



La revue

3 E . I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



ISSN 1252 - 770X

NUMERO 6

JUIN 1996



Cercle Thématique 13.01 La Revue 3EI
Relations enseignement au sein du club 13
48 rue de la Procession 75724 Paris cedex 15

La Revue 3EI

Responsables de la publication:

Alain Cunière (Meaux)
Gérard Delavier (Nogent/Marne)

Equipe de rédaction:

Jean Louis Bianchi (Versailles)
François Boucher (Argenteuil)
Gilles Feld (IUFM Cachan)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture:

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)

Articles envoyés à:

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

La Revue 3EI n'est pas solidaire
des opinions émises par les
auteurs d'articles. Celles-ci
n'engagent que la seule
responsabilité de leurs
auteurs.

Abonnements pour l'année
scolaire 1995/1996:
120 F les 3 numéros.

IMPRIMERIE OG4
rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

Sommaire

- p II **Sommaire**
- p III **Annonces**
- p IV **Appel à articles**

PREMIERE APPROCHE SUR LES RESEAUX

- p 1 **Editorial**
par A. CUNIERE et G. DELAVIER
- p 3 **Le réglage fréquence-puissance dans un réseau d'énergie**
par P. BASTARD et M. MEUNIER
(SUPELEC, GIF SUR YVETTE)
- p 11 **Le transit des puissances dans un réseau de transport d'énergie**
par P. BASTARD et M. MEUNIER
(SUPELEC, GIF SUR YVETTE)
- p 19 **Stabilité des alternateurs reliés au réseau**
par P. L. CORRIEU (lycée de DIEPPE)

COMPTE-RENDU D'ETUDE

- p 27 **Les appels de courant dans les transformateurs**
par J. L. KOTNY, D. ROGER, J. P. SWAN
(LSEE, Technoparc Futura BETHUNE)

LEÇON

- p 35 **Présentation des composantes symétriques**
par G. FELD (IUFM de CRETEIL)

FICHE TRAVAUX PRATIQUES

- p 43 **A propos du correcteur proportionnel intégral**
par J. C. CHAUVEAU (IUFM de CRETEIL)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

- p 51 **Analyse d'une commande pour un filtre actif monophasé à stockage inductif**
par J. P. CARON, J. P. HAUTIER (L2EP, ENSAM de LILLE)
- p 59 **Le stockage de l'énergie électrique; moyens et applications**
par B. MULTON, (LESIR, ENS de CACHAN)
par J. M. PETER (Président du club 13 de la SEE)

Publications récentes

Systèmes automatiques. (Tome 1 : **Analyse et modèles**), cours et exercices corrigés, par P.-J. Barre, J.-P. Caron, J.-P. Hautier, M. Legrand. Editions Ellipses, janvier 1996- 318 pages.

Destiné aux étudiants des classes préparatoires, des sections de techniciens supérieurs, d'IUT et d'écoles d'ingénieurs, aux auditeurs de la formation continue et à toute personne désireuse d'affiner et de renouveler ses connaissances dans le domaine de la Science des Systèmes, le premier tome est consacré aux définitions et outils mathématiques incontournables pour décrire et analyser un système automatique, continu ou séquentiel. L'introduction du Graphe Informationnel Causal comme outil de modélisation constitue incontestablement un élément puissant de réflexion dans l'analyse des systèmes; son utilisation méthodique sera développée dans le tome 2 afin d'établir la synthèse des commandes de processus.

Le recueil des journées « 3EI-93 » consacrées à la modélisation et à la commande vectorielle de la machine asynchrone est à nouveau disponible.

Le recueil des journées « 3EI-95 » consacrées quant à elles à la machine synchrone est à également disponible.

Chaque recueil est accompagné des textes traités aux cours des séances d'ateliers (3EI-93), et de la session posters (3EI-95).

Prix de chaque recueil : 200 F TTC, frais d'envoi compris.

Commander en joignant un chèque libellé à l'ordre de la SEE auprès de :

SEE

**Madame LE BRUN
48 rue de la procession
75724 PARIS cedex 15**

Les journées « 3EI-97 » destinées à promouvoir l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle, organisées par le club 13 de la SEE et les MAFPEN de l'éducation nationale se dérouleront les 20 et 21 mars 1997 à SUPELEC.

Le thème de ces journées sera consacré aux convertisseurs statiques.

APPEL A ARTICLES

Thèmes des trois numéros pour l'abonnement 1996/1997.

7 : La machine à courant continu (points de vue économique, industriel, construction,...)	12/96
8 : Les semi conducteurs de puissance (commande, protection, technologie,...)	03/97
9 : Inductances, transformateurs et condensateurs en électronique de puissance	06/97

Propositions d'articles :

Les articles doivent être envoyés au plus tard trois mois précédant la parution à l'adresse suivante :

**lycée Pierre de Coubertin
la Revue 3E.I
chaussée de Paris
77100 Meaux**

Ceux-ci devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word 6 sous Windows.

Afin d'harmoniser la présentation, nous proposons aux auteurs de rappeler leurs références sous le titre de leur article, de numéroter systématiquement les figures, et lorsque cela leur est possible, de faire une présentation en double colonne.

La numérotation des pages sera faite par l'imprimeur.

Nous sommes toujours à la recherche d'articles, notamment pour le numéro 9.

Seraient les bienvenus des textes de leçons, de travaux pratiques, de travaux dirigés, de problèmes personnels, pas nécessairement en rapport direct avec le thème. Comme nous l'ont fait remarquer à juste titre certains collègues, la possible mise en application directe de ces textes élargirait l'intérêt de la revue tout en rendant sa lecture moins aride.

BILAN ET AVENIR

La deuxième année de parution de la revue 3E.I s'achève avec ce numéro six dont le thème est consacré à « une première approche des réseaux d'énergie ».

Vous êtes plus de **sept cents abonnés** à cette publication consacrée à l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle. Ces abonnés sont professeurs dans des sections de techniciens supérieurs (BTS, IUT) pour les deux tiers et aussi universitaires et industriels concernés par l'enseignement de ces disciplines.

L'équipe de rédaction travaille à la préparation de la troisième année de la « revue 3E.I », qui paraîtra désormais quatre fois par an, décembre, mars, juin et septembre.

Pour atteindre cet objectif, et continuer notre action en améliorant la présentation par de nouvelles rubriques comme des informations industrielles, il nous faut trouver des partenaires qui nous soutiennent et qui nous aident afin que notre revue continue d'être vendue à un prix raisonnable.

Vous ne trouverez pas de bulletin d'abonnement dans ce numéro, mais vous le recevrez en septembre accompagné d'informations sur l'action du cercle 13.01 de la SEE et en particulier du programme des journées « 3E.I 97 » (20 et 21 mars 97) consacrées aux convertisseurs statiques.

Nous comptons sur votre fidélité et aussi sur votre aide pour la promotion de la revue 3E.I en la faisant connaître à vos collègues, voire à vos étudiants afin que le nombre d'abonnés augmente encore et consolide l'équilibre financier de notre publication.

PRESENTATION

Ce numéro six consacré aux réseaux, clôt notre seconde année d'existence. Ce thème si vaste, a pu être abordé grâce à la contribution de Messieurs BASTARD et MEUNIER de SUPELEC, et de Monsieur CORRIEU du lycée de DIEPPE.

Dans un premier article, Messieurs BASTARD et MEUNIER décrivent avec un grand souci de simplicité, le comportement de plusieurs alternateurs couplés sur un même réseau pour nous initier à la commande assurant la stabilité en fréquence de ce réseau.

Dans un second article, ils nous enseignent sur la façon d'appréhender les transits de puissance dans chaque branche d'un réseau maillé. La technique de modélisation proposée peut, en application pédagogique être transcrite sur un solveur comme Matlab.

Je profite de ces quelques lignes pour vous annoncer que Monsieur MEUNIER, professeur à SUPELEC, a eu la gentillesse d'accepter de rejoindre notre comité de lecture. Cette responsabilité prenant beaucoup de temps à tous ceux qui l'ont acceptée, nous accueillerons les professeurs qui accepteraient d'élargir par leur concours, le cercle de lecture.

Un troisième article proposé par Monsieur CORRIEU traite de la stabilité des alternateurs de production. D'une lecture plus soutenue, ce texte destiné aux enseignants spécialistes ou désireux d'approfondir leurs connaissances des alternateurs, a le mérite de nous conduire à l'aide d'une modélisation fine, jusqu'au régulateur à quatre boucles actuellement en service.

En réponse à vos demandes et de toute façon dans l'esprit 3E.I, plusieurs collègues ont eu l'amabilité de rédiger soit une leçon, soit un résultat d'expérimentation. Messieurs KOTNY, ROGER, SWAN du LSEE de BETHUNE, montrent expérimentalement, que le régime transitoire de mise sous tension d'un transformateur est lié non seulement au circuit magnétique mais également à la charge et à l'instant de mise sous tension.

Monsieur FELD de l'IUFM de CRETEIL propose une leçon sur les composantes symétriques où, par souci de découpler les équations d'une ligne triphasée, reconstruit la matrice de FORTESCUE.

Monsieur CHAUVEAU également de l'IUFM de CRETEIL, propose un montage expérimental très simple à reproduire, permettant de lutter contre les dérives de l'intégrateur des correcteurs PI, à l'origine de régimes transitoires non-linéaires dégradant fortement la réponse d'un système asservi.

Enfin, sous la rubrique recherche et développement, Monsieur CARON de l'ENSAM de LILLE analyse la mise en place d'une commande de filtre actif grâce au concept de graphe informationnel causal. De façon très pédagogique, il explique les réductions que l'on peut apporter à cette commande pour la linéariser.

Dans le numéro de décembre 95, nous avons annoncé l'organisation d'une journée d'études au CNAM le 01/02/96 sur le stockage de l'énergie électrique. Monsieur MULTON du LESIR de CACHAN, cheville ouvrière de cette journée, a pris le temps de nous soumettre un article de synthèse de cette journée. Si vous désirez approfondir les considérations technologiques avancées, les actes du colloque sont toujours en vente. (Contacter Mme LE BRUN SEE, 48 rue de la Procession 75724 Paris).

Le réglage fréquence-puissance dans un réseau d'énergie

Patrick BASTARD Michel MEUNIER
SUPÉLEC
Service Electrotechnique et Electronique industrielle
Plateau de Moulon
91192 GIF SUR YVETTE CEDEX

Introduction

L'énergie électrique est produite, pour l'essentiel, à l'aide de machines thermiques entraînant des alternateurs. Transportée dans un réseau Haute Tension, elle est disponible partout en Europe. Le réseau européen est en effet ce qui nous intéresse ici. Ce réseau européen est extrêmement vaste puisque tous les pays de l'Europe occidentale sont interconnectés. Ce gigantesque système est piloté par un ensemble de régulateurs, placés dans les centrales et dans les centres de conduite ("dispatchings"), dont le fonctionnement n'est pas simple à comprendre a priori. Pourtant, on peut comprendre et représenter assez précisément le fonctionnement de cet ensemble en utilisant des notions très simples.

Peu, ou pas du tout, abordé dans nos enseignements, l'apprentissage du fonctionnement du réseau est victime de deux phénomènes.

En France, EDF règne en maître sur cet aspect des choses et dispose de systèmes de formation internes qui suffisent, pour l'essentiel, à ses besoins. Les efforts déployés par EDF pour former ceux qui pilotent le réseau font pâlir d'envie tous les enseignants. Ces élèves ont à leur disposition les plus beaux simulateurs du monde. Mais le coût annuel de formation d'un dispatcheur dépasse largement le coût d'un étudiant ordinaire...

Le besoin de spécialistes du fonctionnement de l'ensemble du réseau n'est pas très important, alors que le besoin de spécialistes de l'interface entre le réseau de distribution et un client est très fort.

Il est cependant étonnant de voir que nous vivons dans un monde où l'énergie électrique est omniprésente et que la connaissance, même succincte, du fonctionnement de l'ensemble de production et de transport est, la plupart du temps, ignorée.

Le présent article se propose d'expliquer, en termes simples, le fonctionnement de base du réseau d'énergie, c'est à dire comment est gérée la puissance injectée dans le réseau et consommée par les utilisateurs que nous sommes. Ce fonctionnement est représenté sans faire appel à des techniques mathématiques particulières. Il peut être assimilé par des élèves, à condition que ceux ci possèdent une bonne idée du rôle d'un régulateur et soient capables d'imaginer le fonctionnement d'un système dans son ensemble.

Le déroulement de cette explication se fera de la façon suivante :

- Examen du fonctionnement d'un alternateur seul alimentant des charges.
- Examen du fonctionnement de deux alternateurs alimentant conjointement des charges.
- Généralisation à un parc de production.

Enfin quelques informations sur le réseau européen permettront de relier les notions précédentes et l'actualité.

L'étude du fonctionnement de deux alternateurs n'est pas nécessaire. La généralisation peut être introduite immédiatement, mais la prudence liée à l'expérience pédagogique m'incite à imposer une étape permettant de prendre le temps d'imaginer le comportement du système intermédiaire, avant la généralisation.

Utilisation d'un alternateur seul

Pour produire de l'énergie avec un alternateur seul, on a le schéma représenté figure 1.

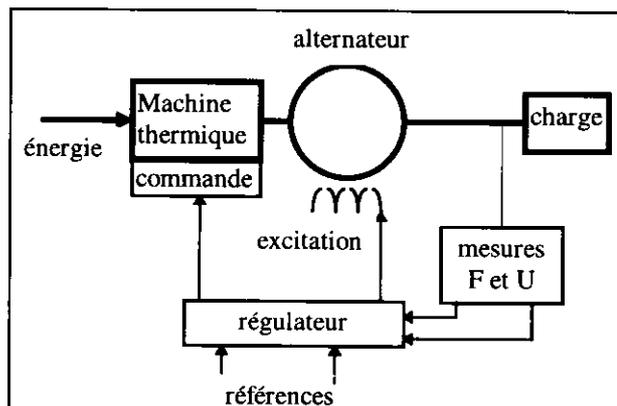


figure 1 : Production avec un seul alternateur

Avec un alternateur seul, tout est piloté par le régulateur du système. Celui-ci agit sur l'organe de commande de la machine thermique pour maintenir la fréquence à la valeur souhaitée et sur l'excitation de l'alternateur pour maintenir la tension. Si la fréquence est bien stable, l'énergie mécanique fournie par la machine thermique est strictement égale à l'énergie électrique consommée. Si la fréquence varie, l'énergie cinétique des parties tournantes varie ; cette énergie est considérable ce qui fait que ses variations sont naturellement lentes.

L'alternateur est entraîné par une machine thermique. En sortie de l'alternateur, on mesure la fréquence et la tension. Ces mesures sont reçues par le régulateur qui

les compare aux valeurs de référence qui lui ont été données. Le régulateur agit sur l'excitation de l'alternateur et sur l'organe de commande de la machine thermique jusqu'à ce que les mesures soient égales aux références. L'organe de commande de la machine thermique peut être l'injection de fuel (moteur diesel), l'admission de vapeur (turbine à vapeur), etc...

On peut négliger les pertes dans l'alternateur. On fait ainsi, pour les gros alternateurs, une erreur inférieure à un pour cent. Dans ces conditions, toute la puissance mécanique fournie par la machine thermique est stockée sous forme d'énergie cinétique dans les parties tournantes des deux machines ou transformée en énergie électrique.

L'énergie cinétique stockée dans les parties tournantes des machines est considérable. Cette réserve d'énergie est bien confortable. Si une perturbation se produit, par exemple la connexion brutale d'une nouvelle charge, la puissance électrique devient supérieure à la puissance mécanique ; la différence est puisée dans le stock d'énergie cinétique, ce qui fait baisser la vitesse et donc la fréquence ; le régulateur réagit en augmentant la puissance mécanique pour retrouver la vitesse (et donc le stock d'énergie cinétique) et stabilise la puissance mécanique à une valeur égale à la nouvelle consommation électrique. La présence de ce stock fait que la vitesse des machines chute lentement et que le régulateur a le temps d'agir. Les constantes de temps associées à cette énergie cinétique se comptent en secondes, voire en dizaines de secondes.

Si le régulateur fait parfaitement son travail et que la fréquence reste constante, alors la vitesse des machines reste constante, l'énergie cinétique ne varie pas et toute la puissance mécanique fournie par la machine thermique est transformée en énergie électrique et consommée par les charges. Cela règle tout le régime de la puissance active.

On représente très souvent le fonctionnement d'un alternateur couplé à un réseau de puissance infinie. La tension aux bornes de l'alternateur est fixe puisqu'elle est imposée par le réseau de puissance infinie. La vitesse est également fixe puisqu'imposée, elle aussi, par le réseau. Dans cette représentation très didactique, le réglage de l'excitation est sans aucun effet sur la puissance active, seule la puissance réactive est réglée.

Pour un alternateur séparé de tout réseau, la situation est plus complexe. L'excitation de l'alternateur peut être modifiée par le régulateur. Cela modifie la tension aux bornes de l'alternateur ; la puissance consommée par les charges varie et le régulateur doit entraîner une modification de la puissance fournie par la machine thermique pour que la fréquence reste constante. La variation de l'excitation de l'alternateur ne provoque pas directement de variations de puissance au niveau de

l'alternateur. Mais en agissant sur le système électrique alimenté par l'alternateur, elle provoque une modification qui peut faire varier la puissance active consommée par les charges. Si on dispose d'une charge à puissance régulée à une valeur constante, une variation de l'excitation ne provoquera aucune modification énergétique ; se connecter à un réseau de puissance infinie revient à se mettre dans cette situation.

Le régulateur peut ainsi être séparé en deux. Une partie du régulateur s'occupe de la puissance mécanique (il agit sur la machine thermique) et, par voie de conséquence sur la puissance active de l'alternateur ; l'autre partie du régulateur s'occupe de l'excitation de l'alternateur ; la tension est ainsi ajustée. Cette action n'a qu'un rôle énergétique indirect.

La situation dans laquelle un alternateur seul alimente une ou plusieurs charges est usuelle ; cela correspond à un fonctionnement hors du réseau EDF. Qui n'a pas vu, sur un marché, un petit générateur alimentant un étal ?

Il y a aussi le générateur de chantier, installé sur une remorque, qu'on peut ainsi déplacer aisément. Les militaires l'utilisent fréquemment ; il s'appelle alors générateur de campagne.

Citons aussi les réseaux de bord d'avions ou de navires. Cette situation est également prévue dans toute usine ayant un processus sensible et pour lequel une alimentation autonome est installée en cas de nécessité. Bref, le marché des générateurs autonomes est important et la concurrence y est vive, comme sur bien des marchés intéressants.

Génération d'énergie avec deux alternateurs

La structure du régulateur ci dessus ne peut pas être maintenue quand deux alternateurs sont connectés aux mêmes charges. On est alors dans la situation représentée figure 2.

Liaison mécanique équivalente

Les deux alternateurs sont reliés électriquement par des impédances représentées par les dipôles "ligne 1" et "ligne 2" sur la figure. En effet ces impédances sont les lignes électriques qui relient les deux machines. Ces impédances sont très petites si les machines sont proches, elles sont importantes si les machines sont géographiquement lointaines. La présence de cette liaison électrique a une conséquence fondamentale : les fréquences des tensions aux bornes des alternateurs sont strictement les mêmes.

Les alternateurs sont des machines synchrones et donc, les rotors tournent maintenant à la même vitesse. La liaison électrique entre les stators équivaut à une liaison mécanique des rotors.

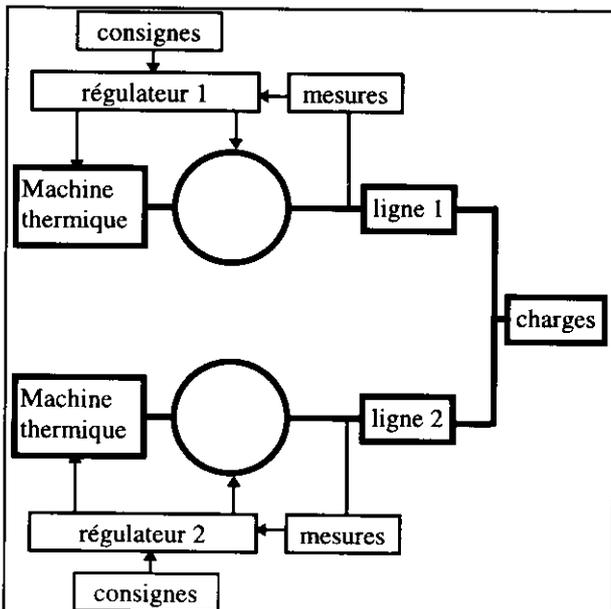


Figure 2 : Utilisation de deux alternateurs

La connexion électrique entre les deux machines équivaut à une liaison mécanique entre les rotors. Alors, les régulateurs de vitesse ne peuvent plus être indépendants. Plusieurs stratégies de commandes sont possibles ; on peut choisir un alternateur maître et un esclave ; on peut aussi rendre symétriques les commandes ; la régulation de fréquence est alors distribuée entre les deux machines.

Cette liaison entre les rotors est relativement élastique. Si les tensions statoriques sont bien à la même fréquence, les phases de ces tensions ne sont pas forcément les mêmes. Le déphasage entre ces tensions est équivalent à une élasticité de la liaison mécanique. Des lignes très longues augmentent l'élasticité du système. Elles augmentent aussi sa fragilité.

Il faut ajouter à cela les impédances internes des machines, très grandes en régime établi, qui sont un facteur d'élasticité important. En régime transitoire, les courants induits dans les rotors ont pour effet de réduire ces impédances et les couples asynchrones développés ont tendance à réduire l'élasticité du système. Les impédances transitoires et subtransitoires des machines sont toujours beaucoup plus petites que les impédances synchrones.

Si un choc important vient solliciter cette liaison élastique, elle va donner des oscillations, amorties si des pertes y sont associées. A cet effet, on place des "amortisseurs" sur le rotor des alternateurs. On y trouve une dissipation d'énergie, lors des régimes transitoires, qui permet d'amortir les oscillations de la liaison électrique.

Si le choc est trop important la liaison vient à casser. Il y a perte de synchronisme. Ce phénomène est, bien évidemment, très non linéaire. C'est une rupture.

Il est toujours très difficile de faire comprendre aux étudiants, quand on étudie l'alternateur, la notion de perte de synchronisme. Ils ont beaucoup de difficulté à en avoir une vision intuitive correcte. L'idée de la liaison mécanique équivalente peut être une aide précieuse pour nos élèves. Il y a cependant une différence fondamentale avec une liaison mécanique ordinaire : la liaison "électrico-mécanique" peut être réparée sans cicatrice apparente, et elle est moins catastrophique qu'une rupture mécanique simple.

La régulation de vitesse

Les deux alternateurs sont donc liés mécaniquement. Les régulateurs de vitesse ne sont plus indépendants. En effet si on garde la même structure de commande des machines, la variation de vitesse demandée par le régulateur d'une machine va se répercuter sur l'autre machine à travers la liaison mécanique équivalente. On a alors le choix entre deux possibilités.

Le chef d'orchestre

On peut ne mettre qu'un régulateur de vitesse, sur une seule des machines. Cette machine va donc gérer entièrement la fréquence. C'est la machine principale. L'autre machine n'aura pas de régulateur de vitesse. Elle n'en a pas besoin puisqu'elle est "mécaniquement" liée à la première.

Elle va cependant être pilotée ; son excitation va être réglée pour que la tension à ses bornes soit satisfaisante (si la liaison électrique est longue) ou pour que la puissance réactive qu'elle produit soit satisfaisante (si la liaison est si courte que la machine principale impose aussi la tension). L'organe de commande de la machine thermique sert toujours pour fixer la puissance fournie à l'alternateur.

Dans une telle structure, il y a une machine principale et une machine secondaire. On arrive naturellement à cette structure si une machine est beaucoup plus grosse que l'autre, la grosse machine étant la machine principale. Il ne serait pas naturel de donner le rôle principal à une toute petite machine ; ce serait piloter la liaison mécanique commune par son extrémité la plus fragile.

Cette solution très satisfaisante pour deux machines de tailles très différentes n'est pas facile à généraliser. Si on utilise en effet une machine chef d'orchestre dans un ensemble de beaucoup de machines, celle-ci ne restera pas longtemps la plus importante parce qu'il faut comparer sa puissance à la somme des puissances des autres machines.

Commande répartie

Si on a deux machines de puissances comparables, on a tendance à conserver une symétrie dans les commandes. Il n'y aura plus de chef d'orchestre.

On ne peut pas, alors, conserver la structure du régulateur qu'il y avait avec un alternateur seul. On a deux régulateurs de vitesse. Chacun tente d'imposer sa vitesse de consigne. S'il y a une différence, même minime entre ces deux consignes, il y a là un conflit dont l'issue est bien incertaine.

Même si on peut régler les régulateurs de telle sorte qu'ils essaient d'obtenir exactement la même vitesse, on ne pourra plus alors savoir comment se répartissent les puissances entre les deux machines. Pour s'en rendre compte, examinons le scénario suivant :

Les deux machines fournissent de la puissance, mais un des deux régulateurs agit plus rapidement que l'autre. Cela correspond au fait qu'une des machines est plus petite que l'autre et que ses constantes de temps sont également plus petites. Un à-coup de charge survient ; la machine la plus rapide à réagir va faire face plus vite que l'autre à cette variation ; la puissance qu'elle fournit va varier de façon plus importante. Au bout d'un certain temps, les puissances fournies par chacune des machines vont être déterminées par la suite des événements qui se sont produits depuis le démarrage du système. Une des machines peut arriver à sa puissance maximale alors que l'autre est peu chargée. On imagine bien qu'il soit impossible de gérer de façon satisfaisante un tel système.

L'idéal serait de pouvoir fixer, et la fréquence commune, et la puissance fournie par chaque machine. On ne peut pas y parvenir de façon absolument exacte, car ceci est fixé par le réglage des machines thermiques d'entraînement et on demande alors à un seul paramètre de régler deux grandeurs. On peut trouver un compromis satisfaisant.

Le statisme

Si on se focalise sur le réglage de la puissance active, seul l'organe de commande de la machine thermique est sollicité. Il est actionné par le régulateur de vitesse ou de fréquence, ce qui revient au même. La consigne qui est donnée à ce régulateur est une valeur de la fréquence.

Au lieu de comparer cette consigne à la fréquence mesurée, on va comparer la consigne à une combinaison linéaire de la fréquence et de la puissance fournie par la machine :

$$F + \frac{P}{K}$$

Pour avoir la dimension d'une fréquence, il faut diviser la puissance par un coefficient K qui doit avoir la dimension d'une énergie. Pour obtenir ceci, il faut mesurer la fréquence, bien sur, mais aussi la tension et le courant fourni par chaque alternateur ; il est bien évidemment nécessaire d'avoir tension et courant pour obtenir la puissance active.

Supposons que le régulateur fonctionne parfaitement. Cela veut dire que l'expression

$$F + \frac{P}{K}$$

est strictement égale à la valeur de consigne qui a été donnée au régulateur.

La fréquence reste commune aux machines, mais si les consignes des régulateurs diffèrent un peu, cela veut simplement dire que les puissances fournies par les machines ne sont pas les mêmes. La fréquence obtenue n'est pas la fréquence de consigne, sauf si les machines produisent une puissance nulle, ce qui manque d'intérêt. La consigne peut elle même être élaborée sous la même forme. Ainsi, si on veut que la machine 1 produise une puissance P_{01} et la machine 2 une puissance P_{02} , le tout avec une fréquence F_0 , il suffit de donner au régulateur 1 la consigne

$$C_1 = F_0 + \frac{P_{01}}{K_1}$$

et au régulateur 2 la consigne

$$C_2 = F_0 + \frac{P_{02}}{K_2}$$

K_1 et K_2 portent le nom d'énergie primaire de réglage des machines 1 et 2.

$P_{01} + P_{02} = P_0$ est la puissance qu'il est prévu de produire. Ce n'est pas la puissance produite, parce que la puissance réellement produite est exactement la puissance consommée. On prévoit de produire ce qu'il est prévu de consommer. Mais cette prévision ne peut pas être parfaite.

Appelons P_{m1} et P_{m2} les puissances effectivement produites par les alternateurs. F est la fréquence obtenue qui peut être différente de F_0 .

$P_{m1} + P_{m2} = P_m$ est la puissance effectivement produite et consommée.

Les régulateurs fonctionnant parfaitement, les consignes sont strictement respectées et on peut écrire :

$$F_0 + \frac{P_{01}}{K_1} = F + \frac{P_{m1}}{K_1}$$

$$F_0 + \frac{P_{02}}{K_2} = F + \frac{P_{m2}}{K_2}$$

Ce qui donne :

$$K_1 F_0 + P_{01} = K_1 F + P_{m1}$$

$$K_2 F_0 + P_{02} = K_2 F + P_{m2}$$

$$F_0 (K_1 + K_2) + P_{01} + P_{02} = F (K_1 + K_2) + P_{m1} + P_{m2}$$

Soit :

$$P_m - P_0 = -(K_1 + K_2)(F - F_0)$$

Ainsi, la fréquence obtenue est égale à la fréquence espérée à condition que la puissance effectivement

consommée soit exactement la puissance prévue. L'erreur de fréquence, écart entre la fréquence souhaitée et celle obtenue, est proportionnelle à l'erreur de la prévision de consommation. Le coefficient de proportionnalité est $K_1 + K_2$. Il a la dimension d'une énergie. C'est la somme des énergies primaires de réglage des groupes de production.

Si l'énergie primaire de réglage est très grande, l'erreur de fréquence sera faible. Cette énergie primaire n'est pas une "vraie" énergie. C'est une grandeur qui apparaît dans le traitement qui est fait des grandeurs fournies au régulateur.

Le fait d'utiliser ce procédé de commande permet de répartir les réglages de fréquence sur les deux machines. Cela se fait au prix d'une erreur sur la fréquence, quand la prévision de la puissance consommée n'est pas bonne. Cette erreur possible de la fréquence est associée au mot "statisme" dans le jargon des spécialistes. Ce mot indique que l'erreur statique des régulateurs, sur la fréquence, peut ne pas être nulle. L'utilisation de grandeurs réduites permet de donner une définition pratique de ce statisme, comme nous le verrons plus loin.

Comportements caricaturaux

Les comportements de chacune des deux machines sont différents en fonction des valeurs des paramètres K qui leurs sont associés. Examinons le comportement de ces machines pour des valeurs extrêmes de ce paramètre.

Si K est infini. L'énergie primaire de réglage de la machine est infinie. Dans l'expression

$$F + \frac{P}{K}$$

la puissance n'intervient plus. Ainsi, par l'intermédiaire de son régulateur, cette machine va tenter de maintenir absolument fixe la fréquence. C'est le comportement qu'on attend du chef d'orchestre. L'autre machine, soumise à la fréquence de référence, voit sa puissance être exactement la puissance prévue. S'il y a une erreur sur la prévision de la consommation, seule la machine dont l'énergie de réglage est infinie peut adapter sa puissance. La machine dont l'énergie primaire est infinie va supporter à elle seule tout l'effort de tenue de la fréquence. Le chef d'orchestre est la machine dont l'énergie primaire est infinie.

A l'inverse, si K est nul, l'expression utilisée ci dessus (pour $K \infty$) n'a pas de sens, mais l'expression

$$KF + P$$

montre que la fréquence n'est plus prise en compte par le système de régulation. Quelle que soit la fréquence, la machine est commandée pour fournir une certaine puissance. C'est le comportement de la machine esclave. Cette machine ne participe pas au réglage de la fréquence.

Généralisation à un grand réseau

Utilisation de grandeurs réelles

Il y a alors n machines. Pour la machine de rang i les valeurs de réglage sont :

$$F_0 + \frac{P_{0i}}{K_i}$$

Les valeurs qu'on a effectivement sont :

$$F + \frac{P_{mi}}{K_i}$$

Le fonctionnement supposé parfait du régulateur conduit à :

$$F_0 + \frac{P_{0i}}{K_i} = F + \frac{P_{mi}}{K_i}$$

On peut écrire ceci sous la forme :

$$K_i F_0 + P_{0i} = K_i F + P_{mi}$$

On peut sommer ces expressions, ce qui donne :

$$F_0 \left(\sum_i K_i \right) + \sum_i P_{0i} = F \left(\sum_i K_i \right) + \sum_i P_{mi}$$

Soit :

$$\sum_i P_{mi} - \sum_i P_{0i} = -(F - F_0) \sum_i K_i$$

ou :

$$\Delta P = -\Delta F \sum_i K_i$$

L'erreur de fréquence est proportionnelle à l'erreur de prévision de la charge. L'erreur de fréquence est d'autant plus faible que la somme des énergies primaires de réglage est grande.

Utilisation de grandeurs réduites

Comme c'est souvent le cas quand beaucoup d'éléments se comportent de la même façon, il est pratique d'utiliser des grandeurs réduites.

Pour cela, on fait apparaître P_{ni} la puissance nominale de l'alternateur i .

Le régulateur supposé parfait, on peut écrire :

$$\frac{F_0}{F_0} + \frac{P_{0i}}{P_{ni}} \frac{P_{ni}}{F_0 K_i} = \frac{F}{F_0} + \frac{P_{mi}}{P_{ni}} \frac{P_{ni}}{F_0 K_i}$$

$\frac{F_0 K_i}{P_{ni}} = \frac{1}{\beta}$ est l'énergie primaire de réglage en valeur réduite.

On appelle β le **statisme** du régulateur. Voyons comment le comportement de l'alternateur correspondant est influencé par ce statisme.

On peut écrire :

$$1 + \frac{P_{0i}}{P_{ni}} \frac{1}{\beta} = f + \frac{P_{mi}}{P_{ni}} \frac{1}{\beta}$$

où f est la fréquence en valeur réduite.

Cette expression conduit à :

$$P_{mi} - P_{0i} = -(f - 1) \beta P_{ni}$$

On y voit que l'écart entre la puissance prévue et la puissance effective de l'alternateur est proportionnel à l'écart de fréquence, au statisme et à la puissance nominale de la machine.

Si tous les régulateurs sont réglés avec le même statisme, l'effort de participation de chaque alternateur au réglage de fréquence, c'est à dire la façon avec laquelle la puissance fournie par l'alternateur est modifiée par rapport à la prévision, est proportionnel à la puissance nominale de la machine. Chacun participe donc à la mesure de ses moyens.

Dans la pratique, le statisme, qui est une valeur réduite, vaut quelques pour cents. Cette valeur est précieuse ; elle permet de trouver, du premier coup, des valeurs ayant des ordres de grandeur cohérents, dans un exercice.

Comportement d'un grand réseau

Comme nous l'avons vu plus haut, l'erreur de fréquence peut être évaluée par la formule :

$$\Delta P = -\Delta F \sum K_i$$

On y voit que l'erreur de fréquence est d'autant plus faible que la somme des énergies primaires de réglage est élevée. Ainsi, si on ajoute une machine de production, l'écart entre la fréquence souhaitée et celle obtenue a toutes les chances de diminuer. Ceci d'autant plus que quand on ajoute des machines, on augmente la dimension du réseau et on augmente les puissances consommées. Les lois statistiques étant de plus en plus précises avec l'augmentation des nombres, la prévision de charge est de plus en plus précise.

En interconnectant les réseaux des pays européens, on augmente la stabilité de fréquence du réseau. Mais la fréquence est aujourd'hui d'une telle stabilité, en Europe, que l'intérêt d'augmenter encore la dimension du réseau n'existe plus, du moins en ce qui concerne ce paramètre.

