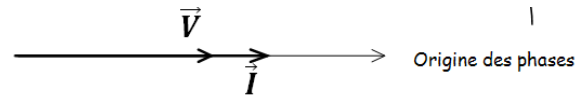
6. Quelle est l'expression de l'impédance et la valeur du déphasage pour chacun des éléments de modélisation ?

→ Cas de la résistance :



C'est le cas idéal au niveau du déphasage :

$$\varphi = 0$$



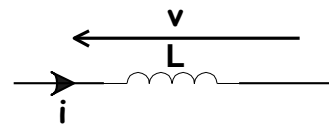
⇒ Impédance et relation entre les valeurs efficaces :

$$Z = R ; V = RI$$

⇒ Notation complexe :

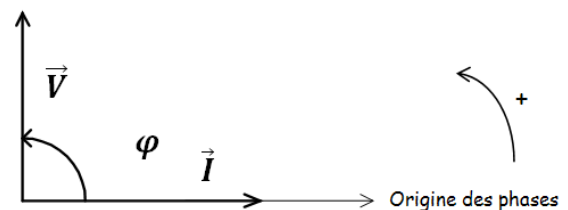
$$\underline{V} = R\underline{I}$$

→ Cas de l'inductance pure (bobine idéale) :



Le courant est en retard sur la tension avec un déphasage :

$$\varphi = 90^\circ = \frac{\pi}{2} \text{ rad}$$



⇒ Impédance et relation entre les valeurs efficaces :

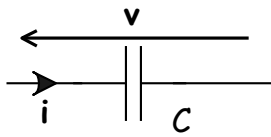
$$Z = L\omega ; V = L\omega I$$

⇒ Notation complexe :

$$\underline{V} = jL\omega\underline{I}$$

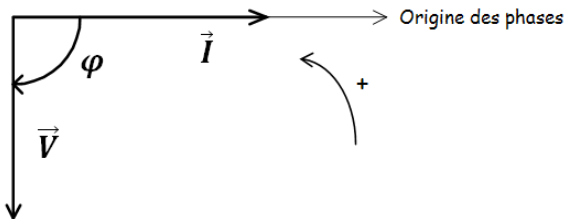
Remarque : dans la dernière relation, la multiplication par j représente l'angle de 90° entre \vec{I} et \vec{V} .

→ Cas du condensateur :



Le courant est en avance sur la tension avec un déphasage :

$$\varphi = -90^\circ = -\frac{\pi}{2} \text{ rad}$$



⇒ Impédance et relation entre les valeurs efficaces :

$$Z = \frac{1}{C\omega} \quad ; \quad V = \frac{I}{C\omega}$$

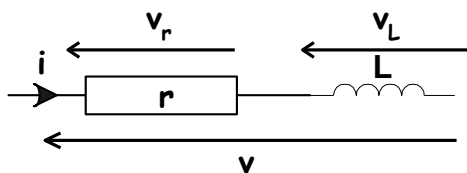
⇒ Notation complexe :

$$\underline{V} = \frac{\underline{I}}{jC\omega}$$

Remarque : dans la dernière relation, la division par j représente l'angle de -90° entre \vec{I} et \vec{V} .

7. Comment déterminer le déphasage et l'impédance d'un système à partir de son modèle ?

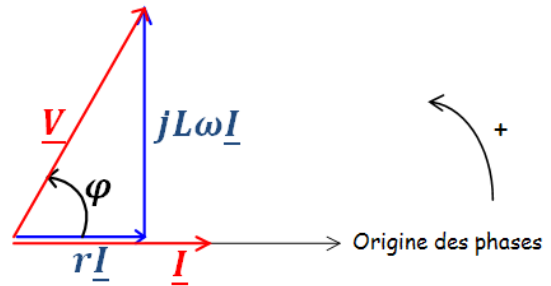
Prenons l'exemple des bobines utilisées en TP. Le constructeur donne $L=1,1\text{H}$ et $r=12\Omega$: la bobine n'est pas idéale et elle est soumise à des pertes joules modélisée par une résistance r . Le modèle électrique équivalent de ces bobines est donc :



Pour déterminer le déphasage et l'impédance de la bobine, on dessine la représentation de Fresnel :

On sait que : $\underline{V}_r = r\underline{I}$ et que $\underline{V}_L = jL\omega\underline{I}$.

On en déduit que : $\underline{V} = \underline{V}_r + \underline{V}_L = r\underline{I} + jL\omega\underline{I}$:



A l'aide des relations de trigonométrie dans un triangle rectangle, on déduit le déphasage φ pour la bobine :

$$\tan \varphi = \frac{\text{côté opposé}}{\text{côté adjacent}} \quad \tan \varphi = \frac{L\omega I}{rI}$$

$$\tan \varphi = \frac{L\omega}{r}$$

A l'aide du théorème de Pythagore, on déduit l'impédance Z de la bobine :

$$\begin{aligned} V^2 &= (rI)^2 + (L\omega I)^2 \\ V^2 &= [r^2 + (L\omega)^2] I^2 \\ \frac{V^2}{I^2} &= r^2 + (L\omega)^2 \\ Z^2 &= r^2 + (L\omega)^2 \end{aligned}$$

$$Z = \sqrt{r^2 + (L\omega)^2}$$

Application numérique : La bobine est soumise à la tension du réseau (230V, 50Hz).

$$Z = \sqrt{12^2 + (1,1 \times 314)^2} = 346\Omega ;$$

$$\varphi = \arctan \frac{1,1 \times 314}{12} = 88^\circ$$

$$I = \frac{230}{346} = 0,667\text{A}$$

8. Comment remédier à une mauvaise valeur du déphasage ?

Les installations industrielles étant de type inductif, le courant qui leur est délivré par les fournisseurs d'électricité est en retard sur la tension.

Ce retard peut être diminué par l'ajout d'une batterie de condensateurs. Seuls, ces condensateurs engendreraient une avance du courant. Associé à une installation inductive, ils compensent en tout ou partie le retard du courant : φ se rapproche de zéro (mais peut devenir négatif !)

Cette solution, implique un calcul de la valeur des condensateurs pour une utilisation donnée des systèmes. Elle manque de souplesse par rapport à la variation des activités de l'entreprise dans la journée.

Depuis peu, des compensations plus sophistiquées sont apparues. Elles réagissent instantanément aux variations du déphasage. Ces solutions sont plus coûteuses mais peuvent être rapidement amorties.

Commande Tolérante aux Défauts du Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone dans une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique

A. RAISEMCHE (*), M. BOUKHNIFER (*), C. LAROUCI (*), D. DIALLO (**)

(*) Laboratoire Commande et Systèmes

Ecole Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile (ESTACA)
34-36, rue Victor Hugo, 92300 Levallois Perret, France.

(**) Laboratoire de Génie Electrique de Paris,
Université de Paris Sud 11

11, rue Joliot Curie, Plateau de Moulon
91192 Gif sur Yvette, France.

E-mail : moussa.boukhniifer@estaca.fr

Tél. : 01.41.27.37.19 ; Fax : 01.41.27.37.42

Résumé : *Cet article propose une architecture de commande tolérante aux fautes d'un véhicule électrique, afin de limiter l'impact des défauts et d'assurer son fonctionnement en mode normal et en mode dégradé. Cette étude est menée dans le but de commander la machine asynchrone avec un correcteur tolérant aux fautes ajoutant à cela un observateur adaptatif pour la commande sans capteur. Pour la validation de cette architecture, nous avons pris en considération des défaillances au niveau du capteur mécanique bien qu'il existe plusieurs types de défauts (actionneur, système). Dans un premier cas, une défaillance du capteur est prise en compte avec la présence d'un bruit de mesure sur le capteur de la vitesse. Dans le deuxième cas, une défaillance complète du capteur mécanique est proposée. Les résultats de simulation montrent que le correcteur tolérant aux fautes rejette le bruit de mesure issu du capteur d'une manière correcte et satisfaisante comparant au correcteur classique PI où ces limites en robustesse sont avérées. Les résultats de simulation pour le deuxième cas montrent que l'observateur adaptatif arrive à estimer et reconstituer la vitesse rotorique de la machine asynchrone.*

1. Introduction

Le développement et la recherche dans le domaine des véhicules électriques sont apparus avec la prise de conscience collective sur le réchauffement climatique. En effet le secteur du transport est l'une des principales causes dans l'émission de gaz à effet de serre. Ce contexte fait que les industriels sont confrontés au défi de réduction du Dioxide de Carbone rejeté par les véhicules thermiques [1].

Pour faire face à ces contraintes environnementales, la solution technologique la plus prometteuse reste la substitution du moteur thermique par un moteur électrique. Cependant la chaîne de propulsion électrique est conçue autour d'un nombre important de constituants (machine électrique, capteurs, convertisseurs de l'électronique de puissance...etc.) qui peuvent être le siège d'un nombre élevé de défauts. La détection et la localisation de ces défauts est indispensable mais pas suffisante pour assurer la sûreté et le fonctionnement en mode dégradé [7] [9]. Beaucoup de travaux ont été menés dans le but de limiter l'impact de ces défauts dans les chaînes de traction.

Actuellement, pour remédier à certaines défaillances dans l'industrie, la solution la plus utilisée est basée sur la redondance matérielle, c'est le cas de l'industrie aéronautique, mais cette stratégie est très onéreuse avec la complexité de sa conception. Les enjeux de concurrence ainsi que les contraintes environnementales incitent les industriels à innover pour réduire le coût et améliorer la sûreté.

En effet des approches de la commande tolérantes aux fautes ont été proposées comme la disposition parallèle des lois de commandes (contrôle vectoriel indirect, contrôle vectoriel sans capteur, contrôle scalaire sans capteur et le contrôle en boucle ouverte) chacune étant activée selon l'amplitude du défaut capteur de vitesse [10]. Une autre approche est proposée dans le cas d'une défaillance de capteur de la vitesse en utilisant un algorithme de vote qui permet de choisir entre les informations issues de capteur, de l'observateur adaptatif ou du filtre de Kalman [11] [12].

Une autre approche a été proposée pour faire face aux différents défauts (courant, tension et vitesse) avec la reconfiguration en ligne des lois de commande du couple électromagnétique dont l'objectif est de permettre au véhicule d'être opérationnelle en présence de ces défaillances [13].

Notre travail s'inscrit dans l'élaboration d'une architecture de commande tolérante aux fautes d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Cette dernière, dispose de plusieurs sources d'énergie (PAC + Batterie), plusieurs convertisseurs d'énergie (Onduleur + Hacheur) et d'une machine asynchrone. Par conséquent, la synthèse de la commande tolérante aux fautes a pour but de limiter l'impact de défaut du capteur mécanique sur le fonctionnement de notre véhicule électrique et d'assurer des performances satisfaisantes en mode dégradé.

Dans cet article, la première section est dédiée à la description de la chaîne de traction électrique suivie de la commande de la machine asynchrone en mode sans défaut. La seconde partie présente la commande tolérante aux fautes en présence d'un bruit de mesure et l'utilisation d'un observateur adaptatif pour le cas d'une défaillance complète du capteur mécanique. Les résultats de simulations montrent l'efficacité de la méthode proposée.

2. Présentation de la chaîne de traction électrique

La chaîne de traction du véhicule électrique est représentée sur la figure 1. Elle est composée de deux principales parties à savoir la partie alimentation du système (sources et stockage d'énergie) et d'une partie représentant le système de traction (l'onduleur et la machine asynchrone).

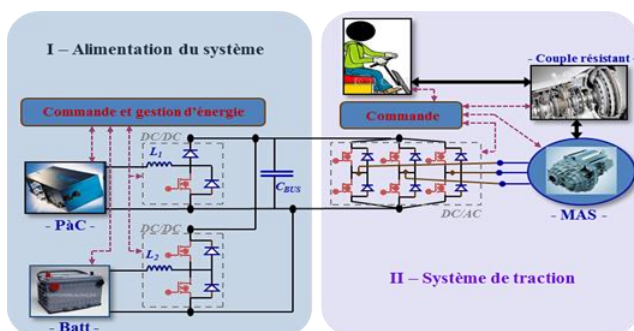


Figure 1. La chaîne de traction électrique

Pour l'alimentation de véhicule électrique, nous avons utilisé l'architecture parallèle qui contient deux sources de tension utilisées pour l'alimentation du système de traction (Figure 2). La pile à combustible a pour rôle l'alimentation de la chaîne dans les régimes permanents. La Batterie (Batt) est associée à la PAC pour fournir la puissance lors des phases transitoires, mais aussi pour récupérer l'énergie de freinage [2] [3].

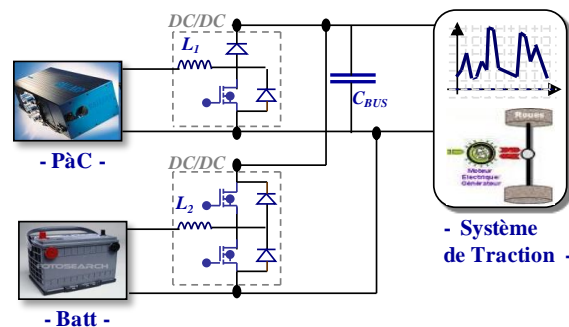


Figure 2. Structure parallèle à deux convertisseurs

Dans la partie alimentation du système, nous avons opté pour deux hacheurs Boost suivant une structure parallèle, le premier est utilisé pour la batterie et le second pour la pile à combustible. Pour notre application, le moteur asynchrone doit être alimenté par une tension de 540V d'où la nécessité d'utiliser un hacheur Boost (élévateur) pour la PAC et pour la batterie.

Cette tension continue fournie par la pile à combustible et la batterie est convertie en tension triphasée pour alimenter la machine asynchrone triphasée comme le montre la figure 1. Pour notre application, nous avons utilisé un onduleur triphasé commandé par la stratégie MLI. Après avoir présenté la partie de la conversion d'énergie, on va s'intéresser dans le paragraphe suivant à la modélisation du couple résistant et la commande de la machine asynchrone de la partie système de traction.

A. Couple résistant à la roue :

Le couple résistant total à la roue est le produit total des forces résistantes (voir figure 3) par le rayon sous charge du véhicule

$$C_{\text{résistant/roue}} = (F_{\text{aéro}} + F_{\text{freinage}} + F_{\text{roulement}} + F_{\text{pente}}) * R_{\text{sc}}$$

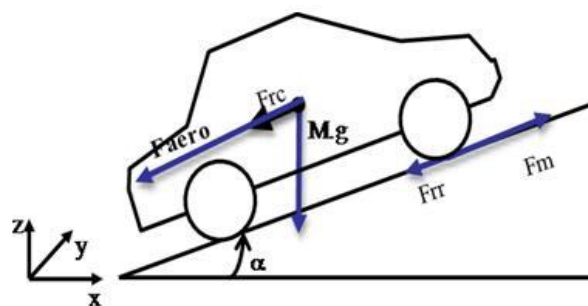


Figure 3. Représentation du couple résistant

• Forces Aérodynamique :

$$F_{\text{aéro}} = \frac{1}{2} * \rho_{\text{air}} * S * C_x * V^2$$

avec :

ρ_{air} : Masse volumique de l'air [$\text{Kg} \cdot \text{m}^{-3}$]

S : Surface frontale du véhicule [m^2]

C_x : Coefficient de pénétration de l'air du véhicule.

V : Vitesse linéaire du véhicule.

- Force de résistance au roulement :

Cette force dépend du pneu utilisé, en effet la surface du pneu se déforme pour épouser les aspérités du sol. Chaque déformation provoque un échauffement du pneu. L'énergie est ainsi perdue sous forme de chaleur. 90 % de la résistance au roulement est lié à ce facteur.

La force de résistance au roulement modélisée comme suit :

$$F_{rr} = f_{rr} * M * g * \cos \alpha$$

- Force due à la pente :

$$F_{rc} = M * g * \sin \alpha$$

avec :

M: Masse du véhicule [kg]

g : Accélération de la pesanteur [$m.s^{-2}$]

α : Angle de la pente [rad]

frr : le coefficient de résistance au roulement

B. Commande de la machine asynchrone :

Le modèle de la machine asynchrone est donné comme suit :

$$\dot{X} = f(x) + BU$$

$X = (I_{ds}, I_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, w_m)^T$ est le vecteur d'état.

$U = (v_{ds}, v_{qs})^T$ est le vecteur de commande

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{dr} + p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + w_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - w_{gl} \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \omega_m) \end{cases}$$

avec :

$$w_{gl} = w_s - w_r, \quad w_s = \frac{d\theta}{dt}, \quad w_r = p \omega_m$$

$$C_{em} = p(I_{qs} \phi_{dr} - I_{ds} \phi_{qr}), \quad \phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Le pilotage de notre moteur est réalisé à l'aide de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un réglage des deux grandeurs principales de la machine asynchrone à savoir le couple et le flux avec les composantes du courant [4].

Le modèle de la commande vectorielle utilisé dans notre cas est le suivant [5] [6]:

$$i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M}$$

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{p M \varphi_r^*}$$

$$w_s^* = w_m + \frac{M R_r i_{sq}^*}{L_r \varphi_r^*}$$

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - w_s^* \sigma L_s i_{sq}^*$$

$$v_{qs}^* = R_s i_{sq}^* - w_s^* L_s i_{ds}^*$$

La figure 4 montre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé. Un régulateur de vitesse de type PI ($K_p + K_i/s$) est utilisé pour le contrôle de la vitesse. En imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ en boucle fermée et par identification, nous obtenons les paramètres du correcteur [5]:

$$K_i = \frac{2J\rho^2}{p} \quad ; \quad K_p = \frac{2\rho J - k_f}{p}$$

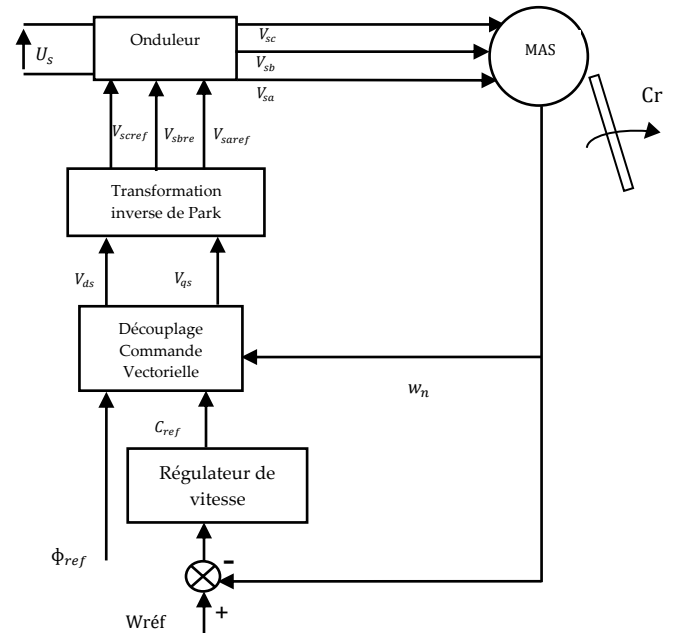


Figure 4. Schéma bloc de la commande vectorielle.

