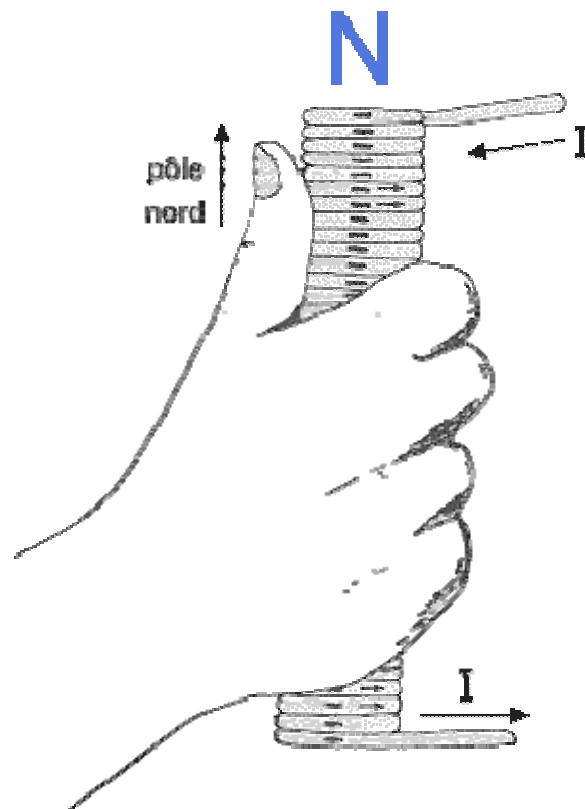


Filière Systèmes Industriels

MCT 1

Electromécanique



S.Chevallier
J. Moerschell
P. Poffet

Version 1.0-Fr, août 2014

Systèmes Industriels

Mécatronique I -Electromécanique-

Table des matières

1	RÔLE DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE ET DES ENTRAÎNEMENTS	1-1
1.1	DÉFINITION DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE	1-1
1.1.1	Production d'énergie électrique	1-1
1.1.2	Moteurs.....	1-1
1.1.3	Capteurs	1-2
1.1.4	Actionneurs.....	1-2
1.1.5	Rendement.....	1-2
1.2	HISTORIQUE	1-3
1.3	MÉTHODES DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE	1-4
1.4	ENTRAÎNEMENTS	1-4
1.4.1	Définition.....	1-4
1.4.2	Composants d'un entraînement électrique.....	1-5
1.5	BIBLIOGRAPHIE	1-5
2	ENTRAÎNEMENTS	2-7
2.1	INTRODUCTION	2-7
2.1.1	Remarques liminaires.....	2-7
2.1.2	Définition.....	2-7
2.1.3	Composants d'un entraînement électrique.....	2-7
2.2	CAHIER DES CHARGES DE L'ORGANE ENTRAÎNÉ.....	2-8
2.2.1	Introduction.....	2-8
2.2.2	Régime nominal.....	2-8
2.2.3	Services types	2-9
2.2.4	Cahier des charges	2-10
2.3	TRANSMISSION	2-13

2.3.1	Introduction.....	2-13
2.3.2	Transmission tournante-tournante	2-13
2.3.3	Transmission tournante-linéaire	2-14
2.3.4	Résolution.....	2-15
2.3.5	Adaptation de vitesse	2-15
2.3.6	Accélération.....	2-15
2.4	PROTECTION DES MOTEURS	2-16
2.4.1	Degrés de protection	2-16
2.4.2	Moteurs électriques anti-déflagrants (Protection Ex)	2-17
2.5	ECHAUFFEMENTS	2-18
2.5.1	Introduction.....	2-18
2.5.2	Valeur efficace du couple	2-18
2.5.3	Equations thermiques.....	2-19
2.6	OPTIMISATION DU POINT DE VUE ÉNERGÉTIQUE ET/OU ÉCONOMIQUE.	2-20
2.6.1	Introduction.....	2-20
2.6.2	Optimisation du profil de vitesse	2-20
2.6.3	Optimisation finale.....	2-20
3	CIRCUITS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES [1], [4], [5]	3-22
3.1	INTRODUCTION	3-22
3.2	CIRCUITS ÉLECTRIQUES : RAPPEL	3-23
3.2.1	Loi d'Ohm	3-23
3.2.2	Résistance électrique	3-23
3.2.3	Densité de courant	3-23
3.3	CIRCUITS MAGNÉTIQUES	3-24
3.3.1	Tension magnétique	3-24
3.3.2	Relation d'Hopkinson.....	3-24
3.3.3	Réductance magnétique.....	3-24
3.3.4	Perméance magnétique	3-24
3.3.5	Flux d'induction magnétique.....	3-25
3.3.6	Induction magnétique	3-25
3.3.7	Propriétés de la réductance et de la perméance.....	3-25
3.3.8	Flux totalisé	3-26
3.3.9	Inductance propre	3-26
3.3.10	Inductance mutuelle	3-2
3.3.11	Equation de la tension induite	3-2
3.3.12	Flux de champ principal et flux de fuite	3-3
3.4	TRANSFORMATEUR	3-4
3.4.1	Généralités	3-4
3.4.2	Morphologie.....	3-5
3.4.3	Transformateur monophasé idéal	3-7
3.4.4	Transformateur réel.....	3-9
3.4.5	Transformateur en charge.....	3-14
3.5	SCHÉMA ÉQUIVALENT MAGNÉTIQUE	3-15