Le prix de l'énergie primaire

L'énergie primaire n'est pas une "vraie" énergie, comme nous l'avons vu. Elle a cependant un prix.

Son existence est précieuse quand il y a un grand écart entre la consommation et la prévision de la consommation. En fait les prévisions sont très bonnes, les écarts entre prévision et consommation très faibles et la fréquence pratiquement égale à la valeur souhaitée. Par contre, il y a des incidents.

Quand, accidentellement, une centrale doit être déconnectée du réseau, il y a un déficit de production et toutes les autres centrales doivent augmenter leurs productions. Cela se fait tout seul. Quand la centrale se déconnecte, la fréquence glisse, le respect de la consigne des régulateurs augmente les puissances produites. Mais, pour cela, il faut que ces puissances soient disponibles.

Le prix de l'énergie produite par une centrale dépend des conditions d'exploitation de cette centrale. Si une centrale a une puissance maximale donnée, il est intéressant de la faire fonctionner à cette puissance maximale. Si elle produit un peu moins, on utilise incomplètement un moyen de production puisqu'il pourrait fournir un peu plus. Si donc on choisit le point de fonctionnement au maximum de ce que peut produire la chaudière, la turbine, etc..., on ne peut plus augmenter la puissance en cas de nécessité. La centrale fonctionne à puissance donnée, c'est à dire sans énergie primaire de réglage.

Ainsi, le dispatcheur qui organise la production d'un pays est sollicité par deux soucis contradictoires. Il doit produire au plus faible coût. Il doit aussi avoir une énergie primaire suffisante pour tenir correctement la fréquence. En connectant des centrales au maximum de leurs possibilités de production, c'est à dire au plus faible coût, il réduit l'énergie primaire disponible.

Se ménager une réserve primaire conduit à augmenter le coût de l'énergie produite. On peut corriger cette affirmation en disant qu'une insuffisance de réserve primaire, qui fragilise la tenue du réseau en cas d'incident, a aussi un coût... L'optimum n'est pas facile à trouver.

Le réglage secondaire

J'ai utilisé, pratiquement depuis le début de cet exposé, le mot d'énergie primaire. S'il y a énergie primaire, on peut supposer l'existence d'une énergie secondaire.

En fait ce que nous avons décrit ici est le comportement du réseau pour des régulateurs donnés et pour un ensemble de valeurs de consignes fixé. On voit ainsi le comportement brut du système.

Que fait celui qui pilote le réseau ? Il observe son réseau et devant la situation de celui ci, il agit. Il ne peut le faire qu'en fixant les consignes des régulateurs. Ce nouveau réglage ne peut être que plus lent que le précédent puisqu'il ne s'effectue que lorsqu'une analyse de la situation a pu être faite.

Il porte le nom de **réglage secondaire**. Il est fait par le dispatcheur qui observe le fonctionnement du réseau et fait face aux incidents. Il peut être fait par un automatisme qui fait évoluer les consignes des régulateurs en fonction des prévisions de l'évolution des charges.

Le réseau européen

Pratiquement tous les pays de l'Europe occidentale ont leurs réseaux d'énergie interconnectés. Certains pays de l'Est sont interconnectés depuis peu.

La Grande Bretagne ne peut pas être connectée parce que la mer est un obstacle infranchissable pour une liaison électrique à 50 Hz. Mais elle est connectée à travers une liaison à courant continu qui lui permet d'échanger de l'énergie avec le continent sans que son réseau soit synchrone. La fréquence du Royaume Uni est ainsi beaucoup moins stable que celle du réseau continental européen. On peut cependant mettre au défi un utilisateur ordinaire d'y voir une différence.

Tous les pays européens gèrent un parc de production national. Ce parc est géré en prenant en compte l'énergie qu'on peut acheter ou vendre aux pays voisins.

Les puissances transitées aux frontières sont mesurées, et ces mesures sont télétransmises à une compagnie qui facture tous les échanges entre pays européens. Cette compagnie est l'Électricité de Laufenburg, une compagnie suisse.

La solidarité européenne s'exprime, en cas d'incident, puisque tous les régulateurs agissent, dans tous les pays, dès que la fréquence a un peu varié. Cette solidarité s'exprime plus politiquement en bloquant la facturation des énergies transitées aux frontières pendant un certain temps après un incident. Ainsi toute l'Europe vient gratuitement au secours d'un pays dont le réseau est en difficulté, pendant le temps qui est nécessaire pour pouvoir prendre des mesures d'urgence.

Pour des raisons que je ne connais pas complètement, car je ne possède pas toutes les informations et je n'ai pas assisté aux négociations correspondantes, la péninsule ibérique a une énergie primaire nulle. Elle ne participe pas au réglage de fréquence, elle suit la fréquence européenne et se contente de réguler la puissance transitée à travers les Pyrénées. Une des raisons de cette situation est l'état très satisfaisant de la fréquence européenne, puisque le réseau est immense. Une autre raison est la situation excentrée de la péninsule qui ne lui permet pas d'échanger avec le reste de l'Europe des puissances très importantes.

La France possède un parc de production qui suffit largement à nos besoins puisque nous sommes exportateurs d'énergie. Notre premier client est la Grande Bretagne, à travers la liaison à courant continu "IFA 2000". Un client important est la Hollande, bien que nous n'ayons pas de frontière commune avec ce pays. Il faut verser une redevance aux compagnies belges qui doivent dimensionner leur réseau pour faire transiter l'énergie que nous vendons aux Pays Bas.

Beaucoup d'informations et d'anecdotes peuvent être fournies sur le fonctionnement du réseau européen. Certaines sont sulfureuses car le fonctionnement satisfaisant, pour les utilisateurs que nous sommes, du réseau européen et les échanges commerciaux permanents qui s'y déroulent n'excluent pas les disputes.

La place manque et il serait difficile de soutenir l'attention du lecteur en en donnant trop.

Conclusion

Si nous examinons ce qui a été dit ici, on peut voir que les formulations mathématiques utilisées sont simplistes. Par contre, les explications sont longues qui décrivent un comportement ou tentent de mettre en évidence un concept. A chaque point, on peut se laisser aller à dériver sur des explications connexes. Je m'y suis laissé prendre par exemple en disant quelques mots sur le comportement transitoire des alternateurs, mots a-priori sans objet ici. C'est que cela m'est venu naturellement, et j'ai maintenu cette partie parce que j'ai imaginé que je m'adresse à des enseignants qui ont plus de recul que les étudiants, et qui ont, peut être, eu des difficultés à faire comprendre à leurs élèves l'intérêt des régimes transitoires des alternateurs et la liaison qui existe avec le fonctionnement du réseau.

Des exercices peuvent aisément être construits. Le respect d'une bonne valeur du statisme conduit immédiatement à des valeurs numériques cohérentes. Des exercices sont nécessaires car il ne faut pas sous estimer la difficulté d'un domaine où les explications sont plus importantes que les calculs.

Par contre on peut s'interroger sur le bien fondé de l'insertion de ces notions dans un programme. En suivant une idée simpliste, mais pas forcément fausse, qui consiste à tenter d'enseigner ce qui sera utile aux élèves, combien d'entre eux auront besoin de ces notions dans leur vie professionnelle ? Je pense toutefois qu'il y a des enseignements spécialisés où ces notions doivent être vues.

Enfin je tiens à remercier Monsieur Jean Paul Barret et Monsieur Richard Bénéjean, tous deux ingénieurs à EDF, chez qui j'ai puisé tout ce que j'ai essayé de raconter ici.

Le transit des puissances dans un réseau de transport d'énergie

Patrick BASTARD Michel MEUNIER

SUPÉLEC

Service Électrotechnique et Électronique Industrielle

Plateau de Moulon

91192 GIF-SUR-YVETTE CEDEX

Introduction

L'exploitation d'un réseau de production, transport et distribution d'énergie électrique est soumise à de nombreuses contraintes. La première d'entre elles consiste à assurer l'équilibre entre la production et la consommation. C'est une contrainte technique : risquer de ne pouvoir la respecter, c'est mettre en danger la stabilité du réseau ; c'est aussi une contrainte économique : assurer un niveau de production fixé à chaque instant par la demande est une chose, assurer cette production au moindre coût, c'est-à-dire en utilisant au mieux les moyens de production disponibles en est une autre. En général, les charges du réseau sont imposées à l'exploitant. Elles se traduisent simplement par une consommation (voire une fourniture) de puissance active et réactive en certains points du réseau. Toute la puissance consommée doit être produite et acheminée via le réseau de transport et de distribution. Le réseau de transport étant maillé, on peut relier deux points quelconques (par exemple un point de production et un point de consommation) par plusieurs chemins différents. Fixer les niveaux de production des centrales ne permet donc en rien de savoir, a priori et simplement, comment la puissance produite va transiter sur le réseau. Or, cette connaissance des transits de puissance est fondamentale, ne serait-ce que pour s'assurer que les lignes ne sont pas surchargées. C'est l'objet du calcul de répartition (en anglais : "load flow") de déterminer, pour un niveau de charge et un plan de production donnés, comment se répartissent les transits de puissance sur le réseau. Au-delà de cette connaissance des transits, le calcul de répartition fournira également la valeur de la tension, en module et en phase, en chacun des nœuds du réseau. Ces informations sont également précieuses pour l'exploitant dont l'un des soucis est de maintenir la tension du réseau dans une plage donnée.

Modélisation du réseau

Un calcul de répartition nécessite une mise en équation, donc une modélisation du réseau électrique étudié. Par ailleurs, ce calcul n'a d'intérêt que si le réseau est maillé. On s'intéressera donc essentiellement au réseau de transport, même si les méthodes décrites sont indépendantes du niveau de tension. Sur un tel réseau, on distingue essentiellement 4 types d'éléments fondamentaux :

1. des moyens de production,
2. des transformateurs de puissance,
3. des lignes,
4. des charges.

Notons que les charges ne sont qu'exceptionnellement des clients directement raccordés en THT. Elles représentent plus généralement un point de connexion au réseau de distribution (typiquement 63 kV), via un transformateur.

Notons également que les moyens de réglage de la puissance réactive (capacités, réactance, compensateurs statiques de puissance réactive) peuvent être assimilés à des charges ou à des moyens de production ne consommant ou ne fournissant que de la puissance réactive.

D'une manière générale, modéliser un réseau d'énergie, c'est avant tout faire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui conditionneront à la fois la complexité et le domaine de validité du modèle.

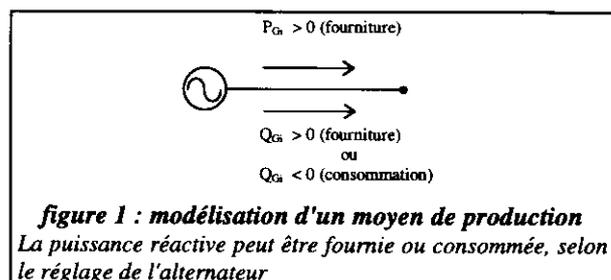
Les principales hypothèses retenues dans le cadre d'un calcul de répartition sont les suivantes : seul le comportement en régime permanent à 50 Hz est étudié ; le réseau est supposé linéaire.

Un choix important doit alors être fait : le calcul des transits de puissance se limite-t-il à un fonctionnement totalement équilibré du réseau, ou des régimes déséquilibrés doivent-ils pouvoir être pris en compte ? Dans le premier cas, l'étude du réseau peut être menée à partir d'un schéma monophasé équivalent. Cette approche est bien souvent suffisante dans le cadre de l'exploitation d'un réseau d'énergie. Elle permet déjà de prédéterminer, pour un plan de production et un niveau de charge donnés, quelle sera la charge de chacune des lignes du réseau en fonctionnement normal, et aussi quel sera le plan de tension du réseau.

Dans ces conditions, les modèles retenus sont les suivants :

moyens de production

Un moyen de production sera simplement représenté par une fourniture de puissance active P_{Gi} et une fourniture ou consommation de puissance réactive Q_{Gi} .



lignes

En régime permanent (50 Hz), on peut montrer que les lignes de transport d'énergie sont bien modélisées par un schéma en π , du moins jusqu'à une certaine longueur de l'ordre de 100 km.

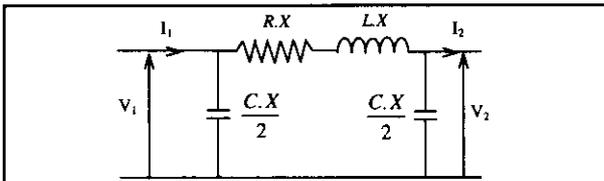


figure 2 : modélisation d'une ligne de transport

Les paramètres de ce schéma sont calculés à partir des constantes linéiques R, L et C de la ligne, et de sa longueur X . Au delà de 100 km, on peut encore modéliser la ligne par plusieurs schémas en π en cascade.

transformateurs

Un transformateur est bien modélisé, à 50 Hz, par un schéma équivalent monophasé faisant intervenir un transformateur idéal, des éléments en série (les résistances des enroulements primaire et secondaire et les inductances de fuites) et des éléments en parallèle (l'inductance de magnétisation et éventuellement une résistance modélisant les pertes "fer"). Ramené au même niveau de tension (primaire ou secondaire), ce schéma peut se réduire à un simple schéma en T. Ce schéma admet lui-même un équivalent en π .

Il n'est pas rare que soient négligées dans un calcul de répartition les éléments en parallèle du schéma équivalent, dont l'influence est surtout sensible lorsque le réseau est très peu chargé. Dans ce cas, le schéma équivalent du transformateur, ramené au même niveau de tension, se réduit à une simple impédance "série" dont la résistance représente la résistance totale des enroulements primaire et secondaire, et dont l'inductance représente l'inductance de fuite totale entre enroulement primaire et enroulement secondaire.

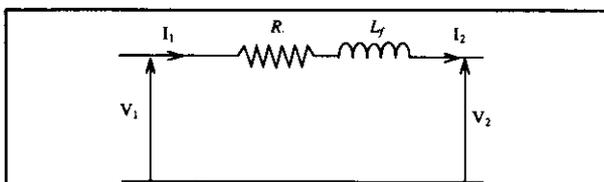


figure 3 : modélisation d'un transformateur

Les paramètres de ce schéma sont ramenés au même niveau de tension. La résistance totale R peut être fournie directement par le constructeur du transformateur ou calculée à partir des pertes en court-circuit. L'inductance de fuite totale L_f peut être calculée à partir de la tension de court-circuit u_{cc} exprimée en %. Pour des transformateurs de très forte puissance (transport), $L_f \omega \gg R$.

charges

Une charge sera simplement représentée par une consommation de puissance active P_{Di} et une fourniture ou consommation de puissance réactive Q_{Di}

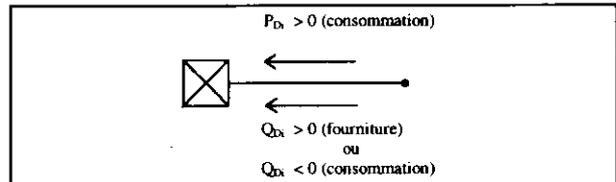


figure 4 : modélisation d'une charge

La puissance réactive peut être fournie ou consommée, selon la nature de la charge : capacitive ou réactive. Notons qu'une telle modélisation permet de représenter aussi bien des charges connectées directement sur le réseau de transport (cas exceptionnel) que des points de connexion au réseau de répartition ou de distribution, ou encore des éléments du réseau tels que des moyens de compensation de la puissance réactive (bancs de capacités, ...).

Mise en équations

Considérons un réseau de transport d'énergie comprenant N nœuds. En adoptant la modélisation décrite précédemment, chacun de ces nœuds peut être représenté conformément à la figure 5.

En régime linéaire sinusoïdal 50 Hz, chaque courant ou tension est entièrement défini par la donnée d'un module et d'une phase. La notation complexe est alors parfaitement adaptée à la mise en équations du réseau. C'est ainsi que les admittances \bar{Y}_{ikp} et \bar{Y}_{iks} sont elles aussi des grandeurs complexes. Dans ces conditions, et en notant \bar{V}_i la tension au nœud i , la figure 5 conduit à la mise en équations suivante :

$$\bar{I}_i = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^N \bar{Y}_{ikp} \bar{V}_i + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^N \bar{Y}_{iks} (\bar{V}_i - \bar{V}_k) \quad [1]$$

\bar{I}_i représente alors la somme des courants en provenance des charges et des moyens de production connectés au nœud i . Si ce nœud est un simple nœud d'interconnexion, il est clair que $\bar{I}_i = 0$.

L'équation [1] peut encore être exprimée ainsi :

$$\bar{I}_i = \sum_{k=1}^N \bar{Y}_{ik} \bar{V}_i \quad [2]$$

avec

$$\bar{Y}_{ik} = -\bar{Y}_{iks} \quad \text{si } i \neq k$$

$$\bar{Y}_{ii} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^N (\bar{Y}_{iks} + \bar{Y}_{ikp}) \quad [3]$$

Appliquée à tous les nœuds, la relation [2] conduit à une relation matricielle du type :

$$[I] = [Y][V] \quad [4]$$

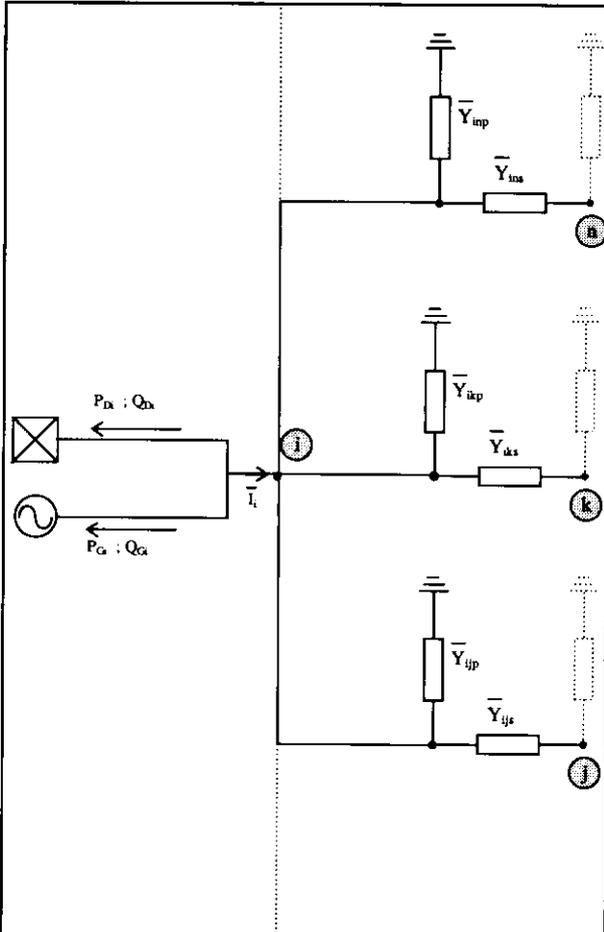


figure 5 : représentation générale d'un nœud

Le nœud i peut être connecté à de nombreux autres nœuds du réseau. Chacune de ces connexions peut faire intervenir des admittances séries notées Y_{ik} et des admittances parallèles notées Y_{ikp} . Éventuellement, $Y_{ikp}=0$ (par exemple si la connection $i \rightarrow k$ est un transformateur). P_{Gi} représente la puissance active fournie par tous les moyens de production connectés au nœud i , Q_{Gi} toute la puissance réactive fournie (ou consommée selon le signe) par tous les moyens de production connectés au nœud i , etc.

Dans la relation [4], $[I]$ représente le vecteur colonne d'ordre N de tous les courants \bar{I}_i , $[V]$ représente le vecteur colonne d'ordre N de toutes les tensions simples \bar{V}_i et $[Y]$ est la matrice symétrique des admittances du réseau, obtenue avec la règle simple suivante : le $i^{\text{ème}}$ élément diagonal est obtenu en faisant la somme de toutes les admittances ("série" et "parallèle") arrivant au nœud i ; le terme hors diagonal à la croisée de la colonne i et de la ligne j correspond à l'admittance série de la liaison *directe* entre le nœud i et le nœud j . Si ces deux nœuds ne sont pas "voisins" (c'est-à-dire reliés par un seul élément de réseau : ligne ou transformateur), l'admittance en question est nulle. Cette observation permet d'affirmer d'ores et déjà que pour un réseau de taille réelle la matrice $[Y]$ sera très "creuse" (remplie de

zéros). Bien sûr, la connaissance exhaustive du réseau permet de supposer connue la matrice $[Y]$.

Formulé par [4], notre problème (qui consiste, rappelons-le, à calculer toutes les tensions \bar{V}_i puis tous les transits de puissance dans les différentes branches du réseau) ne semble guère plus compliqué à résoudre qu'un système linéaire. Cependant, force est de constater que les courants \bar{I}_i restent des grandeurs très mal adaptées à la formulation du problème en terme d'exploitation du réseau. En effet, ce sont bien les puissances qui définissent les charges et les moyens de productions, et non les courants qui en proviennent. De même, ce sont bien des transits de puissances (active et réactive) et des tensions que l'exploitant du réseau cherchera à fixer, et non des courants, qui apparaîtront comme la conséquence des consignes de puissances et de tension dans le réseau, et qu'on se contentera de mesurer pour veiller à ne pas dépasser des valeurs limites.

La formulation [4] doit donc être modifiée pour supprimer les courants et introduire les P_{Gi} , P_{Di} , Q_{Gi} et Q_{Di} . Pour cela, nous pouvons définir une puissance complexe au nœud i par :

$$\bar{S}_i = (P_{Gi} - P_{Di}) + j(Q_{Gi} - Q_{Di}) \quad [5]$$

Nous noterons plus simplement :

$$\bar{S}_i = P_i + jQ_i \quad [6]$$

On peut montrer que :

$$\bar{S}_i = \bar{V}_i \bar{I}_i^* \quad [7]$$

où \bar{I}_i^* désigne le complexe conjugué de \bar{I}_i .

Posons par ailleurs :

$$\begin{aligned} \bar{V}_k &= V_k e^{j\delta_k} \\ \bar{Y}_{ik} &= Y_{ik} e^{j\gamma_{ik}} \end{aligned} \quad [8]$$

Alors, en combinant [4], [7] et [8], il vient :

$$\bar{S}_i^* = V_i e^{-j\delta_i} \sum_{k=1}^N y_{ik} e^{j\gamma_{ik}} V_k e^{j\delta_k}$$

ou encore :

$$\begin{aligned} \bar{S}_i^* &= \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \cos(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i) \\ &+ j \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i) \end{aligned}$$

Cette relation complexe fournit deux relations réelles :

$$P_i = \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \cos(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i) \quad [9]$$

$$Q_i = -\sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

Ces deux relations sont fondamentales. Elles permettent de relier les puissances active et réactive fournies (ou consommées) en chaque nœud i ($i=1$ à N) aux tensions (en module et phase) présentes sur l'ensemble du réseau.

Une rapide analyse conduit aux constatations suivantes :

- chaque nœud fournissant 2 équations de type [9], nous disposons de $2N$ équations
- chaque nœud se caractérisant aussi par 6 variables : V_i , δ_i , P_{Gi} , Q_{Gi} , P_{Di} et Q_{Di} , nous disposons a priori de $6N$ variables

Pour aboutir à un système soluble, il convient donc de fixer parmi les $6N$ variables ci-dessus $2N$ inconnues et $4N$ paramètres de valeur connue. Comment cet impératif mathématique peut-il se confondre avec la réalité des contraintes d'exploitation du réseau ?

La première hypothèse consiste à supposer que les charges du réseau sont imposées à l'exploitant ; c'est le cas tant que le réseau fonctionne normalement. Cette hypothèse revient à fixer en chaque nœud i les P_{Di} et Q_{Di} . Restent donc $4N$ variables à répartir entre inconnues et paramètres.

Nous pouvons constater que bon nombre de nœuds vont se caractériser par :

$$P_{Gi} = Q_{Gi} = 0$$

Ce sont tous les nœuds auxquels ne sont reliés aucun moyen de production. Pour tous ces nœuds, V_i et δ_i seront inconnus.

Reste à traiter les nœuds auxquels sont reliés des moyens de production. De tels nœuds sont en fait reliés à des alternateurs dont la tension statorique est en général réglée à une valeur de consigne grâce à une boucle d'asservissement permettant de modifier la tension d'excitation. Cet asservissement n'est bien sûr valable qu'en module. On peut donc considérer que V_i est connu (imposé par l'exploitant). De même, la puissance active que fournira l'alternateur est directement liée à la puissance mécanique admise aux turbines. Cette puissance aussi est fixée par l'exploitant. Un nœud auquel est connecté un moyen de production est donc a priori un nœud pour lequel P_{Gi} et V_i sont des paramètres, Q_{Gi} et δ_i sont des inconnues. Il est à noter qu'il existe physiquement un très fort couplage entre P_{Gi} et δ_i d'une part, Q_{Gi} et V_i d'autre part. On peut donc

considérer schématiquement que δ_i s'adapte pour maintenir P_{Gi} constant et que Q_{Gi} s'adapte pour maintenir V_i constant.

L'approche ci-dessus semble cohérente : elle conduit bien à $2N$ équations pour $2N$ inconnues. Toutefois, un raisonnement physique simple montre qu'elle n'est pas satisfaisante, ou du moins qu'elle doit être complétée. En effet, notre démarche nous a conduit jusqu'alors à fixer P_{Gi} et P_{Di} en chacun des nœuds du réseau. Or, ceci n'est pas réaliste dans la mesure où doit être vérifiée la relation :

$$\sum_{k=1}^N P_{Gi} - \sum_{k=1}^N P_{Di} = P_L \quad [10]$$

P_L désignant l'ensemble des pertes dans le réseau.

Ces pertes ne peuvent en aucun cas être une donnée du calcul de répartition. Elles apparaissent comme la conséquence des différents transits de puissance, et ne peuvent donc être fixées par avance. Ne connaissant pas P_L , il est donc impossible de fixer tous les P_{Gi} et P_{Di} tout en vérifiant [10].

Cette réflexion nous amène à introduire un nœud particulier, dit "nœud bilan", pour lequel ni P_{Gi} ni Q_{Gi} ne seront a priori fixés. Ce nœud permettra d'assurer l'équilibre production/consommation, en tenant compte des pertes (puissance active) et des consommations ou fourniture de puissance réactive par les éléments du réseau lui-même (lignes, bancs de condensateur, ...). Un tel nœud sera donc caractérisé par deux paramètres fixés : V_i et δ_i . Notons que le fait de fixer arbitrairement δ_i en un des nœuds du réseau correspond à une réalité physique qui transparaît dans les équations [9] : seules des différences de phase entre les différentes tensions importent, et non les valeurs absolues de ces phases, définies par rapport à une référence arbitraire (par exemple δ_i au nœud bilan). Dans un calcul de répartition, on aura intérêt à prendre pour nœud bilan le nœud auquel est connectée la source la plus puissante. On qualifiera souvent cette source de "réseau de puissance infinie".

En résumé, on distingue pour résoudre les $2N$ équations représentées par [9] 3 types de nœud :

- *des nœuds PQ (ie : à P_{Gi} et Q_{Gi} connues)*
ce sont les nœuds auxquels ne sont connectées que des charges, des bancs de capacité, ..., ou encore les nœuds de connexion simple.
- *des nœuds PV (ie : à P_{Gi} et V_i connues)*
ce sont ceux auxquels sont raccordés les alternateurs réglés en tension
- *un nœud Vδ (ie : à V_i et δ_i connus)*
c'est le nœud bilan

Notons que pour maintenir la tension constante aux bornes d'un alternateur, on est amené à jouer sur la puissance réactive qu'il débite ou consomme. Or, cette puissance réactive est bornée. Si la valeur maximale est atteinte, il se peut que l'on fixe Q_{Gi} et que V_i soit alors "flottante". Dans une telle situation, l'alternateur devient un nœud PQ.

Résolution numérique

Le système constitué par les $2N$ équations [9] comporte bien, après identification des différents nœuds (PQ, PV, bilan) $2N$ inconnues. La présence du nœud bilan permet d'espérer que ce système admette une solution. La difficulté majeure réside alors dans le fait que ce système n'est pas linéaire, à cause des fonctions \sin et \cos . D'un problème simple à résoudre exprimé par [4], mais mal formulé car ne faisant pas intervenir les grandeurs physiques utilisées par l'exploitant, nous sommes passés à un problème bien formulé [9], mais difficile à résoudre numériquement.

méthode de Newton-Raphson

Cette méthode permet de trouver numériquement (et non analytiquement) la solution d'un système non linéaire. Le principe de cette méthode est facile à appréhender pour une simple équation non linéaire ("système" de une équation à une inconnue).

Supposons que l'équation à résoudre puisse s'exprimer sous la forme :

$$f(x) = 0$$

Supposons par ailleurs que l'on connaisse une valeur x_0 "proche" de la solution cherchée. À partir de x_0 , on peut calculer une nouvelle valeur x_1 en déterminant l'intersection de la tangente en x_0 à la courbe $f(x)$ avec l'axe des abscisses : voir figure 6.

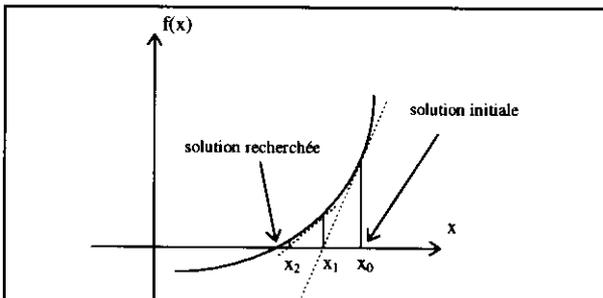


figure 6 : méthode de Newton-Raphson

La méthode itérative permettant de converger vers la solution de $f(x)=0$ fait intervenir la tangente à la courbe, donc la dérivée de la fonction f .

Appliquée de manière itérative, cette méthode peut permettre de converger vers la solution recherchée. La relation de récurrence reliant x_n et x_{n+1} est la suivante :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad [11]$$

Il est important de noter que la convergence de cette méthode n'est pas inconditionnelle. Ainsi, si la fonction $f(x)$ présente par exemple des minima locaux et si la valeur initiale x_0 est trop éloignée de la solution recherchée, il est graphiquement aisé de comprendre que la méthode peut ne pas converger.

Pour pouvoir être appliquée à la résolution du système [9], cette méthode doit être étendue au cas des fonctions de plusieurs variables et des systèmes de plusieurs équations. De manière générale, considérons le système suivant :

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2, \dots, x_N) = 0 \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_N) = 0 \\ \dots \\ f_N(x_1, x_2, \dots, x_N) = 0 \end{cases} \quad [12]$$

On peut montrer que la méthode de Newton-Raphson peut encore être appliquée, mais sous la forme itérative suivante :

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_N \end{pmatrix}_{n+1} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_N \end{pmatrix}_n - J_n^{-1} \begin{pmatrix} f_1(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \\ \dots \\ f_N(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \end{pmatrix}$$

où J_n^{-1} désigne l'inverse de la matrice jacobienne des dérivées partielles :

$$J_n = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n & \dots & \frac{\partial f_N}{\partial x_1}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \\ \frac{\partial f_1}{\partial x_2}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n & \dots & \frac{\partial f_N}{\partial x_2}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_1}{\partial x_N}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n & \dots & \frac{\partial f_N}{\partial x_N}(x_1, x_2, \dots, x_N)_n \end{bmatrix}$$

application au calcul de transits

Pour appliquer la méthode de Newton-Raphson au calcul de transits de puissance dans un réseau d'énergie, il convient de répertorier les nœuds en fonction de leur nature. Supposons que les N nœuds du réseau se répartissent comme suit :

- K nœuds PV (inconnues : Q_{Gi} et δ_i)
- $N-K-1$ nœuds PQ (inconnues : V_i et δ_i)
- 1 nœud bilan $V\delta$ (inconnues : P_{Gi} et Q_{Gi})

Le système [9] peut être mis sous la forme :

$$f_{pi} = P_{Gi} - P_{Di} - \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \cos(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

$$f_{qi} = Q_{Gi} - Q_{Di} + \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

Le but est alors de résoudre :

$$f_{pi} = 0$$

$$f_{qi} = 0$$

Dans un premier temps, nous pouvons isoler un vecteur de (2N-K-2) inconnues :

$$X = \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \dots \\ \delta_{N-1} \\ V_1 \\ \dots \\ V_{N-K-1} \end{bmatrix}$$

Ces (2N-K-2) inconnues vérifient le système de (2N-K-2) équations suivant :

$$\begin{cases} f_{p1}(\delta_1, \dots, \delta_{N-1}, V_1, \dots, V_{N-K-1}) = 0 \\ \dots \\ f_{pN-1}(\delta_1, \dots, \delta_{N-1}, V_1, \dots, V_{N-K-1}) = 0 \\ f_{q1}(\delta_1, \dots, \delta_{N-1}, V_1, \dots, V_{N-K-1}) = 0 \\ \dots \\ f_{qN-K-1}(\delta_1, \dots, \delta_{N-1}, V_1, \dots, V_{N-K-1}) = 0 \end{cases} \quad [13]$$

Les équations $f_{pi}=0$ sont relatives aux nœuds PV et PQ. Les équations $f_{qi}=0$ sont relatives aux nœuds PQ. Ce système peut être résolu avec la méthode de Newton-Raphson décrite précédemment.

Il est à noter que les dérivées partielles intervenant dans la matrice jacobienne peuvent être calculées analytiquement. Par exemple :

$$\frac{\partial f_{pi}}{\partial \delta_i} = - \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

$$\frac{\partial f_{pi}}{\partial \delta_j} = V_i V_j y_{ij} \sin(\gamma_{ij} + \delta_j - \delta_i)$$

Il faut encore pour appliquer la méthode de Newton-Raphson déterminer une solution approchée permettant d'initialiser le processus itératif. Il existe pour cela au moins deux démarches.

La première consiste à fixer :

- V_i =tension nominale du réseau (quel que soit i)
- $\delta_i=0$ (quel que soit i)

Ces hypothèses sont naturellement très simplificatrices. Elles permettent cependant une convergence dans la majorité des cas, au moins pour des réseaux pas trop grands.

La deuxième démarche consiste à considérer :

- V_i =tension nominale du réseau (quel que soit i)
- δ_i proche de 0 (quel que soit i)
- $\gamma_{ij}=-\pi/2$ (quels que soient i et j)

La dernière hypothèse revient à assimiler les lignes et les transformateurs à des inductances pures. Dans ces conditions, les sinus et cosinus des équations [13] peuvent être assimilés à leur développement limité au premier ordre autour de 0. Le système [13] devient linéaire et sa résolution fournit une solution qui sera le point de départ de la méthode de Newton-Raphson.

Après convergence, c'est-à-dire une fois déterminées les valeurs de tous les V_i et δ_i , les puissances réactives Q_{Gi} aux nœuds PV peuvent être calculées grâce à la relation :

$$Q_{Gi} = Q_{Di} - \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

De même, les puissances actives et réactives au nœud bilan sont calculées ainsi :

$$P_{Gi} = P_{Di} + \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \cos(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

$$Q_{Gi} = Q_{Di} - \sum_{k=1}^N V_i V_k y_{ik} \sin(\gamma_{ik} + \delta_k - \delta_i)$$

En général, on fixe $P_{Di} = Q_{Di} = 0$ au nœud bilan. Les signes de P_{Gi} et Q_{Gi} permettent alors de savoir si le réseau fournit ou demande de la puissance active et réactive au nœud bilan.