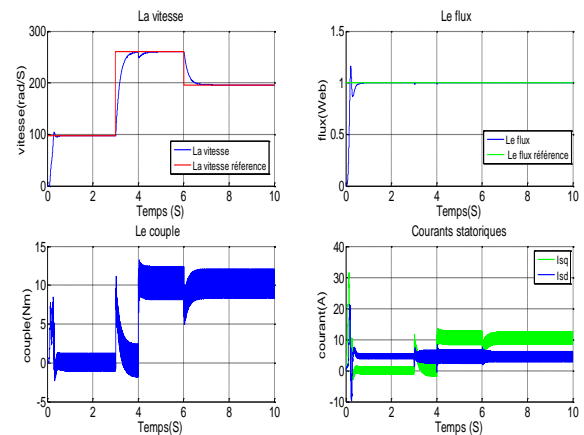


Figure 5. Simulation en régime nominal.

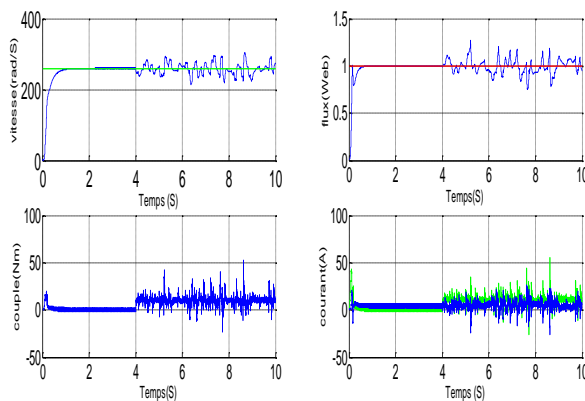


Figure 6. Simulation avec défaut capteur.

• Résultats de simulation en mode sans défaut

Dans cette simulation, on impose un profil de vitesse en trois étapes qui correspond à un profil réel d'un véhicule électrique (un démarrage, une accélération et à la fin une décélération). La première étape représente 30% de la vitesse nominale jusqu'à $t = 3$ s. La deuxième étape représente la vitesse nominale de 314 rad/s jusqu'à $t=6$ s. La dernière étape représente 60 % de la vitesse nominale jusqu'à $t= 9$ s (figure 5).

Les résultats de simulations montrent que l'erreur de poursuite de vitesse en régime permanent est quasi nulle sauf pendant la compensation du couple résistant à $t=4$ s avec une légère diminution de sa valeur avant qu'elle se stabilise à la vitesse de référence. Le couple moteur compense correctement le couple résistant et prend la valeur de 10 Nm à partir de $t=4$ s. On constate des petites variations du couple dans les régimes transitoires.

• Résultats de simulation avec défaut

Pour montrer l'influence de bruit de mesure sur le fonctionnement de notre système, nous avons ajouté un bruit de mesure dans la boucle de régulation de la vitesse après un fonctionnement en mode sans défaut où la régulation est assurée par un correcteur de type PI. La figure 6 montre que :

1/ Pour $t < 4$ s, toutes les grandeurs suivent correctement les références avec des dépassements négligeables au niveau du régime transitoire pour le flux rotorique.

2/ Pour $t > 4$ s, en présence de bruit de mesure les grandeurs ne suivent plus les trajectoires de références avec des oscillations importantes et des dépassements inacceptables. De ce fait une régulation de type PI est limitée en terme de suivi de référence et dans ce cas de figure, il ne peut plus assurer la robustesse et la stabilité de notre système. D'où la nécessité de la synthèse d'une commande tolérante aux fautes afin d'assurer un fonctionnement en mode dégradé en présence de ce type de faute (défaut capteur).

Dans la première partie nous avons appliqué la commande tolérante aux fautes pour une défaillance du capteur mécanique. La deuxième partie, nous avons synthétisé un observateur adaptatif pour la commande de notre système

pour le cas d'une défaillance totale de notre capteur (commande sans capteur).

3. Commande tolérante aux fautes

On a constaté dans les résultats précédents que le correcteur classique PI n'assure pas la robustesse et la stabilité de notre système en présence de bruit de mesure. En effet, cela peut mettre le système dans une situation d'instabilité voire dangereuse dans certain cas. La commande tolérante aux fautes (FTC) se caractérise par cet avantage qui est de permettre au système de fonctionner même en présence de défauts qui peuvent affecter les différents composants [9]. L'architecture FTC est régie par des lois de commande, des capteurs matériels, logiciels et des programmes pilotent la logique de décision dans le but de garantir la stabilité et les performances du système en présence des défaillances.

Il y'a deux approches possibles de la FTC : l'architecture passive et l'architecture active. L'approche active contrairement à la méthode passive, intègre un mécanisme pour la détection et le diagnostic des défauts pouvant affecter le système. Un mécanisme de reconfiguration active le correcteur tolérant aux fautes en cas de détection de défauts comme le montre la figure 7 [9].

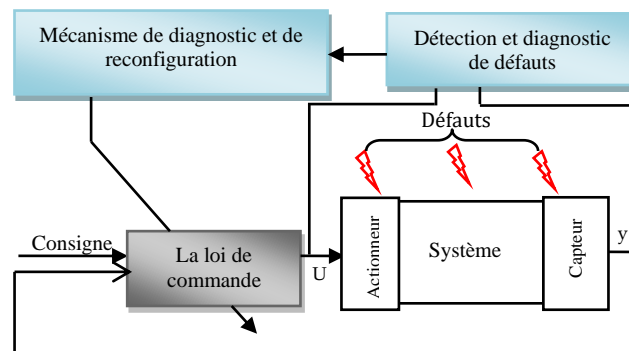


Figure 7. Schéma de la commande FTC active.

Le principe de la Loop Shaping est basé sur l'optimisation H_∞ qui est une approche très utilisée durant ces dernières années. Cette méthode constitue un moyen efficace dans la conception d'un système robuste avec un temps invariant [7] [8]. La Loop Shaping se focalise sur le transfert de l'ensemble constitué d'un système et d'un correcteur en boucle ouverte. Cette approche est formulée en plusieurs étapes, tout d'abord la réalisation du correcteur à l'aide des fonctions de pondérations $W_1(S)$, $W_2(S)$ placées en série avec le système respectivement en amont et en aval (figure 8). Ces fonctions ont pour rôle de fixer la bande passante et d'augmenter le gain en basse fréquence afin de rejeter les perturbations et faire chuter le gain en haute fréquence pour assurer la robustesse face aux incertitudes et aux bruits. Dans la deuxième étape, un correcteur $K(s)$ est synthétisé afin d'apporter la stabilité et minimiser la norme $\|H_\infty\|$ du transfert entre le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie dans le but d'avoir la robustesse suffisante.

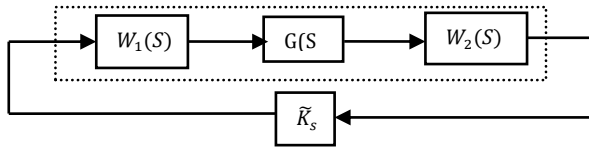


Figure 8. Synthèse par la méthode Loop Shaping.

• Résultats de simulation

Afin de montrer l'efficacité de la commande tolérante aux fautes, nous avons utilisé un capteur qui nous fournit une mesure bruitée à partir de $t=5s$. Les résultats de simulation de la figure 9 montrent que le correcteur H_∞ agit efficacement face aux bruits de mesure. En effet à partir de $t = 5s$ le bruit est additionné à la mesure et à partir de $t=7s$ le correcteur H_∞ est activé, le bruit est rejeté malgré sa présence dans la mesure. Cela montre la robustesse de ce correcteur face au défaut avec un mécanisme qui permet le basculement entre la loi de commande classique (PI) et le correcteur tolérant aux fautes (Loop Shaping).

Dans la partie suivante, on considère la défaillance complète du capteur. Pour cela, on synthétise un observateur adaptatif dans le but d'estimer la vitesse rotorique.

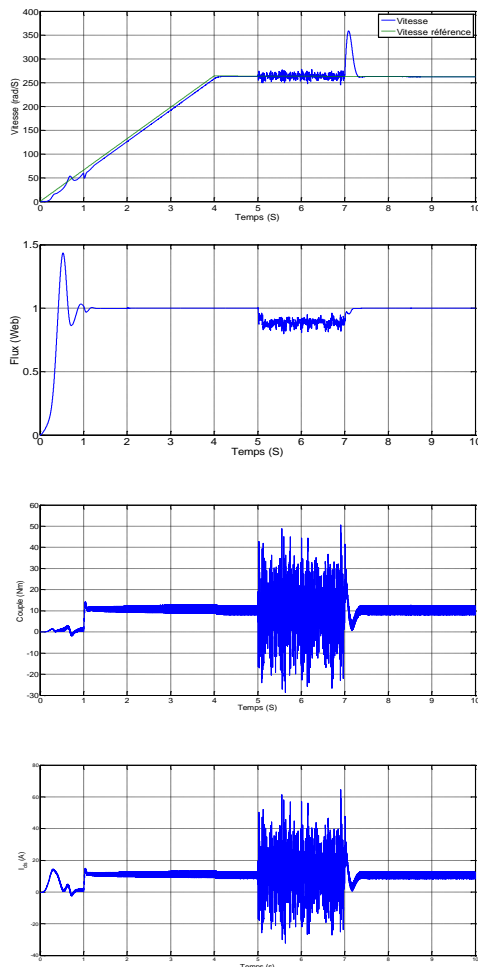


Figure 9. Résultats de simulation du correcteur tolérant aux fautes (FTC).

4. Commande sans capteur mécanique

Le mécanisme d'adaptation estime la vitesse à partir des mesures et des grandeurs issues de l'observateur. En pratique, on utilise la sortie de l'estimateur de vitesse comme entrée de l'observateur adaptatif de Luenberger (figure 10). Le réglage de l'estimateur de vitesse se fait par un simple correcteur PI pour avoir la vitesse réelle [4].

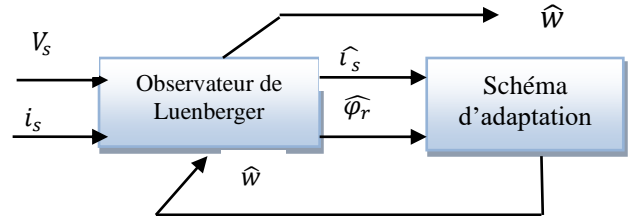


Figure 10. Représentation d'un observateur adaptatif de Luenberger

La forme matricielle de l'observateur adaptatif de Luenberger est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{ra} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 & a_3 w \\ a_3 w & a_2 \\ a_5 & -w \\ w & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

L'équation dynamique de l'observateur de Luenberger s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A(\hat{\Omega})\hat{x} + \beta u + L e_y \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases}$$

Pour l'estimation de vitesse, on va fixer la fonction de Lyapunov candidate.

$$V = e^T e + \frac{(\Omega - \hat{\Omega})}{\lambda}$$

Avec $\lambda > 0$ et $e^T = [i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}, i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}, 0, 0]^T$

On suppose que : $(\varphi_{s\alpha} = \hat{\varphi}_{s\alpha}; \varphi_{s\beta} = \hat{\varphi}_{s\beta})$

Après dérivation de la fonction de Lyapunov candidate, on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = e^T \{ (A - LC)^T + (A - LC) \} e - 2(\Omega - \hat{\Omega}) \left[K (e_{is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\varphi}_{ra}) - \frac{d\hat{\Omega}}{\lambda dt} \right]$$

Avec l'étude de la stabilité dans [4] on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\Omega}}{dt} &= \lambda K (e_{is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\varphi}_{ra}) \\ \hat{\Omega} &= \lambda K_i \int_0^t (e_{is\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\varphi}_{ra}) dt \end{aligned}$$

Le coefficient K_i a pour but le réglage de la dynamique de l'observateur dans le repère statorique. Pour augmenter la dynamique du système de l'estimateur pendant les

régimes transitoires. On utilise un correcteur PI, en ajoutant un terme proportionnel à l'équation précédente.

$$\hat{\Omega} = K_p (e_{is\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha}) + K_i \int_0^t (e_{is\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt$$

Le réglage des paramètres du correcteur PI se fait d'une manière empirique. L'estimation peut être moins bruitée en régime permanent par rapport à la vitesse de capteur mécanique par un choix judicieux de K_p et K_i .

• Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de la figure 11 montrent que la reconstruction de la vitesse est adéquate et que l'observateur est robuste par rapport à l'introduction du couple de charge. L'erreur d'estimation entre la grandeur mesurée et estimée est acceptable.

Dans la simulation de la figure 12, on suppose que le capteur mécanique subit une défaillance totale et nous utilisons l'observateur pour reconstruire la vitesse.

On remarque d'après les résultats de simulation que l'observateur adaptatif répond d'une manière correcte au fait que le capteur mécanique ait subi une défaillance. La vitesse a pu être reconstituée. On constate aussi que les résultats sont proches des résultats obtenus avec des mesures issues du capteur mécanique. Les différences sont visibles au niveau du régime transitoire avec un léger écart statique au régime permanent au niveau de la vitesse.

5. Conclusion

Dans cet article, nous avons montré l'intérêt de la commande tolérante aux fautes (FTC) en se basant sur l'approche H_∞ Loop Shaping pour le pilotage des moteurs asynchrones dans les chaînes de traction électrique et son comportement face aux défauts du capteur mécanique.

En effet, les résultats de simulation montrent l'efficacité du correcteur tolérant aux fautes avec la reconfiguration de la commande en ligne dotée d'un mécanisme garantissant au mieux les performances ainsi que la sécurité du fonctionnement de la chaîne de traction du véhicule électrique.

L'utilisation de l'observateur adaptatif pour le cas de la commande sans capteur mécanique donne des bons résultats et assure le fonctionnement du véhicule électrique dans le cas d'une défaillance complète de capteur.

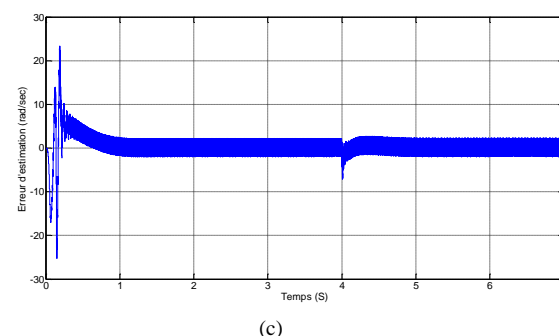
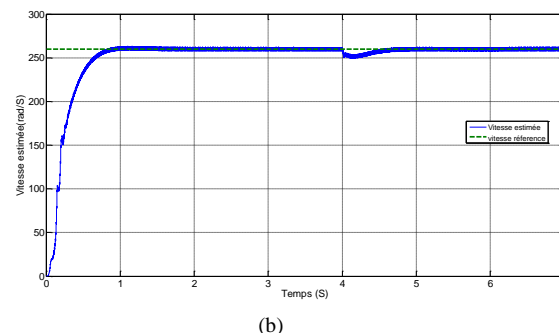
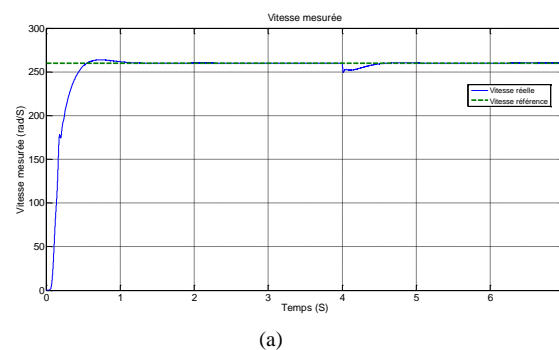


Figure 11. (a) Vitesse issue de capteur, (b) Estimation de vitesse par l'observateur et (c) l'erreur d'estimation

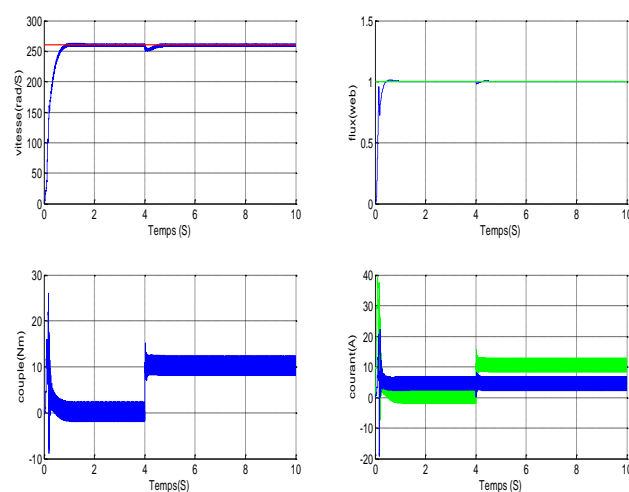


Figure 12. Commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique

6. Référence :

- [1] G. Alix, "Comparaison de concepts de moteur diesel en vue de leur hybridation, Bilan des émissions CO_2 suivant l'usage en véhicule", Thèse de doctorat, Ecole doctorale MEGA, 2008.
- [2] C. Lamy, J-M. Lege, "Les piles à combustible : application au véhicule électrique", Journal de Physique III, Volume 4, janvier 1994.
- [3] V. Master, "Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, 2007.
- [4] D. Traore, "Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Nantes, 2008.
- [5] M. Boukhniher, "Commande robuste d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux", Revue internationale de génie électrique, pp.717-749, 2008.
- [6] M. Boukhniher, C. Larouci, A. Chaibet, "Robust Shaping Indirect Field Oriented Control for Induction Motor", Chapter book Mechatronic Systems Simulation Modeling and Control, ISBN 978-953-307-041-4, March 2010.
- [7] M. Boukhniher, A. Raisemche, "Fault Tolerant Control for Induction Motor in Electrical Vehicle", IEEE MSC-Conference on Control Applications (CCA'12), October 3-5, 2012, Dubrovnik, Croatia.
- [8] A. Chaibet, "Experimental Passive Fault Tolerant Control for Gyroscope System", the 21st IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation, June 25-28, 2013, Crete, Greece.
- [9] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse Université Henry Poincaré, Nancy-I, Octobre 2004.
- [10] D. Diallo, M. Benbouzid, A. Makouf, "A Fault-Tolerant Control Architecture for Induction Motor Drives in Automotive Applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 53, Issue: 6, Page(s): 1847 – 1855, November 2004.
- [11] A. Akrad, M. Hilaiet, D. Diallo, "Design of a Fault-Tolerant Controller Based on Observers for a PMSM Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 58, Issue: 4, Page(s): 1416 – 1427, 2011.
- [12] A. Akrad, M. Hilaiet, D. Diallo, "An observer-based mechanical sensor failure fault tolerant controller structure in PMSM drive", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, , Page(s): 669 - 674, Miami, USA, 2009.
- [13] B. Tabbache, M. Benbouzid, A. Kheloui, J-M. Bourgeot, "Sensor Fault-Tolerant Control of an Induction Based Electric Vehicle", Power electronics and application, Septembre 2011.

Rapport cyclique	$\alpha = 0.95$	
Variation de la tension de sortie	ΔU_s	[V]
Fréquence de découpage	$F_d = 20$	[KHz]
Tension de sortie de la Batterie	$U_{EBatt} = 380 \text{ V}$	[V]
Tension de sortie de la PAC	$U_{EPAC} = 140 \text{ V}$	[V]
Tension de bus continu	$U_s = 540$	[V]
Inductance hacheur PAC	$L_1 = 0.03$	[H]
Capacité hacheur PAC	$C_1 = 0.108$	[m F]
Inductance hacheur Batterie	$L_2 = 0.02$	[H]
Capacité hacheur Batterie	$C_2 = 0.291$	[m F]
Puissance nominale de MAS	7.5	[kW]
Tension nominale	230/400	[V]
Vitesse de rotation nominale	314	[Rad/S]
Résistance statorique	0.68	[Ω]
Inductance statorique	0.2225	[H]
Résistance rotorique	0.39	[Ω]
Inductance rotorique	0.274	[H]
Inductance mutuelle	0.2268	[H]
Moment d'inertie	0.01	[kg m ²]
Coefficient de frottement	0.001	[Nm/rd/s]
Nombre de paire de pôles	1	

Tableau 1: Paramètres utilisés pour le VE à échelle réduite.