3.5.1	Eléments du schéma équivalent	3-15
3.5.2	Hypothèses.....	3-15
3.5.3	Exemple.....	3-16
3.5.4	Analogie entre circuits électriques et magnétiques.....	3-18
3.6	MATÉRIAUX CONDUCTEURS.....	3-19
3.6.1	Résistivité	3-19
3.6.2	Matériaux conducteurs usuels.....	3-19
3.6.3	Effet pelliculaire	3-20
3.7	MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES DOUX	3-20
3.7.1	Courbe d'aimantation	3-20
3.7.2	Matériaux magnétiques usuels.....	3-20
3.7.3	Pertes par hystérésis.....	3-21
3.7.4	Pertes par courant de Foucault.....	3-21
3.8	AIMANTS PERMANENTS	3-23
3.8.1	Introduction.....	3-23
3.8.2	Caractéristique magnétique	3-23
3.8.3	Droite de recul (ou de retour)	3-23
3.8.4	Réductance interne	3-24
3.8.5	Schéma magnétique équivalent de l'aimant.....	3-24
3.8.6	Types d'aimants	3-24
3.9	MATÉRIAUX ISOLANTS.....	3-24
3.9.1	Choix des matériaux isolants	3-25
3.9.2	Matériaux isolants solides	3-25
3.9.3	Matériaux isolants liquides	3-25
3.9.4	Matériaux isolants gazeux.....	3-26
3.10	CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE	3-26
3.10.1	Introduction.....	3-26
3.10.2	Bilan énergétique	3-26
3.10.3	Couple ou force généralisés.....	3-27
3.10.4	Tenseur de Maxwell	3-28
4	MACHINE À COURANT CONTINU	4-30
4.1	INTRODUCTION	4-30
4.1.1	Définition.....	4-30
4.1.2	Fonction, utilisation.....	4-30
4.1.3	Morphologie, constitution	4-30
4.2	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	4-33
4.2.1	Modes d'excitation.....	4-33
4.2.2	Principe de fonctionnement.....	4-33
4.2.3	Pas polaire.....	4-34
4.3	EQUATIONS DE TENSION.....	4-34
4.3.1	Equation de tension induite	4-34
4.3.2	Equations de tension	4-34
4.4	FONCTIONNEMENT EN MOTEUR.....	4-35