Les pertes dans le réseau sont alors simples à déterminer :

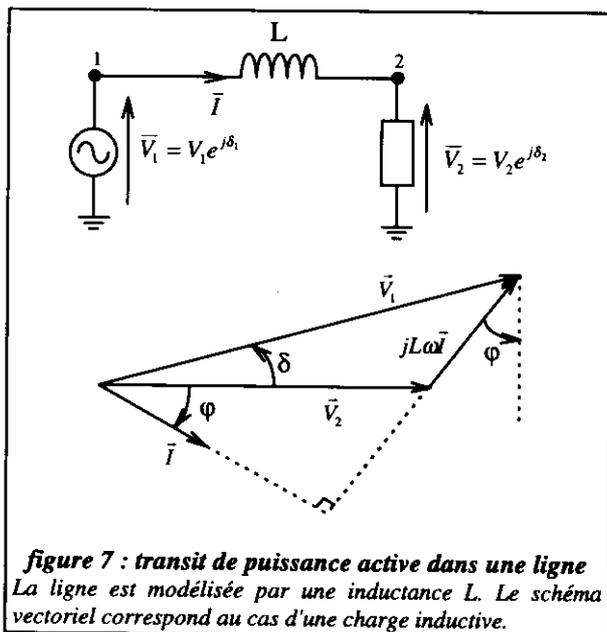
$$P_L = \sum_{i=1}^N P_{Gi} - \sum_{i=1}^N P_{Di}$$

mise en œuvre pratique

Il est important de noter que la démarche décrite donne lieu dans des logiciels professionnels à des astuces de calcul numérique permettant d'accélérer la résolution des équations et de s'affranchir de problèmes de précision inhérents aux grands systèmes d'équations. En particulier, la matrice jacobienne étant très creuse (comme l'est aussi la matrice des admittances), des étapes d'agrégation ont pour but de rassembler les termes non nuls et d'éviter ainsi de nombreuses opérations inutiles. La matrice jacobienne n'est d'ailleurs jamais inversée par une méthode directe. Des méthodes de type LU permettent par exemple d'accélérer considérablement les calculs.

Le calcul décrit précédemment conduit à la connaissance des tensions en chaque nœud du réseau (en module et en phase). Connaissant la matrice des admittances complexes [Y], il est simple d'en déduire les courants dans chacune des branches du réseau. Enfin, la connaissance à la fois des courants et des tensions permet de calculer les transits de puissances active et réactive dans chacune des branches du réseau, grâce à une relation du type $P + jQ = VI^*$.

En général, la méthode de Newton-Raphson converge en très peu d'itérations (une dizaine au maximum). Si la méthode ne converge pas, il se peut que cela soit révélateur d'un problème physique. Considérons à titre d'exemple une ligne de transport. Le modèle le plus simple d'une telle ligne consiste en une inductance. Supposons qu'une puissance active P transite à travers cette ligne.



La puissance P transitant dans la ligne vaut :

$$P = V_2 I \cos \varphi$$

Or, l'analyse du schéma vectoriel conduit à :

$$L\omega I \cos \varphi = V_1 \sin \delta$$

d'où :

$$P = \frac{V_1 V_2}{L\omega} \sin \delta$$

Cette relation montre clairement que, pour un niveau de tension fixé (par ex. : $V_1 = V_2 = 400kV / \sqrt{3}$), la puissance transmissible dans une ligne est limitée par son impédance. Il est à noter que ce résultat n'a aucun rapport avec les pertes dans la ligne, que nous avons supposée ici purement selfique.

Supposons que l'on cherche à mener un calcul de répartition des transits de puissance sur un réseau pour lequel, malencontreusement, la puissance à transiter dans une ligne donnée soit nécessairement supérieure à la limite établie ci-dessus. On observera que l'algorithme de Newton-Raphson ne converge pas ... et pour cause : il ne peut trouver une solution numérique là où les lois physiques interdisent l'existence de toute solution !

applications pédagogiques

La méthode de résolution présentée ci-dessus peut se programmer aisément avec Matlab.

L'étape la plus délicate est la description du réseau et le remplissage de la matrice d'admittances [Y]. Le calcul de la matrice jacobienne peut se faire avec quelques boucles faisant appel à huit fonctions calculant chacune un type de dérivée partielle. Pour de petits réseaux (jusqu'à 20 nœuds), on peut alors se contenter d'inverser directement la matrice jacobienne avec la fonction intégrée de matlab. En initialisant les grandeurs V_i et δ_i avec des valeurs constantes (tension nominale et 1 radian), le calcul converge en 3 à 10 itérations.

On peut proposer à des étudiants d'écrire un tel programme, afin de les aider à assimiler les différents rouages du calcul de répartition. On peut encore proposer à des étudiants d'utiliser un tel programme. Il s'agit alors d'illustrer par des études de cas simples quelques principes étudiés en cours : fort couplage V/Q d'une part et P/δ d'autre part, stabilité statique du réseau, comportement capacitif ou inductif des lignes en fonction du niveau de charge du réseau, compensation de la puissance réactive, réglage de la tension, ...

Tous ces points peuvent être abordés sur des réseaux de complexité croissante, tels que ceux décrits figure 8.

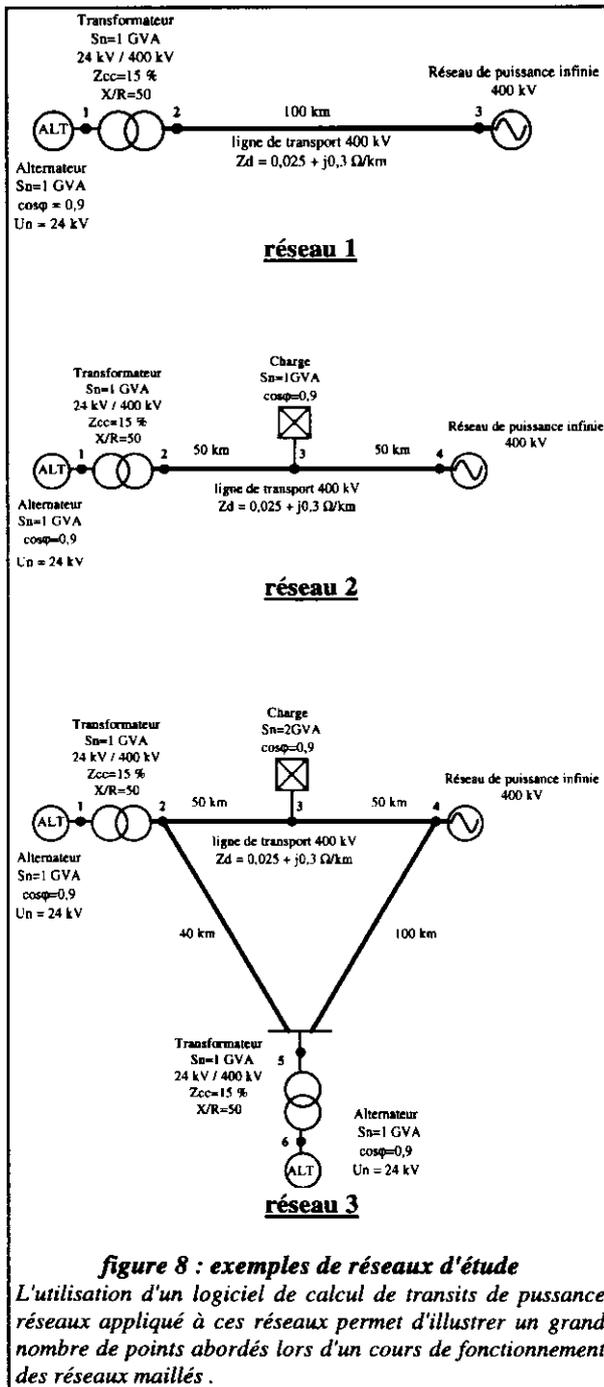


figure 8 : exemples de réseaux d'étude

L'utilisation d'un logiciel de calcul de transits de puissance réseaux appliqué à ces réseaux permet d'illustrer un grand nombre de points abordés lors d'un cours de fonctionnement des réseaux maillés.

L'utilisation d'un logiciel de calculs de transits doit être l'occasion de rendre plus concrets des concepts qu'il est parfois difficile d'illustrer par des études pratiques de laboratoire.

Conclusion

Le calcul de la répartition des puissances dans un réseau d'énergie maillé est un problème délicat qui fait appel à une double compétence : compréhension et modélisation des phénomènes électriques d'une part,

mise en œuvre de méthodes de calcul numérique d'autre part. Le calcul tel qu'il a été décrit précédemment ne permet que de connaître la valeur des tensions, courants et transits de puissance dans tout le réseau, en supposant connue la fourniture de puissance active de chacun des moyens de production. Ce calcul est très utile à l'exploitant car il lui permet de prédéterminer l'état de son réseau pour un plan de production donné. Il faut cependant noter que pour une demande fixée (en puissance active et réactive), il existe a priori une infinité de plans de production possibles. Un nouveau problème se présente : comment répartir de façon optimale la production sur les différentes centrales tout en continuant à satisfaire la demande ? Le critère permettant de définir le caractère optimal d'un plan de production ne peut plus être simplement technique : il est aussi économique. Ce nouveau problème fait appel à une autre gamme de méthodes numériques. Il ne s'agit plus seulement alors de résoudre un système non linéaire, mais d'optimiser une fonction de coût, sous contraintes à la fois techniques, économiques ou encore écologiques. C'est là l'objectif du calcul de répartition optimal. Il fournira à l'exploitant des indications précieuses pour conduire son réseau en minimisant le coût d'exploitation.

L'étude de tous ces aspects liés au calcul de répartition présente un intérêt pédagogique double : elle met en exergue la nécessaire pluridisciplinarité qui s'impose de plus en plus aux techniciens et ingénieurs spécialisés dans les réseaux électriques, en mariant réseaux de transport et techniques numériques ; elle permet aussi d'illustrer à travers des applications de nombreux aspects du fonctionnement des réseaux, conduisant ainsi à la synthèse d'un cours sur ce sujet.

La stabilité "naturelle" du système {groupe tournant + ligne d'évacuation} constitue une première partie. Puis les propriétés de certains réglages simples sont abordées sur la base d'un modèle linéarisé.

Définition de la stabilité du système:

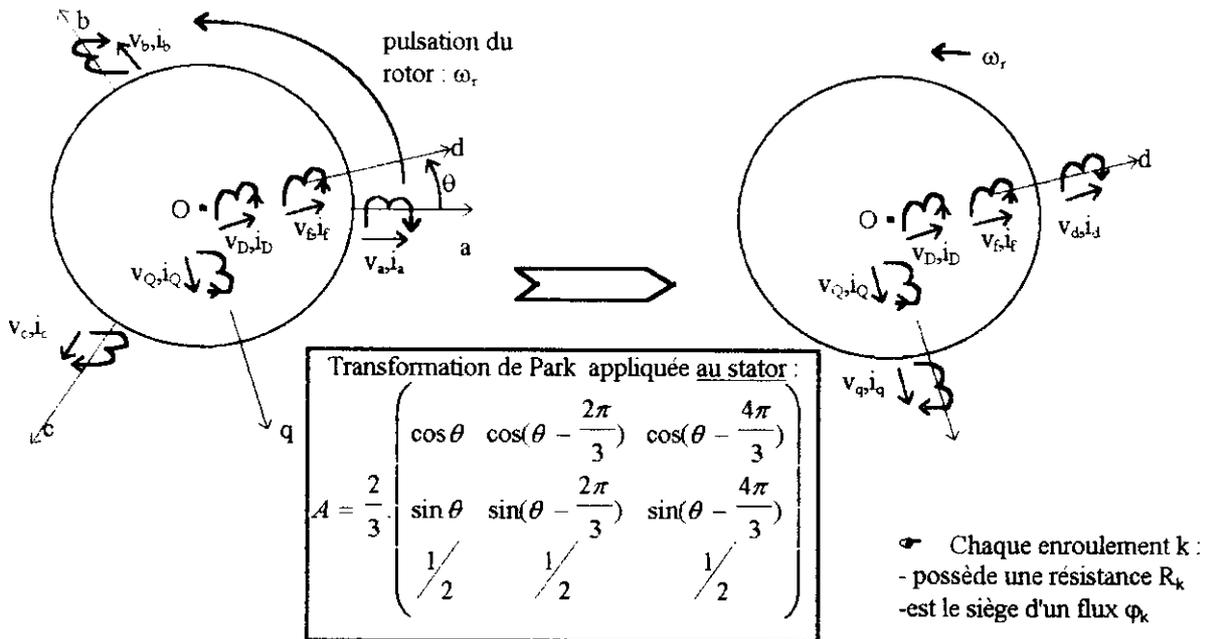
L'état du système est constitué d'un ensemble de grandeurs électriques et magnétiques (tensions, flux et courants) relatives aux différents enroulements et des grandeurs cinématiques (vitesse et position angulaire du rotor). Les entrées influençantes sont : la tension (ou le courant) d'inducteur et le couple (ou la puissance) mécanique fourni par l'organe d'entraînement (généralement une turbine).

L'état X_{eq} est un état d'équilibre asymptotiquement stable pour l'entrée U_{eq} si, pour une entrée $U(t)$ constante et égale à U_{eq} , l'état $X(t)$ converge vers X_{eq} quand t tend vers l'infini.

Le régime établi synchrone est caractérisé par une évolution périodique des grandeurs statoriques: c'est donc la *stabilité orbitaire* que nous devrions étudier. Toutefois, le changement de l'espace des états obtenu par application d'une transformation de Park selon un angle adéquat permet de décrire les régimes établis synchrones par des *états constants (états d'équilibre)* ; la stabilité asymptotique caractérise alors la stabilité du régime synchrone. (Nous exclurons l'étude de la stabilité des marches permanentes en asynchrone).

Modèle et changement d'espace des états:

Le modèle retenu est composé classiquement des trois enroulements statoriques a, b et c, de l'enroulement inducteur d'axe d et de deux enroulements en quadrature représentant les circuits amortisseurs (en court-circuit). Le changement d'espace d'état consiste à appliquer au stator une transformation triphasé => diphasé obtenue par transformation de Park avec composante homopolaire nulle:



a, b, c : axes des 3 phases statoriques et indices
 d : axe longitudinal de l'inducteur et indice de l'enroulement direct du stator dans le nouveau repère
 q : axe transversal de l'inducteur et indice de l'enroulement transverse du stator dans le nouveau repère
 f : indice pour l'inducteur ; D, Q : indices pour l'amortisseur

figure 1 : passage au système diphasé

Equations électriques (en convention récepteur au rotor, générateur au stator) :

dans le repère d'origine a,b,c:

Equations pour le stator:

$$I.1 \ v_a = -R_a \cdot i_a - \frac{d\phi_a}{dt} \ ; \ I.2 \ v_b = -R_a \cdot i_b - \frac{d\phi_b}{dt} \ ; \ I.3 \ v_c = -R_a \cdot i_c - \frac{d\phi_c}{dt}$$

$$1.4 \quad v_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\phi_f}{dt}$$

Equations pour le rotor:

$$1.5 \quad v_D = R_D \cdot i_D + \frac{d\phi_D}{dt} = 0 ; 1.6 \quad v_Q = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} = 0$$

dans le repère d,q :

(les équations 1.4 à 1.6 relatives à l'inducteur et aux amortisseurs ne sont pas modifiées.)

$$1.7 \quad v_d = -R_a \cdot i_d - \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \phi_q$$

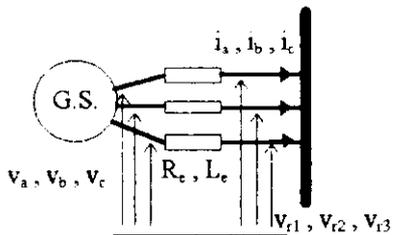
$$1.8 \quad v_q = -R_a \cdot i_q - \frac{d\phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \phi_d$$

La construction de la matrice des inductances et son expression dans le repère d,q ne seront pas détaillées, on en trouvera le détail dans [Barret] ou [Caron Hautier]. Notons seulement que la matrice des couplages entre courants et flux est à présent constante quel que soit l'angle θ selon lequel on applique la transformation de Park.

On obtient facilement l'équation du couple électro-magnétique résistant [Barret] :

$$1.9 \quad C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p_1 \cdot (\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) ; \quad p_1 : \text{nombre de paires de pôles}$$

Relions la machine par une *liaison d'évacuation* - comprenant un transformateur et une ligne - de résistance R_e et d'inductance L_e par phase, à un réseau puissant dont les tensions sont définies comme suit :



$$v_{r1} = V_r \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha_0)$$

$$v_{r2} = V_r \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \alpha_0 - \frac{2\pi}{3}\right) ; \quad V_r, \omega \text{ et } \alpha_0 \text{ constants}$$

$$v_{r3} = V_r \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \alpha_0 - \frac{4\pi}{3}\right)$$

figure 2 : liaison d'évacuation

Nous pouvons appliquer la transformation de Park selon un angle θ à ces trois tensions, il vient :

$$1.10 \quad v_{rd} = V_r \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha_0 - \theta)$$

$$1.11 \quad v_{rq} = -V_r \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha_0 - \theta)$$

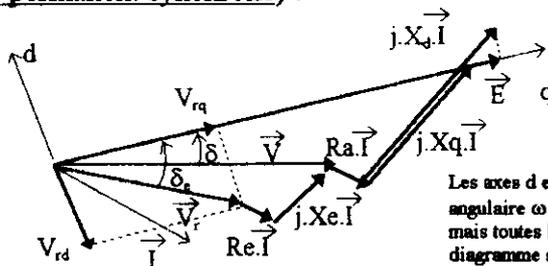
En vue d'obtenir le changement d'espace d'état recherché, il suffit de choisir l'angle θ de manière à avoir : $d\theta / dt = \omega_r$.

Posons enfin : $1.12 \quad \delta_e = \theta - \omega \cdot t - \alpha_0 - \pi / 2$

On appelle δ_e "angle de charge total" de l'ensemble machine + liaison d'évacuation. Cet angle est un paramètre important pour l'étude de la stabilité : considérons le *diagramme vectoriel* de la machine connectée au réseau (régime permanent synchrone) :

E : f.e.m. à vide
V : tension aux bornes de la machine
 V_r : tension réseau

δ_e : angle de charge machine + liaison
 δ : angle de charge machine seule
 $\delta_e - \delta$: "angle de transport"



Les axes d et q tournent à la vitesse angulaire $\omega = \omega_r$ (synchronisme), mais toutes les grandeurs du diagramme sont constantes dans le repère d,q.

figure 3 : diagramme vectoriel de l'ensemble machine + liaison d'évacuation

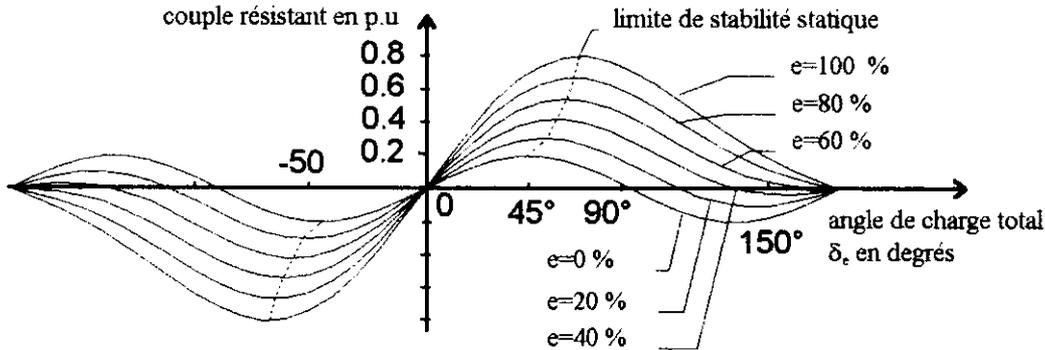
Couple et puissance, stabilité naturelle:

En régime synchrone, le couple électromagnétique C_{em} résistant, positif en régime générateur avec $\delta_e > 0$ est alors donné par:

$$1.13 \quad C_{em} = \frac{p}{\omega} \left(\frac{3 \cdot E \cdot V_r}{X_{de}} \cdot \sin \delta_e + \frac{3 \cdot V_r^2}{2} \left(\frac{1}{X_{qe}} - \frac{1}{X_{de}} \right) \sin 2\delta_e \right),$$

$X_{de} = X_d + X_e$; $X_{qe} = X_q + X_e$, X_d et X_q réactances synchrones longitudinales et transversales , X_e réactance de la ligne (à la pulsation ω). E et V_r sont les valeurs efficaces de la f.e.m. à vide et de la tension réseau respectivement.

La caractéristique $C_{em} = f(\delta_e)$ est représentée ci-dessous en valeurs réduites ¹ :



Caractéristique de couple. Valeurs réduites des paramètres : $x_d=1,4$; $x_q=0,9$; $v_r=100\%$

figure 4 : caractéristique de couple

Cette caractéristique définit les points de fonctionnement admissibles en régime permanent, pour lesquels une perturbation sur l'angle δ_e modifie C_{em} dans le sens d'un *rappel* vers l'équilibre, soit:

$$\frac{dC_{em}}{d\delta_e} > 0$$

Cette caractéristique et la stabilité ainsi définie sont qualifiées de "*statiques*" en ce qu'elles s'appuient sur les propriétés du régime établi synchrone, caractérisé par des variations de flux nulles (ou très lentes) dans l'amortisseur et l'inducteur. La courbe ci-dessus nous enseigne aussi que :

- pour une commande d'inducteur donnée (f.e.m. à vide e fixée), le couple de la turbine présente en valeur absolue un maximum admissible au delà duquel tout équilibre est impossible : la stabilité est *locale*, avec une périodicité $2 \cdot \pi$ électriques.

- la puissance maximale exportable à travers la liaison d'évacuation diminue quand x_e augmente ou quand V_r diminue, ce qui implique que certains centres de production peuvent avoir des difficultés à exporter leur puissance nominale sur des lignes longues (grand x_e) ou quand le "plan de tension" du réseau est faible² - V_r petit -. Le domaine de stabilité statique est donc l'ensemble des régimes permettant au groupe de production d'exporter de la puissance.

Notons enfin que les valeurs propres du système différentiel linéaire I.4 à I.8 (couplé par la matrice des inductances) ne sont pas nécessairement à partie réelle négative, en particulier quand x_e augmente: l'état électromagnétique de la machine est alors instable et le fonctionnement est impossible.

(Il est possible de mettre en évidence une zone de stabilité *dynamique* plus large que la précédente due aux propriétés synchronisantes des courants induits dans les amortisseurs lors des variations rapides de l'état. La stabilité dynamique ne sera pas étudiée ici, car elle offre peu d'intérêt dans la recherche de points de fonctionnement établis pour la production d'énergie.)

Etude du transfert inducteur => stator:

L'approche retenue ici consiste à travailler sur une *fonction de transfert* liant la tension de l'inducteur (commande) à la tension du stator (sortie) dans le repère d, q : nous commencerons donc par linéariser les équations I.4 à I.11 autour d'un point de fonctionnement.

¹ : l'usage des valeurs réduites (système "*per unit*" p.u.) permet des comparaisons entre des machines de tailles différentes. L'élaboration des équations et des grandeurs en p.u. peut être trouvée dans [Barret].

² : sur ce point, on pourra consulter la "Revue Générale de l'Electricité" n° spécial juillet 1980 pages 3 à 21 (C.Barbier et J.P.Barret) .

Afin de simplifier le plus possible, on considèrera que ω_r est peu différent de ω (quasi-synchronisme).

Introduisant la variable de Laplace s , nous pouvons alors utiliser les réactances opérationnelles $X_d(s)$ et $X_q(s)$ (respectivement selon l'axe direct et l'axe en quadrature), définies par:

$$\text{II.1} \quad X_d(s) = X_d \cdot \frac{(1 + T'_d \cdot s) \cdot (1 + T''_d \cdot s)}{(1 + T'_{do} \cdot s) \cdot (1 + T''_{do} \cdot s)}$$

$$\text{II.2} \quad X_q(s) = X_q \cdot \frac{(1 + T''_q \cdot s)}{(1 + T''_{qo} \cdot s)}$$

où X_d et X_q sont les réactances synchrones longitudinale et transversale et :

T'_d : constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit

T'_{do} : constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert

T''_d : constante de temps sub-transitoire longitudinale en court-circuit

T''_{do} : constante de temps sub-transitoire longitudinale à circuit ouvert

T''_q : constante de temps sub-transitoire transversale en court-circuit

T''_{qo} : constante de temps sub-transitoire transversale à circuit ouvert

Nous avons besoin de définir aussi une fonction d'excitation $G(s)$ traduisant l'action de la tension aux bornes de l'inducteur sur la f.e.m. de rotation ; les équations décrivant le couplage entre flux statoriques et courants prennent alors la forme opérationnelle suivante:

$$\text{II.3} \quad \omega \cdot \varphi_d = X_d(s) \cdot i_d + G(s) \cdot v_f$$

$$\text{II.4} \quad \omega \cdot \varphi_q = X_q(s) \cdot i_q$$

$$\text{avec: } G(s) = \frac{X_{af}}{R_f} \cdot \frac{1 + T_D \cdot s}{(1 + T'_{do} \cdot s) \cdot (1 + T''_{do} \cdot s)}$$

$X_{af} = \omega \cdot L_{af}$, L_{af} mutuelle inductance entre l'inducteur et l'enroulement statorique sur l'axe d.

(Pour plus de précision sur la définition et la signification de ces grandeurs, on pourra consulter [Barret],[Chatelain].)

Une simplification supplémentaire est obtenue dans I.7 et I.8 en supposant que les forces électromotrices de transformation (en $d\varphi_d / dt$ et $d\varphi_q / dt$) sont petites devant les forces électromotrices de rotation (en $\omega \cdot \varphi_d$ et $\omega \cdot \varphi_q$) :

$$\text{II.5} \quad v_d = -\omega \cdot \varphi_q - R_a \cdot i_d$$

$$\text{II.6} \quad v_q = \omega \cdot \varphi_d - R_a \cdot i_q$$

Les équations de la liaison d'évacuation vers le réseau sont pour leur part :

$$\text{II.7} \quad -V_r \cdot \sin \delta_e = v_d - X_e \cdot i_q - R_e \cdot i_d$$

$$\text{II.8} \quad V_r \cdot \cos \delta_e = v_q + X_e \cdot i_d - R_e \cdot i_q$$

L'équation I.9 du couple résistant C_{em} étant inchangée, et I.12 permet d'écrire:

$$\text{II.9} \quad \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{d^2 \delta_e}{dt^2}$$

Enfin le principe fondamental de la dynamique s'exprime par:

$$\text{II.10} \quad C_m - C_{em} = J \cdot \frac{d^2 \delta_e}{dt^2}$$

C_m est le couple fourni par la turbine et J le moment d'inertie des masses tournantes ramené à l'arbre. Le point de fonctionnement, de coordonnées δ_{eo} , v_{do} , v_{qo} , i_{do} , i_{qo} , φ_{do} , φ_{qo} et C_{emo} , est défini par les relations suivantes - qui ne contiennent aucun terme variable - :

$$\begin{aligned}
\text{II.11} \quad & -V_r \cdot \sin \delta_{eo} = v_{do} - X_e \cdot i_{qo} - R_e \cdot i_{do} \\
\text{II.12} \quad & V_r \cdot \cos \delta_{eo} = v_{qo} + X_e \cdot i_{do} - R_e \cdot i_{qo} \\
\text{II.13} \quad & v_{do} = -\omega \cdot \varphi_{qo} - R_a \cdot i_{do} \\
\text{II.14} \quad & v_{qo} = \omega \cdot \varphi_{do} - R_a \cdot i_{qo} \\
\text{II.15} \quad & \omega \cdot \varphi_{do} = X_d \cdot i_{do} + G(0) \cdot v_{fo} \\
\text{II.16} \quad & \omega \cdot \varphi_{qo} = X_q \cdot i_{qo} \\
\text{II.17} \quad & C_{emo} = \frac{3 \cdot p_1}{2} \cdot (\varphi_{do} \cdot i_{qo} - \varphi_{qo} \cdot i_{do})
\end{aligned}$$

Les grandeurs $\delta_e, v_d, v_q, i_d, i_q, \varphi_d, \varphi_q$ et C_{em} sont alors caractérisées par leurs variations $\Delta\delta_e, \Delta v_d, \Delta v_q, \Delta i_d, \Delta i_q, \Delta\varphi_d, \Delta\varphi_q, \Delta C_{em}$ autour du point de fonctionnement $\delta_{eo}, v_{do}, v_{qo}, i_{do}, i_{qo}, \varphi_{do}, \varphi_{qo}$ et C_{emo} selon les relations $\delta_e = \delta_{eo} + \Delta\delta_e$, etc. Le calcul des variations fournit :

$$\begin{aligned}
\text{II.18} \quad & -V_r \cdot \cos \delta_{eo} \cdot \Delta\delta_e = \Delta v_d - X_e \cdot \Delta i_q - R_e \cdot \Delta i_d \\
\text{II.19} \quad & -V_r \cdot \sin \delta_{eo} \cdot \Delta\delta_e = \Delta v_q + X_e \cdot \Delta i_d - R_e \cdot \Delta i_q \\
\text{II.20} \quad & \Delta v_d = -\omega \cdot \Delta\varphi_q - R_a \cdot \Delta i_d \\
\text{II.21} \quad & \Delta v_q = +\omega \cdot \Delta\varphi_d - R_a \cdot \Delta i_q \\
\text{II.22} \quad & \omega \cdot \Delta\varphi_d = X_d(s) \cdot \Delta i_d + G(s) \cdot \Delta v_f \\
\text{II.23} \quad & \omega \cdot \Delta\varphi_q = X_q(s) \cdot \Delta i_q \\
\text{II.24} \quad & \Delta C_{em} = \frac{3 \cdot p_1}{2} \cdot (\varphi_{do} \cdot \Delta i_q - i_{qo} \cdot \Delta\varphi_d - \varphi_{qo} \cdot \Delta i_d + i_{do} \cdot \Delta\varphi_q)
\end{aligned}$$

L'équation II.10 devient après application de la transformation de Laplace :

$$\text{II.25} \quad \Delta C_m - \Delta C_{em} = J \cdot s^2 \cdot \Delta\delta_e$$

La tension statorique a été retenue comme grandeur de sortie pour des raisons techniques :

la tenue du plan de tension du réseau est subordonnée à la tenue des tensions sur les groupes.

Cette tension est une tension efficace, ou ce qui revient au même (à un facteur près) une tension crête, soit :

$$\text{II.26} \quad v^2 = v_d^2 + v_q^2$$

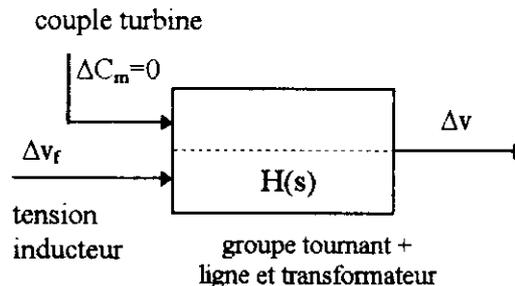
ce qui conduit à :

$$\text{II.27} \quad v_o^2 = v_{do}^2 + v_{qo}^2$$

puis en se limitant au premier ordre :

$$\text{II.28} \quad v_o \cdot \Delta v = v_{do} \cdot \Delta v_d + v_{qo} \cdot \Delta v_q$$

Nous sommes en présence d'un système différentiel linéaire de 9 équations (II.18 à II.25 ; II.28) reliant 11 grandeurs (en Δ) : la solution possède deux degrés de liberté. Fixons le couple turbine C_m à une valeur constante ; alors $\Delta C_m = 0$ et l'on peut obtenir $H(s) = \frac{v(s)}{v_f(s)}$ par élimination des autres grandeurs. Le système est ainsi ramené au schéma de principe suivant :

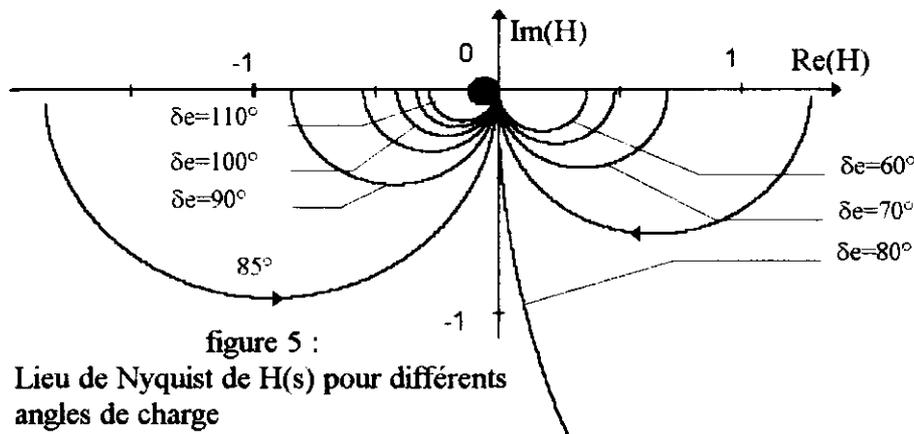


La résolution du système d'équations serait fastidieuse sans l'appoint d'un outil de calcul symbolique ; on trouvera en annexe les principales étapes de l'élaboration de $H(s)$. Cette fonction possède trois pôles et deux zéros, listés dans le tableau ci-dessous pour quelques valeurs de l'angle de charge total δ_e ; les conditions de fonctionnement étaient les suivantes (en valeurs réduites) :

tension réseau : $V_r=100\%$; f.e.m. à vide : $e=100\%$;
 $X_d=140\%$; $X_q=90\%$; $X_e=20\%$; R_a et R_e négligeables
 $T'd=1,5\text{ s}$; $T'do=5\text{ s}$; $T''d, T''do, T''q, T''qo$ négligeables.

angle	pôles			zéros	
60°	-0.13	-0.1822 + 4.14 i	-0.1822 - 4.14 i	4.40 i	- 4.40 i
70°	-0.0698	-0.2151 + 4.14 i	-0.2151 - 4.14 i	4.90 i	- 4.90 i
80°	-0.0058	-0.2471 + 4.05 i	-0.2471 - 4.055 i	5.83 i	-5.83 i
90°	0.0624	-0.2812 + 3.86 i	-0.2812 - 3.86 i	8.09 i	- 8.09 i
100°	0.15	-0.3229 + 3.55 i	-0.3229 - 3.55 i	38.38	-38.38
110°	0.27	-0.3845 + 3.11 i	-0.3845 - 3.10 i	7.44	-7.44

Les lieux de transfert correspondants sont dessinés figure 5 :



Amélioration de la stabilité par correcteur en cascade:

Le tableau indique une instabilité du transfert $v_f \Rightarrow v$ au delà d'un certain angle de charge, qui correspond justement à la limite de stabilité statique indiquée¹ sur la figure 4. Cette instabilité est marquée par un seul pôle instable, ce qui signifie que le lieu de transfert de la boucle ouverte munie d'un correcteur en cascade stable devra entourer le point critique (dans le sens direct) :

0 fois pour les angles de charge "stables" dont le lieu de Nyquist part de l'axe réel positif et pour lesquels la stabilité est inconditionnelle, le correcteur améliorant seulement les performances.