Avant projet d'éclairage sous DIALux

JM ROUSSEL, N AMINE, L PHARATON*

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

* Ingénieur technico commercial société Alter Etap

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

nada.amine@etu.univ-orleans.fr

* laetitia.pharaton@alter-etap.com

Résumé : Cet article présente un TP destiné à des étudiants de deuxième année DUT GEII. Durant ce TP, ces derniers doivent effectuer un avant projet d'éclairage sur le couloir du 1^{er} étage du département GEII. Après un rappel des notions de base sur l'éclairage, l'article propose une méthode simplifiée de prédétermination des éclairagements pour un local intérieur puis présente les résultats de simulation sous le logiciel DIALux.

Mots clés : photométrie, IRC, UGR, flux lumineux, utilisation, DIALux

1. Introduction

Nous avons une pensée particulière pour Thomas Edison qui, en octobre 1879, produit la première lampe à incandescence. L'humanité maîtrisait la production de lumière, l'éclairage électrique était né et allait bouleverser notre vie quotidienne.

Depuis, les technologies d'éclairage sont sans cesse en évolution (les lampes fluorescentes basse pression, les tubes fluorescents, les lampes fluocompactes, les lampes sodium basse pression, les lampes haute pression). A partir des années 2000, l'évolution de toutes ces technologies dites « anciennes » tendent à se stabiliser. Les nouvelles technologies semi-conducteurs (LED) ou plus récemment encore à base de composés organiques (OLED) offrent des performances largement supérieures sur tous les aspects : durée de vie, rendement, couleur...

L'éclairage qui consomme 19 % de la production électrique mondiale s'inscrit dans la maîtrise et l'efficacité énergétique d'autant plus qu'avec l'arrivée de la RT2012, c'est la consommation globale annuelle d'énergie primaire du bâtiment qui entre dans le champ réglementaire.

Lors de la table ronde nationale sur l'efficacité énergétique (TRNEE) du 16 décembre 2011, son président soulignait : « si on prend l'estimation selon laquelle 20% des surfaces restent allumées en dehors des périodes d'activité sans aucune raison, alors nous avons calculé qu'il était possible de dégager une économie de 2 TWh sur l'éclairage des bureaux et de 1,1 TWh sur les enseignes lumineuses ».

C'est pourquoi, la commission énergie a proposé un module d'enseignement (cours – TD – TP) dans le PPN

(Programme Pédagogique National) du DUT GEII en janvier 2013.

Il sera donc nécessaire d'effectuer une initiation à l'éclairage auprès de nos étudiants afin qu'ils puissent acquérir les principaux concepts et la terminologie, et mesurer les enjeux techniques, technologiques et économiques.

Après un rappel succinct sur les bases théoriques de l'éclairage, l'article présente un avant projet d'éclairage intérieur effectué par des étudiants dans le cadre des travaux pratiques en deuxième année DUT GEII.

2. Notions de base sur l'éclairage

2.1. Les sources lumineuses

2.1.1. Le flux lumineux d'une source

C'est la quantité d'énergie émise par une source sous forme de rayonnement visible dans toutes les directions de l'espace, par unité de temps. L'unité SI du flux lumineux est *lumen*, symbole *lm*.



Figure 1 : Flux lumineux [source Web]

L'unité *lumen* dépend de la sensibilité de l'œil à la lumière. Il est donc plus facile d'avoir de hautes efficacités lumineuses dans l'orange, longueur d'onde à laquelle les humains sont très sensibles.

A noter, qu'il ne faut pas confondre le flux lumineux avec le flux énergétique émis par cette même source. Le flux énergétique est une énergie par unité de temps qui est donc une puissance. L'unité du flux énergétique sera le *watt* (W).

2.1.2. L'efficacité lumineuse d'une source

Elle définit la capacité d'un éclairage à produire un flux important à partir d'un Watt (W) électrique absorbé.

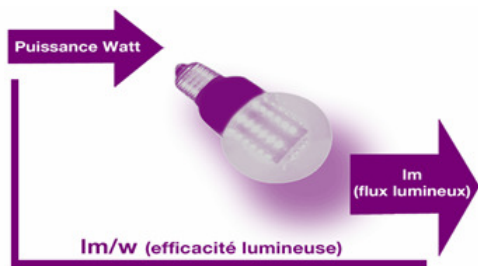


Figure 2 : Flux lumineux [source Web]

2.1.3. La température de couleur d'une source

C'est la couleur apparente émise par une source lumineuse blanche. Elle s'exprime en degrés Kelvin ($0^{\circ}\text{K} = -273^{\circ}\text{C}$). Les lumières de teintes chaudes tirent sur le jaune rouge et ont une température de couleur inférieure à 3000°K (2700 à 2900°K pour les lumières "incandescentes").

Les lumières de teintes froides tirent sur le bleu violet et ont une température de couleur comprise entre 5.000 et 10.000°K (6.500°K pour des luminaires de teinte "lumière du jour").

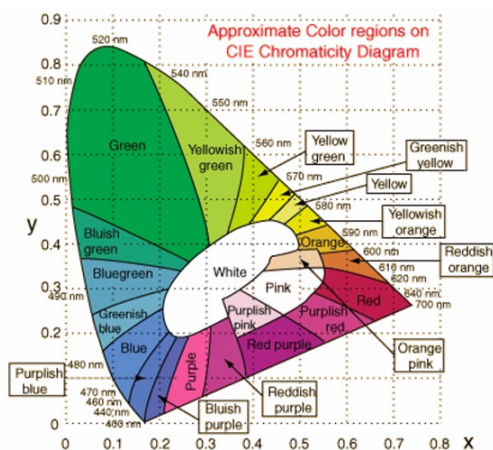


Figure 3: Diagramme chromatique XY [G.Zissis 6]

Selon la règle de **Kruithof**, plus la couleur apparente est chaude (plus la température de couleur est faible), plus le niveau d'éclairement (en lux) peut être faible sans nuire à la sensation de bien être.

2.1.4. L'indice de rendu de couleur d'une source

L'indice de rendu des couleurs (IRC ou Ra en littérature anglo-saxonne) est un chiffre compris entre 0

et 100, qui a pour objectif de rendre compte de l'aptitude d'une source de lumière à restituer les couleurs d'un objet par rapport à celles produites avec une source de référence.

La lumière du soleil, capable de restituer toutes les nuances de couleur par l'intermédiaire d'un spectre continu et relativement homogène sur l'ensemble du domaine visible, s'est vue attribuer une valeur IRC égale à 100. Par opposition, les lampes à vapeur de sodium basse pression utilisées, par exemple, dans les tunnels routiers ont typiquement un IRC de 20, très mauvais à cause de leur spectre très inhomogène dans le domaine visible.

IRC typique	Sources lumineuses
100	Lumière du jour
100	Lampe à incandescence
65-95	LED
60-90	Tubes fluorescents
20-25	Sodium basse et haute pression

Tableau 1 : Exemple de valeurs IRC pour quelques sources lumineuses

L'IRC est souvent indiqué sur les lampes à l'aide d'un code à trois chiffres qui combine l'IRC et la température de couleur. Seul le premier chiffre concerne l'IRC. Voici un tableau qualitatif donnant une appréciation qualitative de la qualité de la lumière en fonction de son IRC :

IRC	Qualificatifs d'appréciations
90 - 100	Excellent rendu des couleurs
80 - 90	Bon rendu des couleurs
70 - 80	Rendu des couleurs moyen
50 - 70	Mauvais rendu des couleurs
< 50	Très mauvais rendu des couleurs

Tableau 2 : Appréciations de la valeur des IRC

L'IRC n'est pas adapté aux LED. Un nouvel indice a été proposé le CQS (Color Quality Scale). Cet indice intègre d'autres paramètres et une autre approche de l'évaluation du rendu des couleurs.

2.2. Les luminaires

Selon l'Association Française d'Éclairage « *un luminaire est un appareil servant à répartir, filtrer ou transformer la lumière d'une ou de plusieurs lampes et comprenant, à l'exclusion des lampes elles-mêmes, toutes les pièces nécessaires pour fixer et protéger les lampes et, éventuellement, les circuits auxiliaires ainsi que les dispositifs de connexion au circuit d'alimentation.* »

2.2.1. L'intensité lumineuse

L'intensité lumineuse dans une direction donnée mesure le flux lumineux émis par une source ponctuelle ramené à l'angle solide unité centré sur cette direction.

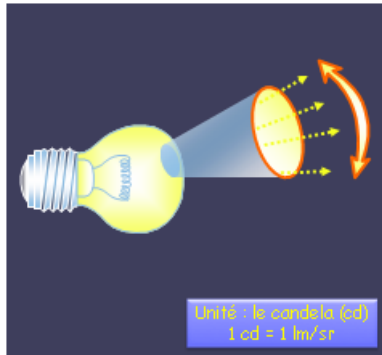


Figure 4 : Intensité lumineuse [G.Zissis 6]

L'intensité lumineuse s'exprime en watt par stéradian (W/sr) en unité énergétique ou en candela en unité photométrique (1cd = 1 lm/sr).

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad (1)$$

2.2.2. La répartition des intensités lumineuses

Il s'agit de la manière dont la lumière produite par une source est dirigée sur la surface à éclairer. Le classement adopté s'appuie sur les trois répartitions suivantes de base :

- la *distribution extensive*, où le faisceau lumineux est large, donnant un éclairage relativement uniforme ;
- la *distribution intensive* avec un faisceau lumineux étroit, donnant un éclairage d'accentuation ;
- la *distribution asymétrique*, qui est utilisée pour éclairer des surfaces verticales comme des murs ou des tableaux.

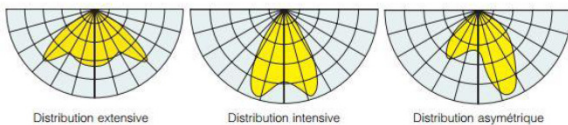


Figure 5 : Répartition des intensités lumineuses [Source Web]

2.2.3. Equation photométrique d'un luminaire

Conformément à la norme NF S 40.001, la répartition photométrique d'un luminaire est caractérisée par les flux partiels qu'il envoie dans certaines régions de l'espace.

L'opération consiste à mesurer la répartition du flux lumineux sur une sphère selon 5 cônes repérés F1 à F5. Il s'agit d'angles solides, la totalité de la sphère représente 4π .

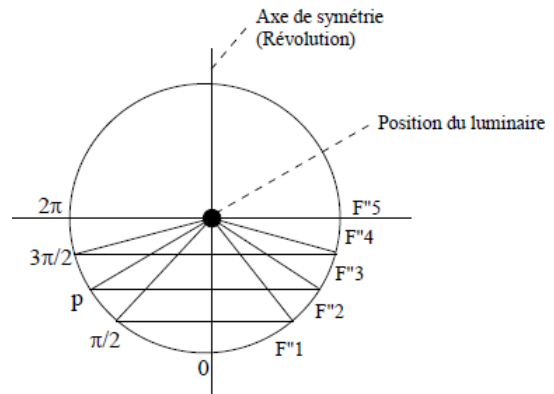


Figure 6 : Angles solides délimitant les cinq flux partiels F'1, F'2, F'3, F'4 et F'5

La connaissance de ces flux permet de classer les luminaires. La norme NFC 71-121 donne pour les luminaires une répartition en 20 classes repérées de A à T. Chaque classe étant identifiée par une lettre de l'alphabet (« A » à « J » pour les luminaires à éclairage direct et « T » pour les luminaires à éclairage indirect).

Les luminaires ayant une double répartition, direct et indirect se voient donc attribuer une double classe X + T. Le tableau 3 montre comment la norme a différencié les classes photométriques.

Classe	Catégories
A, B, C, D, E	F1 direct intensif
F, G, H, I, J	F2 direct extensif
K, L, M, N	F3 semi direct
O, P, Q, R, S	F4 mixte
T	F5 indirect

Tableau 3 : Symboles

Ce qu'il est important de retenir est que la répartition du flux lumineux émis par un appareil se divise en deux parties :

- une partie émise vers le plafond (lettre T) ;
- une partie orientée vers le sol (lettre A à J).

L'équation photométrique d'un luminaire est définie selon l'équation (2) :

$$PH = \eta_i X + \eta_s T \quad (2)$$

Avec :

- η_i = rendement du luminaire vers l'hémisphère inférieur (vers le bas) ;
- X = classe du luminaire selon que le flux est intensif ou extensif ;
- η_s = rendement du luminaire vers l'hémisphère supérieur (vers le haut).
- T = classe d'éclairage unique pour l'éclairage indirect

2.2.4. Luminance

La luminance L correspond au flux lumineux dI transmis par un élément de surface dS et se propageant dans une direction donnée définie par un élément élémentaire.

$$L = \frac{dI}{dS} \quad (3)$$

Dans le cas particulier où la surface dS est plane et où sa normale fait un angle θ avec la direction d'observation, il vient :

$$L = \frac{dI}{dS \cos \theta} = \frac{d\Phi}{(dS \cos \theta) d\Omega} \quad (4)$$

La luminance est exprimée en candela par mètre carré (cd/m^2), en unité photométrique tel qui résulte de l'équation (3) ou en Watt par stéradian (W/sr) en unité énergétique.

2.2.5. UGR : éblouissement d'inconfort

L'éblouissement est dû à la présence, dans le champ de vision, de luminances excessives (sources lumineuses intenses) ou de contrastes de luminances excessifs dans l'espace ou dans le temps. La limitation de l'éblouissement est donnée sous la forme d'une valeur limite d'UGR (*Unified Glare Rating*). Cette méthode se substitue à la méthode dite *des abaques de Bodmann et Söllner*, basée sur la luminance moyenne du luminaire.

L'UGR est un modèle de calcul qui exprime le risque d'éblouissement direct des luminaires. Ce nombre est proportionnel au risque d'éblouissement.

Pour chaque luminaire, un tableau standardisé peut être calculé à l'aide des valeurs UGR, comprenant les paramètres suivants : les dimensions du local, les facteurs de réflexion et l'orientation de l'observateur dans le local.

Critère d'éblouissement UGR	
UGR < 16	Très haute exigence visuelle par ex contrôle qualité, travail de précision
UGR < 19	Hautes exigences visuelles par ex équipement à écran d'affichage bureau, conférence, salle de classe
UGR < 22	Exigences visuelles et de concentration modérées, par ex assemblage, comptoir d'accueil, réfectoire
UGR < 25	Faible exigence visuelle et de concentration, mobilité régulière par ex escalier, archives,
UGR < 28	Très faibles exigences visuelles et de concentration par ex circulation sans obstacles

Tableau 4 : Critère d'éblouissement UGR

3. Le lieu à éclairer

3.1.1. L'éclairage

L'éclairage E correspond au rapport entre le flux reçu $d\Phi$ par une surface et l'aire dS de cette surface, tel que :

$$E = \frac{d\Phi}{dS} \quad (5)$$

L'éclairage s'exprime en lux (lx) en unité photométrique ($1 \text{ lx} = 1 \text{ lm/m}^2$) ou en W/m^2 en unité énergétique.

3.1.2. La norme en vigueur

La norme européenne NF EN 12464-1 « *Eclairage des lieux de travail - partie 1 : lieux de travail intérieur* » applicable en France depuis juin 2003, définit les exigences relatives à l'éclairage pour que la tâche visuelle des personnes s'effectue dans de bonnes conditions de performance, de confort et de sécurité.

3.1.3. Eclairage d'une zone

Le *tableau 5* donne les prescriptions définies sur quelques applications choisies parmi les 270 zones, tâches ou types d'activité décrits dans la norme NF EN 12464-1.

Zones, tâches, activités	Eclairage moyen à maintenir (lux) Valeur minimale	IRC Valeur minimale
<i>Zones de circulation et couloir</i>	100	40
<i>Escaliers, quai de chargement</i>	150	40
<i>Magasins, entrepôts</i>	100	60
<i>Magasins de vente, zone de vente</i>	300	80
<i>Zone de caisse</i>	500	80
<i>Espaces publics, halls d'entrées</i>	100	80
<i>Cuisines</i>	500	80
<i>Bâtiments scolaires, salle de classe en primaire et secondaire</i>	500	80

Tableau 5 : Extrait tableau éclairage intérieur

L'AFNOR dévoilera une norme sur l'éclairage au cours de l'année 2013.

3.1.4. Facteurs de réflexion des parois

Les facteurs de réflexion des différentes parois (plafond, murs, sol...) sont des paramètres à considérer

dans un projet d'éclairage d'un local. Ils ont une incidence sur les interreflexions à l'intérieur du local.

Les plages de facteur de réflexion usuelles pour les principales parois d'un local selon la norme EN12464 sont rappelées tableau 6 :

Exemples de facteurs de réflexion	
Plafond	0,6 à 0,9
Murs	0,3 à 0,8
Sol	0,1 à 0,5
Plan utile	0,2 à 0,6
Vitrage	0,08 à 0,4

Tableau 6

4. Méthode de calcul simplifiée

Cette méthode va permettre d'une part de calculer le flux total à installer dans un local intérieur, en fonction de différents paramètres, et ensuite de vérifier que les hypothèses relatives au choix des luminaires sont acceptables.

4.1.1. Caractéristiques géométriques du local

Les dimensions qu'il est nécessaire de connaître pour établir les caractéristiques d'une installation d'éclairage sont les suivantes (figure 6).

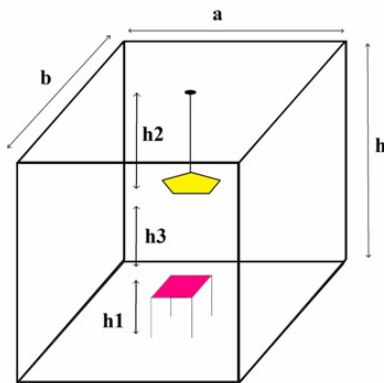


Figure 6: Notation des dimensions d'un local

Les côtes a , b et h sont respectivement la longueur, la largeur et la hauteur du local exprimées en mètres.

Les côtes $h1$, $h2$ et $h3$ sont respectivement la hauteur du plan utile, la hauteur de suspension des luminaires et la hauteur des luminaires au dessus du plan utile exprimées en mètres.

4.1.2. Indice du local

L'indice du local (symbole K) est donné par la formule :

$$K = \frac{a \times b}{(a + b) \times (h - h_1 - h_2)} \quad (6)$$

4.1.3. Rapport de suspension

Le rapport de suspension (symbole J) est donné par la formule :

$$J = \frac{h_2}{h_2 + h_3} \quad (7)$$

4.1.4. Facteur de dépréciation

Dans une installation, le flux lumineux diminue avec le temps. Ce phénomène est dû au vieillissement des lampes, au vieillissement du local et à l'empoussièrement.