4.4.1	Introduction.....	4-35
4.4.2	Equation du couple.....	4-35
4.5	μMACHINES À COURANT CONTINU À AIMANTS PERMANENTS.....	4-35
4.5.1	Introduction.....	4-35
4.5.2	Equations fondamentales.....	4-35
4.5.3	Puissance mécanique	4-36
4.5.4	Rendement.....	4-36
4.6	COMPORTEMENT DYNAMIQUE.....	4-37
4.6.1	Introduction.....	4-37
4.6.2	Rappel	4-37
4.7	DÉMARRAGE	4-38
4.7.1	Modes de démarrage	4-38
4.8	RÉGIME TRANSITOIRE AU DÉMARRAGE.....	4-38
4.8.1	Equation de mouvement	4-38
4.8.2	Moteurs à aimants permanents.....	4-38
4.9	FONCTIONNEMENT EN MOTEUR.....	4-39
4.9.1	Introduction.....	4-39
4.9.2	Equation du couple.....	4-39
4.9.3	Excitation séparée (ou shunt).....	4-40
4.9.4	Excitation série	4-41
4.9.5	Excitation compound	4-41
4.10	FREINAGE	4-42
4.10.1	Modes de freinage.....	4-42
4.10.2	Freinage sur rhéostat - Moteur shunt.....	4-42
4.10.3	Freinage par réglage de l'excitation	4-42
4.10.4	Freinage par adaptation de la tension.....	4-43
4.11	MOTEUR UNIVERSEL	4-43
4.11.1	Principe.....	4-43
4.11.2	Applications	4-44
5	GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES ÉLECTRIQUES TOURNANTES	5-45
5.1	GÉNÉRALITÉS.....	5-45
5.1.1	Morphologie des machines	5-45
5.2	CHAMP TOURNANT.....	5-45
5.2.1	Rôle du champ tournant	5-45
5.2.2	Structure d'un bobinage polyphasé.....	5-46
5.2.3	Expression du champ tournant.....	5-46
5.2.4	Vitesse angulaire.....	5-48
6	MACHINE ASYNCHRONE	6-51
6.1	INTRODUCTION	6-51

6.1.1	Définition.....	6-51
6.1.2	Fonction, utilisation.....	6-51
6.1.3	Représentation schématique.....	6-51
6.1.4	Morphologie, constitution	6-51
6.1.5	Principe de fonctionnement.....	6-52
6.2	EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT	6-53
6.2.1	Fréquence rotorique	6-53
6.2.2	Changement de référentiel.....	6-53
6.2.3	Equations de tension.....	6-53
6.2.4	Schéma équivalent en T.....	6-54
6.2.5	Marche à vide	6-55
6.2.6	Marche à rotor bloqué	6-56
6.2.7	Marche en charge	6-56
6.2.8	Schéma équivalent en L.....	6-57
6.2.9	Schéma équivalent de Thévenin	6-57
6.3	BILAN DES PUISSANCES	6-57
6.4	EXPRESSION DU COUPLE.....	6-58
6.4.1	Glissement important	6-58
6.4.2	Glissement faible.....	6-59
6.4.3	Couple maximal.....	6-59
6.4.4	Caractéristique de couple globale	6-60
6.4.5	Expression approchée.....	6-60
6.4.6	Courant statorique.....	6-60
6.5	ROTOR À CAGE.....	6-61
6.5.1	Effet pelliculaire	6-61
6.5.2	Rotor à double cage	6-61
6.6	EXÉCUTIONS SPÉCIALES DES MACHINES ASYNCHRONES	6-63
6.6.1	Moteur monophasé avec phase auxiliaire.....	6-63
6.6.2	Moteur à pôles fendus.....	6-64
6.6.3	Moteur biphasé à rotor massif.....	6-64
7	ANNEXES	7-65
7.1	CAHIER DES CHARGES	7-65
7.2	UNITÉS INTERNATIONALES	7-67
7.3	CONVERSION DES UNITÉS.....	7-68
7.4	FORMULES DE BASE	7-68
7.5	CALCUL DES INERTIES	7-69
7.5.1	Cylindre	7-69
7.5.2	Cylindre creux.....	7-69
7.5.3	Masse tournante.....	7-69
7.5.4	Tige.....	7-70
7.5.5	Masse déplacée linéairement.....	7-70
7.5.6	Vis sans fin	7-70
7.6	SERVICE TYPES (S1...S8)	7-71
7.7	DEGRÉS DE PROTECTION IP	7-76

7.7.1	Symboles pour la protection contre les corps solides	7-76
7.7.2	Symboles pour la protection contre la pénétration d'eau	7-77
7.8	COURBE BH D'AIMANTS PERMANENTS.....	7-79
7.9	CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES ET PHYSIQUES	7-80
7.9.1	Caractéristiques magnétiques	7-80
7.9.2	Caractéristiques physiques	7-81
7.10	TÔLES FERROMAGNÉTIQUES [7].....	7-82

1 RÔLE DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE ET DES ENTRAÎNEMENTS

1.1 DÉFINITION DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE

L'*électromécanique* traite de l'ensemble des problèmes associés à la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, ou à la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique. Dès la construction des premiers générateurs et des premiers moteurs, dès 1830 environ, le terme d'électromécanique est confondu avec celui de machines électriques.