1 fois exactement pour les angles de charge "instables" (départ sur l'axe réel négatif) pour lesquels un correcteur stabilisant est indispensable.

On notera de surcroit l'apparition d'un zéro instable pour des angles importants, ce qui complique l'élaboration d'un correcteur conférant de bonnes performances.

Observons un peu plus en détail l'allure d'un des lieux de transfert très instables en boucle ouverte:

¹ : Ceci peut être montré par un calcul symbolique en recherchant l'expression des pôles en fonction des conditions d'exploitation.

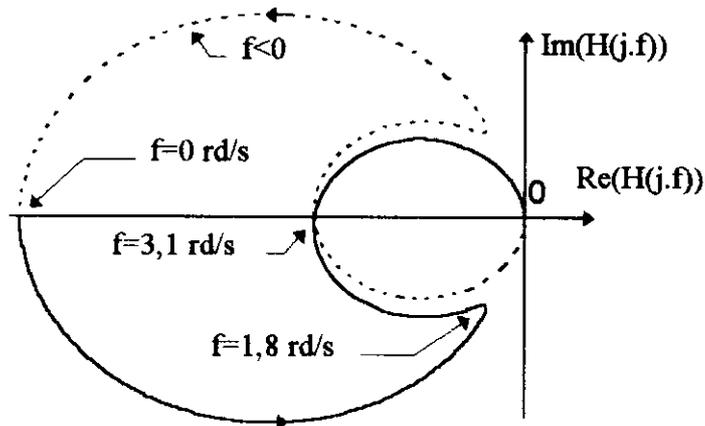


figure 6 : Lieu de Nyquist pour $\delta_e = 110^\circ$

Le critère de Nyquist sera satisfait pour un coefficient de correction proportionnelle compris entre deux valeurs, et on ne dispose pas d'une liberté importante en ce qui concerne les marges de gain et de phase: la précision est nécessairement bornée pour la correction proportionnelle, qui se révèle insuffisante. La zone de stabilité est pourtant augmentée, puisque le fonctionnement était instable en boucle ouverte.

L'introduction d'un régulateur de tension PID permet d'accroître la précision et les marges : pour étudier ce point, observons le lieu de Black avec PID :

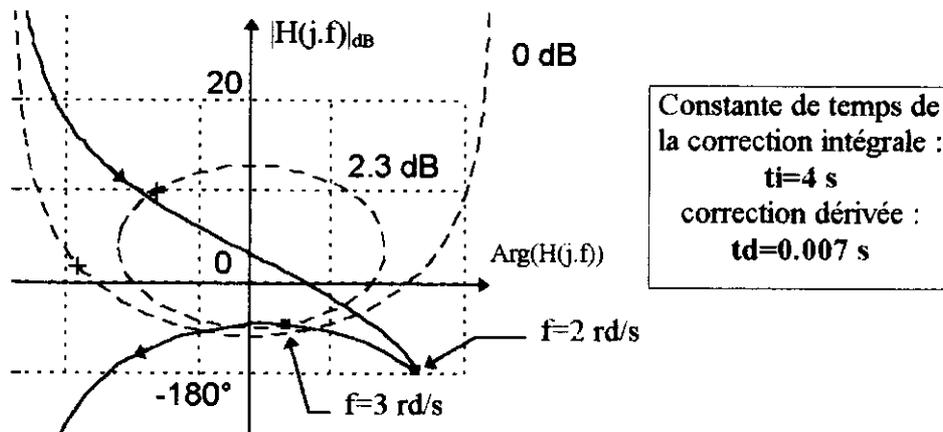


figure 7 : lieu de Black avec correcteur PID en cascade pour $\delta_e = 90^\circ$

Ce diagramme montre des performances médiocres, ce qui a pour conséquence de limiter l'usage des régulateurs PID au cas des alternateurs débitant sur des lignes courtes, d'autant plus que le réglage est compliqué par la constante de temps de l'ensemble inducteur + exciteur (plusieurs secondes).

Les réponses suivantes à des échelons de tension d'inducteur illustrent le manque de précision du correcteur proportionnel et le manque de rapidité du correcteur PID pour les angles importants.

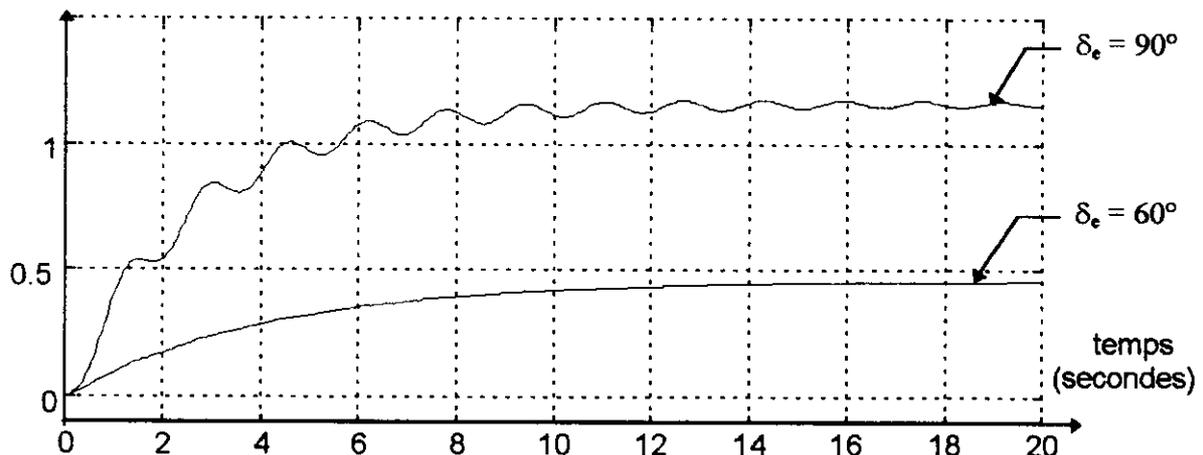


Figure 8 : réponses indicelles en correction proportionnelle (même réglage)

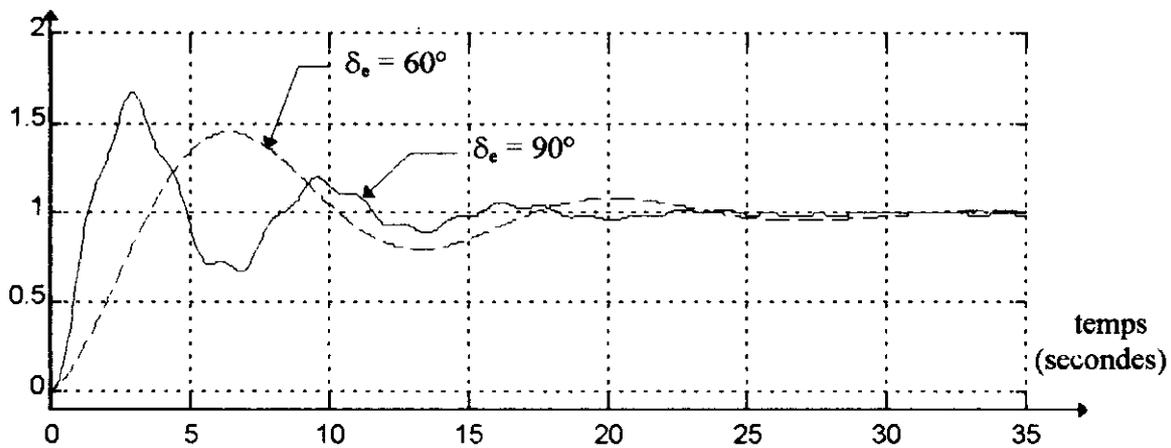


Figure 9 : réponses indicielles avec correcteur PID (mêmes réglages)

Ces résultats justifient les efforts menés dans les années 1970 pour augmenter le domaine de "bonne" stabilité - i.e. avec des marges de gain et de phase suffisantes, une rapidité élevée, etc... - , en particulier pour δ_e élevé, qui correspond à un fonctionnement en absorption de réactif. Ces efforts ont conduit à introduire des régulateurs plus riches exploitant des mesures d'angle interne et de puissances : régulateurs à 3 et 4 boucles. L'étude de ces asservissements nécessite une prise en compte explicite de la nature multivariable du système.

Bibliographie:

- [Barret] : P.Barret Régimes transitoires des machines tournantes électriques
Ed° EYROLLES 1987
[Chatelain] : J.Chatelain Machines électriques
Ed° DUNOD 1983
[Caron Hautier] : J.P.Caron et J.P.Hautier Modélisation et commande de la machine
synchrone Journées 3EI 1995

Annexe : calcul symbolique de la fonction de transfert H(s)

Un noyau de calcul symbolique Maple est utilisé , dans l'environnement Matlab.

Les équations II.18 à II.25 et II.28 sont introduites sous forme de chaînes de caractères comportant toutes les variables et paramètres sous forme littérale, par exemple (les notations sont évidentes) :

$$E1 = '-vr * \cos(\delta_{e0}) * Dde = Dvd - xe * Diq - re * Did'$$
 pour l'équation II.18

$$E2 = '-vr * \sin(\delta_{e0}) * Dde = Dvq + xe * Did - re * Diq'$$
 (II.19)

$$E3 = 'Dvd = -\omega * Dpsiq - ra * Did'$$
 (II.20)

$$E4 = 'Dvq = \omega * Dpsid - ra * Diq'$$
 (II.21)

etc...

L'expression du régime initial (état d'équilibre) est écrite de la même manière (équations II.11 à II.17). Puis les variables à éliminer sont isolées et substituées une à une, par exemple:

[Did, Diq] = solve(E3, E4, 'Did', 'Diq') : résolution du système II.20 II.21 par rapport aux courants.

E1 = subs(E1, Did, 'Did') , E1 = subs(E1, Diq, 'Diq') : substitution des résultats dans II.18.

Le résultat est une équation littérale reliant Dv à Dvf ; la dernière étape consiste alors à effectuer la division symbolique de Dv par Dvf puis à séparer le résultat en numérateur et dénominateur.

On exploite ensuite les expressions obtenues en substituant aux paramètres constructifs littéraux de la machine leurs valeurs numériques et en calculant les coefficients des polynômes en fonction du paramètre δ_e . Une fonction de transfert numérique est alors obtenue pour chaque valeur de δ_e .

La fonction de transfert entièrement littérale comporte, malgré des simplifications, plusieurs centaines de caractères : l'introduction des valeurs numériques allège progressivement cette expression. S'il est possible de traiter les équations symboliquement sans faire usage des simplifications annoncées, le traitement est alors beaucoup plus lourd, pour une modification mineure des résultats dans la gamme de fréquences intéressante (quelques Hertz au plus).

LES APPELS DE COURANT DANS LES TRANSFORMATEURS

Jean-Luc KOTNY, Daniel ROGER , Jean-Paul SWAN
Université d'ARTOIS
Pôle Universitaire de Béthune
Laboratoire " Systèmes Electrotechniques et Environnement "
LSEE, Faculté des Sciences Appliquées, Technoparc Futura
62400 BETHUNE.

1. INTRODUCTION.

Lors de la mise sous pleine tension d'un transformateur, il existe un régime transitoire qui provoque des pointes de courant très importantes. Ces surintensités sont brèves mais peuvent atteindre dix fois le courant nominal et provoquer, outre des chutes de tensions locales, le déclenchement intempestif des protections, lorsqu'elles sont calculées pour des courants proches des courants nominaux.

On remédie le plus souvent à ce problème en surdimensionnant les protections de telle sorte que la pointe transitoire de courant à la mise sous tension n'excède pas leur seuil de déclenchement. Ces protections sont naturellement plus onéreuses et surtout moins efficaces.

Pendant les premières périodes qui suivent la mise sous tension, les courants primaires présentent non seulement de fortes dissymétries engendrant la saturation de certaines parties du circuit magnétique, mais également des amplitudes décroissantes. Ce phénomène est lié à la complexité de l'équilibre magnétique du matériau constituant l'armature du transformateur. L'énergie magnétique au sein du matériau est décrite par l'agencement d'une multitude de domaines (domaines de WEISS). Chaque domaine présente une orientation d'aimantation unique. En l'absence de sollicitation extérieure, l'ensemble des domaines s'oriente pour que l'énergie interne du matériau soit minimale. La mise sous tension du transformateur provoque l'apparition d'un champ magnétique qui modifie alors la géométrie des différents domaines de telle sorte que l'énergie stockée dans le matériau reste la plus faible possible. De part sa fréquence, la tension d'alimentation tend à imposer à l'ensemble des domaines des déformations périodiques, ce régime n'est obtenu qu'après les quelques périodes succédant à la mise sous tension du transformateur. Un temps de " mise en accord " de chaque domaine avec les voisins est nécessaire. Lorsque la majeure partie des domaines atteint un régime de déformation en accord avec la contrainte extérieure représentée par la tension d'alimentation, alors le régime transitoire est terminé. Ce régime transitoire dépend de paramètres électriques liés aux grandeurs de contraintes extérieures au circuit magnétique (la tension primaire et le courant secondaire) et au circuit magnétique lui même.

Nous proposons dans cet article quelques résultats expérimentaux permettant de fixer les idées concernant l'effet de quelques paramètres sur le régime transitoire. Ces paramètres sont :

- * le type de charge du transformateur
- * l'instant d'enclenchement du transformateur au cours d'une période du réseau d'alimentation
- * l'induction rémanente moyenne du circuit magnétique avant la mise sous tension.

L'étude des effets liés aux deux derniers paramètres nécessite de pouvoir contrôler de manière sûre et répétable la mise sous ou hors tension du transformateur. Le dispositif utilisé est brièvement décrit dans la partie 2. Le contrôle de l'arrêt ainsi que la nature du récepteur secondaire sont très importants car ils conditionnent fortement l'induction rémanente.

2. PRINCIPE DU CONTACTEUR ELECTRONIQUE.

Le contacteur électronique a pour rôle de connecter un récepteur électrique monophasé ou triphasé à un réseau de distribution d'énergie électrique. Il ne se substitue nullement au contacteur-disjoncteur ni au sectionneur classique, mais vient simplement les "shunter" lors des phases d'enclenchement et de déclenchement.

La connexion de chacune des phases du transformateur au réseau peut être établie à n'importe quel instant préalablement défini de la période de la tension primaire. La déconnexion se produit systématiquement lors du passage par zéro du courant primaire. Elle peut être définie à l'issue d'une alternance positive ou négative de façon à imposer le signe de l'induction rémanente. Les contraintes liées à la coupure du courant dans les interrupteurs sont donc simplement supprimées.

Les figures 1 et 2 représentent respectivement le contacteur dans un environnement monophasé et son cycle d'activation.

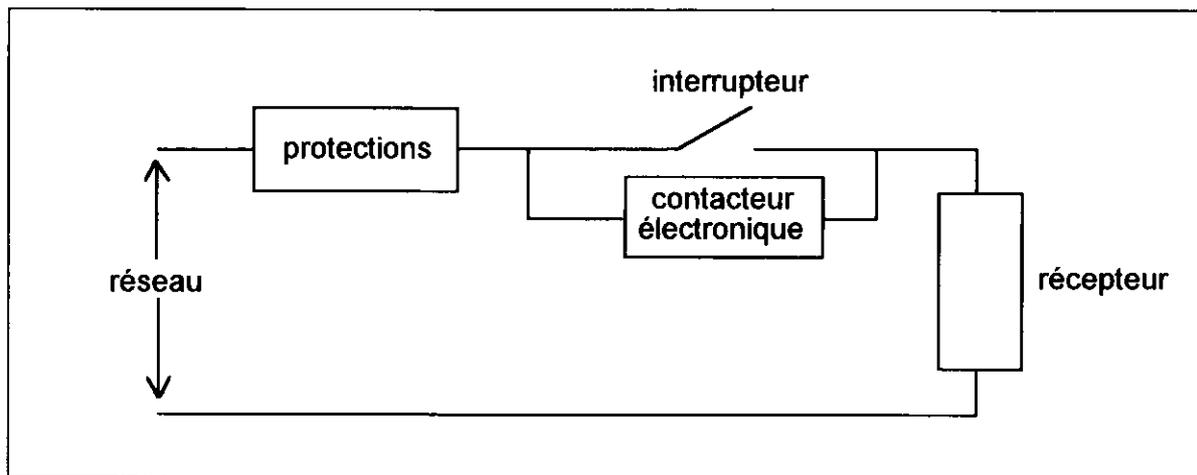


Figure 1 : Le contacteur électronique dans son environnement

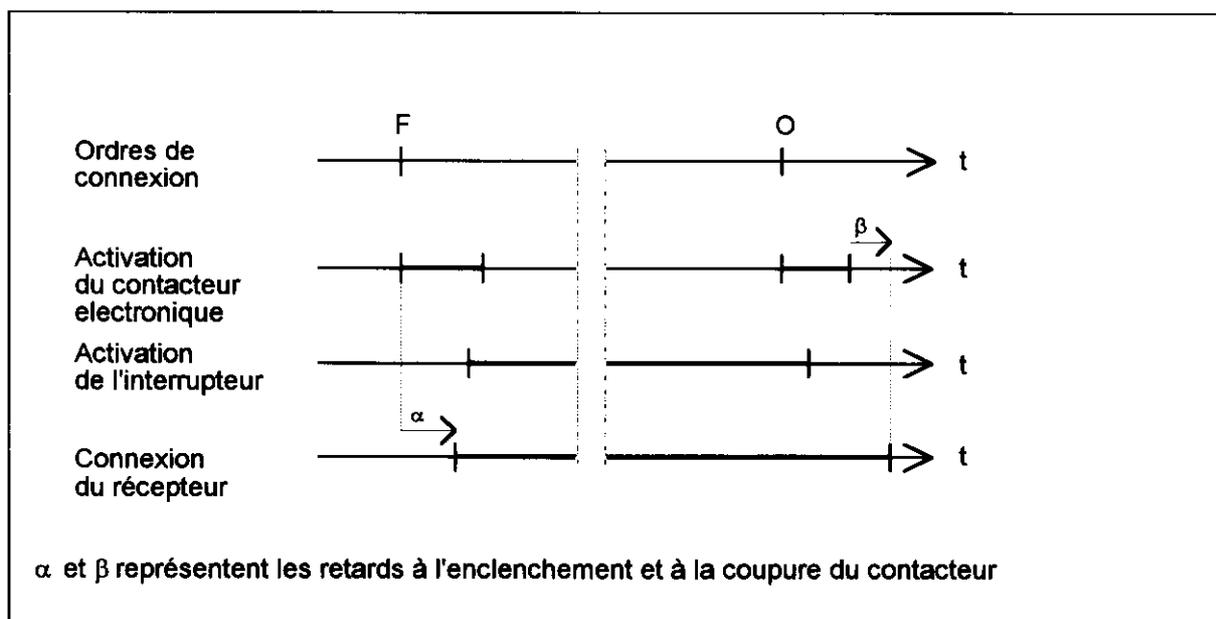


Figure 2 : Le cycle de connexion du récepteur

3. RESULTATS EXPERIMENTAUX.

Les mesures sont relatives à un transformateur monophasé dont les caractéristiques nominales sont les suivantes:

Tension	220V/ 220V
Courant primaire	1,7 A
Fréquence	50/60Hz
Puissance	400VA.

Nous avons relevé les formes d'ondes à la coupure ainsi que les appels de courant du transformateur à vide et en charge avec débit du courant nominal sur :

- charge résistive pure,
- charge inductive pure,
- charge capacitive pure.

Lors de chaque essai trois états magnétiques initiaux différents ont été obtenus.

- * soit en adoptant une procédure de désaimantation, (désaimanté), cf. fig. 10
- * soit en déclenchant le transformateur à l'issue d'une alternance positive du courant primaire (+), cf. fig 7
- * soit en déclenchant le transformateur à l'issue d'une alternance négative du courant primaire (-), cf. fig 8

L'instant de coupure n'est pas pris en compte lorsque le transformateur est préalablement désaimanté, l'induction rémanente est nulle. La prise en compte de l'instant de coupure est fondamentale lorsque le circuit n'est pas désaimanté. En effet selon le signe du courant précédent la coupure imposée, le sens de l'induction rémanente est modifié. Il s'ensuit des appels de courants très différents selon l'instant d'enclenchement. Nous n'étudierons ici que les enclenchements sur alternance de tension positive. Des résultats comparables ont été obtenus sur alternance négative. Le laps de temps qui s'écoule entre une coupure et une mise sous tension a peu d'effets sur la valeur de l'induction rémanente; ce délai n'est pas pris en compte.

3.1. Formes d'ondes.

3.1.1. Au déclenchement

Nous avons relevé la tension secondaire V_2 ainsi que les courants au primaire I_1 et au secondaire I_2 uniquement lors d'un arrêt sur alternance négative du courant primaire. En effet lors d'un arrêt sur alternance positive les formes d'ondes sont identiques mais changées de signe. Pour chaque essai réalisé nous avons relevé les formes d'ondes à la coupure pour les cas suivants :

- figure 3: sans récepteur secondaire
- figure 4: avec charge résistive pure au secondaire
- figure 5: avec charge inductive pure au secondaire
- figure 6: avec charge capacitive pure au secondaire.

On peut observer l'absence de discontinuité dans les formes d'ondes du courant, la coupure se faisant à $I_1 = 0$.

3.1.2. A l'enclenchement

L'enclenchement a été réalisé dans les diverses conditions décrites précédemment.

Les relevés montrent les tensions primaire V_1 et secondaire V_2 ainsi que le courant primaire I_1 . L'angle θ d'enclenchement est mesuré à partir du zéro de la tension primaire.

Les figures 7 à 10 représentent quelques allures des premières périodes suivant la fermeture du contacteur statique. Les figures 7 et 8 montrent que, lors du fonctionnement à vide et pour la même valeur de l'angle d'enclenchement $\theta=9^\circ$, l'amplitude de la première pointe de courant primaire dépend fortement du signe de l'induction rémanente: celle ci passe de 63A à 6,2A. Cet essai montre sans ambiguïté l'importance du contrôle du processus de mise hors tension du transformateur. La figure 9 montre que, pour une charge inductive, lorsque l'arrêt est réalisé sur une alternance positive du courant et pour un angle d'enclenchement $\theta=90^\circ$ le régime permanent du courant primaire est rapidement atteint avec une pointe minimale pour cette valeur de θ . La figure 10 représente un enclenchement à $\theta=37^\circ$ pour une charge secondaire capacitive, le circuit magnétique ayant été au préalable désaimanté. On peut remarquer les oscillations du courant primaire dues au circuit R,L,C ainsi que les répercussions de ces oscillations sur la tension secondaire.

3.2. Caractéristiques d'enclenchement optimal.

Nous résumons à la figure 11 les résultats de mesures présentant l'évolution du pic de courant maximal à la mise sous tension. Bien que les résultats obtenus après arrêt sur alternance positive et négative ne soient pas rigoureusement symétriques, ils montrent des tendances comparables de part et d'autre d'un axe vertical situé à $\theta=90^\circ$. On peut remarquer que pour une inductance pure, l'angle d'enclenchement optimum est de 90° quelle que soit l'induction rémanente. Pour une capacité pure, un angle d'enclenchement de 90° n'est plus optimal. L'angle d'enclenchement optimal expérimental relevé est alors de 40° ou de 140° suivant le signe de l'induction rémanente après déclenchement. Par contre pour un débit sur charge résistive, ou pour un fonctionnement à vide, l'angle optimum se situe dans une zone favorable plus importante entre 40° et 80° si l'arrêt s'est effectué sur une alternance négative du courant primaire. Par symétrie, l'angle favorable pour l'enclenchement est situé entre 100° et 140° si l'arrêt s'est effectué sur une alternance positive du courant primaire.

4. CONCLUSION

Nous tenons à rappeler que les valeurs numériques présentées ici ne sont représentatives que d'un transformateur. Les tendances des caractéristiques d'enclenchement sont par contre générales.

L'influence d'une induction rémanente peut être une contrainte bien plus préjudiciable qu'un angle d'enclenchement mal choisi lors d'une mise sous tension avec un circuit désaimanté. La connaissance du signe de l'induction rémanente est un atout extrêmement important pour le contrôle du transitoire à la mise sous tension.

Lorsque le signe de l'induction rémanente et l'angle d'enclenchement sont judicieusement choisis, les éléments semi-conducteurs du contacteur électronique

ne supportent que de très faibles surcharges; ils ne doivent donc pas être surdimensionnés. Il est cependant souhaitable de les court-circuiter par un interrupteur classique en régime permanent de manière à éliminer les pertes par conduction. Comme le contacteur électronique n'est utilisé que pendant quelques périodes lors de la mise sous tension et la coupure du transformateur, les contraintes thermiques subies par les semi-conducteurs de puissance sont relativement faibles; les radiateurs correspondants sont de taille réduite. Le dimensionnement de l'interrupteur mécanique peut être réduit dans des proportions importantes car tous les phénomènes nuisibles liés à l'arc électrique entre les contacts sont purement et simplement éliminés.

BIBLIOGRAPHIE

B.B. PALIT.(Ins. elektr. mash., eidg. tech. hochsch. Zürich, 8006- Zürich). Abschalten von leerlaufenden Transformatoren als ein lineares Netzwerkproblem. Le déclenchement des transformateurs à vide, un problème de réseau linéaire. Bull. Ass. Suisse Electriciens, Suisse, 1973, 64, n°8, 477-481, rés. fr.

A.S. ZASYPKIN. (Novocherkasskij politekh. int.). Induction rémanente dans les transformateurs de puissance à vide après le débranchement du réseau. Izvest. vyssh. uchebn. Zaved., Elektromekh.,S.S.S.R., 1977, n°2, 168-172.

H. J. DIGNEFFE. Inrush current reduction circuit for inductive loads. Electr. Rev., G.B., (1977), 201, n° 13, 22-23,.

M. MADRUZZA , E. TIRONI , F. PARIGI. Politec. Milano, ist. elettrec. industriale, ITA. Etude d'un modèle pour la simulation des courants d'enclenchement des inductances monophasées à noyau ferromagnétique. Elettrotecnica, ITA, 1979, 66, n° 11, 961-969.

M. JABLONSKI , A. CEGIELSKA, E. NAPIERALSKA JUSZCZAK. Mathematical model for transformer' inrush current simulation. International Symposium System Modelling Control. Poland, Zakopane 1990, vol 1, p 176-184.

E. NAPIERALSKA JUSZCZAK , M. PIETRUSZKA. Field distribution analysis for transformers inrush state. XII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Poznan, Poland, October 1991, p 305-310.

J. L. KOTNY , J. P. SWAN. Réduction des courants d'appel des transformateurs. Perturbations Réciproques des Convertisseurs et des Réseaux, Nantes, 26 janvier 1995, p 189-199.

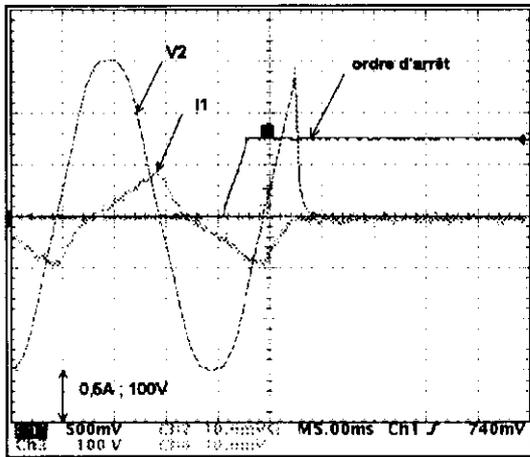


Figure 3 : Essai à vide

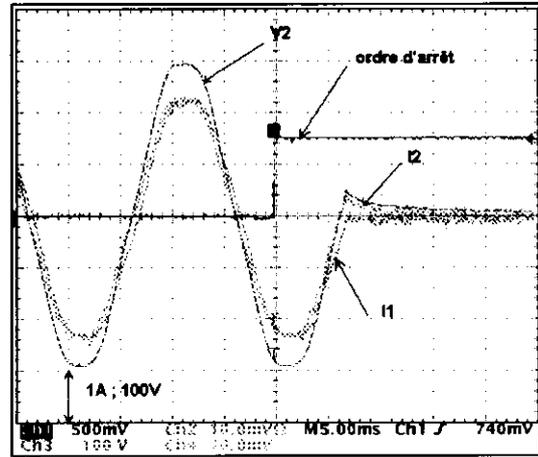


Figure 4: Charge R

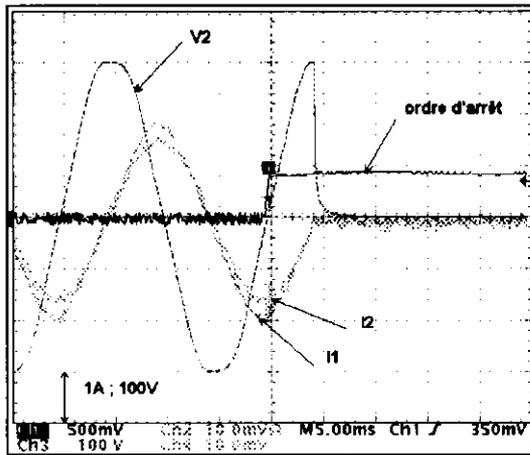


Figure 5: Charge L

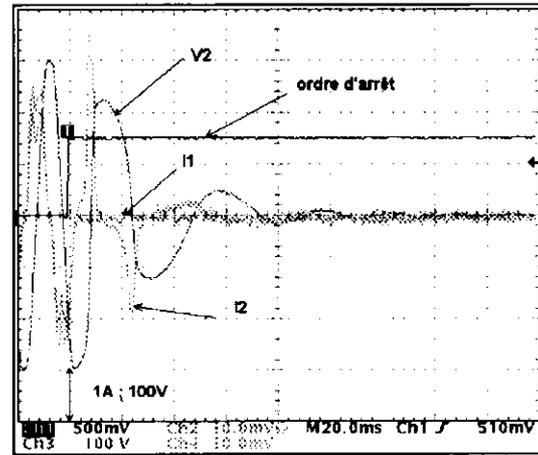


Figure 6: Charge C

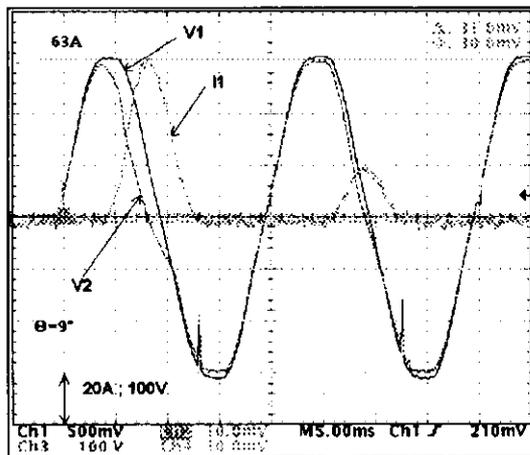


Figure 7: Essai à vide (+)

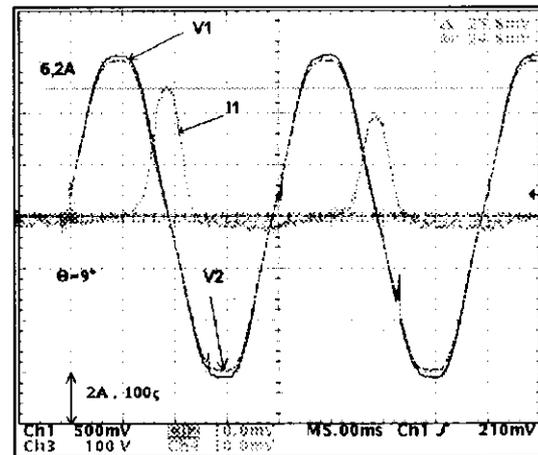


Figure 8: Essai à vide (-)

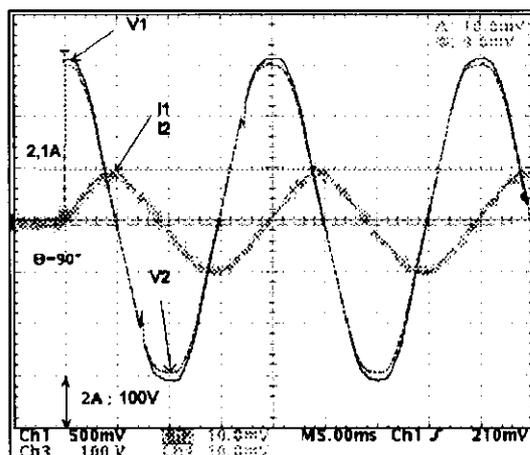


Figure 9: Charge L (+)

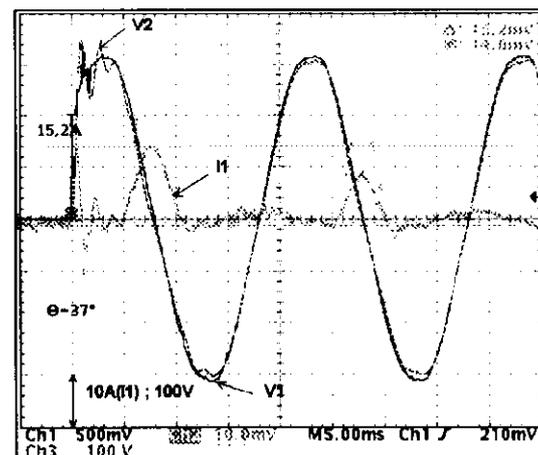
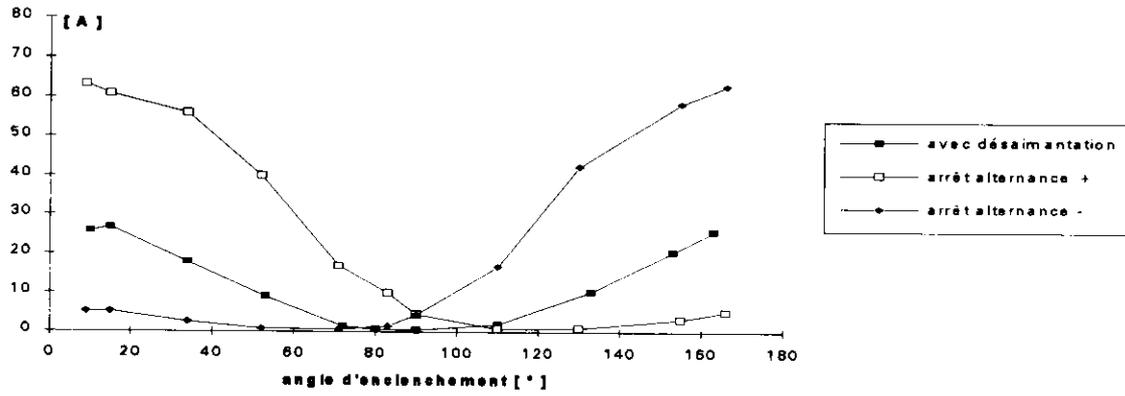
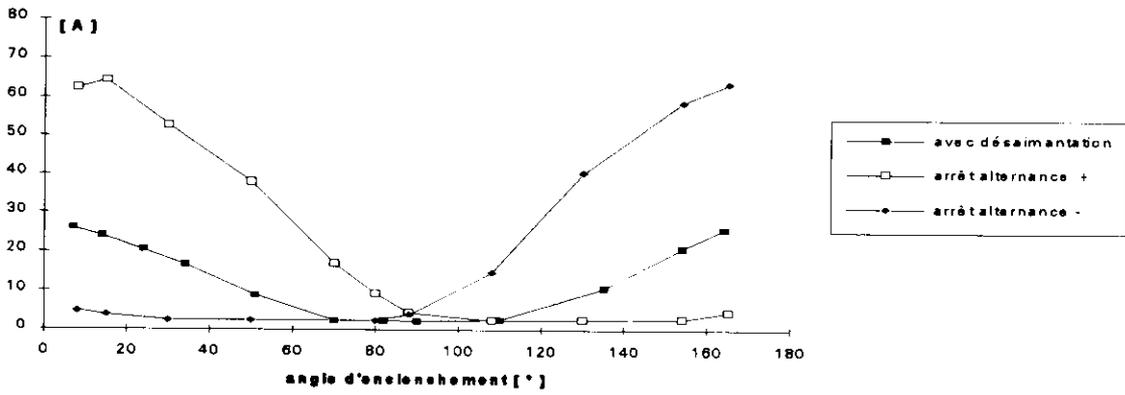


Figure 10: Charge C (désaimanté)

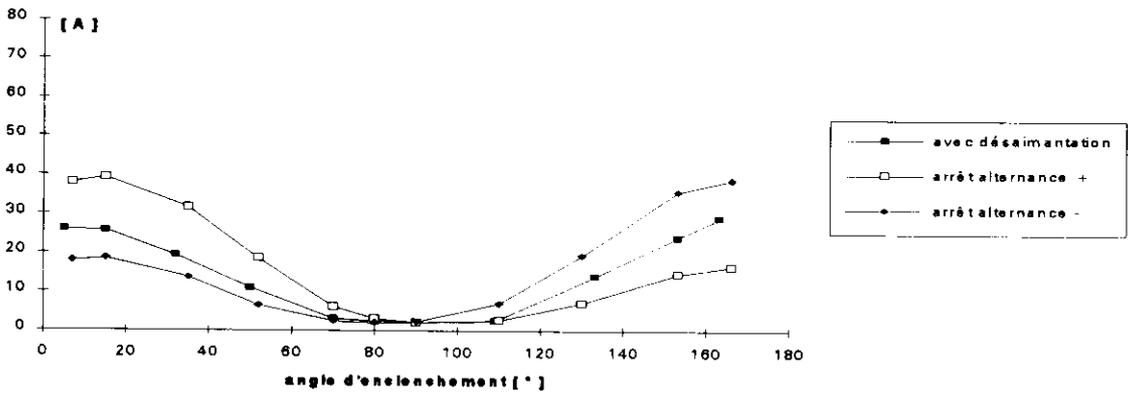
courant d'enclenchement maximal du transformateur à vide



courant d'enclenchement maximal du transformateur sur charge résistive



courant d'enclenchement maximal du transformateur sur charge inductive



courant d'enclenchement maximal du transformateur sur charge capacitive

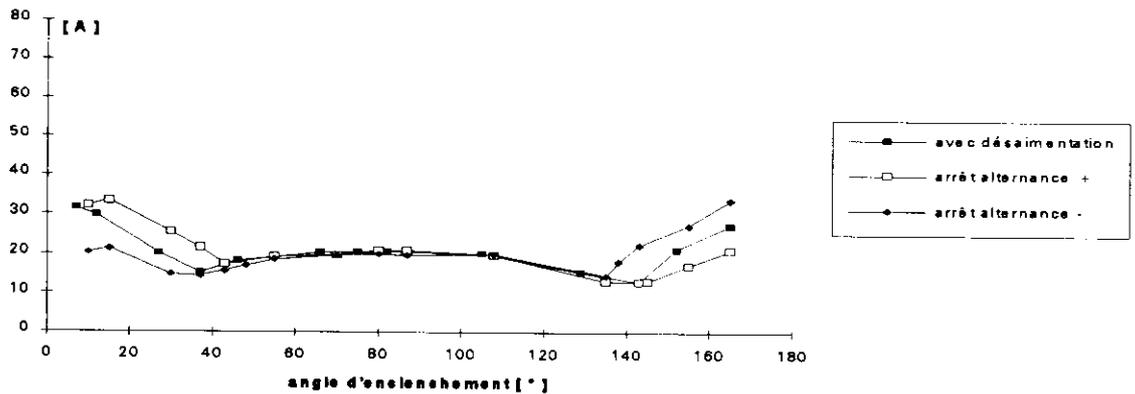


figure 11

SERVICE LECTEURS

Dans la perspective d'une motorisation électrique d'un karting, s'inscrivant dans le cadre de la formation au projet de BTS électrotechnique 1996/1997, je suis à la recherche d'un moteur à courant continu de caractéristiques :

tension d'alimentation : 24 à 60 V
puissance nominale : 1 à 3 kW
vitesse maximum : 600 trs/mn

En remerciant par avance toute personne susceptible de m'apporter son aide, vous pouvez me contacter à l'adresse suivante :

lycée Pierre de Coubertin
Monsieur J. L. EOUZAN
professeur de génie électrique
section BTS électrotechnique
chaussée de Paris
77100 Meaux
tel : 64-34-57-27 p. 141
fax : 64-34-74-40

PRESENTATION DES COMPOSANTES SYMETRIQUES

Gilles FELD
IUFM CRETEIL

1) UTILITE DES COMPOSANTES

Les composantes symétriques vont permettre sous certaines conditions d'étudier deux types de problèmes.