Pour tenir compte de ces événements, l'Association Française de l'Eclairage indique les valeurs suivantes :

Niveau d'empoussièrement	Niveau d'empoussièrement Facteur D1	Niveau d'empoussièrement Facteur D2
Faible	0,9	1,25
Moyen	0,8	1,40
Elevé	0,7	1,60

Tableau 7 : Extrait tableau éclairage intérieur

4.1.5. Flux lumineux à installer

La relation ci-dessous indique comment calculer le flux total à installer pour un local donné :

$$F = \frac{E \times a \times b \times D_1 \times D_2}{\eta_i \times U_i + \eta_s \times U_s} \quad (8)$$

Avec :

- E = niveau d'éclairement souhaité en lux ;
- η_i = rendement du luminaire vers l'hémisphère inférieure (vers le bas) ;
- U_i = facteur d'utilance inférieure ;
- η_s = rendement du luminaire vers l'hémisphère supérieure (vers le haut) ;
- U_s = facteur d'utilance supérieure.

4.1.6. Nombre de luminaire à installer

Connaissant le flux lumineux total et le flux lumineux produit par chaque luminaire, on en déduit le nombre de luminaires à installer :

$$N = \frac{F}{n \times F_L} \quad (9)$$

Avec :

- F = flux lumineux total ;
- F_L = flux lumineux produit par chaque luminaire ;
- n = nombre de sources lumineuses par luminaire.

4.1.7. Répartition des luminaires

Pour implanter les luminaires, il faut vérifier qu'il n'y a pas de problème majeur avec la photométrie choisie.

On définit l'inter distance maximale entre appareil selon l'expression ci-dessous :

$$DM = \delta(h - h_1 - h_2) \quad (10)$$

Avec :

- δ = coefficient d'inter distance qui est fonction de la classe du luminaire ;
- h = hauteur du local en m ;
- h_1 = hauteur du plan utile en m ;
- h_2 = hauteur de suspension du luminaire en m.

On détermine ensuite le nombre d'appareils minimum dans le sens de la longueur et de la largeur selon l'expression suivante :

$$N_{\min_longueur} = \frac{a}{DM} \quad (11)$$

$$N_{\min_largeur} = \frac{b}{DM}$$

Avec :

- a = longueur du local en m ;
- b = largeur du local en m.

5. Avant projet d'éclairage intérieur : couloir de circulation du département GEII

5.1. Situation initiale et projet

Un bon éclairage est nécessaire pour créer de bonnes conditions visuelles. Malheureusement ce n'est pas le cas du couloir du 1^{er} étage du département GEII; celui-ci est trop obscur dû particulièrement à la couleur sombre des murs et à celle du sol.



Figure 7: Couloir 1^{er} étage département GEII

Il n'y a pas une distribution harmonieuse de la luminosité (manque d'uniformité) et les lampes mettent beaucoup de temps pour s'allumer (préchauffage important) ce qui explique que celles-ci sont allumées toute la journée. De plus, on ne bénéficie pas de l'éclairage naturel. Les seules sources de lumière naturelle sont les deux extrémités du couloir.

5.2. Déroulement du calcul

On souhaite revoir l'éclairage du couloir du 1^{er} étage du département GEII de longueur $a = 28,78$ m, de largeur $b = 2,44$ m et de hauteur $h = 2,66$ m. Pour le couloir la hauteur du plan utile $h_1 = 0,33$ m. Le luminaire étant un plafonnier encastré, la hauteur de suspension des luminaires $h_2 = 0$ m, soit la hauteur des luminaires au-dessus du plan utile $h_3 = 2,33$ m.

L'indice du local est donné selon l'équation (6) :

$$K = \frac{a \times b}{(a + b) \times (h - h_1 - h_2)} = 0,97$$

Le rapport de suspension est donné selon l'équation (7) :

$$J = \frac{h_2}{h_2 + h_3} = 0$$

A l'aide du tableau 5, on note que, pour une zone de circulation de type couloir, le niveau d'éclairement recommandé est de 150 lux. On choisira un système d'éclairage *direct* pour avoir le moins de pertes possibles.

Pour l'éclairage du couloir, nous étudierons deux solutions de luminaire fixé au plafond. Le luminaire SCoup 132 VE et le luminaire LED N20S de la société *etaplighting*.

Pour le luminaire SCoup 132VE, nous avons l'équation photométrique suivante d'après la documentation en ligne :

$$PH = \eta_i X + \eta_s T = 0,74E + 0,04T$$

Avec :

- $0,74$ = rendement du luminaire vers le bas ;
- E = classe du luminaire selon que le flux est extensif ou intensif ;
- $0,04$ = rendement du luminaire vers le haut ;
- T = classe d'éclairement unique pour l'éclairage direct.

Le flux lumineux du luminaire SCoup 132 VE est $F_L = 2400$ lm.

Pour le luminaire LED N20S, nous avons l'équation photométrique suivante d'après la documentation en ligne :

$$PH = \eta_i X + \eta_s T = 1,00A + 0T$$

Le flux lumineux du luminaire LED N20S est $F_L = 1550$ lm.

Pour notre couloir, le facteur d'empoussièrement moyen $DI = 1,25$ et le facteur de dépréciation $D2 = 1$ pour les luminaires spécifiés.

Les facteurs de réflexion fournissent des valeurs indicatives du coefficient de réflexion du plafond, des murs et du sol d'une pièce. Lorsqu'on ne connaît pas la nature ou la couleur exacte des parois, on peut se guider du tableau ci-dessous :

	Très clair	Clair	Moyen	Sombre	Nul
Plafond	8	7	5	3	0
Mur	7	5	3	1	0
Plan utile	3	3	1	1	0

Tableau 8 : Coefficient de réflexion

Ils sont donnés dans l'ordre : plafond, mur, plan utile. Pour le couloir, le facteur de réflexion est de 711.

Il est nécessaire de déterminer l'utilance de la partie inférieure (pour un couloir) de chaque luminaire pour calculer le flux à installer. La lecture de cette utilance se fera donc dans le tableau correspondant à la classe du luminaire.

LUMINAIRE CLASSE E

TABLEAU D'UTILANCE POUR J = 0

E

Facteurs de réflexion	873	773	753	731	551	511	311								
	871	771	751	711	531	331	000								
Indice du local	0.60	61	56	59	55	45	43	35	30	42	35	30	35	30	28
	0.80	72	65	70	64	56	53	45	39	51	44	39	43	39	36
	1.00	80	72	78	71	64	60	53	47	59	52	46	51	46	44
	1.25	89	79	85	77	73	68	60	55	66	59	54	58	54	51
	1.50	94	83	91	82	80	73	66	61	71	65	60	64	60	57
	2.00	103	90	99	88	89	81	75	71	79	74	70	73	69	67
	2.50	108	94	105	92	96	86	81	77	84	80	76	78	75	73
	3.00	112	96	108	95	101	90	86	82	88	84	81	83	80	77
	4.00	117	100	113	98	107	94	91	88	92	89	87	88	85	83
	5.00	120	102	116	100	111	97	94	92	95	93	90	91	89	86

Tableau 9 : Utilance lumineuse classe E

La ligne qui nous intéresse correspond à l'indice du local : $K = 0,97 \cong 1$. Quant à la colonne, elle correspond au groupement des facteurs de réflexion donné dans l'ordre plafond, mur, plan utile soit 711 dans notre cas.

Pour le luminaire SCoup 132 VE, le tableau 9 donne une utilance de $U_i = 47\%$.

Le flux à installer pour ce luminaire est donné par l'équation (8) :

$$F = \frac{150 \times 28,78 \times 2,44 \times 1,25 \times 1}{0,74 \times 0,47} = 37858 \text{ lm}$$

Pour le luminaire LED N20S, le tableau 10 donne une utilance de $U_i = 78\%$. Le flux à installer pour ce luminaire est :

$$F = \frac{150 \times 28,78 \times 2,44 \times 1,25 \times 1}{1 \times 0,78} = 16880 \text{ lm}$$

LUMINAIRE CLASSE A

TABLEAU D'UTILANCE POUR J = 0

A

Facteurs de réflexion		873	773	753	731	551	511	311							
		871	771	751	711	531	331	000							
Indice du local	0.60	88	81	87	81	78	74	70	67	74	70	67	70	67	66
	0.80	95	87	94	86	85	80	76	73	79	75	73	75	72	71
	1.00	102	91	99	90	91	85	81	78	84	81	78	80	78	76
	1.25	107	95	104	94	96	89	86	83	88	85	82	84	82	80
	1.50	110	97	108	96	100	92	89	86	91	88	86	87	85	84
	2.00	116	101	113	100	107	97	94	92	95	93	91	92	90	89
	2.50	119	103	116	102	111	100	98	96	98	96	95	95	94	92
	3.00	122	105	118	104	114	102	100	99	100	99	98	98	97	95
	4.00	125	106	121	105	118	104	103	102	102	101	100	100	99	97
5.00	126	107	122	106	120	105	104	104	103	103	102	101	101	98	

Tableau 10 : Utilance lumineuse classe A

Pour le luminaire SCoup 132 VE, on a $F_L = 2400$ lm, soit le nombre de luminaires nécessaires selon l'équation (9) :

$$N = \frac{F}{F_L} = \frac{37858}{2400} = 16$$

Pour le luminaire LED N20S, on a $F_L = 1550$ lm, soit le nombre de luminaire nécessaire :

$$N = \frac{F}{F_L} = \frac{16880}{1500} = 11$$

Pour les appareils de classe E, le coefficient d'inter distance $\delta = 1,9$ et pour les appareils de classe A, le coefficient $\delta = 1$.

L'inter distance pour le luminaire SCoup 132 VE est 4,43 m et pour le luminaire LED N20S, elle est égale à 2,33 m. Ces valeurs sont indicatives car une contrainte imposée par le personnel technique de l'IUT est de conserver l'implantation existante !

6. Simulation sous le logiciel DIALux

DIALux est un logiciel d'accès libre destiné au calcul et à la visualisation de l'éclairage d'un espace envisagé. Il est développé par le Deutschen Institut für Angewandte Lichttechnik (DIAL).

Il permet facilement de réaliser une évaluation quantitative et qualitative de l'incidence de l'éclairage sur un espace intérieur ou extérieur.

6.1. Simulation de l'éclairage existant

Le couloir est équipé actuellement de 12 luminaires Philips FBS122 de 16W. La simulation donne un éclairement moyen au sol de 21 lux pour un relevé de 18,7 au luxmètre.

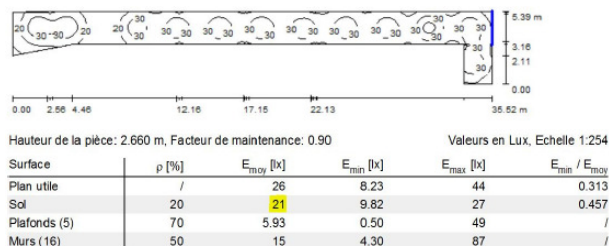


Figure 8: Simulation solution existante

La figure 9 donne une représentation en fausse couleur en 3D avec la solution existante. On retrouve au sol 20 lx

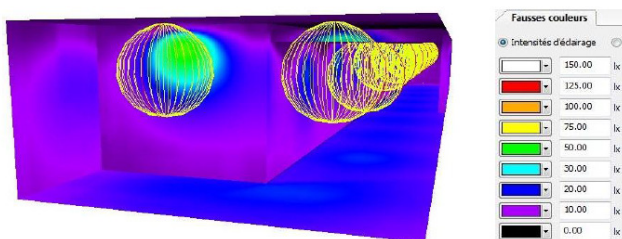


Figure 9: Simulation en fausse couleur solution existante

Le choix du changement de luminaire effectué à l'époque par le personnel technique de l'IUT ne fut pas judicieux, un exemple concret de la réalité du terrain pour nos étudiants !

Afin de respecter la norme, il faudrait disposer de 84 luminaires pour un éclairement moyen de 129 lux mais on obtiendrait une puissance installée de 8,36 W/m²/100 lx alors que la norme spécifie 2,5 W/m²/100 lx.

6.2. Simulation avec luminaire SCoup 132VE

Une observation de la figure 10 permet de constater qu'avec la solution lumineuse SCoup 132VE, l'éclairement moyen adéquat de 126 lx est assuré en tout point du couloir.

Il est à noter qu'afin de ne pas modifier l'implantation existante, on a simulé avec 12 luminaires et non 16, comme préconisé lors de la pré-étude.

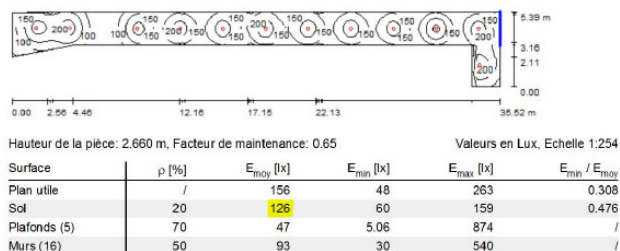


Figure 10: Simulation solution SCoup 132VE

On obtient une puissance installée de 2,94 W/m²/100 lx. Cette solution est très proche de la valeur spécifiée par la norme.

6.3. Simulation avec luminaire LED N20S

Une observation de la figure 11 permet de constater qu'avec la solution lumineuse LED N20S, l'éclairement moyen adéquat de 150 lx est assuré en tout point du couloir. On a une valeur supérieure de l'éclairement car on a 12 luminaires et non 11 comme préconisé lors de la pré-étude.

On obtient une puissance installée de 1,71 W/m²/100 lx. La solution LED respecte la norme et présente une meilleure efficacité énergétique.

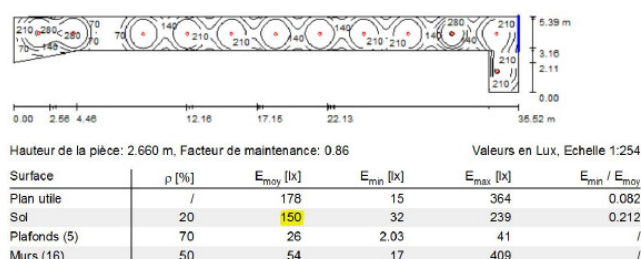


Figure 11: Simulation solution LED N20S

La figure 12 donne la représentation en fausse couleur en 3D avec la solution LED N20S. On retrouve au sol 125 lx

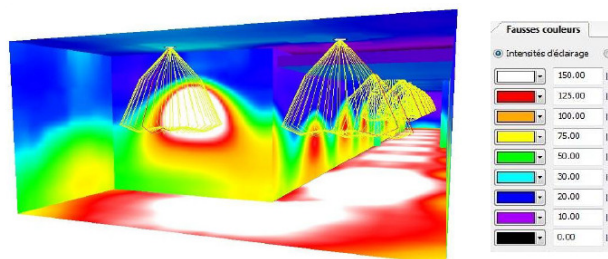


Figure 12: Simulation en fausse couleur solution existante

Les informations en 3D de la simulation permettent d'avoir une analyse de l'éclairement sur la pièce à éclairer.

7. Comparaison des solutions

Afin de choisir la solution mise en œuvre, il est nécessaire de procéder à une analyse du coût global et à l'amortissement. Le couloir ne disposant pas d'apport d'éclairage naturel, il ne sera donc pas équipé d'un système de graduation. Seuls deux détecteurs de présence de 360° seront nécessaires afin d'optimiser la consommation énergétique.

Le coût d'une installation d'éclairage comporte une part fixe et une part variable. Les coûts fixes sont indépendants du temps de fonctionnement de l'installation. Ils correspondent au coût annuel des appareils d'éclairage mêmes, de leur installation et de leur nettoyage. Les coûts variables dépendent, eux, du temps de fonctionnement. Ils comprennent les coûts énergétiques, ainsi que les coûts de matériel et de main-d'œuvre liés au remplacement des lampes.

Le tableau suivant présente une synthèse des données pour aider au choix du luminaire.

Type d'appareil	Fluo compact normé	SCOUP 132VE	LED N20S
Nombre d'appareils	84	12	12
Eclairement moyen (lx)	129	126	150
Durée d'utilisation par jour (h)	12	12	12
Consommation annuelle (kWh)	3548	285	190
Coût total sur 1 an	151 €	12 €	8 €
Coût total sur 4 ans (installation + entretien + consommation)	3175 €	1751 €	2409 €

Tableau 11 : Comparaison des solutions

La solution SCOUP 132 VE est économiquement plus avantageuse. Néanmoins, on retiendra la solution LED N20S car la technologie LED est probablement une solution d'avenir pour le moyen terme.

Cependant pour Georges Zissis (directeur adjoint du laboratoire Laplace de l'université Paul Sabatier de Toulouse) « *un seul point d'interrogation demeure sur la durée de vie de la technologie LED et donc sur les économies de maintenance attendues* ».

8. Conclusions et perspectives

Le calcul de l'éclairement moyen sert à dimensionner approximativement les installations d'éclairage. Il permet de déterminer le nombre d'appareils requis pour l'éclairement souhaité et inversement.

Mais aujourd'hui, la simulation d'éclairage s'est imposée comme une méthode précieuse pour visualiser et vérifier l'éclairage tout en tenant compte de l'ambiance de la pièce.

Le choix du couloir n'a pas permis de percevoir l'influence de la forme du luminaire sur l'éclairement souhaité. Par contre, il a permis de voir l'influence des parois de la pièce, tant sur l'efficacité de l'éclairage que sur le rendu de couleur. Pour cette raison, lors de la rénovation du couloir, les étudiants ont conseillé aux personnels techniques de l'IUT d'employer des tons clairs pour les peintures des murs et les dalles du plafond et du sol.

On peut proposer des activités complémentaires sur cette thématique en particulier les technologies de lampes d'éclairage en tant que récepteurs électriques ainsi que la gestion optimale de l'éclairage par l'intermédiaire d'un bus de type DALI.

9. Références

- [1] J.C.Damelinourt, G.Zissis, C.Corbé, B.Paule, *Eclairage d'intérieur et ambiances visuelles*, Editions Lavoisier, 2010
- [2] L.Massol, *Les LED pour l'éclairage*, Editions Dunod, 2012
- [3] P.Mottier, *Les diodes électroluminescentes pour l'éclairage*, Editions Hermès, 2008
- [4] W.Sanial, *Traité d'éclairage*, Editions Cépaduès, 2007
- [5] P.Vandeplangue, *L'éclairage*, Editions Lavoisier, 2005
- [6] G.Zissis, *Eclairage, photométrie et colorimétrie*, Médiathèque e-EEA
- [7] Norme NF C71-121, *Méthode simplifiée de prédétermination des éclairements dans les espaces clos et classification correspondante des luminaires*.

Choix judicieux des couplages de transformateurs pour limiter l'impact d'une propulsion électrique sur un réseau HT

Didier DUJARDIN,

Professeur de l'Éducation Nationale,

Didier NILLY,

Elève Ingénieur en systèmes électriques au CNAM

Bernard ROGER,

Expert Processus Bobinage Moteur et Transformateurs

Résumé : De nombreux navires disposent désormais d'une propulsion électrique qui représente une puissance au moins égale à 2/3 de la puissance installée. Les moteurs électriques de propulsion nécessitent des convertisseurs d'énergie polluants susceptibles d'impacter le réseau électrique HT. Des équipements de filtrage sont alors indispensables mais le fait que ces équipements soient embarqués, le manque de place et le poids sont des contraintes qui nécessitent de réaliser des structures de convertisseurs d'énergie moins polluantes. Dans la plupart des cas, ces structures nécessitent une adaptation de tension via des transformateurs. C'est en choisissant judicieusement les couplages des transformateurs qu'il est possible de diminuer l'impact de la propulsion sur le réseau HT.

1. La gestion d'énergie et la propulsion électrique

La gestion d'énergie est un enjeu majeur. Elle permet d'optimiser le coût d'exploitation, de s'assurer de la longévité des équipements et de diminuer l'impact de l'empreinte carbone.