Il faudra attendre l'avènement des systèmes électroniques de traitement de l'information, dès 1960 environ, pour que la notion d'électromécanique s'élargisse. Il ne s'agit plus seulement d'une conversion d'énergie, mais également d'une conversion d'information. Les dispositifs faisant appel à cette notion sont soit des *actionneurs* (D: Stellglieder, E: actuator) conversion électrique-mécanique, soit des *capteurs* (D: Sensor, E: sensor) conversion mécanique-électrique. On peut les regrouper sous l'appellation générale de *transducteurs* (D: Signalwandler, E: transducer).

Les paragraphes suivants abordent le rôle que jouent ces notions actuellement :

§ 1.1.1 Conversion d'énergie mécanique en électrique : générateurs pour la production d'électricité.

§ 1.1.2 Conversion d'énergie électrique en mécanique : les moteurs

§ 1.1.3 Conversion d'énergie et d'information mécanique en électrique : les capteurs.

§ 1.1.4 Conversion d'énergie et d'information électrique en mécanique : les actionneurs.

1.1.1 PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

La production d'énergie électrique est assurée par des *génératrices* (D: Generator, E: generator). Les *dynamos* (D: Gleichstromgenerator, E: direct current generator) génèrent un courant continu, les *alternateurs* (D: Wechselstromgenerator, E: alternating current generator) un courant alternatif.

Les autres formes de production d'énergie électrique, tels que piles, batteries ou cellules photovoltaïques ne sont pas abordées ici.

En Suisse les centrales d'électricité (en 2010) ont produit 66'252 GWh [2]. La consommation a atteint un sommet de 64'278 GWh, ce qui correspond à une consommation de 8 MWh par habitant. La majeure partie de la production d'électricité en Suisse provient de génératrices (> 95%) alors que l'énergie consommée par des moteurs électriques dans le milieu industriel représente 70% [3]. Ceci illustre pleinement la place prépondérante qu'occupent les machines électriques dans notre société.

La production d'énergie électrique dans les centrales hydrauliques et thermiques est principalement assurée par des *machines synchrones* (D: Synchrongenerator, E: synchronous generator). Quelques *machines asynchrones* (D: Induktionsgenerator, E: induction generator) de plus faibles puissances, sont également destinées à la génération d'énergie électrique.

La production d'énergie électrique au moyen d'éoliennes (en 2010 : 36.5 GWh) ou de capteurs solaires reste, actuellement, très limitée. En Suisse cette forme de production n'est intéressante que de manière décentralisée.

1.1.2 MOTEURS

La conversion d'énergie électrique en énergie mécanique a lieu dans des *moteurs électriques* (D: Elektromotoren, E: electric motor). Ces moteurs peuvent être à courant continu ou alternatif, tournants ou linéaires. La classification des moteurs sera vue en détail dans le chapitre consacré à la conversion d'énergie électromécanique dans les machines tournantes.

1.1.3 CAPTEURS

Les capteurs définis ici sont ceux dont le principe est basé sur une conversion mécanique-électrique. Une étude particulière des capteurs ne sera pas abordée dans ce cours.

Ces capteurs se répartissent en deux catégories bien distinctes: les capteurs directs et indirects.

Capteurs directs :

- capteurs optiques
- capteurs à effet Hall
- capteurs inductifs
- capteurs capacitifs

Capteurs indirects :

- Détection de la tension induite
- Détection de l'harmonique trois de tension
- Détection de la position à l'arrêt par mesure du niveau de saturation.

1.1.4 ACTIONNEURS

Un actionneur électromécanique est un transducteur qui peut être classé sur la base des dispositions relatives des aimants et des bobines.

Systèmes *réductants* : ne comprennent pas d'aimants permanents.

Systèmes *électrodynamiques* : aimant et circuit ferromagnétique fixe, bobine mobile.

Systèmes *électromagnétiques* : bobine et circuit ferromagnétique fixe, aimant mobile.

Systèmes *réductants polarisés*: circuit électrique et aimant fixe. Partie mobile de type ferromagnétique. En variante, l'aimant peut être mobile, mais entouré d'une partie ferromagnétique. Systèmes appelés parfois *hybrides*.

Signalons simplement ici quelques actionneurs types.

Systèmes *réductants* : relais, contacteurs, électro-aimants, moteurs pas à pas, moteurs réductants, etc.

Systèmes *électrodynamiques* : appareils de mesure électrique, haut-parleurs, etc.

Systèmes *électromagnétiques* : moteurs pas à pas, moteurs synchrones, microphones, etc.