- Alimentation d'une charge équilibrée triphasée à partir d'un réseau déséquilibré .
L'étude d'un transformateur ou d'un moteur asynchrone ou synchrone peut s'effectuer à partir d'un **schéma équivalent monophasé valable uniquement en régime permanent sinusoïdal équilibré.**

Dans le cas d'un réseau déséquilibré:

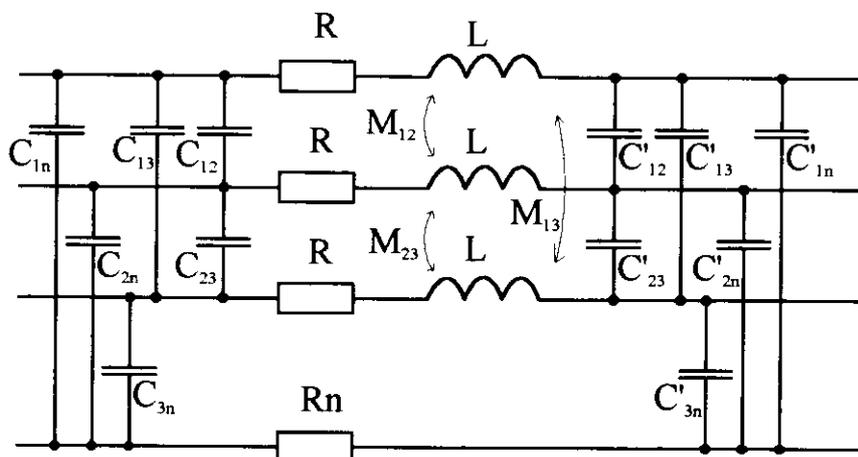
- il suffira de décomposer ce réseau en trois systèmes :
 - Système triphasé équilibré direct.
 - Système triphasé équilibré inverse.
 - Système homopolaire.
- et de déterminer un schéma pour chaque système.

- Alimentation d'une charge déséquilibrée à partir d'un réseau équilibré :
l'exemple le plus courant étant le calcul des courants de court circuit.
Nous allons étudier dans la suite de ce document en quoi les composantes symétriques peuvent simplifier ces calculs et quelles sont les conditions d'utilisation.

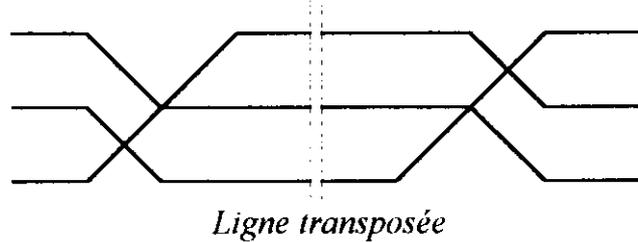
2) ALIMENTATION D'UNE CHARGE DESEQUILIBREE A PARTIR D'UNE LIGNE TRIPHASEE

2.1) Modèle de ligne

Dans le cas d'une ligne courte devant la longueur d'onde ($\lambda = c.T \approx 6000 \text{ Km}$), celle ci peut être représentée par le schéma en π suivant.



Nous supposons que la ligne est transposée, ce qui est pratiquement toujours le cas pour les lignes aériennes. (Les trois conducteurs de phase sont régulièrement permutés)



La ligne sera donc symétrique et l'on pourra écrire :

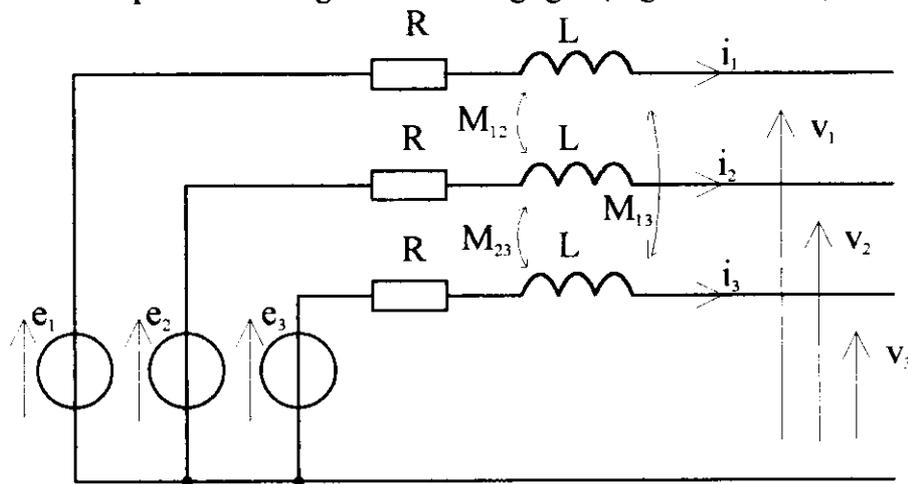
$$M_{12} = M_{23} = M_{31} = M$$

$$C_{12} = C_{23} = C_{31} = C'_{12} = C'_{23} = C'_{31}$$

$$C_{1n} = C_{2n} = C_{3n} = C'_{1n} = C'_{2n} = C'_{3n}$$

2.2) Modèle simplifié

Les effets capacitifs des lignes seront négligés. (Ligne aérienne.)



Sous forme complexe, les tensions simples au niveau de la charge s'écrivent (en supposant la charge linéaire).

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_1 - (R + j.L.\omega).I_1 - j.M.\omega.(I_2 + I_3)$$

$$\underline{V}_2 = \underline{E}_2 - (R + j.L.\omega).I_2 - j.M.\omega.(I_1 + I_3)$$

$$\underline{V}_3 = \underline{E}_3 - (R + j.L.\omega).I_3 - j.M.\omega.(I_1 + I_2)$$

La tension sur une phase est une fonction des courants des trois phases et, il n'existe pas de schéma équivalent monophasé permettant de traiter ce problème sauf dans le cas où le neutre est non relié et où l'on peut écrire:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_1 - (R + j.L.\omega).I_1 - j.M.\omega.(-I_1) = \underline{E}_1 - (R + j.L_c.\omega).I_1$$

avec $L_c = L - M$ Inductance cyclique.

Nous allons déterminer un changement de base où la tension sur une phase ne sera fonction que du courant de phase, ce qui permettra d'étudier la ligne triphasée couplée comme trois systèmes monophasés indépendants.

2.3) Changement de base

Les équations du générateur triphasé précédent s'écrivent:

- sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \\ \underline{V}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{E}_1 \\ \underline{E}_2 \\ \underline{E}_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + j.L\omega & j.M\omega & j.M\omega \\ j.M\omega & R + j.L\omega & j.M\omega \\ j.M\omega & j.M\omega & R + j.L\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}$$

- sous forme de vecteurs complexes $[\underline{V}] = [\underline{E}] - [\underline{Z}].[\underline{I}]$

Soit $[F]$ la matrice de changement de base et $[F]^{-1}$ la matrice inverse.

$[\underline{X}]$ représente un vecteur électrique dans la base réelle. (1 2 3)

$[\underline{X}_s]$ représente un vecteur électrique dans la nouvelle base.

$$[\underline{X}] = [F].[\underline{X}_s] \quad [\underline{X}_s] = [F]^{-1}.[\underline{X}]$$

Le changement de base appliqué au générateur permet d'écrire :

$$[\underline{V}_s] = [F]^{-1}.[\underline{V}] = [F]^{-1}.[\underline{E}] - [F]^{-1}.[\underline{Z}].[\underline{I}] \quad [\underline{V}_s] = [\underline{E}_s] - [F]^{-1}.[\underline{Z}].[F].[\underline{I}_s]$$

$$[\underline{V}_s] = [\underline{E}_s] - [\underline{Z}_s].[\underline{I}_s] \quad \text{Avec} \quad [\underline{Z}_s] = [F]^{-1}.[\underline{Z}].[F]$$

Les trois systèmes seront indépendants dans la nouvelle base si la matrice $[\underline{Z}_s]$ est diagonale.

2.3.1) Valeurs et vecteurs propres

La condition nécessaire et suffisante pour que la matrice $[\underline{Z}_s]$ soit diagonale est que la matrice $[F]$ représente les vecteurs propres de $[\underline{Z}]$.

Valeurs propres.

Les valeurs propres sont solutions de l'équation: $\det([\underline{Z}] - \lambda.[\text{Ident}]) = 0$

Il existe une solution évidente correspondant à : $R + j.L.\omega - \lambda = j.M.\omega$ telle que les trois colonnes soient identiques

Les trois valeurs propres sont :

$$\lambda_1 = R + j.(L - M).\omega \quad \lambda_2 = R + j.(L - M).\omega \quad \lambda_3 = R + j.(L + 2.M).\omega$$

Vecteurs propres.

Les trois vecteurs propres sont déterminés par la résolution des trois équations suivantes.

$$[\underline{Z}] - \lambda_1.[\text{Ident}] = [\underline{Y}_1]$$

$$[\underline{Z}] - \lambda_2.[\text{Ident}] = [\underline{Y}_2]$$

$$[\underline{Z}] - \lambda_3.[\text{Ident}] = [\underline{Y}_3]$$

<p>La somme des trois composantes doit être nulle.</p> $Y_1 = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ -\alpha_1 - \beta_1 \end{bmatrix}$	<p>La somme des trois composantes doit être nulle et le vecteur doit être différent de Y_1.</p> $Y_2 = \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ \beta_2 \\ -\alpha_2 - \beta_2 \end{bmatrix}$	<p>Les trois composantes doivent être identiques</p> $Y_3 = \begin{bmatrix} \alpha_3 \\ \alpha_3 \\ \alpha_3 \end{bmatrix}$
---	---	---

La matrice de changement de base composée des trois vecteurs propres s'écrit:

$$[F] = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \alpha_3 \\ -\alpha_1 - \beta_1 & -\alpha_2 - \beta_2 & \alpha_3 \end{bmatrix}$$

La matrice impédance dans la nouvelle base est diagonale et s'écrit:

$$[\underline{Z}_s] = \begin{bmatrix} R + j.(L - M).\omega & 0 & 0 \\ 0 & R + j.(L - M).\omega & 0 \\ 0 & 0 & R + j.(L + 2.M).\omega \end{bmatrix}$$

2.3.2) Conclusion

Pour le modèle de ligne simplifié étudié, il existe une infinité de matrice, de changement de base permettant de diagonaliser la matrice impédance.

Mais il est intéressant de choisir une nouvelle base "physique", c'est-à-dire une base dans laquelle on peut effectuer des mesures et déterminer expérimentalement les valeurs propres de la matrice $[\underline{Z}_s]$.

2.4) Transformée de FORTESCUE

Fortescue a choisi comme composantes

$$\alpha_1 = 1 \quad \beta_1 = a^2 \quad -\alpha_1 - \beta_1 = a$$

$$\alpha_2 = 1 \quad \beta_2 = a \quad -\alpha_2 - \beta_2 = a^2$$

$$\alpha_3 = 1$$

$$\text{avec: } a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad \text{Opérateur de rotation de } 2.\pi/3$$

Les composantes sont appelées directe (indice d), inverse (indice i) et homopolaire (indice 0). et elles ont l'avantage de correspondre à des grandeurs physiques.

Les matrices de passage sont donc:

$$[F] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[F]^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{X}_d = \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_1 + a \cdot \underline{X}_2 + a^2 \cdot \underline{X}_3)$$

$$\underline{X}_1 = \underline{X}_d + \underline{X}_i + \underline{X}_o$$

$$\underline{X}_i = \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_1 + a^2 \cdot \underline{X}_2 + a \cdot \underline{X}_3)$$

$$\underline{X}_2 = a^2 \cdot \underline{X}_d + a \cdot \underline{X}_i + \underline{X}_o$$

$$\underline{X}_o = \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_1 + \underline{X}_2 + \underline{X}_3)$$

$$\underline{X}_3 = a \cdot \underline{X}_d + a^2 \cdot \underline{X}_i + \underline{X}_o$$

Conclusion

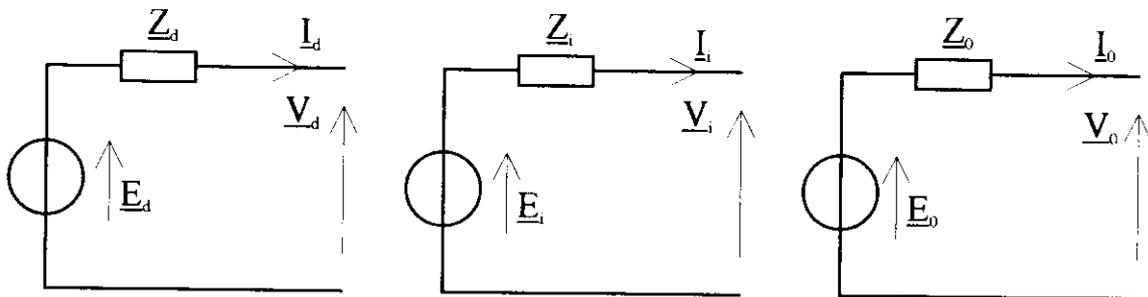
Un système de tension peut être décomposé en trois systèmes :

- Système triphasé équilibré direct.
- Système triphasé équilibré inverse.
- Système homopolaire.

Ce n'est pas tellement cette décomposition qui est intéressante mais c'est le fait que dans la nouvelle base la matrice impédance soit diagonale.

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_d \\ \underline{V}_i \\ \underline{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{E}_d \\ \underline{E}_i \\ \underline{E}_o \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{Z}_d & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_i & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_d \\ \underline{I}_i \\ \underline{I}_o \end{bmatrix}$$

on pourra donc étudier le système triphasé couplé comme trois systèmes indépendants.



Si le système de tension e_1, e_2 et e_3 forme un système équilibré direct, on pourra écrire : $E_i = 0$ et $E_o = 0$.

Conditions pour que la matrice $[Z_s]$ soit diagonale.

La matrice $[Z_s]$ sera diagonale après transformation de Fortescue si la matrice $[Z]$ est symétrique ($Z_{ij} = Z_{ji}$) et circulante ($Z_{ij} = Z_{i+1, j+1}$).

Dans le cas d'une ligne non transposée, on peut toujours appliquer la transformation de Fortescue mais dans la nouvelle base, les trois systèmes resteront couplés. Les composantes symétriques n'apportent aucune simplification dans ce cas.

Puissance

La puissance complexe délivrée par le générateur triphasé s'écrit:

$\underline{S} = \underline{V}_1 \cdot \underline{I}_1^* + \underline{V}_2 \cdot \underline{I}_2^* + \underline{V}_3 \cdot \underline{I}_3^* = [\underline{V}]^t \cdot [\underline{I}]^* = P + j \cdot Q$ où $[\underline{V}]^t$ représente le vecteur transposé de $[\underline{V}]$, en l'occurrence le vecteur ligne.

$$\text{Soit } \underline{S} = [\underline{V}]^t \cdot [\underline{I}]^* = [\underline{V}_s]^t \cdot [\underline{F}]^t \cdot [\underline{F}]^* \cdot [\underline{I}_s]^* = 3 \cdot [\underline{V}_s]^t \cdot [\underline{I}_s]^*$$

La matrice de changement de base $[\underline{F}]$ étant non orthogonale, il n'y a pas conservation de la puissance

$$\underline{S} = 3 \cdot (\underline{V}_d \cdot \underline{I}_d^* + \underline{V}_i \cdot \underline{I}_i^* + \underline{V}_0 \cdot \underline{I}_0^*)$$

3) CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS ELEMENTS CONSTITUANT LE RESEAU.

3.1) Ligne aérienne.

- La mesure de l'impédance directe ou inverse d'une ligne triphasée s'effectue comme suit:
 - On met en court-circuit les extrémités libres de la ligne.
 - On applique successivement une tension monophasée entre les phases prises deux à deux.
 - On mesure les courants et les puissances correspondants aux trois circuits.

Pour une ligne aérienne :

- Réactance directe et inverse:
 $X_d = X_i \approx 0,3 \text{ à } 0,7 \Omega / \text{Km}$
- Résistance directe et inverse:
 $R_d = R_i \approx 0,03 \Omega / \text{Km}$ (ligne 400 KV) à $1 \Omega / \text{Km}$ (ligne basse tension)
- Capacité directe et inverse (mesurée par un essai à vide):
 $C_d = C_i \approx 10 \text{ nF} / \text{Km}$
- L'impédance homopolaire se mesure de la façon suivante:
 - On met en court circuit et à la terre les extrémités libres de la ligne.
 - On met en court circuit à leur origine les trois conducteurs de la ligne et on intercale entre ce point et la terre un générateur monophasé.
 - On mesure en phase et en module le courant I_0

L'impédance homopolaire d'une ligne est sensiblement égale à trois fois l'impédance directe ; la capacité homopolaire est de l'ordre de 0,5 à 0,7 fois la capacité directe.

3.2) Alternateur.

- **Impédance directe.**
En régime permanent, elle correspond à l'impédance intervenant dans le schéma équivalent classique.

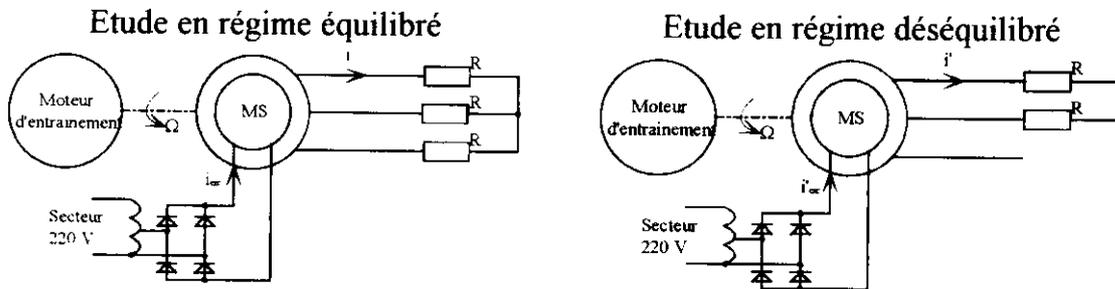
- **Impédance inverse.**

Elle correspond à l'impédance que présente l'alternateur lorsque le champ glissant tourne en sens opposé à la roue polaire.

Le schéma équivalent généralement retenu est celui du moteur asynchrone ($g = 2$) ayant comme cage les amortisseurs de Leblanc (dimensionnés pour un taux de déséquilibre maximum de $\approx 10\%$).

En toute rigueur ce schéma n'est valable que si l'on peut négliger les courants induits dans l'inducteur. Pour cela, il faudrait que les amortisseurs soient capables "d'étouffer" complètement les champs harmoniques.

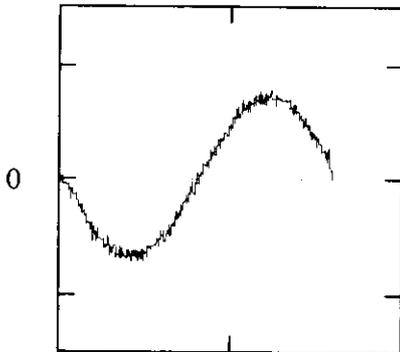
Manipulation Machine synchrone CEM



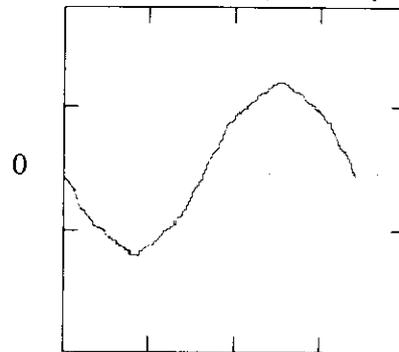
Etude en régime équilibré

Etude en régime déséquilibré

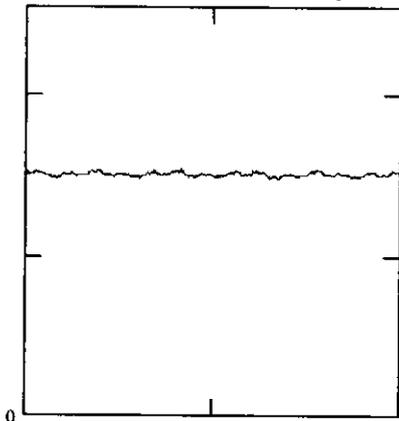
Courant induit en régime équilibré



Courant induit en régime déséquilibré

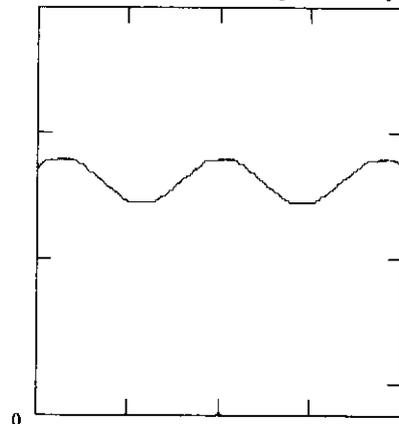


Courant inducteur en régime équilibré

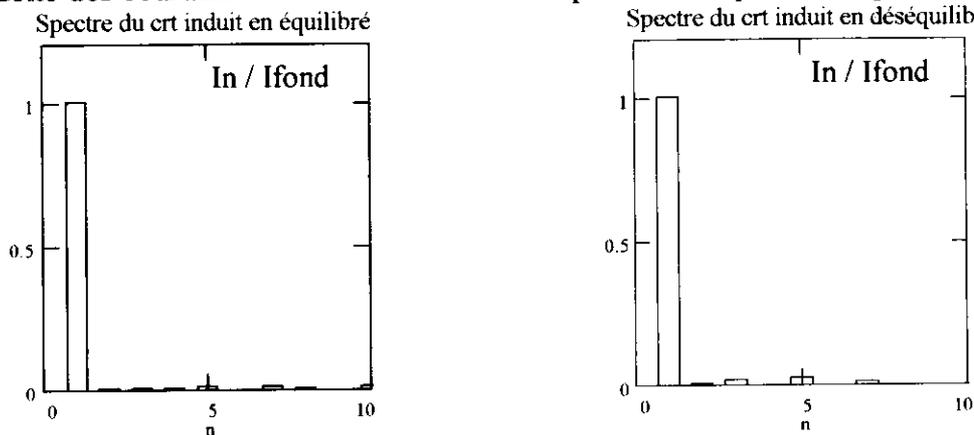


Le déséquilibre de la charge fait apparaître une déformation de l'onde.

Courant inducteur en régime déséquilibré



Le champ tournant inverse à la rotation crée une fem dans l'enroulement inducteur de pulsation $2.p.\Omega$. Cette fem engendre des courants induits de pulsation $2.p.\Omega$ qui se referment par l'intermédiaire du pont de diodes. L'inducteur ayant une structure monophasée, ces courants induits vont donner naissance à deux champs tournants à la vitesse $\pm 2.\Omega$ par rapport à la roue polaire. Ces champs vont à leur tour créer des fem et donc des courants au niveau de l'induit de pulsation $-p.\Omega$ et $3.p.\Omega$ etc.....



On peut constater le renforcement des harmoniques de pulsation $3p.\Omega$ et $5.p.\Omega$ dans le fonctionnement en régime déséquilibré.

Il n'existe pas de schéma linéaire pour décrire ce fonctionnement sauf si on néglige les courants harmoniques. Ceci est dû à la dissymétrie entre l'inducteur (monophasé) et l'induit (triphase).

3.3) Transformateur.

- Les caractéristiques électriques des transformateurs sont les mêmes dans les systèmes direct et inverse.

La réactance directe ou inverse est comprise entre 5 et 15% pour les transformateurs HTA / HTB et voisine de 5% pour les transformateurs HTA / BTA.

La résistance directe ou inverse est négligeable devant la réactance.

- La réactance homopolaire a une valeur finie que si un enroulement au moins est couplé en étoile ou zig-zag et a son neutre relié à la terre.

La réactance homopolaire dépend du mode de couplage et de la nature du circuit magnétique (transformateurs à flux forcés ou flux libres).

L'étude des transformateurs en régime déséquilibré est relativement complexe et demanderait à elle seule un article complet pour être traitée.

4) CONCLUSION.

Sous certaines conditions, ligne symétrique, machine synchrone parfaite..., les composantes symétriques permettent d'étudier simplement les régimes déséquilibrés en décomposant, le système réel présentant des couplages magnétiques et capacitifs entre phases, en trois systèmes indépendants.

5) BIBLIOGRAPHIE

M. AGUET / J.J. MORPH	Energie électrique	DUNOD.
J. FAVRAUD	Fonctionnement et protection des réseaux	EDF.
J. LESENNE / F. NOTELET / G. SEGUIER	Introduction à l'électrotechnique approfondie	TECHNIQUE ET DOCUMENTATION.

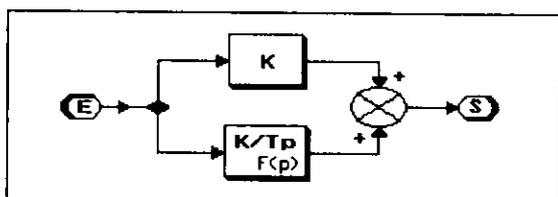
A PROPOS DU CORRECTEUR PROPORTIONNEL INTEGRAL

1. But

On désire augmenter la précision d'un système asservi sans nuire à sa stabilité. Le plus simple serait d'introduire un intégrateur pur dans la chaîne directe pour donner un gain tendant vers l'infini aux basses fréquences. Malheureusement ce correcteur aurait pour effet immédiat de déstabiliser le système en ajoutant 90° de phase à toutes les fréquences. On va donc utiliser une structure qui présente les mêmes avantages aux basses fréquences mais sans ajouter de phase à la fréquence critique : c'est le **correcteur proportionnel intégral** ou **P.I.**

2. Structure

$$C(p) = K \frac{1 + \tau p}{\tau p} = K + \frac{K}{\tau p} \Rightarrow K : \text{action proportionnelle}, \frac{K}{\tau p} : \text{action intégrale}$$



$$S(p) = \left(K + \frac{K}{\tau p} \right) E(p) \Rightarrow$$

$$s(t) = Ke(t) + \frac{K}{\tau} \int e(t) dt$$

3. Diagramme de Bode

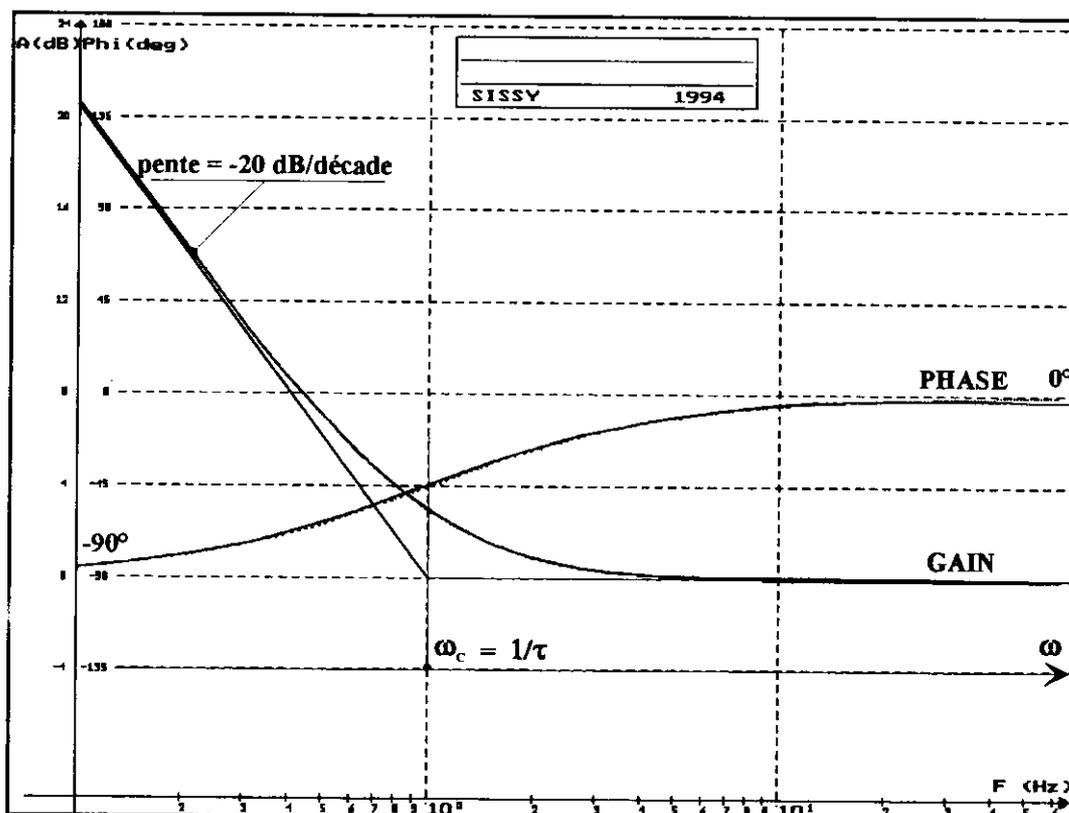


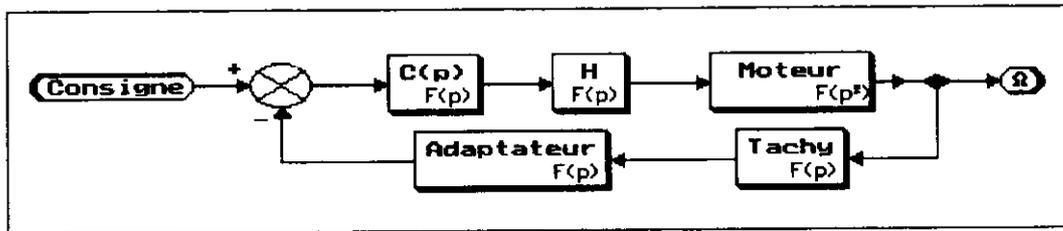
Diagramme de Bode du correcteur Proportionnel Intégral

4. Placement du correcteur

Si le système ne possède plus de réserve de marge de phase ($M\phi \approx 45^\circ$), il faut placer la pulsation de cassure du correcteur P.I. à une décade de celle de coupure du système. Si le système a une marge de phase suffisante, on peut placer le correcteur P.I. plus près de la pulsation de coupure (jusqu'à $\omega_c / 4$). Dans la plupart des cas ces deux méthodes consistent à remplacer le pôle dominant du système par un pôle zéro.