De nombreux navires disposent désormais d'une propulsion électrique plus souple à utiliser surtout à basse vitesse, moins encombrant et possédant un rendement énergétique plus intéressant. Elle représente une puissance au moins égale à 2/3 de la puissance installée. Les puissances mises en jeu nécessitent d'avoir un réseau HT. La production d'énergie est réalisée à partir de plusieurs Diesels-Alternateurs HT (DA). Ils sont couplés sur un réseau au gré du besoin. Les moteurs électriques de propulsion nécessitent des convertisseurs d'énergie susceptibles d'impacter le réseau électrique entier car porteurs de pollution harmonique.

Pour supprimer l'impact d'une pollution harmonique sur les installations sensibles, il peut être choisi de créer deux réseaux indépendants, un pour le pollueur et un autre pour le reste des installations (Fig. 1). Cette stratégie est contraire à une optimisation du coût d'exploitation et est aussi contraignante par rapport aux Diesels. En effet, une charge peu importante sur les diesels entraîne des encrassements et une maintenance plus complexe. La meilleure solution est en fait l'interconnexion des réseaux et la diminution de l'impact des pollueurs. Le filtrage est alors indispensable, non seulement pour respecter les

normes, mais aussi pour la sauvegarde des équipements. Pour autant, le fait que ces équipements soient embarqués, le manque de place et le poids font qu'il est nécessaire de réaliser des structures de convertisseur d'énergie moins polluant de manière à réduire la taille des filtres.

Pour adapter le niveau de tension entre le réseau et la propulsion, il est nécessaire d'avoir des transformateurs. C'est en choisissant judicieusement les couplages des transformateurs qu'il est possible de diminuer le THD en courant et donc en tension [2] ; [3]. L'objectif de cet article est de montrer l'impact de la propulsion sur le réseau électrique et de faire une étude comparative de deux structures de propulsion électrique nécessitant des transformateurs différents. Ce travail s'appuie sur la simulation sous le logiciel PSIM et des TP dont les supports sont des maquettes pédagogiques spécialement fabriquées pour illustrer la problématique.

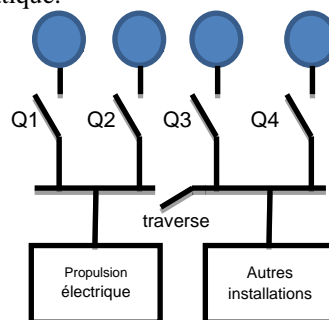


Figure 1 : deux réseaux indépendants (traverse toujours ouverte) ou deux réseaux interconnectés par la traverse

2. Structures d'une propulsion électrique

Sur le marché, les systèmes de propulsion utilisent pour l'instant principalement des moteurs synchrones de plusieurs MW [1]. L'énergie est produite par une usine électrique à base de Diesel Alternateur (d'où le terme de DIESEL ELECTRIQUE). L'usine électrique est la plupart du temps pilotée par des systèmes automatisés assurant une fourniture d'électricité sûre et une gestion au juste besoin.

Pour réaliser la variation de vitesse, des commutateurs de courant ou des onduleurs de tension MLI (à base d'IGBT) peuvent être utilisés [2,3]. Les puissances sont parfois trop importantes pour se limiter à un moteur électrique à un seul bobinage triphasé. Ainsi, les moteurs utilisés sont le plus souvent des moteurs à plusieurs bobinages triphasés. Par exemple pour les moteurs à deux stators, il y a deux bobinages triphasés répartis dans les mêmes encoches. Ces stators sont alimentés via des commutateurs de courant à base de thyristors (figure 2). L'inconvénient de cette structure fait que le couple développé est pulsatoire entraînant des vibrations de faibles fréquences qui se propagent facilement dans la coque. C'est pourquoi, les deux bobinages sont décalés de 30° électrique afin de déphaser les couples de chacun des stators et de limiter les vibrations mécaniques (la fréquence des pulsations de couple est double, les vibrations se propagent moins facilement).

En utilisant des onduleurs MLI, on peut réussir à « lisser » le couple du moteur. Pour obtenir ces performances, il faut que le courant dans le moteur soit le plus sinusoïdal possible, ce qui nécessite d'avoir une fréquence de découpage élevée au niveau de l'onduleur MLI. Or, à ces niveaux de puissance (plusieurs MW), les pertes par commutation et conduction du pont onduleur nécessiteront un refroidissement à eau et une extraction d'air vicié complexe, au risque de voir la durée de vie des IGBT diminuer induisant un coût d'exploitation important. La solution consiste alors à multiplier le nombre d'onduleurs pour diminuer la puissance de chacun des IGBT et faciliter leur refroidissement. Le moteur de propulsion doit avoir dans ce cas plusieurs bobinages triphasés (autant que d'onduleurs). Mais contrairement à la solution précédente, il n'est pas nécessaire de les décaler, ce qui facilite la construction du moteur électrique (figure 3).

Quelque soit le type de convertisseur, ils disposent tous d'un étage d'entrée utilisant soit des redresseurs à thyristors soit des redresseurs à diodes. Les redresseurs et la commutation des onduleurs sont à l'origine de la pollution harmonique qui nécessite d'ajouter des filtres harmoniques, coûteux et encombrants.

Pour ces deux structures, il est nécessaire d'utiliser des transformateurs de puissance pour adapter les niveaux de tension entre le réseau électrique (HTI : Haute Tension Intermédiaire) et les moteurs. En choisissant judicieusement le couplage de ces transformateurs, on peut réussir à diminuer le THD en courant, réduisant par la même occasion le THD en tension du réseau électrique sans être obligé de surdimensionner les éléments de la production d'énergie (alternateur, câbles, ...) pour les limiter.

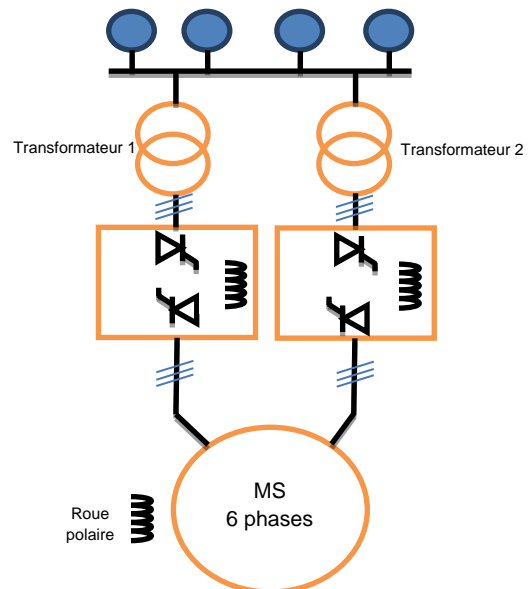


Figure 2 : convertisseur à commutateur de courant et transformateurs Dd0 et Dy11

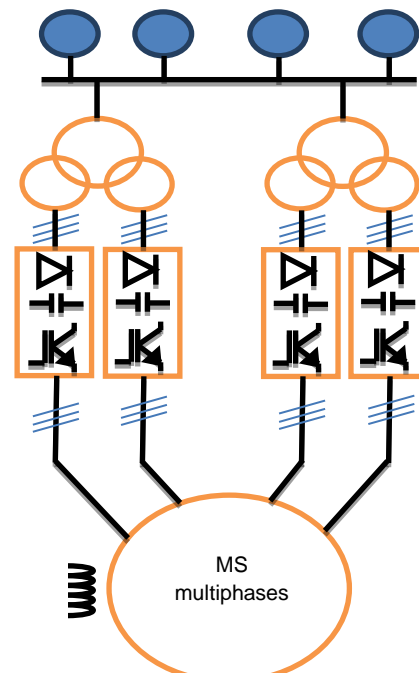


Figure 3 : convertisseur à onduleur MLI et transformateur à indice horaire à virgule (Dd11.75d0.75 et Dd0,25d11.25)

3. Etude harmonique de la propulsion à deux stators

Comme le montre le synoptique de la figure 2, il est nécessaire d'avoir deux transformateurs, chacun alimentant un demi moteur. Cependant, les deux transformateurs ont les mêmes caractéristiques en tension mais pas les mêmes couplages. Le Transformateur 1 est un Dd0. Le transformateur 2 est un Dy11. Les nombres de spires sont alors différents mais pas les rapports des tensions.

La propulsion dispose d'un étage d'entrée constitué d'un pont tout thyristor. L'onduleur de sortie est un commutateur de courant. Une inductance est obligatoire. En effet, les tensions moyennes à la sortie du redresseur et à l'entrée de l'onduleur ont la même valeur moyenne, mais pas la même valeur instantanée. C'est l'inductance qui subit cette différence de potentiel en assurant la sauvegarde du matériel tout en lissant le courant.

Afin de simplifier l'étude pédagogique des transformateurs, on va considérer que le courant dans le bus continu (traversant l'inductance) est parfaitement lisse. Ainsi, l'ensemble commutateur de courant et inductance pourront être modélisés simplement par un circuit R, L. Toutefois cette simplification ne permettra pas l'étude de l'impact de l'onduleur sur le réseau électrique.

3.1 La maquette pédagogique

Pour illustrer l'étude harmonique, les deux platines (transformateur Dd0 et Dy11 alimentant chacun deux ponts tout thyristors) ont été réalisées par la société SEIBO selon notre cahier des charges. Les charges sont réalisées à l'aide de caisse de charge résistive et d'inductances de puissance. Les élèves doivent câbler le couplage des transformateurs, vérifier par la méthode des 3 voltmètres ou des électriciens l'indice horaire du Dy11 ainsi que l'ordre des phases. Ils installent aussi trois analyseurs de réseau (Qualistar de Chauvin Arnoux) permettant la visualisation des formes d'ondes, la mesure des tensions, courants, THD, spectre de chacun des courants. La figure 4 illustre le schéma de montage, et les figures 5 et 6 montrent l'installation réalisée par les élèves. On peut remplacer le réseau électrique EDF par des alternateurs pour étudier l'influence de leurs réactances internes sur les harmoniques.

Comme pré-requis, l'étude théorique a été réalisée sous la forme d'un Travail Dirigé, notamment le calcul théorique du THD% des courants qui sera vérifié par

simulation sous le logiciel PSIM. Le même genre de TD est disponible en ligne sur le site RESELEC et dans un sujet de concours PLP2 externe de 2002 [4].

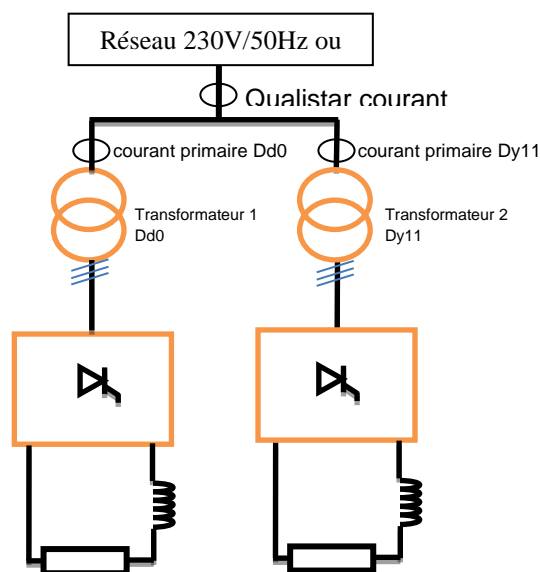


Figure 4 : Schéma de montage de la maquette pédagogique



Figure 5 : Illustration des maquettes pédagogiques

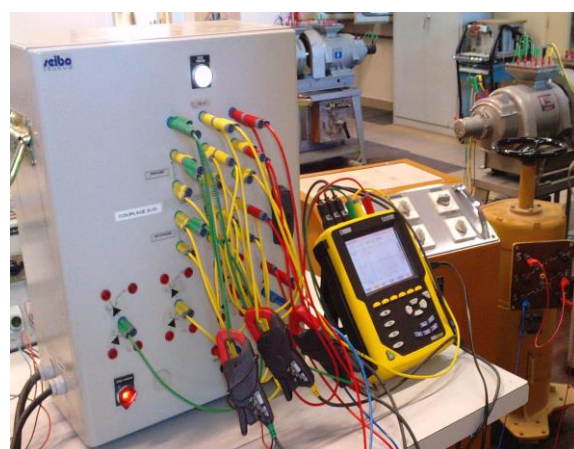


Figure 6 : Illustration des maquettes pédagogiques

3.2 Résultats des mesures expérimentales

Le Qualistar dispose d'une sortie optique et d'une liaison série permettant de récupérer les données des mesures. Cela permet de réaliser un compte rendu propre et fidèle aux mesures.

3.2.1 Mesure sur le primaire du transformateur Dd0

La figure 7 montre la forme d'onde, les valeurs des THD en tension (1,3 %, provenant du réseau EDF) et courant (27,3 %). Le THD n'est pas suffisant pour compléter l'étude. Il est intéressant d'avoir les rangs et les valeurs des harmoniques du spectre (figure 8), ainsi que les valeurs des harmoniques en pourcentage du fondamental (figure 9). Les rangs 5 et 7 sont assez importants (respectivement 20,7% et 10,6%). Dans cet état, il sera obligatoire de les filtrer. On remarque aussi que les rangs 11 et 13 sont importants, supérieur à ce qui est imposés par les normalisations. Celles-ci seront à filtrer. A l'inverse, le rang 3 est nul, ce qui est un résultat attendu en triphasé équilibré, cas finalement assez rare en pratique...

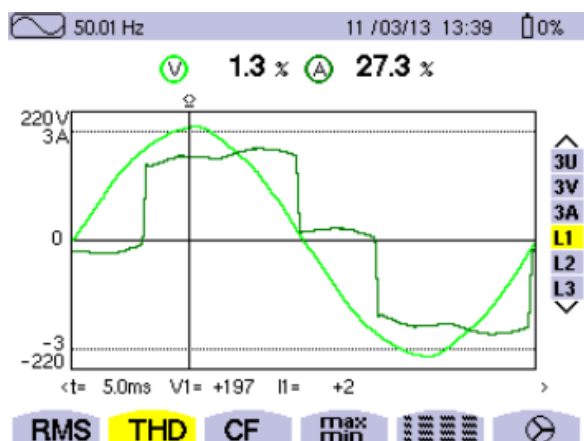


Figure 7 : Forme d'ondes et THD du courant primaire Dd0

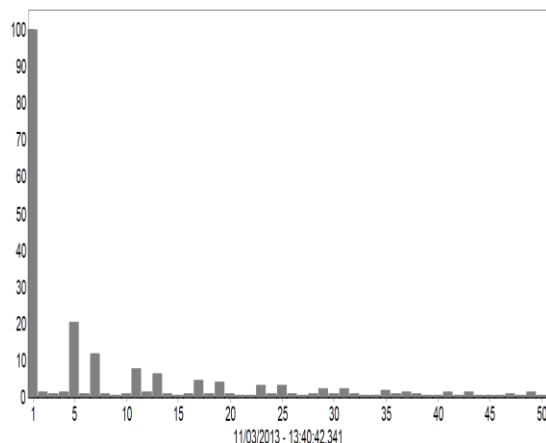


Figure 8 : Spectre du courant primaire du Dd0

	(%)
H01	100.0
H02	1.6
H03	1.1
H04	1.4
H05	20.4
H06	0.9
H07	11.9
H08	1.0
H09	0.6
H10	1.2
H11	7.8
H12	1.4
H13	6.4
H14	1.0
H15	0.5
H16	1.1
H17	4.9
H18	1.1

Les rangs H05 et H07 ne sont pas négligeables face au fondamental
Les rangs H11 et H13 ne sont pas négligeables face au fondamental

Figure 9 : Tableau de valeurs des harmoniques Dd0

3.2.2 Mesure sur le primaire du transformateur Dy11

La même étude que précédemment est entreprise par les élèves, fournissant les résultats des figures 10 (formes d'ondes et THD), 11 (spectre du courant primaire du Dy11) et 12 (Tableau de valeurs des harmoniques Dy11). Remarquez que malgré une forme d'onde différente, le THD est identique au courant primaire du transformateur Dd0 et les rangs harmoniques identiques.

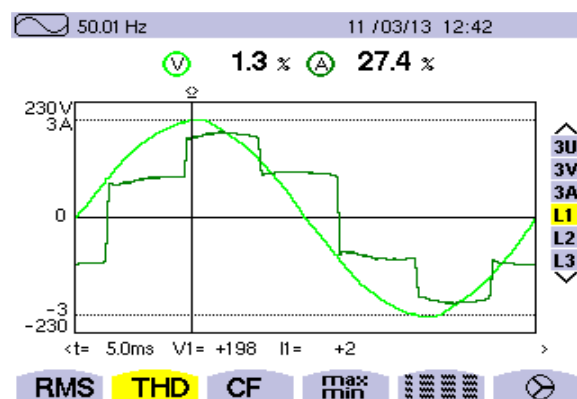


Figure 10 : Forme d'ondes, THD du courant primaire Dy11

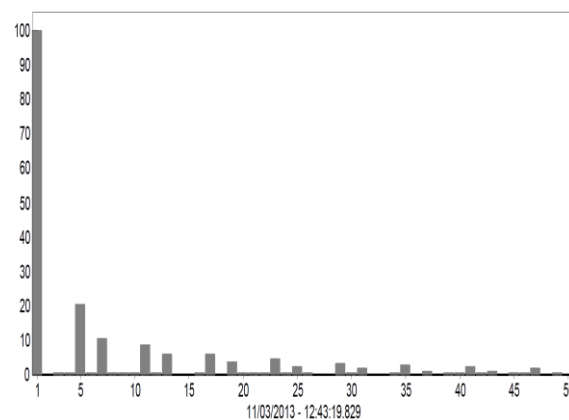


Figure 11 : Spectre du courant primaire du Dy11

	(%)
H01	100.0
H02	0.3
H03	0.6
H04	0.6
H05	20.7
H06	0.6
H07	10.6
H08	0.7
H09	0.7
H10	0.7
H11	8.9
H12	0.7
H13	6.1
H14	0.4
H15	0.2
H16	0.7
H17	6.3

Les rangs H05 et H07 ne sont pas négligeables face au fondamental

Les rangs H11 et H13 ne sont pas négligeables face au fondamental

Figure 12 : Tableau de valeurs des harmoniques du Dy11

3.2.3 Mesure du courant en ligne

De la même manière que précédemment, une étude des formes d'ondes, du THD, du spectre et des valeurs des rangs est entreprise pour le courant en ligne (courant absorbé par les deux transformateurs). La figure 13 représente la forme d'onde du courant en ligne, la figure 14 représente son spectre et la figure 15 est un tableau de valeurs des harmoniques. Le THD en courant passe à 11,6%, bien inférieur au THD des courants primaires des transformateurs. En observant le spectre, on remarque immédiatement la forte diminution des rangs 5 et 7. Cependant les rangs 11 et 13 restent aux mêmes valeurs que précédemment.

L'étude du courant en ligne permet de mettre en évidence l'intérêt d'avoir mis deux indices horaires différents pour diminuer le THD. En effet, si le constructeur avait choisi deux transformateurs à indices horaires identiques, le THD serait probablement égal à 27 %, les filtres seraient plus volumineux, plus lourds et plus coûteux. Le choix judicieux des indices horaires a permis de déphaser les rangs 5 et 7 d'un des transformateurs (Dy11), permettant de les opposer aux rangs 5 et 7 du transformateur Dd0, et donc, de les atténuer. Cependant, pour que ce système soit optimal, il faut que les rangs 5 et 7 des deux transformateurs soient identiques, ce qui n'est dans la pratique jamais le cas. On peut donc se contenter d'une forte diminution de ces harmoniques, mais le gain est intéressant au niveau des filtres (poids, volume, prix). La figure 16 résume le principe. Le déphasage créé par le Dy11 par rapport au Dd0 est de 30°. On peut bien entendu rencontrer d'autres types de couplages, pourvu qu'on respecte ce déphasage.