Systèmes *réductants polarisés* : moteurs pas à pas, électro-aimants polarisés, etc.

1.1.5 RENDEMENT

Toute conversion d'énergie s'accompagne de pertes apparaissant sous forme de chaleur (Figure 1.1). L'avantage des machines électriques, pour la production d'énergie, ou pour la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, c'est que les pertes sont relativement faibles. Pour des génératrices de grandes puissances le *rendement* (D: Wirkungsgrad, E: efficiency) atteint 99%. Pour rappel, le rendement ainsi que les puissances se calculent de la manière suivante :

Rendement / - :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{el}} = \frac{P_{el} - \sum \text{Pertes}}{P_{el}}$$

Puissance électrique triphasée / W : $P_{el} = \sqrt{3} \cdot U_l \cdot I_l \cdot \cos(\varphi) = 3 \cdot U_{ph} \cdot I_{ph} \cdot \cos(\varphi)$

Puissance mécanique utile / W : $P_u = P_{mec} = M_u \cdot \Omega$

Les pertes sont constituées des pertes Joules dans les enroulements, des pertes par courant de Foucault et d'hystérésis, et des pertes par frottement et ventilation.

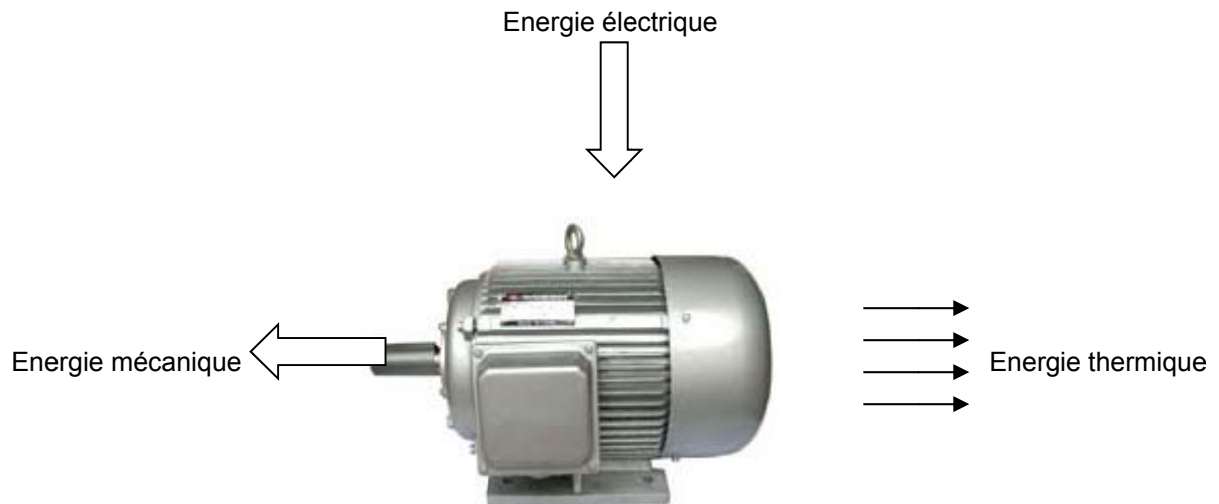


Figure 1.1 : Conversion d'énergie dans une machine électrique

1.2 HISTORIQUE

Cet aperçu historique très succinct permet de situer les principaux événements dans le domaine des machines électriques.

En 1820 André-Marie **Ampère** développe le solénoïde pour créer des champs magnétiques.

Hans-Christian **Oersted** découvre accidentellement le champ magnétique créé par un solénoïde

François **Arago** crée des électro-aimants en combinant un solénoïde avec un noyau de fer.

En 1827 Georg **Ohm** formule la loi qui porte son nom

En 1832 **Faraday** découvre le principe de l'induction magnétique et établit les lois qui sont à la base du transformateur.

Hippolyte **Pixii** construit un générateur de courant alternatif en faisant tourner un aimant permanent en face d'un solénoïde.

En 1833 Heinz Frierich Emil **Lenz** établit la loi qui donne le sens du courant induite.

En 1834 Hermann de **Jacobi** réalise un moteur à courant continu d'une puissance de 1/4 CV.

En 1856 Werner von **Siemens** crée la dynamo.

En 1865 James-Clerk **Maxwell** établit les bases théoriques de l'électromagnétisme.