4.1. Exemple

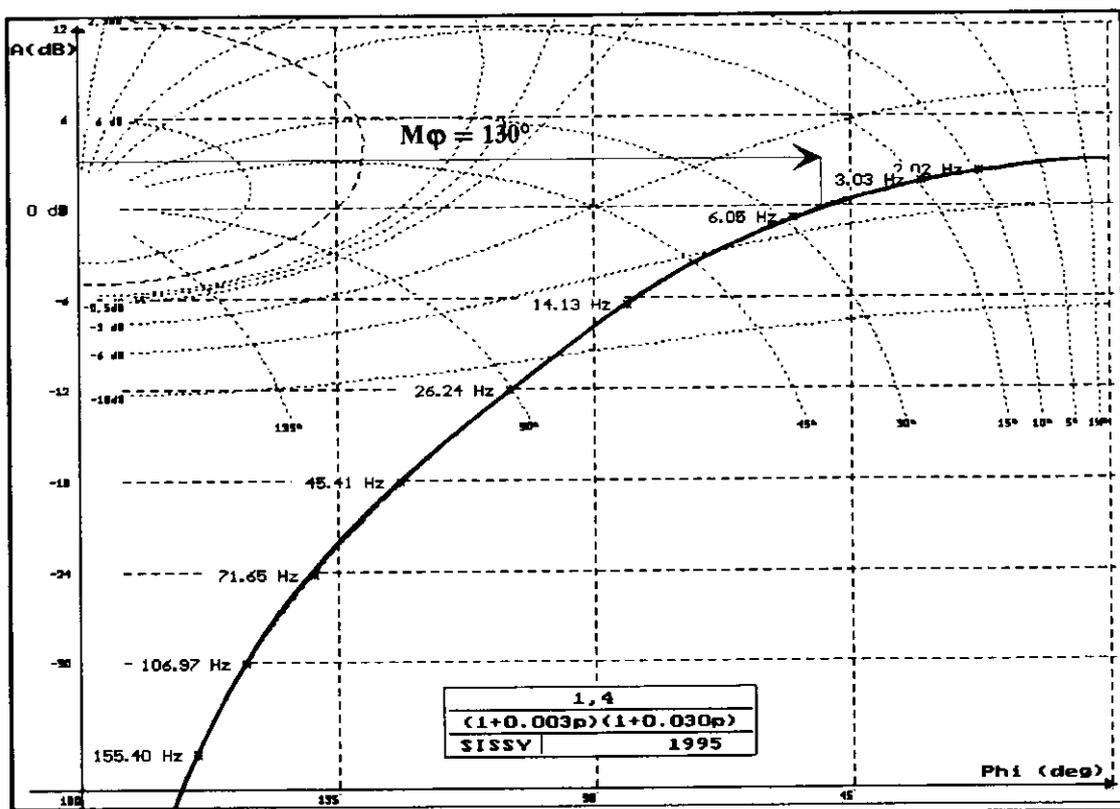
Soit le système de régulation de vitesse suivant :



dont la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_{bo}(p) = \frac{1,4}{(1+0,003p)(1+0,030p)}$$

et traçons son diagramme de Black.

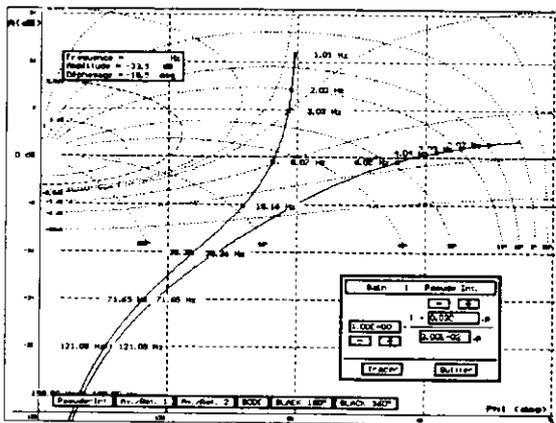


Une analyse du diagramme de Black nous montre que le système possède une marge de phase importante ($M\phi = 130^\circ$) et un gain statique de 3 dB.

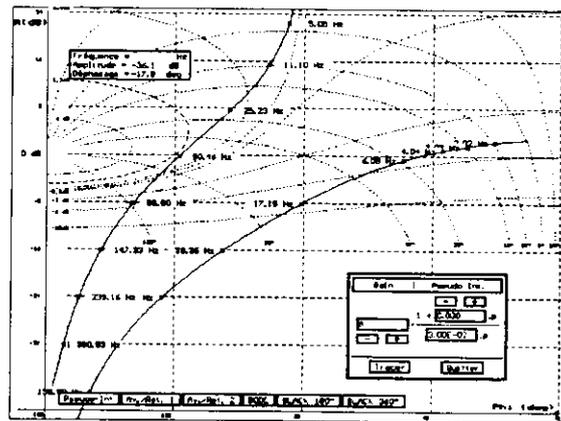
On élimine le pôle dominant en le remplaçant par un pôle zéro puis on cherche le gain statique à donner au correcteur pour obtenir une marge de phase de 45° .

Pôle dominant : 0,030 $\Rightarrow C(p) = G \frac{1+0,030p}{0,030p}$ et $G \approx 9$ d'où

$$C(p) = 9 \frac{1+0,030p}{0,030p}$$

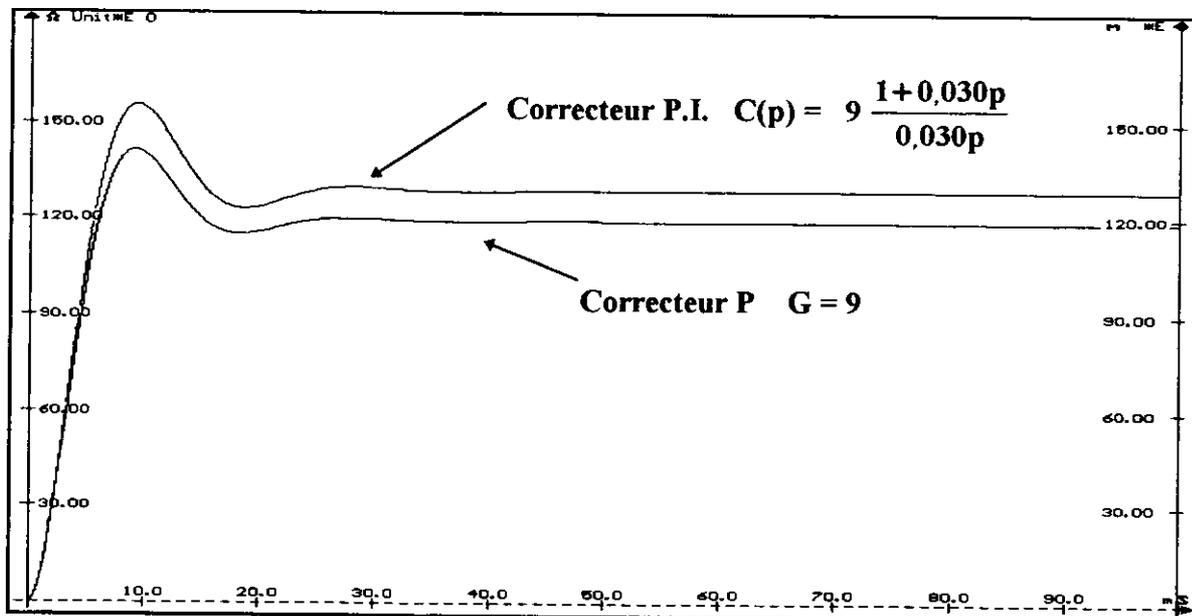


Remplacement du pôle dominant



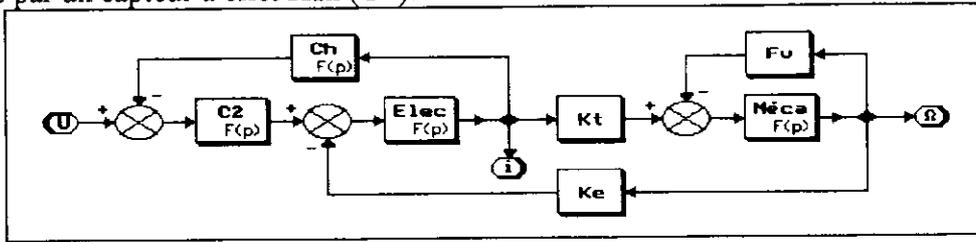
Ajustement du gain G

Analyse des performances du correcteur P. et du correcteur P.I. sur une réponse indicielle.

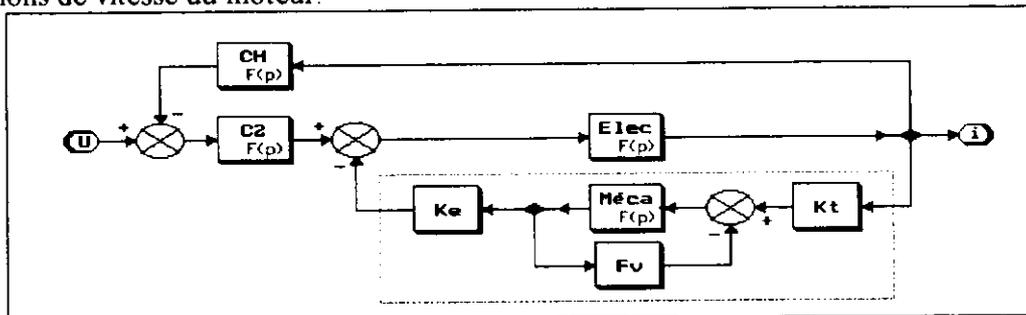


5. Cas où la chaîne comporte une non-linéarité de type saturation (limitation de courant dans une régulation de vitesse par exemple)

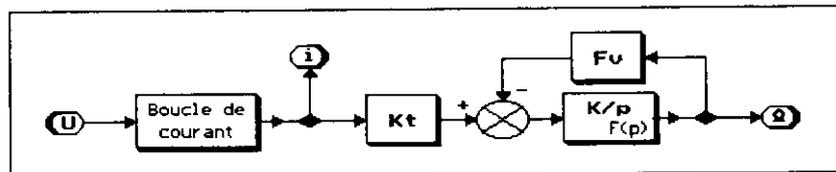
Considérons la boucle de courant suivante où l'information sur l'intensité du moteur est prélevée par un capteur à effet Hall (Ch).



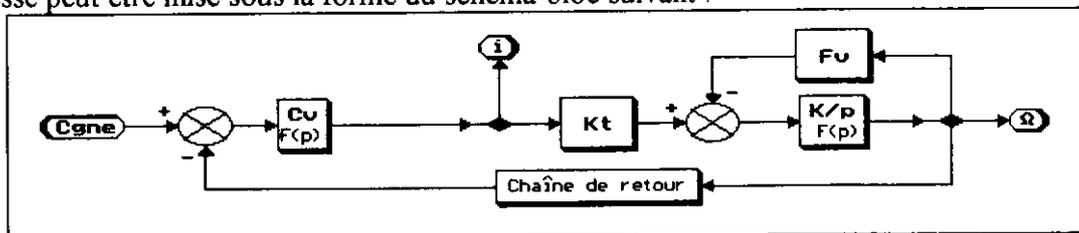
Une présentation différente permet de mettre en évidence une simplification couramment pratiquée lors de l'étude de la boucle de courant. En effet, la constante de temps électrique du moteur (L/R) étant bien plus petite que sa constante mécanique (J/Fv), la partie en pointillée peut être supprimée. Autrement dit, les variations rapides du courant n'entraînent pas de variations de vitesse du moteur.



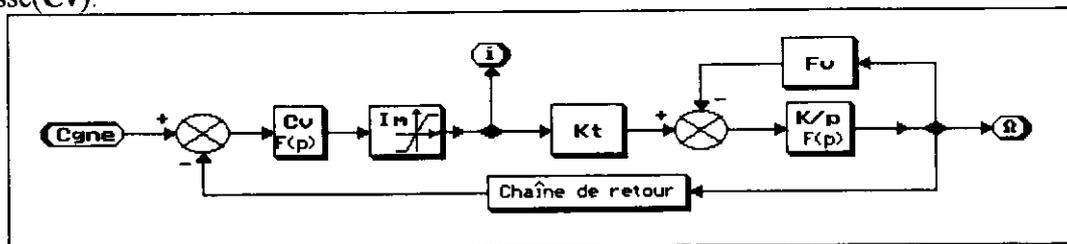
Cette simplification nous amène à considérer le moteur comme un intégrateur pur attaqué en couple.



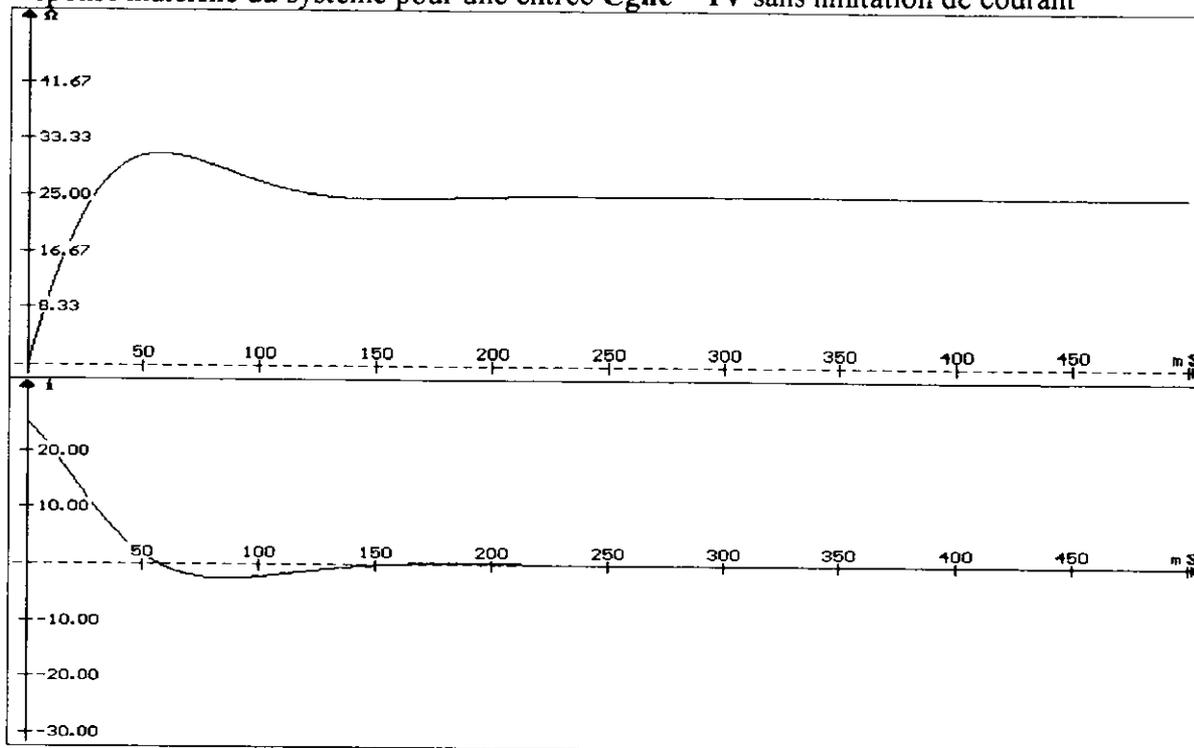
La constante de temps électrique étant « effacé » par la boucle de courant, la régulation de vitesse peut être mise sous la forme du schéma-bloc suivant :



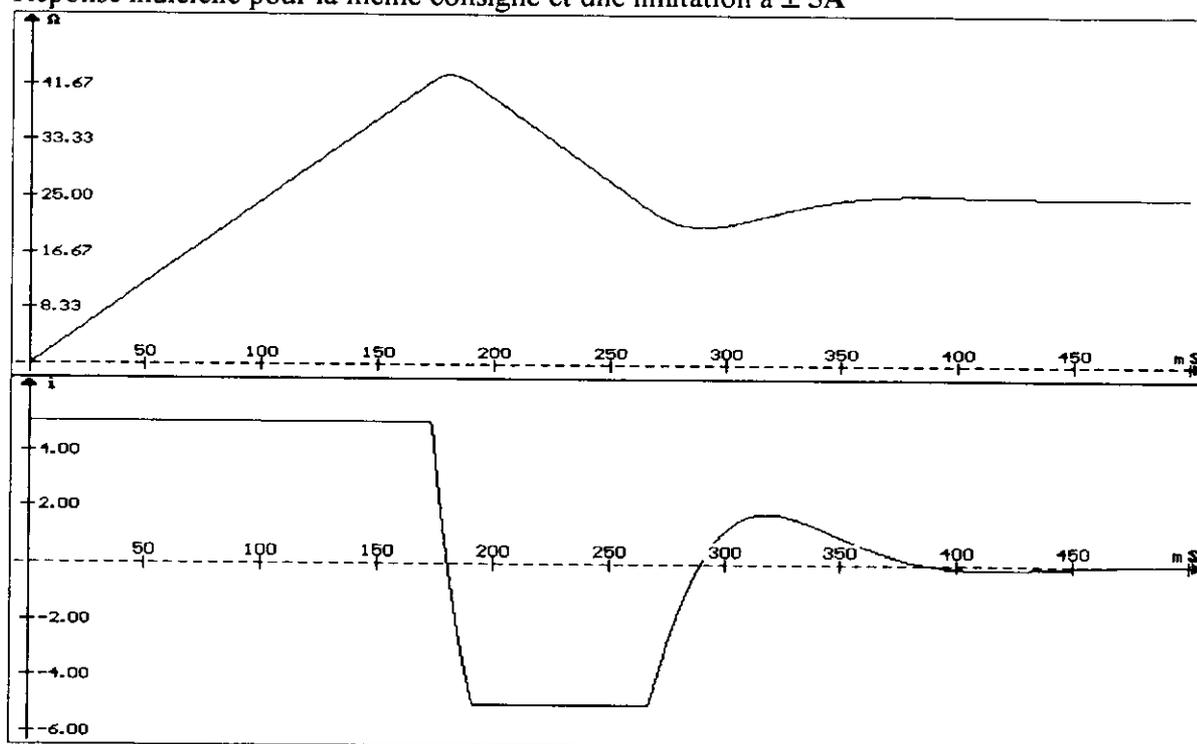
Pour limiter la valeur du courant, il suffit de placer un double écrêteur en sortie du correcteur vitesse (Cv).



Réponse indicielle du système pour une entrée $C_{gne} = 1V$ sans limitation de courant

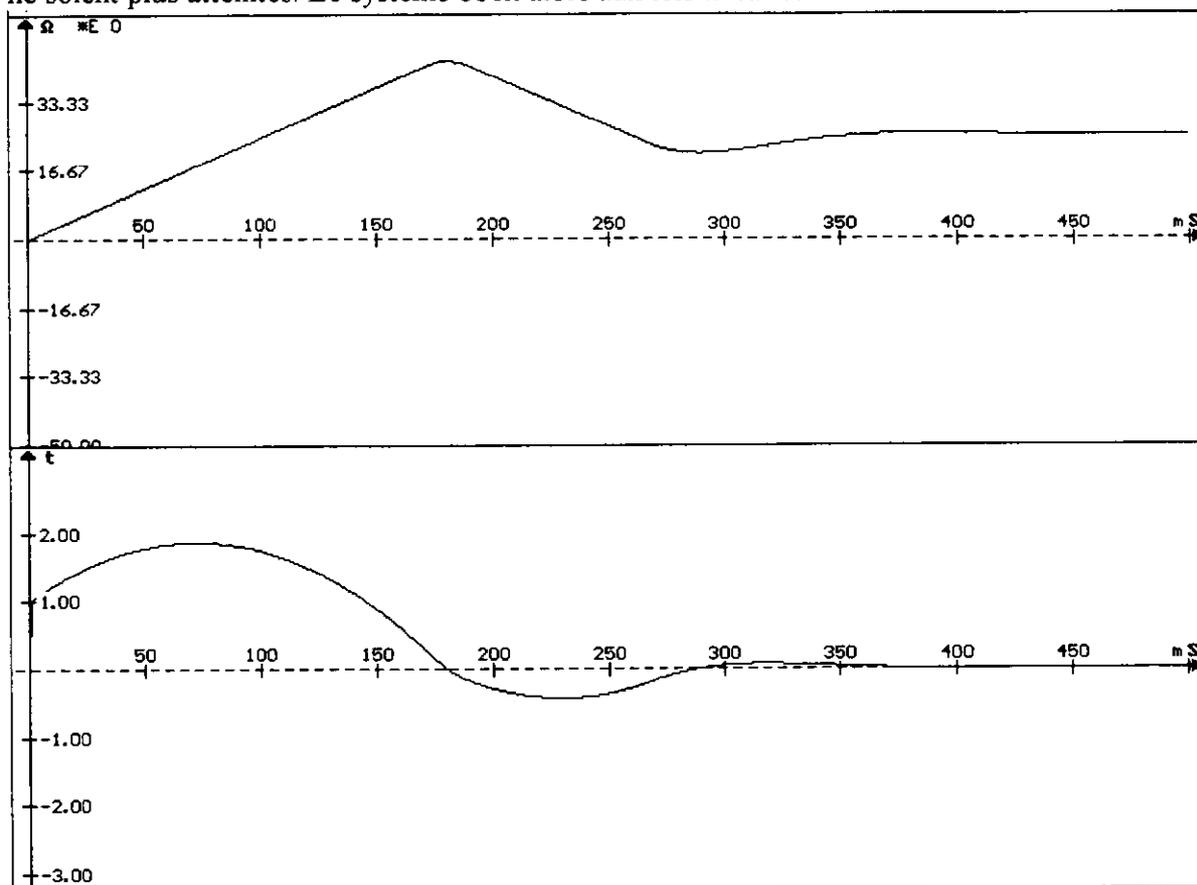


Réponse indicielle pour la même consigne et une limitation à $\pm 5A$



Commentaire : si le courant n'est pas limité, la réponse indicielle est celle d'un système légèrement sous-amorti. Par contre, quand le courant est limité, la vitesse présente des oscillations « triangulaires » avant de se stabiliser à la valeur finale. Ce phénomène est dû à la présence du correcteur **P.I.** en amont du limiteur. En effet, dès que la limite est atteinte, le courant est effectivement contrôlé et le moteur est commandé à couple constant. Tant que la vitesse de consigne n'est pas atteinte, la tension d'erreur en sortie du comparateur n'est pas

nulle et la partie intégrateur du **P.I.** continue de se charger. Quand la consigne est atteinte la tension d'erreur s'annule mais l'intégrateur du **P.I.** étant chargé, le moteur continue à accélérer. La tension d'erreur devenant négative, le **P.I.** se décharge et au nouveau passage à 0 le moteur tournant plus vite que la vitesse de consigne, le courant évolue jusqu'à la saturation négative. Ce phénomène d'oscillation en « triangle » va en diminuant jusqu'à ce que les limites ne soient plus atteintes. Le système obéit alors aux lois linéaires.

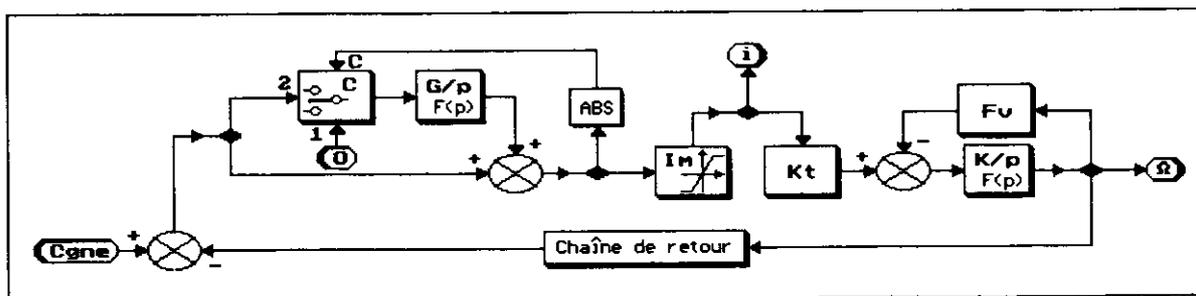


Evolution de la vitesse et de la tension à la sortie du correcteur P.I.

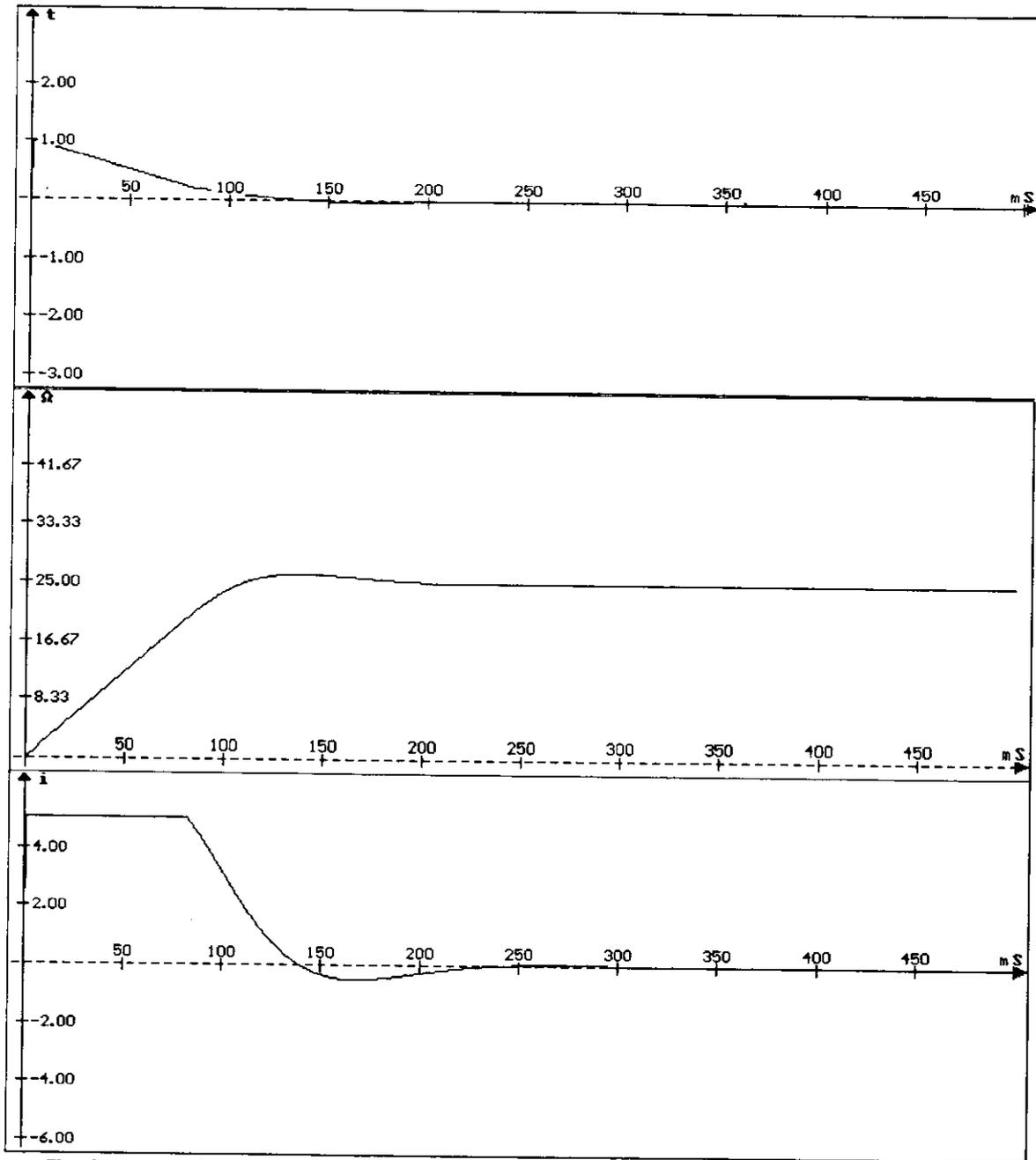
Pour palier à ces oscillations lors d'une limitation de courant, il suffit de court-circuiter l'entrée de la partie intégrateur du **P.I.** lors de l'atteinte de la saturation courant.

On réalise la correction comme suit : **C** est une fonction commutateur, **ABS** est la fonction valeur absolue qui permet le fonctionnement dans les deux quadrants.

Le principe est simple : le correcteur **P.I.** est réalisé à l'aide d'une structure parallèle et si la consigne maximale est atteinte la partie intégrateur à son entrée mise à 0.



Réponse du système avec la consigne 1V, la limitation à $\pm 5A$ et le correcteur ci-dessus

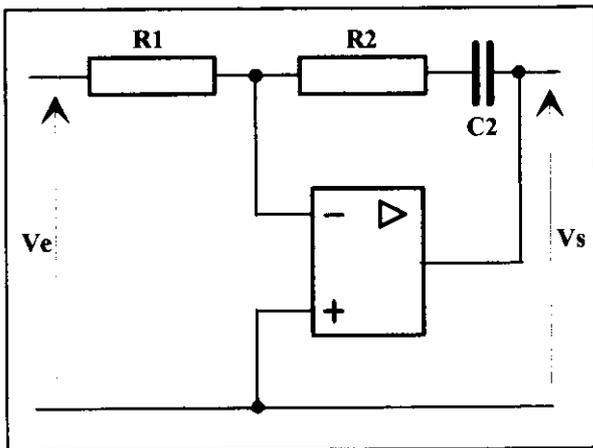


Évolution de la tension à la sortie du correcteur, de la vitesse et du courant moteur

Commentaire : Dès que la consigne est appliquée, la partie proportionnelle du correcteur **P.I.** multiplie celle-ci par son gain. Si le résultat atteint ou dépasse la valeur $\pm I_{max}$, le circuit de commutation met l'entrée de l'intégrateur à la masse. Celui-ci ne rentrera en action que lorsque la valeur de sortie deviendra inférieure (en valeur absolue) à la valeur de $\pm I_{max}$. L'intégrateur étant de nouveau en service le système redevient linéaire et annulera l'erreur statique de position. Ce montage évite ainsi les oscillations « triangulaires » dues au non contrôle de la partie intégrale du correcteur **P.I.**

5.2 Réalisation pratique

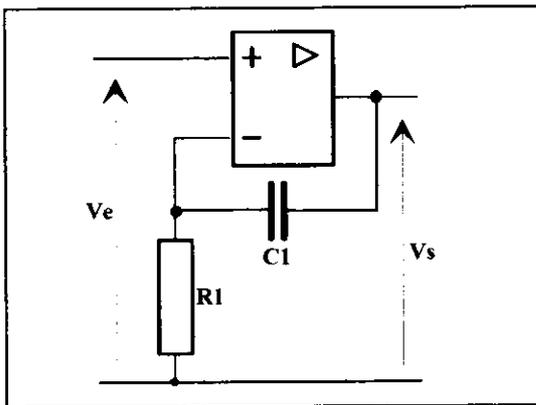
P.I. inverseur



$$C(p) = - \frac{R_2 + \frac{1}{C_2 p}}{R_1} = - \frac{R_2 C_2 p + 1}{R_1 C_2 p}$$

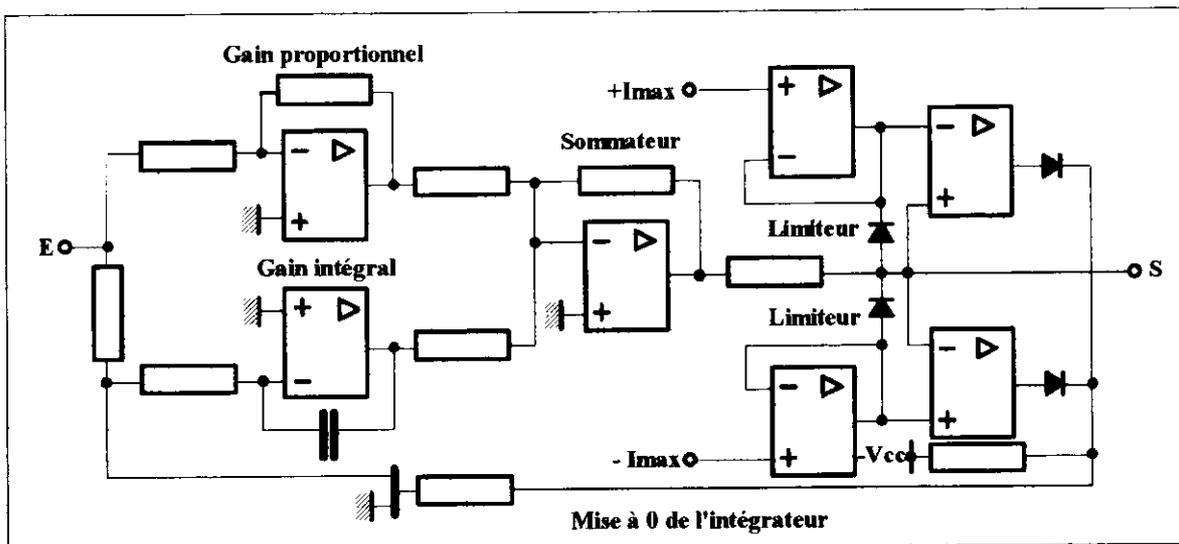
$$C(p) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2 C_2 p + 1}{R_2 C_2 p}$$

P.I. non inverseur



$$C(p) = 1 + \frac{1}{R_1 C_1 p}$$

P.I. anti saturation



ANALYSE D'UNE COMMANDE POUR UN FILTRE ACTIF MONOPHASE A STOCKAGE INDUCTIF

J-P. CARON, J-P. HAUTIER
L2EP-Groupe ENSAM, 8 bd LOUIS XIV, 59046 LILLE
M.FACON, Compagnie Générale de Chauffe.

INTRODUCTION

L'étude proposée s'inscrit dans le contexte des préoccupations industrielles actuelles liées à la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) définie ainsi par le Vocabulaire Electrotechnique International :

« Capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement » VEI 161-01-07.

Dans notre cas, il s'agit des *perturbations conduites* par les câbles électriques et engendrées par la circulation de courants non sinusoïdaux produits par les récepteurs non linéaires et plus particulièrement par les convertisseurs statiques d'énergie (CVS).

La CEM peut être alors abordée sous deux aspects :

- l'un curatif, en raccordant au réseau, en parallèle sur le système pollueur, un *filtre actif* qui compense en temps réel les courants harmoniques de sorte que le courant résultant appelé par l'ensemble reste sinusoïdal.
- l'autre préventif, par la mise en oeuvre de commandes qui rendent sinusoïdal le courant absorbé par le convertisseur.

De tels objectifs ne peuvent être atteints qu'avec des convertisseurs totalement commandables, c'est à dire fonctionnant en *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

La structure de base de l'axe de puissance d'un filtre actif comporte trois parties (figure 1) :

- un convertisseur statique alternatif/continu à structure en pont [(a) tension/courant ou (b) courant/tension];
- un élément de stockage d'énergie du côté continu [(a) bobine ou (b) condensateur];
- un quadripôle de filtrage passif des harmoniques de modulation situé en position d'interface entre le convertisseur et le réseau [(a) bobine + condensateur ou (b) bobine].

La grandeur de réglage du convertisseur est la *fonction génératrice de conversion* $m_g(t)$, [1]. Son rôle est double :

- assurer le stockage d'énergie à partir du réseau, soit donc régler (a) i_s ou (b) u_s constant;
- faire émerger dans $i(t)$ la recopie aussi précise que possible des harmoniques de courant à compenser.