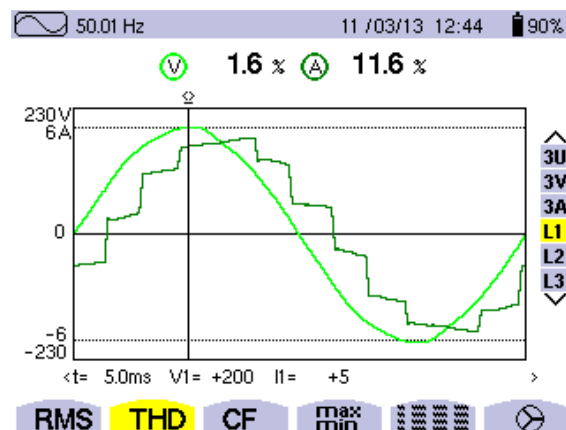


Figure 13 : Forme d'onde et THD du courant en ligne

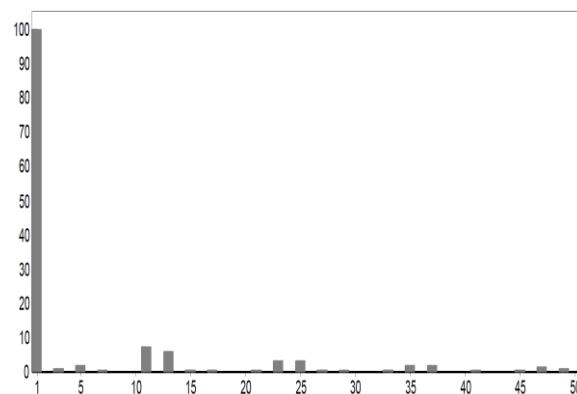


Figure 14 : Spectre du courant en ligne

	(%)
H01	100.0
H02	0.3
H03	1.0
H04	0.2
H05	2.2
H06	0.2
H07	0.6
H08	0.2
H09	0.4
H10	0.2
H11	7.6
H12	0.1
H13	6.3
H14	0.2
H15	0.7
H16	0.1
H17	0.6
H18	0.2

Les rangs H05 et H07 deviennent très faibles

Les rangs H11 et H13 ne sont pas négligeables face au fondamental,

Figure 15 : Valeurs des harmoniques du courant en ligne

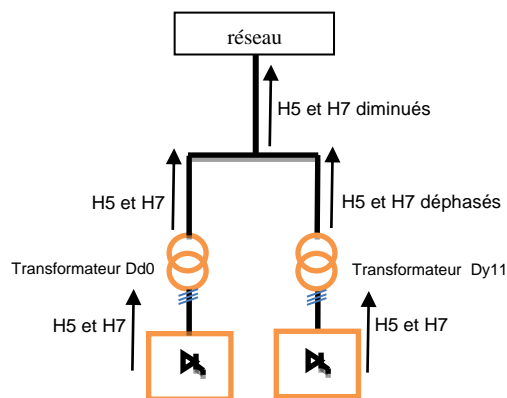


Figure 16 : Principe de la diminution du THD

3.4 Simulation sous PSIM

Il est assez facile de simuler une partie de la propulsion via un simulateur du type de PSIM (figure 17). La bibliothèque de PSIM dispose de transformateurs Dd et Dy dans lesquels vous devez compléter le nombre de spires. Pour le couplage Dd, le rapport des spires est égal au rapport des tensions. Par contre pour le couplage Dy, il faut tenir compte des couplages ainsi que du rapport des spires qui est égal au rapport des tensions divisé par $\sqrt{3}$! Le variateur sera simulé par un pont tout thyristor alimentant un circuit R, L. Certes, cette modélisation ne permet pas d'observer les phénomènes de commutation de la propulsion, mais elle permet de mettre en évidence l'intérêt des couplages des transformateurs, ce qui est notre objectif.

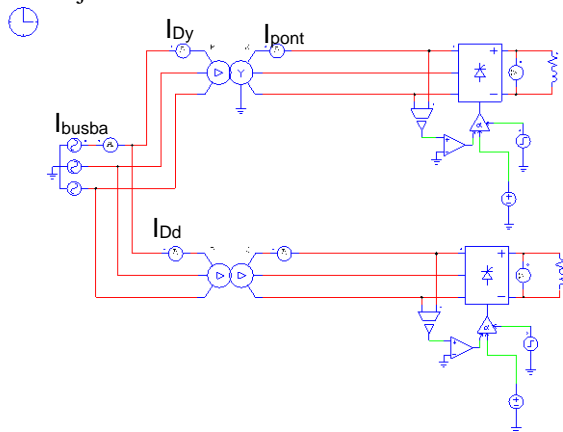


Figure 17 : Schématisation sous PSIM

La simulation (figure 18) permet d'observer les formes d'ondes. Pour ce qui nous intéresse, nous voulons voir le courant absorbé par le pont tout thyristor (I_{pont}), dans le primaire du transformateur Dd (I_{Dd}), dans le primaire du transformateur Dy (I_{Dy}), et enfin le courant absorbé dans le busbar (I_{busbar}).

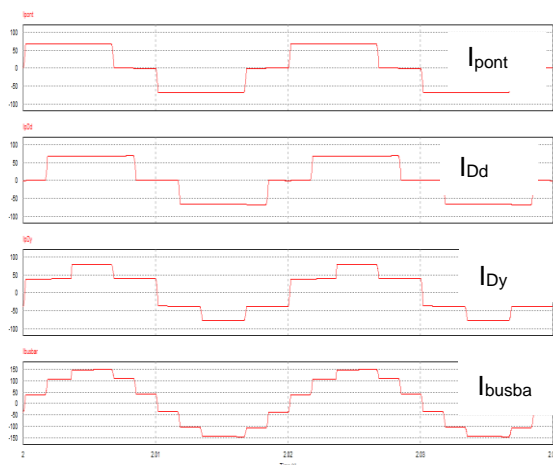


Figure 18 : Résultats de simulation

Grâce à la fonction FFT du logiciel PSIM, on peut faire la décomposition et observer le spectre (figure 19).

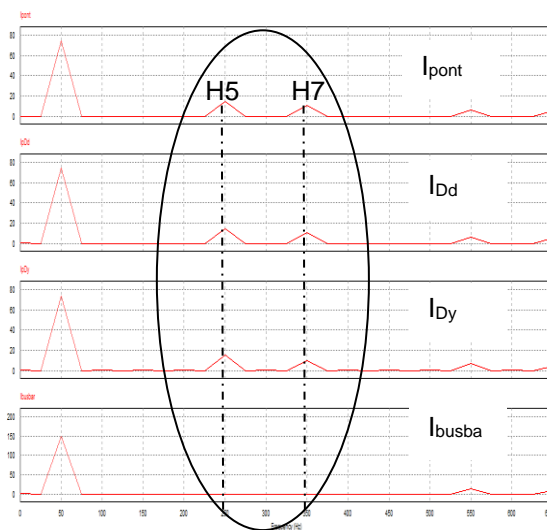


Figure 19 : Spectre des courants

On observe à partir de la figure 19, que pour le courant en ligne I_{busbar} , les harmoniques de rang 5 et 7 sont diminués fortement. Les THD calculés par PSIM sont respectivement :

$$THD_{I_{pont}} = 29 \%$$

$$THD_{I_{Dd}} = 29 \%$$

$$THD_{I_{Dy}} = 30 \%$$

$$THD_{I_{busbar}} = 14 \%$$

On démontre alors que l'utilisation de couplages judicieusement choisis permet de diminuer de moitié le THD. Le filtrage en sera facilité.

L'avantage de la simulation est la facilité avec laquelle on peut montrer le principe. Dans la formation professionnelle, c'est un outil intéressant qui permet d'optimiser le temps consacré à l'activité.

4. Etude harmonique d'une propulsion à plusieurs stators

Comme le montre le synoptique de la figure 3, il est nécessaire d'avoir plusieurs transformateurs à deux secondaires. Dans ce synoptique, il y a 4 secondaires qui alimentent 4 variateurs de vitesse qui eux-mêmes alimentent chacun leurs bobinages triphasés.

Les transformateurs sont des transformateurs à indice horaire à virgule. Le transformateur 1 est un transformateur Dd11.75d0.75 et le transformateur 2 est un transformateur Dd0.25d11.25. Le choix des couplages permet d'obtenir deux valeurs de déphasages caractéristiques permettant de diminuer certains harmoniques. D'après la figure 20, on observe qu'entre

les tensions $V_{0,25}$ et $V_{11,25}$; $V_{11,75}$ et $V_{0,75}$ on retrouve 30° et 15° entre $V_{11,75}$ et $V_{0,25}$ et $V_{11,25}$ et $V_{0,75}$.

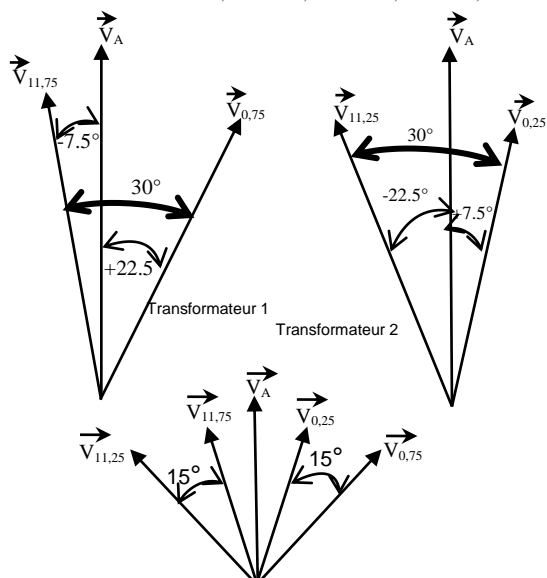


Figure 20 : déphasages 15° et 30° entre secondaires

4.1 Le transformateur Dd11,75d0,75

4.1.1 Introduction :

Le primaire est couplé en triangle. Le premier secondaire est couplé en triangle « allongé » avec un déphasage de $-7,5^\circ$ ($11,75 \times 30^\circ - 360^\circ = -7,5^\circ$) entre la tension simple primaire et la tension simple secondaire. Le second secondaire est couplé en triangle « allongé » avec un déphasage de $+22,5^\circ$ entre la tension simple primaire et la tension simple secondaire. Les étoiles représentent les entrées (voir figure 21).

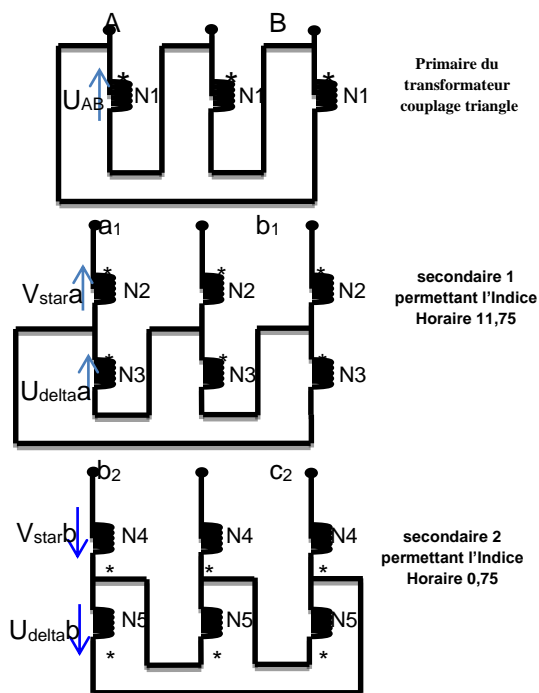


Figure 21 : schéma du transformateur Dd11,75d0,75

Les tensions U_{AB} , $V_{star a1}$, $U_{delta a1}$, $V_{star b2}$, $U_{delta b2}$ fléchées dans le sens du schéma sont toutes en phases car ils appartiennent à la même colonne. Par construction graphique (figure 22), on peut remarquer que la base est le triangle (delta), puis aux sommets du triangle, on additionne les tensions simples (star), ce qui réalise le décalage entre les tensions simples primaires et secondaires.

Pour obtenir l'angle désiré, il faut alors calculer le nombre de spires de chaque enroulement, ce qui permet de choisir l'allongement du triangle (ici pour le premier secondaire, un angle de $-7,5^\circ$).

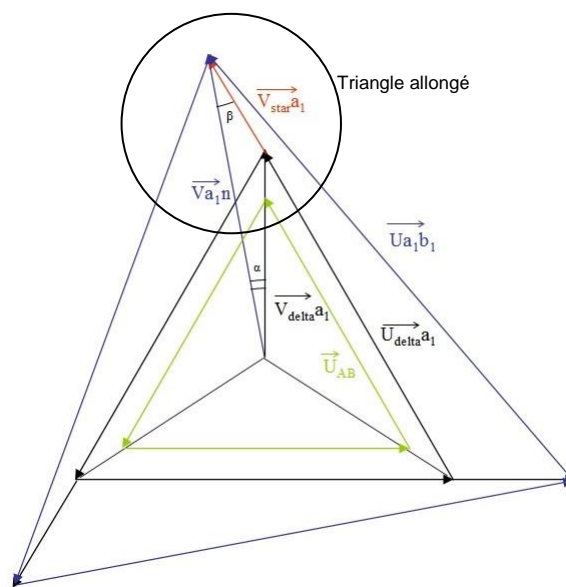


Figure 22 : Diagramme vectoriel pour le secondaire 1

Par construction graphique et à partir du tracé des tensions U_{delta} et V_{star} on peut trouver la tension V_{a1n} (figure 23). L'écart entre V_{AN} et V_{a1n} sera alors de $7,5^\circ$. Ce tracé permet de déterminer le rapport de transformation des tensions et ainsi de calculer le rapport des spires.

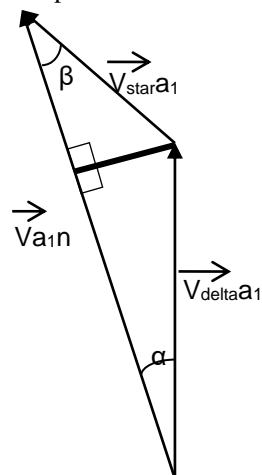


Figure 23 : zoom sur les vecteurs

4.1.2 calcul du nombre de spires :

Les rapports des tensions donnent les relations suivantes :

$$V_{star} a_1 = \frac{N_2}{N_1} U_{AB}$$

et

$$V_{delta} a_1 = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}}$$

D'après la figure 23, on retrouve deux relations :

$$V a_1 n = V_{delta} a_1 \cdot \cos \alpha + V_{star} a_1 \cos \beta \quad \text{et} \\ \beta = 30 - \alpha$$

De toutes ces relations, on peut exprimer le rapport entre $V a_1 n$ et U_{AB} :

$$V a_1 n = \left(\frac{N_3}{N_1 \sqrt{3}} \cos \alpha + \frac{N_2}{N_1} \cos(30 - \alpha) \right) U_{AB} \quad (1)$$

Le côté opposé aux angles α et β permet de trouver les relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} V_{delta} a_1 \cdot \sin \alpha &= V_{star} a_1 \sin(30 - \alpha) \\ \frac{N_3}{\sqrt{3}} \sin \alpha &= N_2 \sin(30 - \alpha) \end{aligned} \right\} N_3 = N_2 \sqrt{3} \frac{\sin(30 - \alpha)}{\sin \alpha} \quad (2)$$

Intégrons (2) dans (1):

$$V a_1 n = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{\sin(30 - \alpha)}{\tan \alpha} + \cos(30 - \alpha) \right) U_{AB}$$

$$\text{Puisque } V a_1 n = \frac{U a_1 b_1}{\sqrt{3}}$$

Le résultat final est :

$$N_2 = \frac{N_1}{\sqrt{3}} \frac{1}{\left(\frac{\sin(30 - \alpha)}{\tan \alpha} + \cos(30 - \alpha) \right)} \frac{U a_1 b_1}{U_{AB}}$$

$$N_3 = \frac{N_2 \sqrt{3} \cdot \sin(30 - \alpha)}{\sin \alpha}$$

Pour N_1 , il faut utiliser la formule de Boucherot :

$$U_{AB} = 4,44 \cdot B_{\max} \cdot N_1 \cdot S \cdot f$$

Ainsi, en choisissant son circuit magnétique, on peut connaître ses caractéristiques, notamment sa section

droite et son champ maximum. La fréquence étant connue, on peut alors calculer le nombre de spires au primaire et aux secondaires.

4.1.3 Calculs et simulation sous PSIM

La simulation permettra de vérifier nos calculs pour réaliser un prototype. Cependant sur le logiciel PSIM, et afin d'éviter de lourds calculs nécessaire à une modélisation, nous avons réalisé une simulation avec un transformateur à 1 enroulement primaire et 4 enroulements secondaires par colonne permettant ainsi de simuler le transformateur complet grâce à 3 transformateurs à 4 secondaires (figure 24). Cela surestime forcément les pertes fers (3 transformateurs, un par colonne). Mais comme il s'agit de mettre en évidence l'intérêt de ces couplages et de valider les calculs afin de réaliser un prototype, cela n'est pas gênant.

Pour réaliser une maquette pédagogique, nous nous sommes appuyés sur la récupération d'un ancien transformateur (notamment les supports de bobines et le circuit magnétique). Pour que les tensions soient compatibles avec le réseau 400V/50Hz et les variateurs de vitesse en 400V/50 Hz, nous allons calculer le nombre de spires pour un transformateur 400V/400V/400V.

L'ancien transformateur a une puissance de 5 kVA pour une tension de 230V au primaire. En démontant l'enroulement primaire, il y avait 230 spires, ce qui permet de connaître le nombre de volts/spire : 1V/spire. Alimentant ce transformateur en 400V, cela nous donne 400 spires pour N_1 . En faisant de cette façon, on s'assure de conserver le même champ B_{\max} ce qui évite la saturation du circuit magnétique.

Pour $\alpha = 7,5^\circ$ et sachant que $U_{AB} = 400V$; $U a_1 b_1 = 400V$, on peut donc trouver les valeurs suivantes :

$$N_1 = 400 \text{ spires}$$

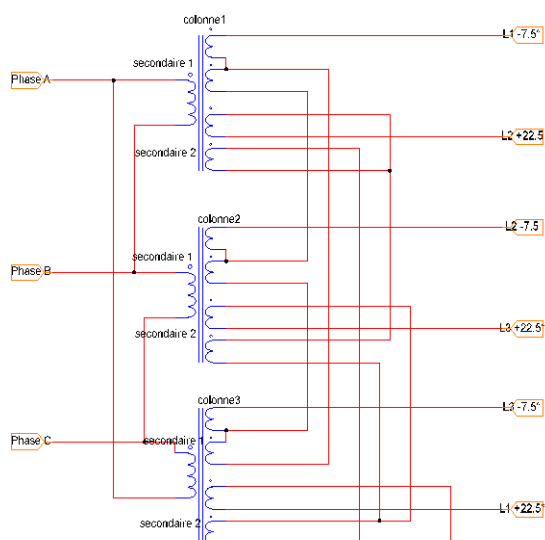
$$N_2 = 60 \text{ spires}$$

$$N_3 = 306 \text{ spires}$$

Pour $\alpha = 22,5^\circ$, on conserve les équations car elles restent valable. En effet, pour obtenir l'angle, on modifie le positionnement des phases afin «d'allonger» le triangle du bon côté pour obtenir cet angle.

$$N_4 = 178 \text{ spires}$$

$$N_5 = 105 \text{ spires}$$



Np (primary)	400	Display
Ns_1 (secondary 1)	60	
Ns_2 (secondary 2)	306	
Ns_3 (secondary 3)	178	
Ns_4 (secondary 4)	105	

Figure 24 : simulation du transformateur Dd11,75d0,75

Pour valider nos calculs, il faut observer le déphasage entre les tensions (figure 25). Nous retrouvons effectivement des déphasages de -7.5° et $+22.5^\circ$.

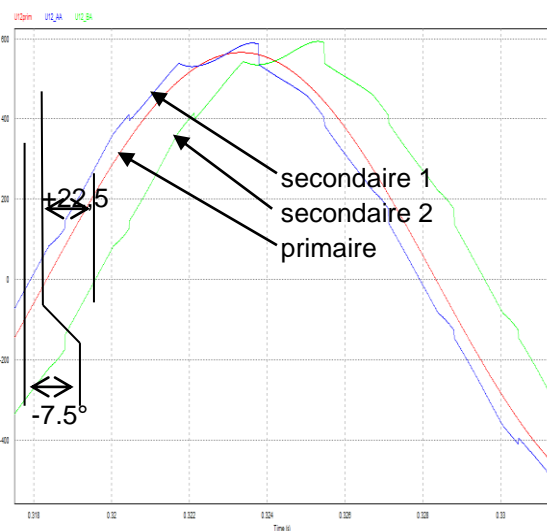


Figure 25 : mesures des déphasages (-7.5° et $+22.5^\circ$) par simulation

4.1.4 Réalisation du prototype

Afin de limiter le coût, nous avons récupéré sur des vieux transformateurs de 5 kVA le circuit magnétique et les supports de bobines.

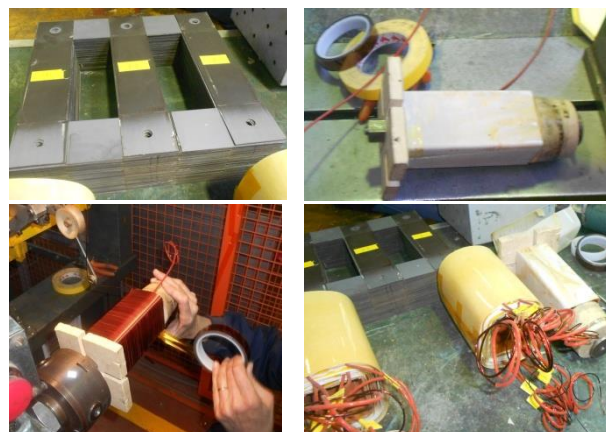


Figure 26 : circuit magnétique, bobines, support de bobines

Pour faciliter la fabrication, les bobines qui ont le plus de spires sont proches du noyau. C'est ainsi qu'on pourrait configurer la place des bobines comme la figure 27.

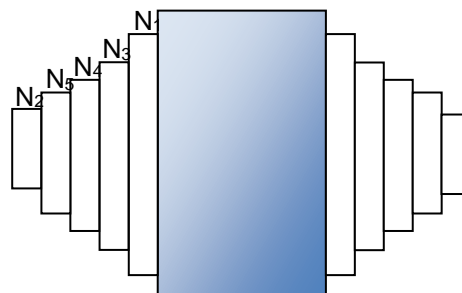


Figure 27 : place des bobines autour du support

Au niveau de la section des fils des bobines, à partir de la puissance apparente $S=5\text{KVA}$, on calcule les courants nominaux au primaire et aux secondaires. Sachant qu'il y a deux secondaires, chacun doit véhiculer la moitié de la puissance soit 2,5 KVA.

Ce qui donne :

$I_1 = 7,2 \text{ A}$; $I_{21} = 3,6 \text{ A}$ (N_2 et N_4) ; $I_{22} = 3,6 \text{ A}$ pour les courants en ligne, enfin pour les courants dans les enroulements : $J_1 = 4,16 \text{ A}$ (N_1) et $J_{21} = J_{22} = 2,1 \text{ A}$ (N_3 et N_5).

En choisissant une densité de courant égale à 5 A/mm^2 , on trouve (en arrondissant) :

1 mm^2 pour N_1 ; 1 mm^2 pour N_2 ; $0,5 \text{ mm}^2$ pour N_3
 1 mm^2 pour N_4 ; $0,5 \text{ mm}^2$ pour N_5

Ce calcul simple des sections de fils pourrait être utilisé. Mais parce que nous avons utilisé un transformateur dont les dimensions étaient imposées (surtout le support de bobinage), il faut penser à bien

répartir le bobinage tout le long de la colonne. Dans le cas contraire, les bobinages courts entraîneront des flux de fuite difficilement canalisables ainsi que des concentrations de flux dans une partie du circuit magnétique. Le trajet des lignes de champ du flux de fuite étant dans ce cas principalement dans l'air, les inductances de fuites qui en découlent provoqueront des chutes de tensions et un $U_{cc}\%$ nuisant à l'exploitation du transformateur. De même une augmentation de la surface de contact avec l'air permet de répartir la chaleur dégagée par le bobinage afin d'assurer une température de fonctionnement normale. La durée de vie du transformateur sera plus importante. Pour toutes ces raisons, le bobineur a décidé d'augmenter les sections de cuivre afin que le bobinage des spires jointives prenne effectivement toute la place du support dans la colonne. Ainsi contrairement à la figure 27, on préférera bobiner comme sur la figure 28.

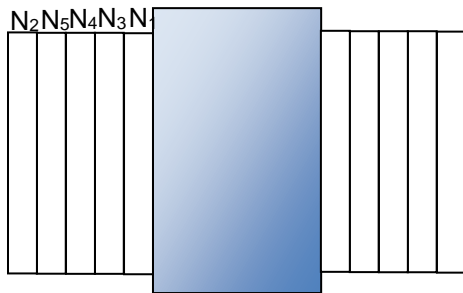


Figure 28 : place des bobines autour du support

Ainsi la valeur des sections sont :

1,53 mm² pour N₁

2,82 mm² pour N₂

0,56 mm² pour N₃

1,22 mm² pour N₄

1,36 mm² pour N₅

Ces sections nécessitent plus de cuivre, mais les pertes dans le cuivre seront plus faibles. De plus, pour une maquette pédagogique, cela peut être intéressant en cas d'erreur des élèves (surcharge du transformateur) d'avoir un transformateur robuste.

4.1.5 Essai de fonctionnement

Une première mesure permet de vérifier les déphasages (figure 29). Les essais à vide, en charge et en court-circuit ont été réalisés pour valider les performances du transformateur. $U_{cc}\%$ est égal à 3,15% (valeur faible qui confirme l'intérêt de répartir le bobinage sur toute la longueur du support).

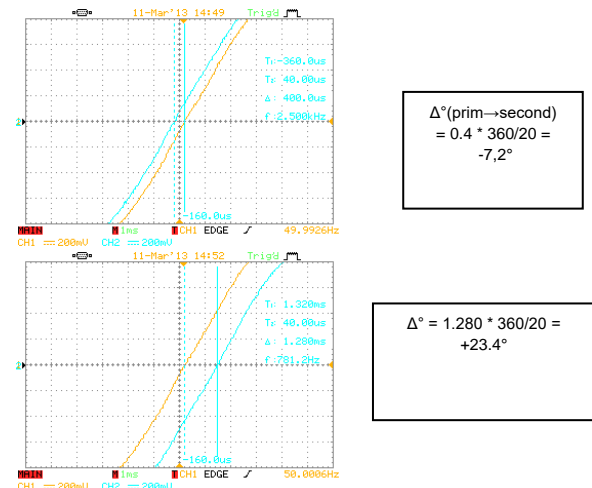


Figure 29 : mesures des déphasages (-7,5° et +22,5°)

4.2 Le transformateur Dd0,25d11,25

La même démarche a été entreprise pour réaliser le second transformateur. La fabrication est identique, car pour obtenir les déphasages de ce nouveau transformateur, il suffit de décaler l'ordre des phases du primaire et du secondaire (figure 30) par rapport au Dd11,75d0,75.

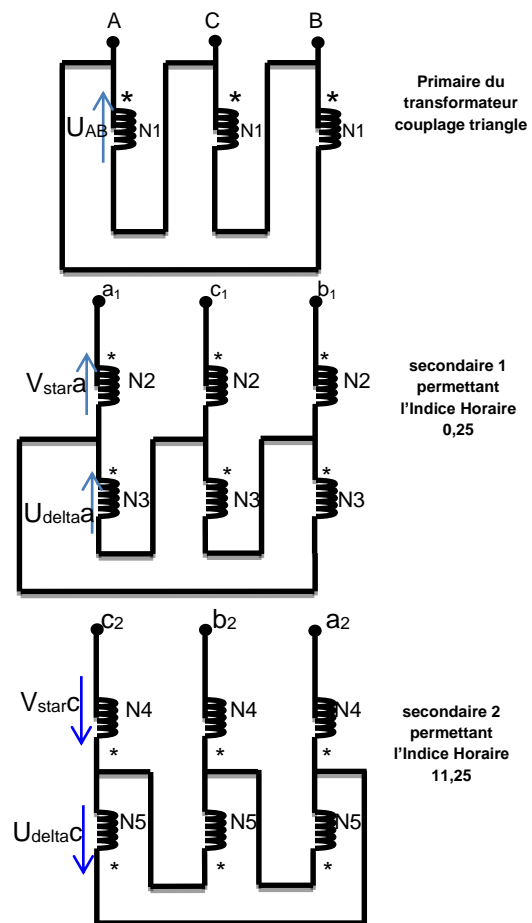


Figure 30 : schéma du transformateur Dd0,25d11,25

4.3 Mesures expérimentales du transformateur Dd11,75d0,75 alimentant 2 variateurs MLI et 2 moteurs synchrones.

4.3.1 Banc expérimental

Pour simuler une partie de la ligne propulsive, nous utiliserons le transformateur Dd11,75d0,75. Chaque secondaire alimente un moteur synchrone à aimants permanents via un altistar71 (onduleur MLI) Figure 31

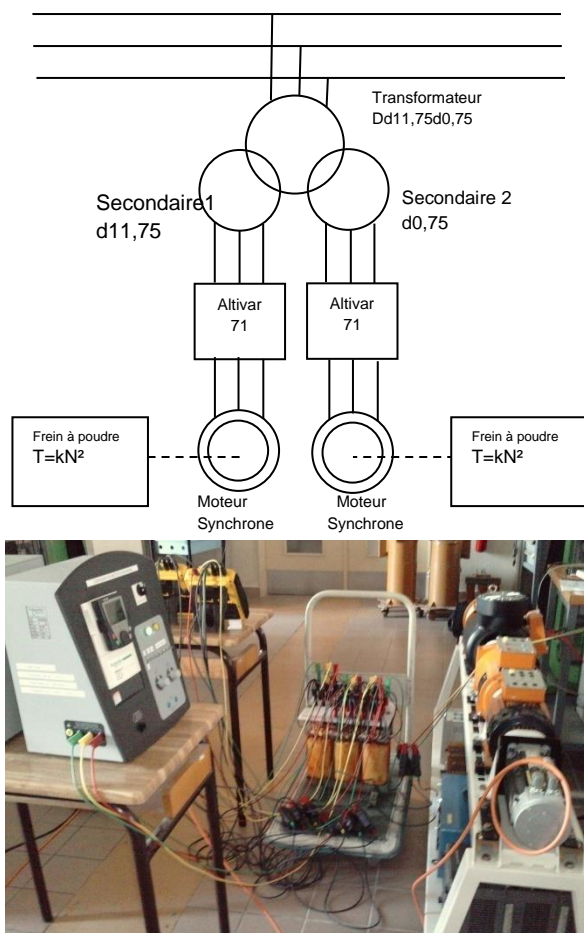


Figure 31 : schéma et photo du banc expérimental

4.3.2 Mesures

Le Qualistar permet de visualiser les formes d'ondes, le contenu spectral et les puissances active, réactive, facteur de puissance PF, facteur de déplacement DPF.

La figure 32 représente les courants absorbés par le secondaire 1, la figure 33 représente les courants absorbés par le secondaire 2.

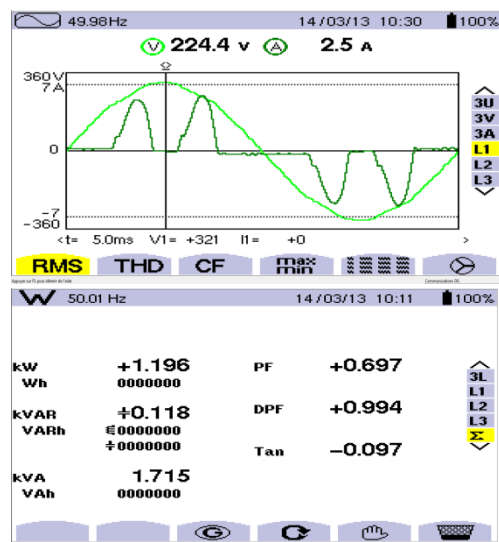


Figure 32 : Formes d'ondes et mesures secondaire 1 d11,75

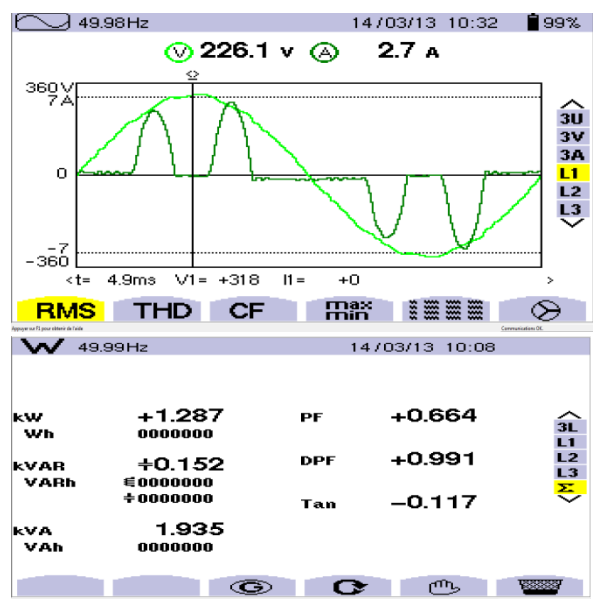


Figure 33 : Formes d'ondes et mesures secondaire 2 d0,75

Les charges constituées des variateurs+moteurs synchrones à aimants présentent les THD % et les pourcentages des harmoniques du tableau de la figure 34.

Valeurs courants harmoniques d11,75	Valeurs courants harmoniques d0,75
H01 100.0	H01 100.0
H02 1.2	H02 0.2
H03 7.2	H03 3.9
H04 0.6	H04 0.4
H05 76.9	H05 80.9
H06 0.8	H06 0.4
H07 61.6	H07 64.5
H08 1.0	H08 0.4
H09 3.4	H09 1.2
H10 0.2	H10 0.0
H11 25.3	H11 29.2
H12 0.8	H12 0.3
H13 15.2	H13 13.4
H14 0.7	H14 0.2
H15 1.3	H15 0.8
H16 0.6	H16 0.0
H17 8.0	H17 5.2
H18 0.3	H18 0.0

Figure 34 : Valeurs harmoniques des courants d11,75 et d0,75

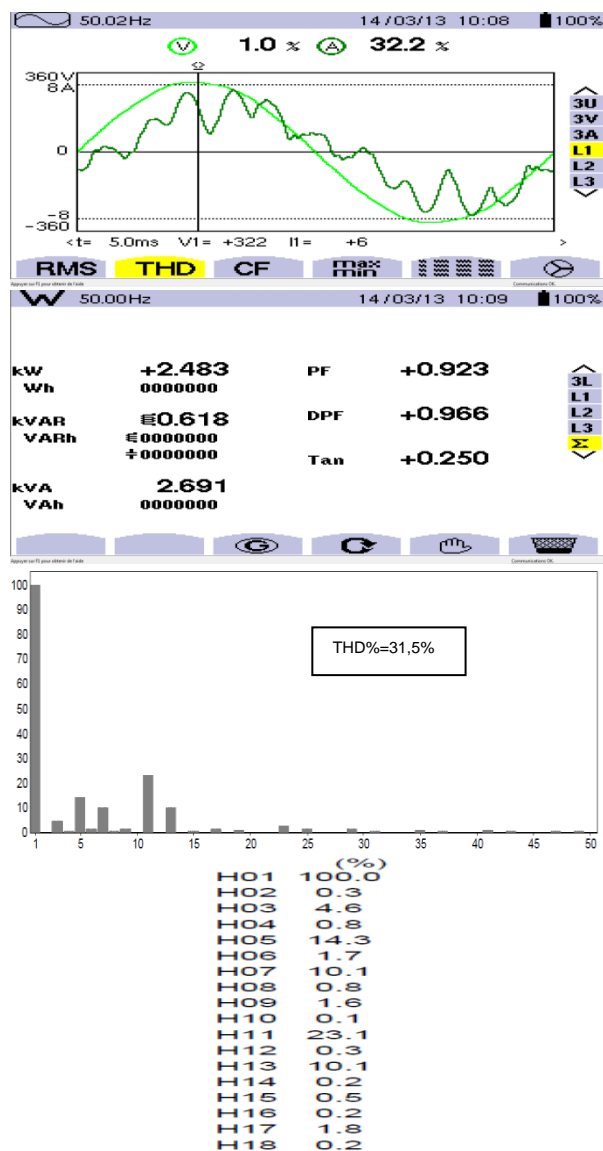


Figure 35 : Formes d'ondes et harmoniques sur le primaire

Pour le primaire du transformateur, les couplages permettent de déphaser les courants perturbateurs de 30°, ce qui diminue les valeurs des harmoniques 5 et 7 (voir figure 35). Pour l'harmonique 5 qui est de 76,9% et 80,9% aux secondaires des transformateurs, on passe à 14,3% au primaire. De même pour l'harmonique 7 qui est de 61,6% et 64,5% passe à 10,1%.

4.3.3 Conclusions sur les mesures

Au secondaire, le THD% en courant est d'environ 110%. Le facteur de puissance est égal à 0,664, alors que le cos phi est égal à 0,991. On retrouve à peu près les mêmes valeurs entre les deux transformateurs.

Au primaire, le THD% en courant est d'environ 32%. Le facteur de puissance est égal à 0,923 et le cos phi est égal à 0,966.

Le THD% a fortement diminué. Ce qui est intéressant à observer, c'est la valeur du facteur de puissance. On passe de 0,664 à 0,923. Sans ce décalage des déphasages, le facteur de puissance serait resté à 0,664. Or, plus le facteur de puissance est faible, plus il faut sur-dimensionner la puissance des éléments du réseau (câbles, transformateurs, alternateurs, filtres) ce qui est un handicap lorsque la structure est embarquée. Cependant, en observant les valeurs des rangs harmoniques, on trouve que le poids des harmoniques 11 et 13 est relativement important.