De ce fait, l'action de $m_g(t)$ intervient à deux niveaux distincts, conduisant ainsi à la conception d'une commande à deux boucles :

- boucle lente de réglage de i_s ou de u_s définie par des valeurs moyennes sur la période T du réseau d'alimentation;

- boucle rapide de réglage de i définie par des variations moyennes sur la période T_c de commutation (ou d'échantillonnage) de la MLI, avec $T_c \ll T$.

C'est par la même démarche qu'un redresseur non polluant peut être conçu. L'élément de stockage est présent dans la source S_i de courant continu i_s ou S_v de tension continue u_s ; la consigne de la boucle rapide est alors sinusoïdale à déphasage réglable (puissance réactive) par rapport à la tension du réseau et à amplitude ajustée automatiquement en fonction du niveau souhaité pour i_s ou pour u_s (boucle lente).

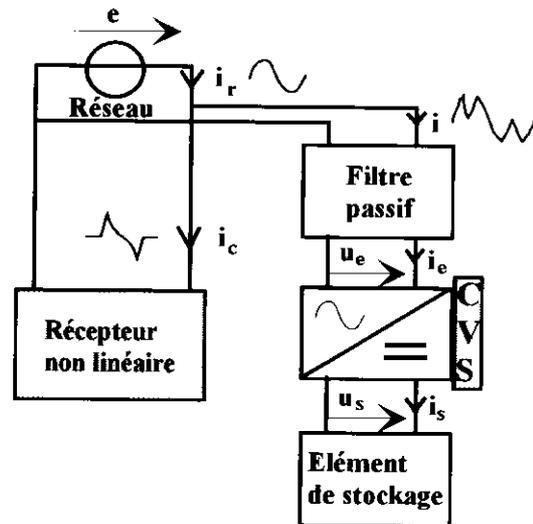


FIG. 1 Structure de base d'un filtre actif MLI

I. Description structurale

Dans la suite de cet article, nous présentons un filtre actif à stockage inductif.

Afin de respecter l'alternance des sources, le convertisseur, nécessairement du type tension alternative/courant continu, est donc constitué (figure 2) de deux cellules de commutation bidirectionnelles en tension et unidirectionnelles en courant; seuls conviennent des interrupteurs de synthèse obtenus par la mise en série d'une diode et d'un transistor.

Choix des valeurs numériques :

- *fréquence du convertisseur* : $f_c = 1/T_c = 8\text{kHz}$.

• filtre d'entrée

à 50 Hz, $1/C_e\omega \gg L_e\omega$; à 8 kHz, $L_e\omega \gg 1/C_e\omega$;

génération d'harmoniques jusqu'au rang 13 (fréquence 650 Hz) \Rightarrow pulsation de résonance comprise entre 650 Hz et 8 kHz.

$[L_e = 3 \text{ mH}; R_e = 0,25 \Omega]; C_e = 6,25 \mu\text{F}$
valeur efficace maximale du courant : 7 A

• bobine de stockage

filtrage des ondulations de courant à 100 Hz :

$200\pi L_s \gg R_s; [L_s = 25 \text{ mH}, R_s = 1,2 \Omega]$
valeur maximale du courant continu : 40 A

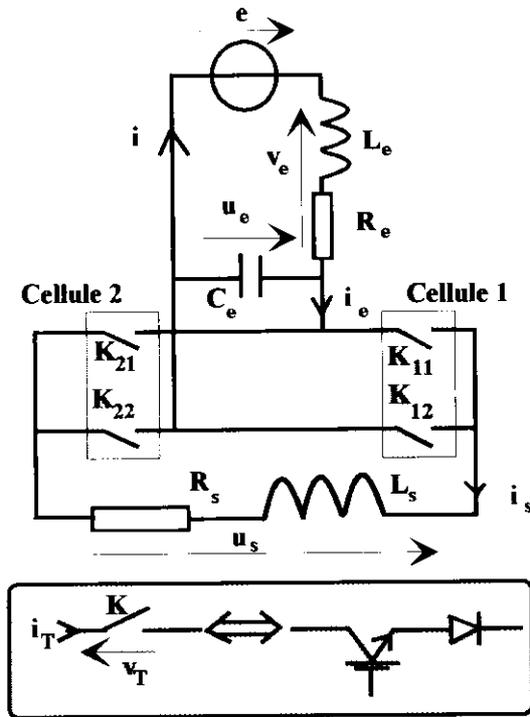


FIG. 2 Schéma du filtre actif à stockage inductif

2. Modèle du processus pour la commande

Le comportement non linéaire discontinu du convertisseur statique conduit à opérer une partition dans la modélisation du processus filtre actif sous la forme de deux blocs :

- un **bloc continu** constitué des éléments passifs linéaires et décrit par des relations différentielles;
- un **bloc discontinu**, le convertisseur, caractérisé par la nature binaire des interrupteurs.

2.1 Modèle du bloc continu

Les bobines (L_e, R_e), (L_s, R_s) et le condensateur (C_e) établissent des relations causales R1, R2, R3 entre les grandeurs influentes (respectivement tensions et courants) et les variables d'état qui sont des grandeurs influencées de nature différente (respectivement courants et tensions).

Les variables d'état sont au nombre de trois, elles sont solutions de trois équations différentielles :

$$R1 \rightarrow v_e = R_e + L_e \frac{di}{dt}$$

$$R2 \rightarrow u_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt}$$

$$R3 \rightarrow i - i_e = C_e \frac{du_e}{dt}$$

D'autre part les tensions v_e, e et u_e sont liées rigidement par la loi des mailles :

$$R4 \rightarrow v_e = e - u_e$$

Des relations R1, R2, R3, R4 on tire encore l'équation d'état du bloc continu :

$$\dot{X} = AX + B_i I_n + B_e I_e$$

avec :

$X = [i, i_s, u_e]^t$ vecteur d'état,

$I_e = [e]$ vecteur d'entrée externe,

$I_n = [i_e, u_s]^t$ vecteur d'entrée interne engendré par l'action modulatrice du convertisseur sur les variables d'état,

$$A = \begin{bmatrix} -R_e/L_e & 0 & -1/L_e \\ 0 & -R_s/L_s & 0 \\ 1/C_e & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/L_s \\ -1/C_e & 0 \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} 1/L_e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

2.2 Modèle du bloc discontinu en mode commandable

2.2.1 Fonctions de connexion et de conversion

L'état des interrupteurs K_{ci} est défini par une **fonction binaire dite de connexion** et notée f_{ci} , avec c indice de la cellule et i indice de la place de l'interrupteur dans la cellule :

interrupteur ouvert $f_{ci} = 0$, *interrupteur fermé* $f_{ci} = 1$.

Quand cet état est indépendant du signe de v_{Tci} et de i_{Tci} (commande interne), la fonction de connexion f_{ci} s'identifie à l'ordre logique B_{ci} appliqué au transistor (commande externe); les connexions d'une même cellule sont alors nécessairement complémentaires :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1 \text{ pour } c \in \{1,2\}$$

Le convertisseur, ainsi placé en mode commandable, établit une relation rigide notée m et appelée **fonction de conversion** entre d'une part u_s et u_e , et de l'autre entre i_e et i_s :

$$R \rightarrow u_s = m u_e, R \rightarrow i_e = m i_s,$$

$$\text{avec } R_0 \rightarrow m = f_{11} - f_{21}, m \in \{-1, 0, 1\}$$

et $u_e i_e = u_s i_s$ d'après la conservation de la puissance instantanée transférée par un convertisseur parfait (dissipation nulle, pas d'éléments internes de stockage). Remarquons que le mode commandable laisse supposer la conduction continue ($i_s > 0$) dans la source de courant.

La figure 3 propose, dans les conditions énoncées ci-dessus, une représentation fonctionnelle du convertisseur.

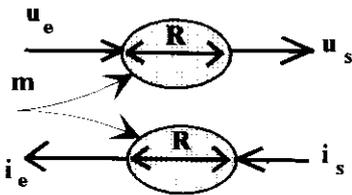


FIG. 3 Modèle pour le convertisseur

2.2.2 Fonctions génératrices [2],[3]

La synthèse des algorithmes de commande requiert l'homogénéisation des modèles obtenue par la transformation des fonctions de connexion et de conversion, naturellement discontinues, en fonctions continues de même valeur moyenne 'instantanée' calculée sur la période d'échantillonnage T_c supposée infiniment petite. Elles sont appelées *fonctions génératrices* respectivement de connexion f_{ci} et de conversion m_g :

$$m_g(t) = \lim_{T_c \rightarrow 0} \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} m(t) dt, \quad m_g(t) \in [-1, 1]$$

avec $m_g(t) = f_{1lg}(t) - f_{2lg}(t)$

m_g , grandeur de réglage du processus, est délivrée par le bloc de commande; un générateur de connexion traite m_g , selon une stratégie adaptée à des considérations technologiques, pour en extraire $\{f_{ci}\}$. A ces dernières génératrices est appliquée une méthode de *Modulation de Largeur d'Impulsions* dans un modulateur qui délivre alors $\{f_{ci}\}$, signaux logiques transformés en commandes B_{ci} par le *bloc de contrôle des commutations (BBC)*. La figure 4 donne une représentation modulaire de l'*Automate de Commande Rapprochée (ACR)* qui, à partir des références, des grandeurs contrôlées et des entrées externes, élabore les fonctions de connexion.

2.3 Graphe informationnel causal sur le processus

Les relations $\{R0, R, R1,2,3,4\}$, décrites sous la forme d'un ovale dans lequel est inscrite soit une double flèche (relation rigide) soit une simple flèche (relation causale), sont ordonnées au sein d'une représentation graphique (figure 5) orientée et définie comme *Graphe Informationnel de Causalité (GIC)*, [4].

On rappelle que, pour la recherche des algorithmes de commande, les fonctions discontinues f_{ci} et m sont remplacées respectivement par f_{ci} et m_g .

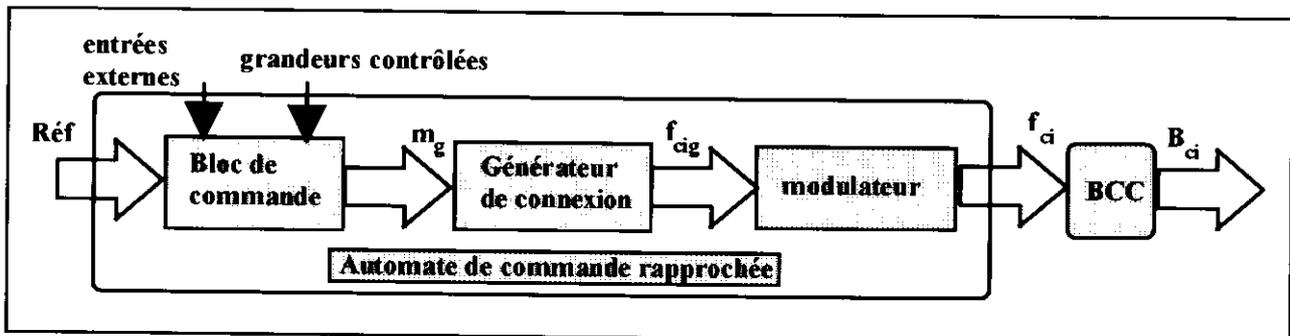


FIG. 4 Structure modulaire de l'ACR

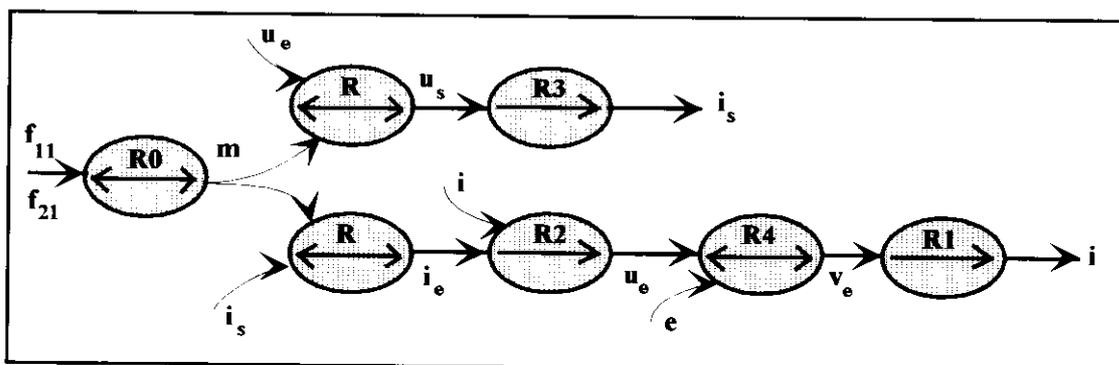


FIG. 5 Modèle du processus

3. Organisation de la commande

3.1 Inversion indirecte d'une relation causale [5]

La commande consiste à agir sur l'entrée x d'un processus par une *grandeur de réglage* $x_{ré g}$ pour que la trajectoire de la sortie y recopie parfaitement la trajectoire de sa référence $y_{ré f}$.

L'élaboration de $x_{ré g}$ nécessite donc la mise en place d'une relation de commande, d'entrée $y_{ré f}$, qui inverse la relation associée au processus considéré.

Alors que l'inversion directe paraît évidente pour les relations rigides, il n'en est pas de même pour les relations causales.

L'*inversion indirecte*, basée sur le concept d'*asservissement*, répond au problème ainsi posé au moyen d'une relation R_c de grand gain sur l'écart entre la sortie y à régler et sa référence $y_{ré f}$. La figure 6 illustre les relations suivantes :

Processus : $y = R(x)$
Commande : $x_{ré g} = R_c \times (y_{ré f} - y)$
 si $x = x_{ré g}$ et $R_c \rightarrow \infty$, alors $y \rightarrow y_{ré f}$

Remarque : en statique, une intégration convient à la réalisation du grand gain et conduit à l'erreur nulle.

Dans un processus monovarié, les perturbations et les non linéarités, captées et mesurées ou estimées, seront introduites dans la relation de commande sous les formes respectives de *compensation* et de *linéarisation dynamique*.

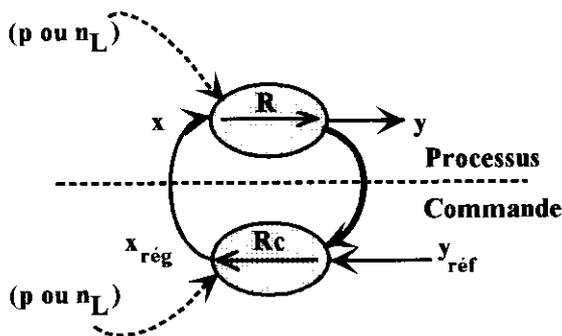


FIG. 6 Inversion d'une relation causale (perturbation p et non linéarité n_L dans le processus et dans la commande)

♦ Compensation

Exemple : soit un processus décrit par $y = R(x) + R'(p)$, [R relation linéaire, p perturbation];

commande :

$$x_{ré g} = R_c \times (y_{ré f} - y) - R^{-1}(R'(p)).$$

Si $x = x_{ré g}$, d'une part on obtient la compensation de la perturbation puisque $y = R(R_c \times (y_{ré f} - y))$, et de l'autre lorsque $R_c \rightarrow \infty$, $y_{ré f} - y = [R^{-1}(y)] / R_c \rightarrow 0$, soit $y \rightarrow y_{ré f}$.

♦ Linéarisation dynamique

Exemple : supposons une non linéarité exprimée sous la forme du produit de $x(t)$ par $n_L(t)$: $y = R(x \times n_L)$;

commande : $x_{ré g} = [R_c \times (y_{ré f} - y)] / n_L$.

Si $x = x_{ré g}$, y devient $R(R_c \times (y_{ré f} - y))$ et lorsque

$R_c \rightarrow \infty$: $y_{ré f} - y = [R^{-1}(y)] / R_c \rightarrow 0$, soit $y \rightarrow y_{ré f}$.

3.2 Les objectifs de la commande

L'objet premier de la commande du processus filtre actif étant la poursuite par le courant i d'une trajectoire de référence $i_{ré f}$ possédant un spectre fréquentiel défini par $i_{ch}(t)$ résidu harmonique du courant i_c de la charge non linéaire, il apparaît donc nécessaire d'inverser la chaîne causale (figure 5) constituée des relations R, R_2, R_4, R_1 , d'entrée m et de sortie i . La compensation de la perturbation $e(t)$ et l'introduction d'une linéarisation dynamique de la relation non linéaire R complètent les inversions indirectes par asservissement.

En remarquant que i_e résulte de la modulation du courant i_s par m d'une part, et que ce même courant, filtré par (R_s, L_s) , est sensiblement continu (valeur moyenne \bar{i}_s) d'autre part, il convient de réunir les conditions nécessaires à l'établissement d'un niveau suffisamment élevé pour i_s .

Deux démarches sont alors également possibles :

a) La commande sans contrôle de \bar{i}_s justifiée par les éléments de raisonnement suivants :

La circulation de i_s dans la résistance R_s a pour conséquence la dissipation d'une puissance moyenne $R_s \bar{i}_s^2$, (en admettant i_s parfaitement filtré), soit aussi $\bar{u}_s \bar{i}_s = \bar{u}_s \bar{i}_s$ ou encore la moyenne du produit $e i$, en négligeant les pertes dans le filtre d'entrée.

Supposant la tension $e(t)$ sinusoïdale : $e = E\sqrt{2} \sin(\omega t)$, seule la composante fondamentale i_1 de i , de pulsation ω , contribue à l'expression de la puissance active fournie par le réseau; il suffit donc d'introduire cette composante dans la référence de i pour engendrer \bar{i}_s sans avoir recours à son contrôle, soit :

$i_{1ré f} = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$, et si $i_1 = i_{1ré f}$ il vient alors :

$$\bar{u}_s \bar{i}_s = R_s \bar{i}_s^2 = EI_1 \cos(\varphi).$$

Pour le choix de φ nul, on obtient la relation

$$\bar{i}_s = EI_1 / \bar{u}_s.$$

b) Le contrôle du courant moyen \bar{i}_s est assuré par une boucle lente d'asservissement dont le correcteur délivre la référence I_1 (voir la section 3.5).

3.3 Graphe informationnel sur la commande du courant absorbé (boucle rapide)

La structure (figure 7) de la commande rapprochée de i est a priori construite sur la base du contrôle de toutes les variables d'état inscrites dans le graphe de causalité

$m \rightarrow i$, comme c'est le cas de la commande de position par une machine à courant continu pour laquelle on contrôle le courant d'induit, la vitesse de rotation et la position angulaire, autant de variables d'état du processus à régler [5].

Le graphe comporte les éléments suivants :

- R5, inversion indirecte de R1, qui correspond à l'algorithme de réglage de v_e (correcteur C5);

- R6 obtenu par inversion directe de R4, soit :

$$u_{eréf} = e - v_{erég}$$

- R7, inversion indirecte de R2, qui correspond à l'algorithme de réglage du courant $(i - i_e)$ dans le condensateur C_e (correcteur C7);

- R8 qui linéarise la relation R :

$$m_g = \frac{1}{i_s} [(i_e - i)_{rég} + \tilde{i}]$$

le bloc *générateur de connexion* qui constitue l'inversion de R0 en valeur moyenne instantanée et le *modulateur* déterminant alors les fonctions de connexions effectives f_{ci} .

Remarque : la notation \tilde{x} est celle des grandeurs captées, voire estimées.

3.4 Algorithme pour la commande du courant absorbé

Le schéma fonctionnel de la figure 8 décrit le modèle continu du processus et de sa commande sans contrôle du courant i_s ; il est ensuite simplifié en supposant $\tilde{i} = i$ et présenté (figure 9) sous une forme classique à deux boucles en vue de procéder à la synthèse des correcteurs C5 et C7.

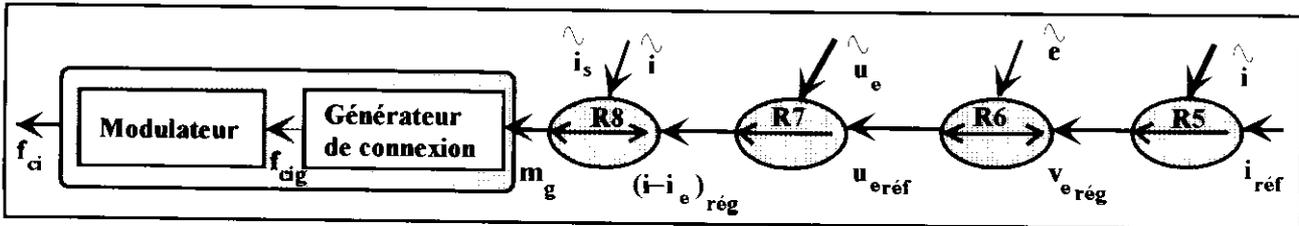


FIG. 7 Graphe informationnel sur la commande rapprochée de i

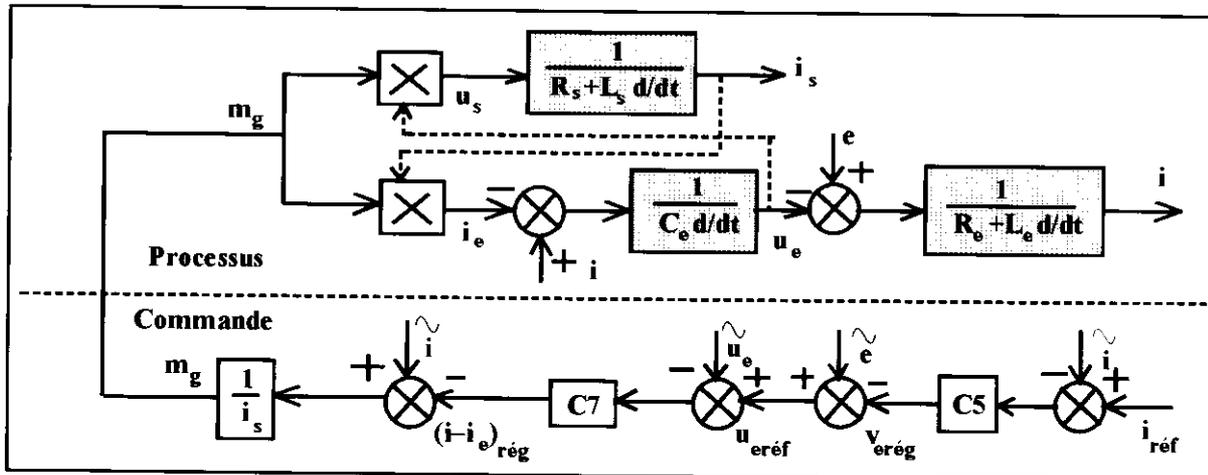


FIG. 8 Modèle continu processus/commande de i

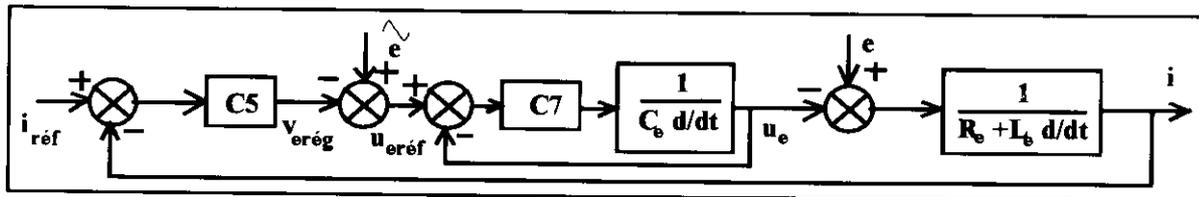


FIG. 9 Schéma fonctionnel simplifié

□ Cahier des charges

1) La consigne

$i_{réf} = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) - i_{ch}(t)$, choix de I_1 pour que m_g reste compris entre -1 et 1 .

2) La fonction de transfert $H(s) = I(s) / I_{réf}(s)$

- filtre passe-bas du deuxième ordre dominant à coefficient d'amortissement $\zeta = 1/\sqrt{2}$ et à gain statique unitaire :

$$H(s) = 1 / \left[1 + \sqrt{2}(s/\omega_n) + (s/\omega_n)^2 \right]$$

• largeur de bande B_{-3} (à -3dB) définie

☞ pour éliminer les harmoniques de modulation ($f_c = 8\text{kHz}$);

☞ pour assurer une bonne recopie (amplitude et déphasage) jusqu'à l'harmonique de rang 13 : fréquence 650 Hz.

⇒ *choix de compromis* : $B_{-3} = \omega_n / 2\pi = 10^4 / 2\pi$,
 $B_{-3} = 1592\text{Hz}$.

• performances :

à 50 Hz, $|H| = 1$ à $5 \cdot 10^{-4}$ près, $\arg H = -2,5^\circ$;

à 650 Hz, $|H| = 1$ à $1,4 \cdot 10^{-2}$ près, $\arg H = -35^\circ$;

à 8 kHz, $|H| = 2,5 \cdot 10^{-2}$, atténuation 32 dB.

□ Réglage du correcteur C7 :

La fonction de transfert $T(s) = U_e(s) / U_{\text{réf}}(s)$ doit présenter un gain statique unitaire et une bande passante bien supérieure à 50 Hz pour assurer une bonne compensation de e . Le choix se porte sur un simple gain K_7 de sorte que $T(s) = 1 / [1 + (C_e / K_7)s]$, $T_7 = C_e / K_7$ est la constante de temps.

□ Réglage du correcteur C5 :

Le schéma fonctionnel de la figure 9 est réduit (figure 10) par suite de la compensation de e .

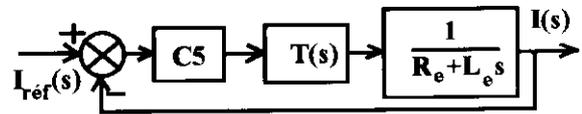


FIG. 10 Schéma fonctionnel réduit

Le correcteur C5, du type PI, est réglé pour compenser le pôle dominant ($-R_e / L_e$) : $C5 = K_5(R_e + L_e s) / s$, de sorte que la fonction de transfert $H(s)$ devient :

$$H(s) = 1 / \left[1 + (s / K_5) + (T_7 / K_5)s^2 \right]$$

Par identification des fonctions de transfert, les relations suivantes sont établies :

$\omega_n = \sqrt{K_5 / T_7} = 10^4 \text{ rad/s}$; $K_5 = \omega_n / \sqrt{2} = 10^4 / \sqrt{2} \text{ rad/s}$
ce qui débouche sur les valeurs numériques :

$$K_5 = 7,07 \cdot 10^3 \text{ rad/s et } T_7 = 70,7 \mu\text{s}.$$

On vérifie alors que la largeur de bande de $T(s)$ est suffisamment élevée : $1 / 2\pi T_7 = 2,25 \text{ kHz} \gg 50 \text{ Hz}$; puis, sachant que $C_e = 6,25 \mu\text{F}$, on déduit le gain $K_7 = 0,0884 \text{ S}$.

□ Résultats

La consigne I_1 est calculée (2,18 A) pour obtenir une valeur moyenne de i_s égale à 20 A; on observe un courant i parfaitement sinusoïdal de fréquence 50 Hz en l'absence de courants harmoniques à reproduire (application : redresseur non polluant); les chronogrammes présentés à la figure 11 concernent uniquement les grandeurs modulées : m , i_e , u_s , d'autres résultats simulés sont montrés dans l'application filtrage du paragraphe 4.

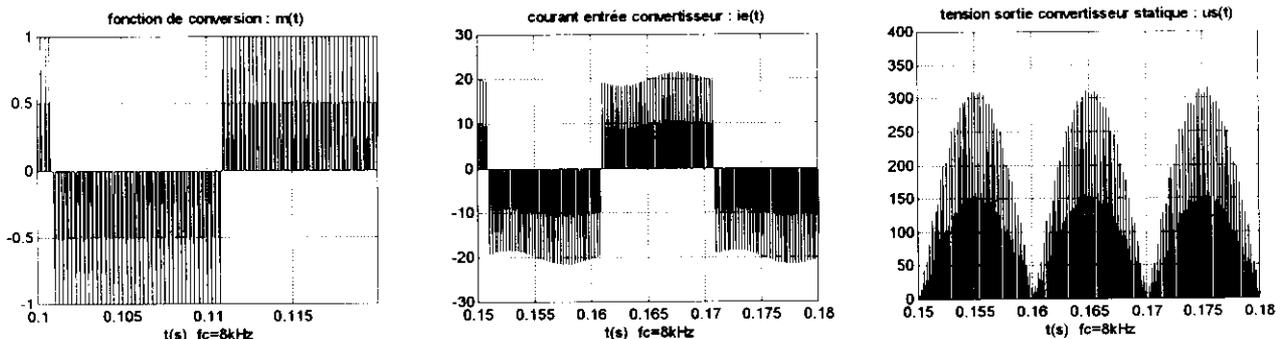


FIG. 11 Grandeurs modulées

3.5 Réglage du courant dans la bobine de stockage

La dynamique de la boucle de courant i_s devant être beaucoup plus lente que celle de la boucle de courant i dont le temps de réponse $3/\omega_n$ vaut 0,3 ms, un modèle de commande aux valeurs moyennes (figure 12) est recherché sur la base de l'égalité des puissances moyennes : $E I_1 = \bar{u}_s \bar{i}_s$.

De cette dernière équation et compte tenu des dynamiques, on peut assimiler pratiquement I_1 et plus approximativement \bar{i}_s à leurs références respectives $I_{1\text{réf}}$

et $I_{s\text{réf}}$, de sorte que le passage de $I_{1\text{réf}}$ à \bar{u}_s s'effectue par un gain constant $E / I_{s\text{réf}}$. En fait la démarche précédente n'est valide qu'autour d'un point moyen de fonctionnement et les résultats de la simulation du démarrage du système montreront l'importance de l'écart observé lors du régime transitoire. L'intérêt de la méthode réside surtout dans le découplage des deux boucles de réglage de i et de i_s , ce qui évidemment en facilite la correction.

Un filtre passe-bas F, du premier ordre, de fréquence de coupure 10 Hz et de fonction de transfert

$F(s) = 1/(1+16.10^{-3}s)$, permet d'atténuer suffisamment l'harmonique de fréquence 100 Hz contenu dans i_s et d'éviter ainsi sa réinjection dans la référence de i_1 . Le pôle de $F(s)$ devient un zéro pour la fonction de transfert $G(s) = I_s(s)/I_{sréf}(s)$; la multiplication de $I_{sréf}(s)$ par $F(s)$ l'élimine. Le correcteur C3, du type PI, compense le pôle $-R_s/L_s$, son gain K_3 est réglé pour un coefficient d'amortissement unitaire, alors le temps de réponse théorique de $G(s)$ est égal à $160 \text{ ms} \gg 0,3 \text{ ms}$.

▣ Réglage du correcteur C3

D'après la description du correcteur, l'expression de sa fonction de transfert doit donc s'écrire :

$$C3(s) = K_3(R_s + L_s s) / s$$

Avec $E/I_{sréf} = 220/30 = 7,33$, on obtient finalement :

$$G(s) = 1 / \left[1 + (0,136 / K_3) s + (2,18.10^{-3} / K_3) s^2 \right]$$

d'où l'on tire :

$$K_3 = 2,12; \omega_0, \text{ pulsation naturelle} = 31,2 \text{ rad/s.}$$

La bande passante de $G(s)$ à -6 dB vaut donc $\omega_0/2\pi = 5 \text{ Hz}$ et le temps de réponse théorique est alors égal à $5/\omega_0 = 160 \text{ ms}$. En réalité, le gain E/\bar{i}_s n'est pas constant pendant le régime transitoire d'établissement de \bar{i}_s à $I_{sréf}$, il décroît d'une valeur infiniment grande jusque $E/I_{sréf} = 7,33$; on constate ainsi l'effet de la variation du gain sur le temps de réponse réel (figure 13) qui approche 25 ms, valeur encore nettement supérieure à 0,3 ms.

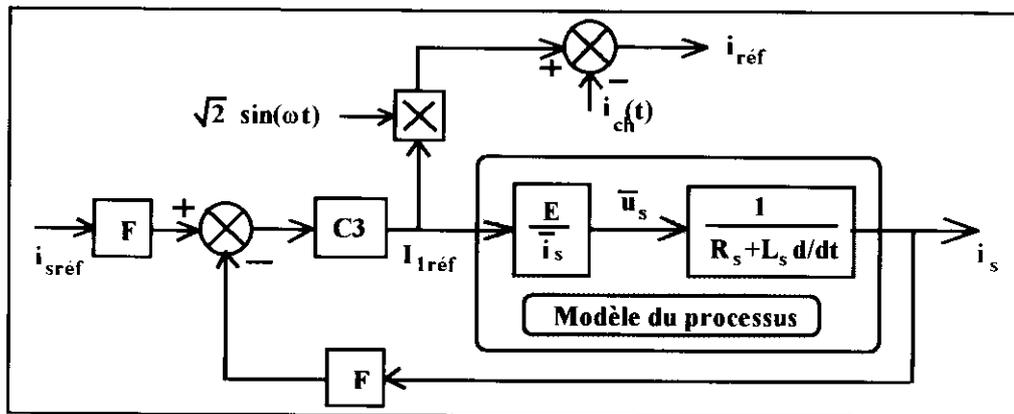


FIG. 12 Modèle de commande du courant i_s et de la référence de i

4. Résultats de simulation [6]

L'essai de filtrage est réalisé en situation de très forte pollution, la charge est du type RCD (pont de diodes, cellule RC); seules les treize premières composantes harmoniques sont prises en considération pour la reconstitution du chronogramme de $i_c(t)$:

$$i_c(t) = \sum_{k=1}^{k=13} I_{ck} \sqrt{2} \sin(k\omega t - \varphi_k)$$

La référence du courant continu $I_{sréf}$ est choisie égale à 30 A; cette valeur, supérieure au besoin réel de compensation des harmoniques de i_c (amplitude de m_g à 50% de la valeur 1 de saturation), permet de faire face à un accroissement de la pollution.

La référence de I_1 s'établit à 5 A et le bilan de puissance $E I_1 = R_c I^2 + R_s I_s^2 = 1100 \text{ W}$ est bien vérifié, mais il souligne l'importance de la consommation énergétique, point faible du filtre actif étudié. Il convient donc d'ajuster $I_{sréf}$ automatiquement en fonction du niveau de pollution détecté.