4.4 Utilisation de la simulation

4.4.1 Simulation avec un seul transformateur (fig 36)

Afin d'illustrer les cours, on peut utiliser la simulation pour montrer les phénomènes observés en Travaux Pratiques. Pour la charge constituée d'un variateur MLI et d'une machine synchrone, on peut simuler cette partie par un circuit RC alimenté via un redresseur à diodes. Bien entendu, on ne verra pas l'impact de la commutation des IGBT.

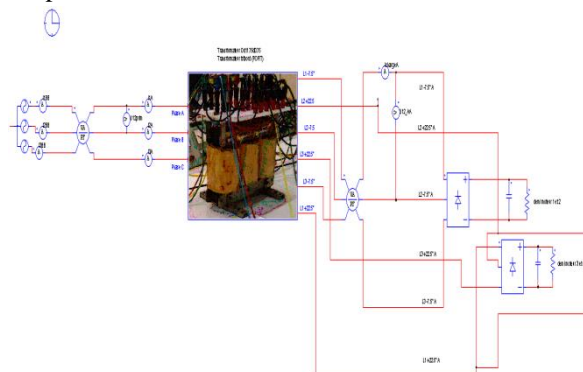


Figure 36 : Schéma de la simulation d'un seul transfo

Les résultats de la simulation sont réunis figure 37

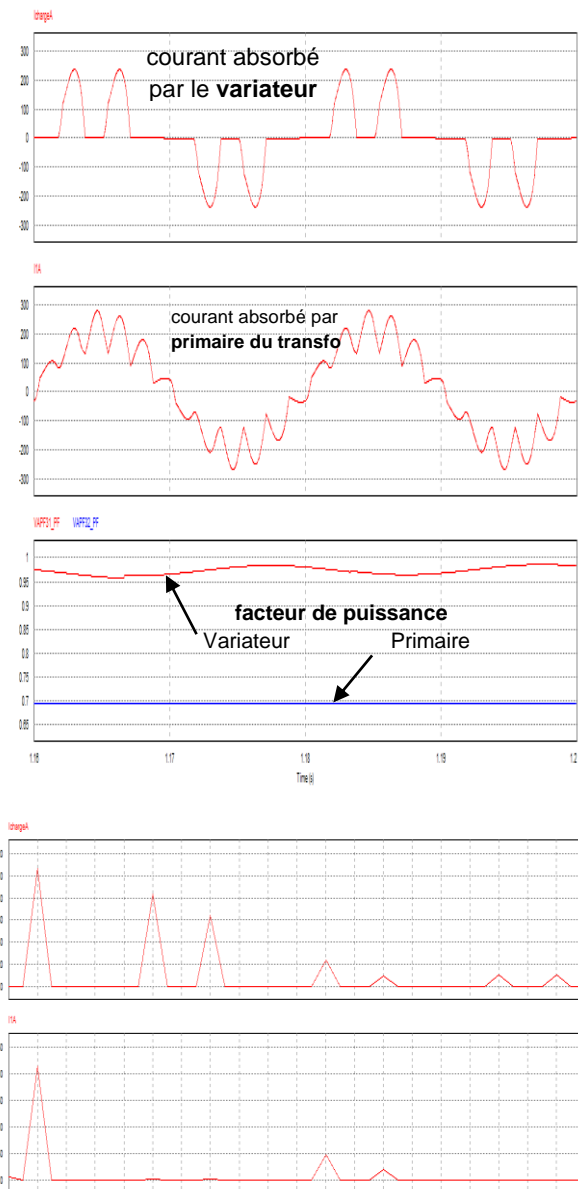


Figure 37: Résultat de la simulation, courant, THD%,

Les facteurs de puissance sont respectivement à 0,973 pour le secondaire du transformateur et 0,7 pour le primaire du transformateur. Au niveau des THD%, le courant secondaire est à 103% et le courant primaire est à 24%. Au niveau de l'harmonique 5 et 7, les valeurs sont à des niveaux très faibles (proche de 0). Ils sont plus faibles qu'en mesure. Avec la simulation on peut obtenir facilement une égalité parfaite entre les deux secondaires, ce qui fait que les harmoniques s'éliminent. A l'inverse, les rangs 11 et 13 existent toujours.

Ces résultats sont compatibles avec les niveaux mesurés par expérimentation, ce qui valide notre modélisation.

4.5 Simulation complète

Le synoptique de la figure 3 propose une structure avec les deux transformateurs Dd11,75d0,75 et Dd0,25d11,25. Les charges sont composées de 4 motos variateurs, simulés par 4 ponts redresseurs alimentant chacun un circuit RC (figure 38). Les résultats de la simulation sont reportés figure 39.

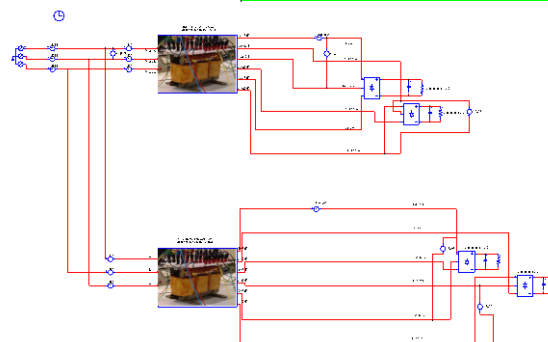


Figure 38 : Schéma de la simulation de deux transformateurs

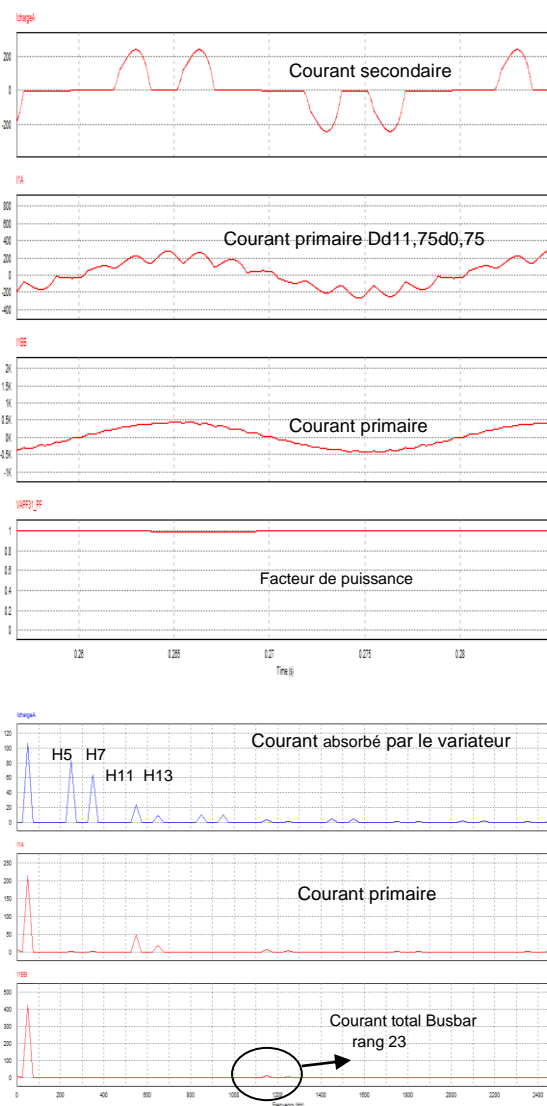


Figure 39 : Résultats de la simulation

Au niveau des THD%, par simulation on trouve :

Courant au secondaire des transformateurs : 103%

Courant au primaire du Dd11,75d0,75 : 24%

Courant total (busbar) : 5,85%

L'association des deux transformateurs permet de diminuer le THD% de 103% à 5,85%. Au niveau des harmoniques, les deux secondaires étant parfaitement identiques, le premier rang visible sera le numéro 23. Le facteur de puissance est de 0,997.

Le filtrage sera plus simple, moins encombrant, donc compatible avec une solution embarquée. L'impact sur le réseau HT sera fortement diminué.

5. Conclusion et perspectives

En 2013, 10 % des navires disposent d'une propulsion électrique. Ce type de propulsion présente plusieurs avantages :

- une souplesse d'utilisation accrue car capable de fonctionner de manière optimale à toutes les vitesses ;
- une optimisation du volume occupé ;
- une diminution des coûts d'exploitation car la maintenance est minimisée et les rendements intéressants (surtout sur les diesels) ;
- une maîtrise des vibrations de l'ensemble du navire pour le confort des usagers ;
- réduction importante de l'impact de l'empreinte carbone.

Les technologies évoluent rapidement pour résoudre les problèmes. L'élimination des harmoniques est une des problématiques nécessitant finalement de prendre des précautions coûteuses (filtres, transformateurs, structure des convertisseurs, surdimensionnement du réseau). L'étude présentée dans cet article a mis en perspective l'utilisation judicieuse de transformateurs pour aider à solutionner cette problématique. Mais il y a d'autres pistes.

Les constructeurs travaillent actuellement sur des convertisseurs plus performants. C'est ainsi qu'on va voir apparaître des convertisseurs multi-niveaux. Cette structure de convertisseur permet de diminuer la pollution harmonique. Parfois même, ceux-ci peuvent permettre de s'affranchir d'utiliser des transformateurs.

Les moteurs de propulsion utilisent pour l'instant des moteurs synchrones assez coûteux. Dans un avenir proche, on devrait voir apparaître des propulsions de

fortes puissances à base de moteurs asynchrones alimentés via des onduleurs multi-niveaux directement connectés au réseau HT.

Bibliographie :

[1] : **Technique de l'Ingénieur**, article D5615 : « Le navire tout électrique, état de l'art des composants », Tableau 1, page 10.

[2] : **Modeling of Multi-winding phase shifting transformers applications to DC and multi-level VSI (2002)**

A. Sapin, P. Allenbach, J.-J. Simond, Swiss Federal Institute of Technology, Electrical Machines Laboratory (LME), CH-1015 Lausanne, Switzerland

[3] **Investigation of Current Harmonics in Thruster AC Drives in Oil-Rig Platforms (2009)**, University of Singapore, Department of electrical and Computer Engineering Labs and Keppel Fels Singapor. Parikshit Yadav , C. W. Cheah, Aneel.S.Allana, Too.Lye, C. S. Chang, S.K.Panda, SK Sahoo.

[4] : **Site internet RESELEC**, Sujet de concours PLP2 externe 2002 : partie B3 du sujet STI.

[5] : **Forum RESELEC**, remerciements à Michel Armani pour avoir répondu à mes questions.

Et demain ... ?

Petite revue de presse des avancées technologiques

Résumé : Pour ce numéro de juillet 2013, nous vous proposons quelques informations sur les nouveautés concernant les supraconducteurs. On sait depuis longtemps que les supraconducteurs pourraient radicalement faciliter le transport d'électricité en éliminant le phénomène de résistance, mais la nécessité de fonctionner à basse température a toujours limité les applications industrielles. Aujourd'hui, il semble que des innovations puissent faire bouger les lignes tant du point de vue de la compréhension fondamentale que des applications industrielles.

1. Le programme européen de supraconductivité Eurotapes est lancé (bulletins-electroniques.com, 16, nov 2012)

La dernière grande avancée dans le domaine des supraconducteurs remonte à 1986 lorsque les chercheurs ont découvert les cuprates, des matériaux à base de cuivre, qui deviennent supraconducteurs à des températures relativement élevées (de -140°C).

Comme l'explique Xavier Obradors, le directeur de l'ICMAB et leader du projet, l'objectif d'Eurotapes est "de faire en sorte que les câbles, générateurs et autres composants supraconducteurs soient suffisamment compétitifs et économiques pour en étendre l'utilisation". "25 ans après la découverte des supraconducteurs haute température, les perspectives d'application de ces matériaux sont diverses et prometteuses. Cependant, la production au niveau industriel continue à être coûteuse, ce qui limite des applications généralisées".

Ces applications concernent des domaines aussi divers que les câbles pour la distribution d'électricité, les générateurs d'énergie électrique renouvelables notamment éolienne, les aimants des champs magnétiques élevés utilisés en biomédecine ou diverses installations scientifiques comme les accélérateurs de particules. Les chercheurs ont jusqu'à 2016 pour faire des avancées aussi bien sur la compréhension du phénomène qui demeure toujours inexpliqué que sur l'amélioration des matériaux, notamment par l'utilisation des nanotechnologies.

Ce programme est le plus important dans le domaine de la supraconductivité en Europe. Il réunit une vingtaine de partenaires et dispose d'un budget de 20 millions d'euros pour quatre ans et demi.

2. Une nouvelle étape vers l'électricité libre (actu.epfl.ch, 4 avril 2013)

Fabrizio Carbone et son équipe du Laboratoire pour la microscopie et la diffusion d'électrons de l'EPFL ont élaboré une méthode qui permet d'éclairer les recherches dans le domaine prometteur des supraconducteurs à haute température (SHT).

En effet, lorsque la température de fonctionnement des supraconducteurs atteint un certain degré de refroidissement, leurs atomes se rejoignent et «poussent» les électrons pour former de nouvelles particules, les paires d'électrons de Cooper. Ceux-ci sont régis par les principes de la physique quantique et forment un état de la matière peu commun (un condensat de Bose-Einstein) qui n'est pas affecté par la résistance électrique !

Cependant, les progrès du SHT sont limités par un manque de connaissances théoriques. Bien qu'il soit connu que les paires d'électrons de Cooper entrent également en jeu dans la SHT, il n'existe pas de consensus sur la manière dont elles se forment.

Pour la première fois, Fabrizio Carbone et son équipe ont pu observer en temps réel, dans un SHT, la formation des paires de Cooper. Ils ont ainsi pu déterminer comment le processus affecte les propriétés optiques du supraconducteur. Pour y parvenir, les scientifiques ont refroidi un SHT jusqu'à sa température supraconductrice. Ils ont ensuite envoyé des impulsions laser de façon répétée pour briser les paires d'électrons Cooper afin qu'elles redeviennent des électrons uniques. Durant la phase de séparation et de reformation de ces paires, celles-ci ont produit un changement périodique dans le spectre chromatique du supraconducteur. En mesurant le changement de

couleur, les chercheurs ont pu directement étudier ce qui se passe. Ils ont découvert que, dans les SHT, la formation des paires de Cooper diffère totalement de celles que l'on observe dans les supraconducteurs conventionnels.

Etendue à des matériaux différents, cette nouvelle approche pourrait même permettre une compréhension encore plus fine du fonctionnement de ce type de supraconductivité.

3. Efficacité énergétique : ouverture d'un chantier de câble électrique supraconducteur (bulletins-electroniques.com, 22 avril 2013)

Dans le cadre du projet de recherche "AmpaCity", un câble supraconducteur innovant sera mis en place au cours des prochains mois dans la ville d'Essen (Rhénanie du nord-Westphalie), puis testé sur une distance de 1 km, un record mondial. L'ouverture du chantier a été célébrée le 9 avril 2013. Le projet, lancé en janvier 2012 et développé par l'Institut technologique de Karlsruhe (KIT, Bade-Wurtemberg), l'énergéticien allemand RWE et le fabricant de câbles Nexans, a été basé sur une étude détaillée, menée par les mêmes acteurs et analysant la faisabilité technique et la viabilité économique d'une solution supraconductrice à moyenne tension.

La supériorité technique du câble supraconducteur résulte des propriétés physiques du matériau conducteur, qui est constitué d'une céramique spéciale. Il est, à une température d'environ moins -200°C, un conducteur électrique quasi idéal permettant une circulation du courant presque sans pertes. La température nécessaire aux supraconducteurs peut être facilement atteinte à l'aide d'azote liquide, également utilisé dans l'industrie alimentaire ou dans la médecine en tant que fluide réfrigérant.

En conséquence, malgré l'isolation thermique indispensable du câble supraconducteur, il est possible d'y transporter, pour un même diamètre extérieur du câble, cinq fois plus de courant que dans un câble en cuivre de même tension - et ce avec des pertes nettement plus faibles. Ainsi, les câbles supraconducteurs sont, selon l'étude, la seule façon raisonnable d'éviter l'extension des réseaux urbains à l'aide de câbles à haute tension et de déconstruire les postes de transformation, qui consomment à la fois beaucoup d'énergie et de surface.

Les experts estiment que ces câbles supraconducteurs innovants pourront d'ici quelques années rivaliser économiquement avec les câbles en cuivre pour des utilisations consommant beaucoup d'énergie. Ils seraient en effet intéressants dans tous les cas de figure où une grande puissance électrique doit être transportée dans un espace limité. "L'objectif de la recherche énergétique est d'augmenter l'efficacité énergétique. Les câbles électriques supraconducteurs sans perte pourraient à l'avenir être utilisés pour l'alimentation électrique urbaine.", a déclaré Stefan Kapferer, Secrétaire d'Etat au Ministère fédéral de l'économie et de la technologie (BMW), lors du lancement du chantier.



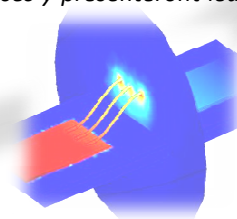
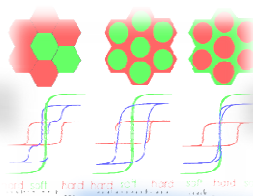
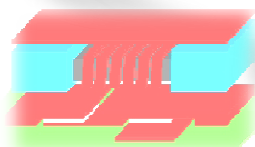
ENS de Cachan 8 – 9 juillet 2014

Symposium Organisé par SPEE Labs

Pour l'édition 2014, la communauté de chercheurs et d'industriels francophones en génie électrique a souhaité organiser un symposium commun **réunissant pour la première fois les trois principaux colloques** actuels organisés dans le domaine de l'énergie électrique : EF, EPF et MGE.

L'objectif de cet événement est de réunir en un même lieu les spécialistes du domaine de la conversion et du traitement de l'énergie électrique, traitant aussi bien des matériaux, de l'électronique de puissance que de l'électrotechnique. Ce symposium permettra de faire le point sur les évolutions les plus récentes dans ces domaines.

Des conférences et des posters constitueront le socle de ces journées. Par ailleurs, des entreprises y présenteront leur matériel et équipements.



Thèmes :

- Matériaux magnétiques
- Matériaux Isolants et Diélectriques, Systèmes d'isolation
- Matériaux conducteurs et supraconducteurs
- Matériaux actifs
- Composants semi-conducteurs de puissance
- Composants passifs
- Intégration de puissance, assemblage et packaging
- Architectures de convertisseurs
- Dispositifs électromagnétiques et actionneurs spéciaux
- Chaînes de conversion électromécaniques
- Systèmes de conversion de l'énergie électrique
- Gestion et stockage de l'énergie
- Microsystèmes
- Les grands appareillages de physique
- Réseaux et micro-réseaux électriques
- Contraintes d'usage : thermiques, électriques, mécaniques, CEM...
- Contrôle/commande de systèmes électriques
- Sécurité de fonctionnement : fiabilité, vieillissement, diagnostic et systèmes tolérants
- Méthodes et méthodologies en génie électrique

Des thèmes spécifiques pourront également être abordés par le biais de sessions spéciales.

Une sélection des meilleurs papiers sera publiée dans différentes revues scientifiques.

Agenda :

✓ **15 novembre 2013 : date limite de soumission des résumés**

✓ **15 décembre 2013 : notification d'acceptation aux auteurs**

✓ **31 mars 2014 : date limite de soumission des articles complets**

Soumission des communications en ligne sur le site électronique de la conférence :
<http://sge2014.sciencesconf.org/>

Le format du résumé (2 pages min.) est à télécharger sur le site.

Contacts :

Pour tout contact, envoyer un courriel à l'adresse suivante :
sge2014@sciencesconf.fr