La comparaison du chronogramme (figure 13) de i à celui de $i_{réf}$ montre la bonne qualité des algorithmes de commande calculés. De même la comparaison du chronogramme du courant appelé au réseau i_r à celui de la charge non linéaire i_c prouve l'efficacité du filtre dans des conditions difficiles de filtrage, mais le tableau des données et des résultats révèle aussi les limites du filtrage et la dégradation des performances quand le rang k s'élève, notamment pour les valeurs 11 et 13.

fréquence Hz	50	150	250	350	450	550	650
I_{ck} (A)	2,4	2,1	1,92	1,56	1,14	0,72	0,42
$-\varphi_k$ (°)	-37	179	61	-64	174	43	-77
I_1 (A)	5						
i_{rk} (A)	7	0,23	0,35	0,41	0,39	0,35	0,25
i_{rk} / I_{ck} (%)		10,9	18,2	26,2	34,2	48,6	59,5

Tableau. Données et résultats numériques

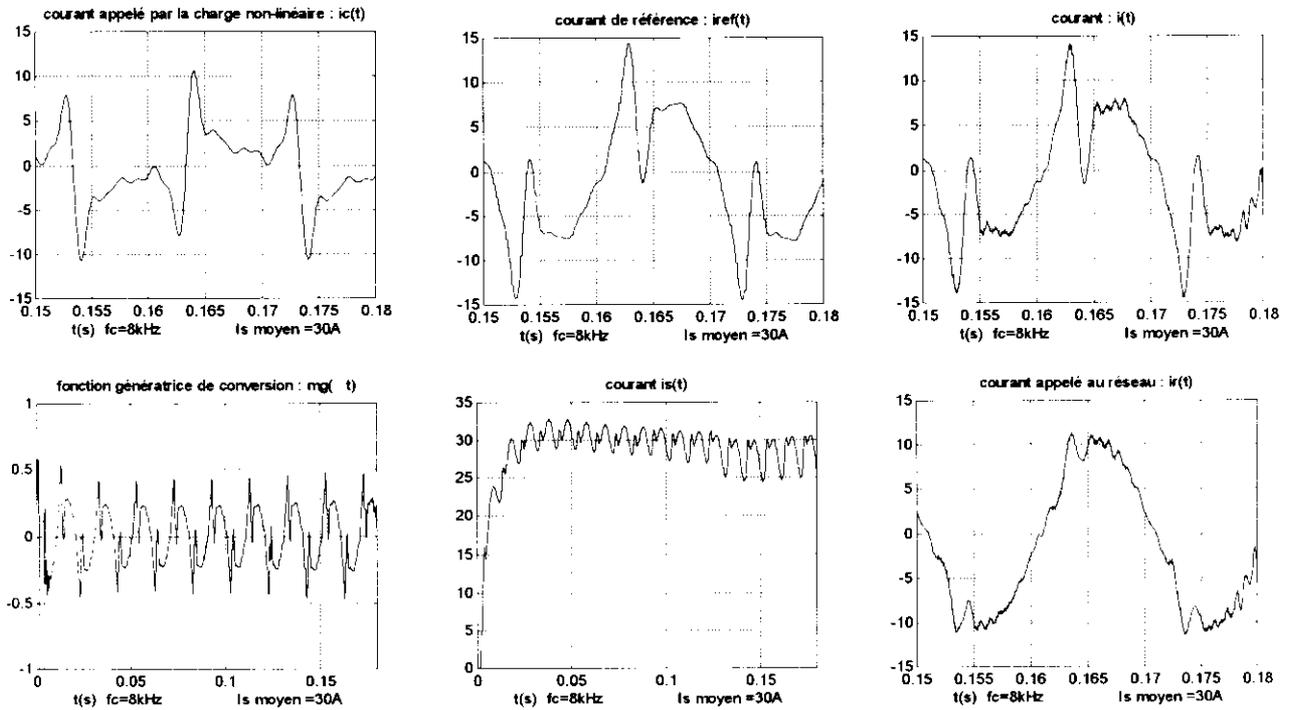


FIG. 13 Chronogrammes des courants caractéristiques du filtre actif

Conclusion

L'étude du filtre actif à stockage inductif nous a fourni l'occasion d'appliquer d'une manière systématique des méthodes récentes de modélisation des processus utilisant des convertisseurs statiques d'énergie électrique. Leur description par un graphe informationnel de causalité et l'inversion indirecte des relations causales par asservissement conduisent à de nouvelles démarches dans la recherche des algorithmes de commande; elles offrent l'avantage d'apporter des outils clairs et rigoureux au regard de la complexité des problèmes abordés.

Dans le cadre de la CEM, les convertisseurs totalement commandables permettent de trouver des solutions à la dépollution harmonique, mais dans un domaine fréquentiel nécessairement restreint en raison même des techniques de MLI utilisées et des fréquences de commutation des semiconducteurs de puissance.

Le coût énergétique et le coût en dimensionnement des éléments passifs associés au filtre actif à stockage inductif constituent une telle contrainte qu'il peut apparaître au premier abord économiquement préférable d'avoir recours aux filtres actifs à stockage capacitif.

Enfin, osons terminer par une lapalissade, le problème de la pollution harmonique des réseaux électriques disparaîtra quand les convertisseurs seront tous à absorption sinusoïdale de courant; n'est-ce pas là un challenge d'actualité pour les électroniciens de puissance ?

Bibliographie

- [1] J.-P. Caron, J.-P. Hautier; « Le pont monophasé de commutation ». La Revue 3EI, mai 1994, pp 3-19.
- [2] X. Guillaud, J.-P. Hautier; « Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques ». Journal de Physique III, avril 1994; pp 805-819.

- [3] J.-P. Hautier, X. Guillaud; « Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques ». Revue Générale d'Electricité, janvier 1995; pp 25-33.

- [4] J. Faucher, M. Grandpierre; « Les graphes informationnels de causalité. Application à la simulation des systèmes électriques ». Journées du Club EEA, Paris, mars 1992.

- [5] J.-P. Caron, J.-P. Hautier; « Modélisation et commande de la machine synchrone », 3ème partie : Commande de la machine à courant continu-Concepts pour la machine synchrone. Journée 3EI, Supélec, Gif-sur-Yvette, mars 1995.

- [6] M. Facon; « Commande d'un pont monophasé tension/courant-Application au filtrage actif et à la variation de vitesse de la machine à courant continu ». Mémoire d'Ingénieur CNAM, Lille, novembre 1995.

LE STOCKAGE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE MOYENS ET APPLICATIONS

Synthèse de la Journée d'Études SEE Clubs 13 et 11, du 1^{er} février 1996 au CNAM Paris

Bernard MULTON^① et Jean-Marie PETER^②

^①École Normale Supérieure de Cachan Antenne de Bretagne — LÉSIR, ^②Président du club 13 de la SEE

Introduction

Cet article donne une synthèse critique de la journée d'étude SEE du 1^{er} février 1996 dont l'objectif était de faire le point sur un problème fondamental du génie électrique : le stockage de l'énergie électrique. L'énergie électrique représente actuellement 12% de la totalité de l'énergie traitée par les hommes sur la terre. Cette proportion va encore croître considérablement au cours des prochaines années (34% prévus en 2025) dans un contexte de diminution des ressources combustibles fossiles, d'une plus grande utilisation des énergies renouvelables et d'un plus grand respect de l'environnement. Le stockage de l'énergie électrique devient plus que jamais une nécessité, or l'électricité se stocke difficilement. Depuis l'invention de la bouteille de Leyde en 1745, de la pile de Volta en 1799 puis de l'accumulateur de Planté en 1859, on est tenté de croire qu'il y a eu peu de progrès. Cependant, si l'on est attentif aux récentes réalisations, on peut observer une

amélioration sensible des performances des dispositifs de stockage de l'électricité. Et si aucun miracle n'est attendu, l'évolution est suffisamment prometteuse pour envisager de nouvelles applications. Les principaux moteurs de ce développement sont la forte croissance des applications portables (téléphones, micro-ordinateurs...), la demande en moyens de transport non polluants et, enfin, les besoins des réseaux de distribution d'énergie.

Ainsi, nous avons abordé, à travers huit exposés, les principaux moyens de stockage (électrochimique, électromagnétique, inertiel, capacitif) associés à leurs principales applications. La journée s'est terminée par un exposé de "synthèse à chaud" de Jean-François Fauvarque, Professeur titulaire de la chaire d'électrochimie du CNAM, puis autour d'une table ronde dont le thème de départ était les supercondensateurs.

Conférences :

- [1] André MARQUET (EDF-DER) : "*Problèmes généraux du stockage de l'énergie électrique*".
- [2] Séverine LAURENT (EDF-DER) : "*Intérêt économique des batteries dans les postes sources*".
- [3] Pierre-Guy THEROND (EDF-DER), Yves LAUMOND (GEC-Alsthom) : "*Stockage électromagnétique*".
- [4] Michel BROUSSELY (SAFT) : "*Stockage électrochimique pour le véhicule électrique*".
- [5] Jean-Paul YONNET (LEG, INP Grenoble) : "*Le stockage par volant d'inertie*".
- [6] Michel BRAMOULLÉ (LCC) : "*Évolution des technologies du stockage capacitif*".
- [7] Luc WUIDART (SGS-Thomson) : "*Comment charger des batteries Li-Ion, NiCd ou NiMH en une heure*". Exposé présenté par Jean-Marie PETER.
- [8] Jean-François FAUVARQUE, au cours de la table ronde : "*Les supercapacités*".

Bilan des exposés et des discussions avec les participants

L'électricité se stocke mal ce qui a pour conséquence des dispositifs encombrants et coûteux. Les moyens sont connus depuis longtemps : la batterie au plomb date de 1859, celle au cadmium-nickel de 1892. On peut ainsi s'étonner de voir encore des études sur ces sujets. La complexité des phénomènes ainsi que la durée de validation justifient ces longs délais de gestation. Un accroissement des performances rendra possibles la traction électrique automobile et l'adaptation de la production à la consommation qui semblait, naguère, impossible. Il existe de bonnes chances pour que l'on utilise un stockage "impulsionnel" afin d'assurer un certain découplage entre la demande et la production. Ce stockage requiert

des systèmes d'accumulation mécaniques, électrostatiques, magnétiques ou électrochimiques associés à des convertisseurs électroniques de puissance. Tout cela est aujourd'hui techniquement possible, il ne reste qu'à ce que les promesses de baisse des coûts se réalisent.

MOYENS DE STOCKAGE

Condensateurs [1, 6] :

L'énergie $W = \frac{1}{2} C \cdot V^2$ est limitée par le claquage diélectrique de l'isolant, elle sera d'autant plus grande que son champ disruptif E_d et sa permittivité sont élevés : $\frac{W}{\text{Volume}} = \frac{1}{2} \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot E_d^2$. Dans [6], seules

les technologies film sont analysées en détail. La technologie électrolytique est limitée en tension (600 V), en énergie unitaire (600 J) ainsi qu'en puissance de décharge (10 mA/ μ F à 40°C), l'énergie volumique maximale vaut environ 600 J/litre. Notons qu'elle constitue dans un certain nombre de cas une alternative à ne pas négliger. Les condensateurs céramiques de type II (baryum ou strontium) sont intéressants pour le stockage de faibles quantités d'énergie avec une densité de 600 J/litre environ. En ce qui concerne la technologie film, on atteint aujourd'hui, avec le polypropylène aluminisé environ 1000 J/litre (0,3 W.h/litre). L'utilisation de PVDF (polyvinyle bifluoré $\epsilon_r = 10,5$ et $E_d = 250$ V/ μ m) permet d'atteindre 1 W.h/litre (0,4 W.h/kg) mais son coût n'est pas acceptable. L'énergie volumique des condensateurs film est passée de 50 J/litre en 1965 à 650 voire 1000 J/litre en 1995. Les technologies au papier sont progressivement remplacées par la technologie film polypropylène métallisé. La sécurité en cas de claquage est assurée par une nouvelle conception multicellulaire de la métallisation dans laquelle chaque cellule est séparée de ses voisines par des zones fusibles (pour un condensateur 5600 μ F-1100 V, 2550 m² de film et 650 000 fusibles). On envisage, pour les années à venir, de nouveaux types de diélectriques (E_d multiplié par 3 et $\epsilon_r > 10$) ainsi qu'une réduction d'épaisseur des dépôts qui pourraient offrir des énergies volumiques de 5000 J/litre à condition que soient résolus les problèmes de champ électrique aux interfaces avec l'extérieur.

Supercapacités [1, 8] :

Le principe est voisin de celui du condensateur mais le film diélectrique est remplacé par un électrolyte conducteur ionique dans le quel le déplacement des ions s'effectue le long d'une électrode conductrice à très grande surface spécifique (grains de carbone percolants ou polymères conducteurs micro-fibreux : 1200 m² par gramme). On obtient ainsi de meilleures énergies volumiques que dans les condensateurs (5 W.h/kg voire 15 W.h/kg mais à un coût prohibitif) mais avec une constante de temps de décharge plus élevée à cause de la lenteur de déplacement des ions dans l'électrolyte (800 à 2000 W/kg). La tension par élément est limitée à 2,5 ou 3 V (modules jusqu'à 1500 F) et nécessite généralement une mise en série contrairement au condensateur. On peut craindre un risque de déséquilibre lors de cette mise en série : pratiquement il n'y a pas de problème, l'équilibre se fait bien car il y a peu de dispersions de caractéristiques. A la différence des dispositifs électrochimiques, il n'y a pas de réaction chimique ce qui accroît considérablement la cyclabilité.

Accumulateurs électrochimiques [1, 2, 4, 7] :

Ils sont constitués d'un couple électrochimique composé de deux électrodes séparées par un électrolyte

et aux interfaces desquelles interviennent des réactions d'oxydation ou de réduction qui cèdent ou absorbent des électrons. Les ions ainsi générés circulent dans l'électrolyte. Pour avoir une grande énergie stockée, il faut un grand nombre d'électrons échangés par mole ainsi qu'une réaction entre un élément très oxydant et un autre très réducteur (le couple Lithium-Fluor a une fem théorique de 6 V). Il faut en outre une parfaite réversibilité des processus électrochimiques et des matériaux à faible masse ou volume molaire. Mais la masse des matières actives (sans séparateurs ni électrolyte !) ne représente que 10 à 30% de la masse totale. Les réactions chimiques sont sensibles à la température, ainsi certains types d'accumulateurs sont inefficaces à basse température (< 0°C), d'autres requièrent des températures élevées (300°C). La puissance (rapidité à délivrer l'énergie) est limitée par le plus lent des nombreux processus de conduction. Pour accroître la puissance, il faut augmenter les surfaces d'électrodes, augmenter leur porosité... Pratiquement, il existe toujours un compromis énergie/puissance.

Les grandes familles d'accumulateurs sont celles :

- Au *plomb-acide*, bon marché mais lourds (30 W.h/kg et 80 W/kg, objectifs : 50 W.h/kg et 150 W/kg).

- Au *nickel à électrolyte alcalin* (NiCd, Ni-métal-hydrure NiMH, Ni-Fe) moins lourds (pour le NiCd : 50 W.h/kg et 200 W/kg, objectif : 65 W.h/kg, 66 W.h/kg pour le NiMH) mais plus chers. Elles possèdent également un autre inconvénient, le fameux effet mémoire dont la conséquence est la suivante : si la batterie n'est pas totalement déchargée avant sa recharge, elle ne retrouve pas sa pleine capacité. Il est ainsi nécessaire de la décharger complètement avant la recharge. Actuellement, les batteries NiCd pour véhicule électrique nécessitent une surveillance du niveau d'électrolyte tous les 50/100 cycles. Les batteries portables NiCd et NiMH se rechargent de la même façon : le courant est régulé, la charge est arrêtée dès que l'on observe un point d'inflexion sur la courbe de croissance de la tension. Une sécurité de température à 50°C permet d'assurer la survie de la batterie en cas de surchauffe.

- Au *métal* (zinc ou fer ou magnésium)/air.

- Au *sodium à électrolyte d'alumine β* (soufre ou chlorure de nickel) fonctionnant à haute température (environ 300°C).

- Au *lithium à électrolyte sel fondu* à 450°C.

- Au *lithium-carbone (électrode positive insérée dans un oxyde métallique à électrolyte organique* liquide ou solide en fil mince polymère). Le lithium est très léger et très énergétique (environ 10 kW.h/kg de masse active) mais il est très réactif et il a fallu d'intenses recherches pour arriver à un nombre de cycles satisfaisant (environ 1000). Les accumulateurs au lithium sont produits au Japon pour les applications électroniques portables. Leur recharge nécessite une surveillance très précise (1%) de la tension, en début de

charge l'alimentation s'effectue en courant puis lorsque la tension maximale est atteinte, la tension est régulée.

La durée minimale de décharge des accumulateurs électrochimiques descend difficilement en dessous du quart d'heure. Mais on n'arrive, pour certaines applications, à quelques 100 W/kg voire quelques kW/kg en quelques secondes ou quelques minutes.

Volants d'inertie [1, 5] :

On stocke l'énergie cinétique dans un volant d'inertie : $W = \frac{1}{2} J \cdot \Omega^2$, il faut alors des matériaux à haute résistance à la traction σ_{\max} (due à la force centrifuge) capables de vitesses périphériques élevées. Les meilleurs sont les composites à fibres de carbone (structures bobinées) capables d'atteindre 1500 m/s correspondant à 100 voire 150 W.h/kg. L'énergie massique vaut : $\frac{W}{M} = K \cdot \frac{\sigma_{\max}}{\rho}$ où ρ est la masse volumique du matériau et K est un facteur dépendant de la forme du volant (K = 0,5 pour un cylindre à paroi mince). Seulement, il faut adjoindre au volant des auxiliaires (paliers magnétiques, enceinte sous vide, moteur/générateur...) qui conduisent à des valeurs plus proches de 25 W.h/kg. Le moteur/générateur est l'interface électromécanique permettant la charge et la décharge. La puissance impulsionnelle de ces dispositifs peut être élevée : 2 kW/kg mais leur coût est encore prohibitif. Les paliers magnétiques utilisables pour les volants d'inertie n'ont pas à supporter des charges importantes aussi peuvent-ils se réduire à leur plus simple configuration à un seul axe actif. Un exemple de volant pour véhicule électrique hybride est présenté [5], il permet de stocker 0,8 kW.h à 35000 tr/mn avec un rotor en fibres de carbone (diamètre 40 cm) pour une masse totale de 30 kg. L'utilisation du stockage d'énergie cinétique peut poser des problèmes de sécurité. En pratique, si le volant éclate, l'essentiel de l'énergie libérée est absorbé dans la dislocation de la structure lorsqu'elle est en fibres. Quant à l'effet gyroscopique, ses effets peuvent être minimisés grâce à un assemblage de plusieurs volants tournant en sens inverses.

Inductances [1, 2, 3] :

L'énergie magnétique $W = \frac{1}{2} L \cdot I^2$ est avantageusement stockée dans l'air. L'énergie volumique est proportionnelle au carré de l'induction $\frac{W}{V} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu}$, en outre les pertes Joule ne permettent pas de la conserver au delà de quelques fractions de seconde. Aussi a-t-on recours à des bobinages supraconducteurs. Les deux types de bobinages envisagés sont le solénoïde et le tore (tous deux à air). Le premier permet un meilleur stockage à volume donné de matériau supraconducteur mais il rayonne

beaucoup et engendre une pollution inadmissible dont la compensation est coûteuse et encombrante. Le tore se révèle, malgré un volume plus important, la solution la plus souvent retenue.

Avec les supraconducteurs basse température à base de niobium (Nb), on obtient environ 4 W.h/litre (à 6 T). Les caractéristiques du NbTi (largement industrialisé) sont : 3000 A/mm² sous 5 T à 4,2 K (max 10 T). Celles du Nb₃Sn sont : 1200 A/mm² à 10 T, 300 A/mm² à 16 T (max. 24 T).

Avec les nouveaux supraconducteurs céramiques dits "haute température critique", on peut espérer des améliorations. Le meilleur compromis (pour les applications de stockage) densité de courant, induction, température critiques semblerait se situer à environ 15 T et 30 K. A cette température, le gain sur le système de réfrigération est très substantiel. Mais ces matériaux n'ont pas encore atteint la maturité industrielle des alliages au niobium et il faudra attendre encore 5 à 10 ans pour dépasser leurs performances. Notons que même avec 30 T, on n'atteint pas les valeurs d'énergie volumique des accumulateurs au plomb. L'avantage des inductances supraconductrices réside dans leur très grande puissance (possibilité de décharge à 50% en moins de 1 s avec des brins multifilamentaires de très faible diamètre : quelques μ m voire submicroniques). La principale difficulté est liée au système de réfrigération qui, même s'il ne pose plus aujourd'hui de problème, accroît considérablement le coût et complique l'exploitation. De tels dispositifs sont commercialisés aux USA (jusqu'à 3 MJ-1 MVA).

Stockage hydraulique [1] :

Ce principe est utilisé pour les grandes énergies (quelques 10 GW.h, et 100 MW), il "suffit" de construire un réservoir à une hauteur h par rapport au système de pompage/"turbine" : $W = m \cdot g \cdot h$. Son coût est très faible (quelques F/kW.h). Malheureusement, on ne peut pas implanter ces dispositifs au voisinage des centres de consommation et ils sont difficilement transportables !

MISSIONS TECHNIQUES DU STOCKAGE ÉTUDIÉES AU COURS DE LA JOURNÉE

Le secours [1] :

On recherche, dans ce cas, de longues durées de vie ainsi qu'une faible autodécharge (ex. à EDF, plus de 5000 batteries, dont l'énergie stockée peut aller jusqu'à 400 kW.h, sont installées). Dans les alimentations ininterrompibles qui n'interviennent que ponctuellement, on peut souhaiter une puissance importante sans une énergie stockée élevée. Pour l'instant, le secours est le domaine réservé des accumulateurs électrochimiques de type plomb-acide ou cadmium-nickel. Cependant, des recherches ont été effectuées avec des générateurs aluminium-air (secours longue durée, grande compacité) ainsi qu'avec des

volants d'inertie (courte durée : quelques minutes, grande puissance).

La régulation de charge stationnaire (adaptation de la consommation à la production) [1, 2, 3] :

Il s'agit de stocker l'énergie fournie par la production pendant les creux de consommation pour la restituer pendant les pointes (nivellement de charge). Avec un stockage idéal (quantité d'énergie et sa répartition), les dispositifs de production n'auraient à être dimensionnés que par rapport à la puissance moyenne consommée. Pour le réglage de la fréquence, il est actuellement nécessaire de prévoir une marge de puissance suffisante (2,5% dans un réseau de très forte puissance comme le nôtre et allant jusqu'à 30% sur des réseaux isolés de faible puissance). Notons que si l'utilisation des énergies renouvelables (éoliennes, photovoltaïques) se développe, la production deviendra plus irrégulière, nécessitant par là même un accroissement de ce besoin de régulation. Les systèmes de stockage doivent alors être capables d'emmagasiner des énergies importantes et de les délivrer pendant des durées de l'ordre d'une à deux heures, l'électronique de puissance est, ici encore, l'interface la mieux adaptée avec le réseau. Une maintenance minimale est un critère très important. Cependant, on envisage, à court terme, l'utilisation des filières électrochimiques (batteries tubulaires au plomb ou batteries chaudes au sodium aux USA). De tels dispositifs commencent à devenir rentables pour les usagers industriels en France compte tenu de la tarification actuelle. Au Japon, de tels développements, fondés sur la filière lithium-carbone, sont envisagés au niveau de l'habitat individuel. Précisons que sont aussi étudiées des stations mobiles que l'on pourrait déplacer, selon les besoins, en différents points du réseau.

Qualité de tension [1, 2] :

Il s'agit ici de corriger les imperfections de la tension distribuée comme les distorsions (échelle de la période : ≈ 100 ms), les creux de tension et les micro-coupures (≈ 1 s à qq. 10 s). Actuellement le filtrage actif, qui utilise comme moyen de stockage des condensateurs (très grand nombre de cycles et rapidité), se développe fortement (jusqu'à 20 MVA au Japon). Il a également recours aux interrupteurs électroniques de puissance (IGBT et GTO). Pour la stabilisation transitoire des réseaux, le lissage des creux de tension ainsi que pour le lissage des charges fluctuantes (par exemple, les futurs aimants de fusion consommeraient des puissances de 600 MW à 200 MW/s), il est nécessaire de disposer de moyens de stockage capables de répondre très rapidement à la demande, on envisage alors la filière électromagnétique supraconductrice. Le projet Anchorage (en Alaska) prévoit un stockage inductif de 50 MW.h/50 MW et 50 MVAR en continu. Hydroquébec a fait une étude de faisabilité pour un stockage de 300 MJ-300 MVA réalisé avec un système

modulaire à 9 tores supraconducteurs de 33,3 MJ chacuns.

Applications électriques portables [1, 7] :

Ce marché connaît depuis peu une croissance exceptionnelle (+ 30%/an actuellement). On recherche des qualités de compacité, faible masse, énergie et puissance variables selon que les applications sont domestiques ou professionnelles. C'est encore la filière électrochimique qui a été retenue pour ses qualités d'énergie et de puissance massiques : d'abord le CdNi, puis le NiMH et maintenant, venu du Japon, le lithium qui suscite maintenant un engouement mondial. Aux USA, en remplacement des piles alcalines, on utilise les accumulateurs alcalins Zn/MnO₂ (zinc-dioxyde de manganèse) peu coûteux, à très forte énergie massique mais faiblement cyclables (quelques dizaines de cycles).

Traction électrique automobile [1, 4, 5, 8] :

On parle souvent de véhicule électrique au singulier, il existe en réalité plusieurs types de missions très différents correspondant à des besoins divers. L'une des plus sévères est celle du véhicule urbain pour lequel on recherche une autonomie élevée (200 à 300 km au lieu des 70 à 100 km actuels), donc une énergie et une puissance massiques importantes (l'*United State Advanced Battery Consortium* demande à long terme 200 W.h/kg et 400 W/kg), une cyclabilité assez élevée (> 600), une plage de température étendue (-40 à +85°C) et un coût faible... Seules, les batteries électrochimiques sont capables de relever le défi mais leurs performances en décharge rapide sont insuffisantes (rendement et vieillissement), aussi envisage-t-on de les associer à des dispositifs complémentaires comme les volants d'inertie ou les supercapacités. Il faut cependant trouver des solutions électroniques d'association acceptables sur le plan du coût ; en effet la tension batterie varie peu avec l'état de charge contrairement aux autres dispositifs auxquels on souhaite l'associer. Actuellement, seules les filières plomb et Ni-Cd ont une maturité industrielle suffisante et continuent à subir des améliorations mais elles n'offrent pas le niveau de performances attendues. De gros programmes de recherche ont été initiés (notamment US-ABC : advanced battery consortium, LIBES au Japon et PREDIT en France). Au Japon, les investissements se focalisent sur les batteries lithium. La filière sodium (NaNiCl₂) reste envisagée (Allemagne et USA) malgré la nécessité de fonctionner à 300°C et la perte d'énergie correspondante. On peut estimer la quantité d'énergie à stocker en fonction de la masse et de l'autonomie requises en considérant une consommation d'environ 135 W.h/tonne/km et une puissance de 40 kW/tonne. Ainsi plusieurs analyses sont effectuées dans [4] pour montrer les effets du choix de la technologie de batteries et de leur masse embarquée sur l'autonomie, la durée de vie et le coût au km pour un véhicule de 800 kg (hors batteries). Le

NiCd et le NiMH offrent la plus longue durée de vie (≈ 6 ans), le lithium-carbone conduit à la plus grande autonomie (≈ 200 km) et au meilleur coût kilométrique. Une autonomie de 300 km est

envisageable à moyen terme, dans ces conditions, le véhicule électrique urbain deviendrait vraiment compétitif.

Conclusion générale

Les progrès de l'électrotechnique et de l'électronique ont complètement transformé le paysage industriel en moins d'un siècle. Seul dans ce domaine, le stockage de l'énergie électrique, qui a peu évolué, fait figure de parent pauvre. Cette journée nous a permis de faire le point et de voir les principales évolutions à venir.

Le principe ayant la plus grande capacité de stockage d'énergie électrique est, et restera, l'accumulateur électrochimique. Il n'y a que de faibles améliorations à attendre des technologies classiques, le progrès réel viendra des technologies nouvelles. L'accumulateur au lithium, grand espoir du stockage de l'énergie devrait permettre un gain dans un rapport 3:1. Aujourd'hui, il démarre dans les applications de très petite puissance (équipements électroniques portables) et sa faisabilité industrielle à un coût compatible avec les applications électrotechniques reste à démontrer. Au passif de l'accumulateur électrochimique, il faut citer ses inconvénients, faible puissance massique, durée de vie fonction de l'utilisation, durée de charge longue et maintenance pas toujours négligeable.

Dans un domaine très différent, le condensateur a des propriétés très complémentaires de celles de l'accumulateur électrochimique. Stable, avec une durée de vie élevée, il ne demande pas de maintenance, et il est capable de fournir des puissances considérables (plusieurs GW/kg) pendant des durées très courtes. Par contre, il est handicapé par une très faible capacité de stockage en énergie (moins du centième de celle des accumulateurs électrochimiques). Là aussi, on prévoit des progrès (gain de 1 à 5) pour ces prochaines années. Le progrès le plus important viendra d'un nouvel élément, la "supercapacité" qui, après avoir pénétré le domaine des très faibles puissances, commence à arriver dans celui des fortes puissances. Intermédiaire entre les condensateurs et les batteries électrochimiques, ces éléments ouvrent des champs d'application intéressants par leur capacité de surcharge alliée à une capacité de stockage non négligeable.

On voit se développer, plus au stade des études qu'à celui des réalisations industrielles, d'autres systèmes qui font appel aux capacités de stockage électromécanique (inertiel) ou électromagnétique supraconducteur. Ces systèmes qui peuvent délivrer des puissances massiques très importantes nécessitent des « accessoires » qui conduisent à des coûts très élevés. Dans le cas du stockage électromagnétique, il faut prendre en compte la maintenance des dispositifs de réfrigération des supraconducteurs. Les applications de ces systèmes de stockage sont donc très restreintes

et ne concernent que des activités très particulières qui permettent d'en accepter le coût.

Dans certains cas il est nécessaire de pouvoir stocker l'énergie longtemps avec un faible encombrement et/ou une faible masse, dans d'autres cas, il faut pouvoir délivrer rapidement cette énergie, se pose alors le problème de la puissance maximale de décharge. Il apparaît un compromis puissance maximale/rendement (théoriquement [8], de façon générale : à la puissance maximale délivrable par le dispositif, le rendement de conversion est égal à 50%, cependant, des phénomènes thermiques ou autres peuvent limiter la puissance maximale à des valeurs inférieures correspondant à un rendement moins mauvais). Dès que les énergies volumiques deviennent élevées, les contraintes mécaniques posent des problèmes de résistances des matériaux [3]. Le nombre de cycles de charge/décharge est un critère important. Dans les batteries électrochimiques, le nombre maximal de cycles est assez faible (quelques centaines à quelques milliers) à causes des dégradations dues aux réactions chimiques. Dans les inductances supraconductrices et les volants d'inertie, ce nombre est limité par la résistance à la fatigue mécanique. Les futurs condensateurs film à très haute énergie vont connaître également ces limites. Précisons enfin que la maturité industrielle est loin d'être la même pour toutes les technologies envisagées. Seule une exploitation longue permet de juger de la cyclabilité, c'est en particulier le cas des batteries électrochimiques. Hormis ces dernières, les différents moyens de stockage délivrent une « grandeur source » (tension, courant, vitesse...) plus ou moins variable avec l'état de charge (Dans le cas d'une relation quadratique : à 75% de décharge, la grandeur source est à 50% de sa valeur maximale). Se pose alors le problème du surdimensionnement en puissance du convertisseur électronique, dans le cas de systèmes à tension variable ou à courant variable devant être capable de délivrer leur puissance maximale sur une plage étendue (dans le cas du stockage inertiel : le problème se pose soit pour la machine électromagnétique soit pour le convertisseur électronique).

L'évolution de l'électronique de puissance est un facteur clé des applications du stockage en forte puissance. En effet les montages à thyristors réversibles en puissance active, consomment toujours de la puissance réactive, même s'ils sont très simples, on leur préfère maintenant des convertisseurs à commutation forcée capables de fonctionner dans les quatre quadrants du plan P-Q. L'évolution des thyristors GTO et des IGBT ainsi que les nouvelles

structures de convertisseurs permettent d'envisager leur utilisation dans les interfaces sources de stockage réseau moyenne, voire haute, tension. Dans les applications portables très basse tension, c'est la technologie MOS à très haute densité d'intégration qui permet d'atteindre les très bons rendements requis.

L'un des problèmes associé au stockage de l'énergie électrique est la charge rapide qui requiert beaucoup de puissance électrique installée (électronique de puissance) et une capacité intrinsèque

du dispositif de stockage à emmagasiner rapidement l'énergie avec un bon rendement (même problème qu'à la décharge).

Le tableau comparatif suivant permet de récapituler les principales caractéristiques de quelques unes des technologies analysées. Il a été établi à partir des informations de la journée SEE et de celles extraites des publications [REIN_SD96] et [ANZ_TI89].

performances 1995	accumulateurs électrochimiques				inertiel	inductif	condensa- teurs	Super- capacités
	Pb-acide	Ni-Cd	LiC	NaS				
W.h/kg	30	50	150	120	25 ♂	4	⊗ 0,25	⊗ 5.5 ♂
W/kg crête	80	200	200	150	≈ 2000	28 10 ⁶	⊗ qq 10 ⁴	500 à 2000
densité	2.4	2	2.6*	1.1	2	2.1	1.39	2
cyclabilité	500 à 80% de PdD*	1500	≈ 1000	≈ 100	très élevé ☺	très élevé ☺	très élevé ☺	élevé
maturité industrielle	oui	oui	oui : petits accu non : gros	débuts	non	oui pour les supra BT	oui	oui : petits accu non : gros
temps minimal de décharge	15 mn	15 mn	45 mn	45 mn	1 mn	< 1 ms	<< 1 ms	10 s
durée de stockage	> 1 mois	≈ 1 mois	> 1 an	qq jours	qq mn	> 1 h	qq s	qq mn
coût de l'énergie ou de la puissance	≈ 1000 F/kW.h	≈ qq 1000 F/kW.h	?	?	> 1000 F/kW	?	?	qq 100 F/kW

(*PdD : profondeur de décharge)

Comme l'indique le tableau ci-dessus, ce sont encore les batteries électrochimiques qui permettent de stocker la plus grande énergie volumique ou massique ce qui explique leur succès. Cependant leur longévité et leur rapidité de décharge sont insuffisantes dans certaines applications. Puisqu'aucun système de stockage ne possède les deux qualités de pouvoir stocker beaucoup d'énergie et de pouvoir la délivrer rapidement (puissance), on a intérêt, dans certains cas, à combiner deux dispositifs ayant des qualités complémentaires, par exemple, une batterie électrochimique et une supercapacité. Le stockage inertiel est très prometteur en termes de compromis puissance/énergie.

En résumé, nous voyons deux tendances se dégager ces prochaines années pour des progrès limités : de nouvelles technologies d'accumulateurs électrochimiques (en particulier, lithium) pour le

stockage de quantités importantes d'énergie et, pour leur bon compromis énergie/puissance massiques : les supercapacités et les volants d'inertie. En rêvant, la révolution viendra plus tard de la pile à combustible, grande absente de cette journée. Elle permettra peut-être, non pas demain, mais après demain d'obtenir pour l'énergie électrique, des capacités de stockage voisines de celles des hydrocarbures associées aux moteurs thermiques, cent fois plus élevées que celles des accumulateurs actuels et encore trente fois plus élevées que celle des nouveaux accumulateurs qui seront opérationnels, à grande échelle, dans quelques années. En tout cas il est important de rappeler que, selon les applications, les exigences fonctionnelles sont différentes et que dans l'état actuel des connaissances, toutes les solutions de stockage évoquées peuvent trouver leur place.

Bibliographie complémentaire

[REIN_SD96] G. REINER, "Energy and non conventional weapons", Conf. Sciences et défense 96, janvier 1996, pp.369-382.

[ANZ_TI89] J.P. ANZANO, P. JAUD, D. MADET, "Stockage de l'électricité dans le système de production électrique", Techniques de l'ingénieur, traité de Génie Électrique, D4030, 09/1989.

La revue

3

E.

.

I