En 1885 Galileo **Ferraris** introduit le principe du champ tournant

En 1887 Nikola **Tesla** est à la base des machines électriques rotatives.

Dès 1890, les principales formes de machines électriques sont donc inventées.

Jusqu'en 1950 environ, une intense recherche scientifique, technique et industrielle visera à augmenter les performances spécifiques. On verra également apparaître le développement de machines amplificatrices très complexes. La découverte du transistor (1948) et du thyristor (1958) permettra le développement de machines encore plus compétitives commandées par des dispositifs électroniques plus performants.

Le domaine des machines électriques reste cependant en constante évolution.

L'apparition de nouveaux matériaux pour les machines elles-mêmes : aimants permanents, tôles spéciales ou en matériaux amorphes, isolants synthétiques, voir matériaux supraconducteurs, favorisent une réduction de la taille des machines, ainsi que le développement de nouvelles machines: génératrices supraconductrices, moteurs sans collecteurs, etc.

D'autre part l'évolution rapide des circuits électroniques de puissance permet un décalage vers les plus grandes puissances de machines utilisées traditionnellement dans le domaine des faibles puissances, tels que moteurs synchrones à aimants permanents, moteurs réluctants, etc.

Une intégration encore plus poussée des machines et de l'électronique se dessine actuellement. On voit apparaître des moteurs "intelligents" ou intégrés (smart motors). Ce terme signifie que l'électronique, de puissance mais également de commande, voire de réglage, est intégrée au moteur.

1.3 MÉTHODES DE L'ÉLECTROMÉCANIQUE

Un moteur ou tout autre dispositif électromécanique peut être décrit par différents modèles, à différents niveaux.

Niveau 1 : électromagnétisme. Modèle de Maxwell. Les corps sont décrits par leurs dimensions, leur perméabilité, leur conductivité, etc.

Niveau 2 : théorie des circuits. Modèle de Kirchhoff. Circuits électriques et circuits magnétiques. Ce modèle s'appuie sur les lemmes de Kirchhoff et sur la définition des éléments discrets, tels que résistances, inductances, capacités, perméances, etc.

Niveau 3 : schémas fonctionnels. Le système est constitué par la connexion de blocs remplissant des fonctions caractérisées par les relations entre grandeurs d'entrées (tension, courant) et des grandeurs de sortie (couple, vitesse, position). Il s'agit alors de transducteurs ou de machines électriques.

Niveau 4 : systèmes. A ce niveau on regroupe en un bloc un ensemble de blocs du niveau 3. Un entraînement électrique en est un parfait exemple.

Le rôle de l'ingénieur sera de passer d'un niveau à l'autre, aussi bien dans une phase d'analyse que dans une phase de synthèse (conception et choix des dimensions d'un système à construire).

1.4 ENTRAÎNEMENTS

1.4.1 DÉFINITION

Un entraînement électrique est un système assurant une conversion électromécanique par le biais d'un moteur ou d'un transducteur et comprenant l'ensemble des périphériques nécessaire à la

transmission, à l'alimentation et au contrôle.

Le concept de système, par opposition au moteur seul, est caractéristique de l'entraînement électrique.

1.4.2 COMPOSANTS D'UN ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE

Les composants d'un entraînement électrique sont principalement les suivants :

La *transmission* (D: Getriebe, E : gear) qui permet d'adapter le mouvement (conversion tournante-linéaire, par exemple), la vitesse, la résolution ou la dynamique du système;

Le *moteur*, défini par ses caractéristiques externes et de réglage;

L'*alimentation* (D: Speisung, E : supply) qui permet d'adapter la source électrique primaire au moteur;

La *commande* et le *réglage* (D: Steuerung und Regelung, E: control) qui assurent le contrôle du comportement dynamique du système (positionnement, vitesse, courant, couple, etc.);

Le ou les *capteurs* qui fournissent les informations nécessaires au contrôle;

Les éléments de *sécurité* et de *protection* (D: Schutz, E: protection) tels que protection thermique, protections de sur-vitesse, de sur-intensité, etc.

De façon traditionnelle, chacun de ces éléments est développé pour lui-même, de façon à en permettre l'utilisation la plus large possible. La tendance actuelle va vers l'intégration des composants dans le moteur lui-même (transmission, alimentation, capteur), tout en accroissant la souplesse d'utilisation par le biais d'une commande à microprocesseur programmable. (Smart-motor).

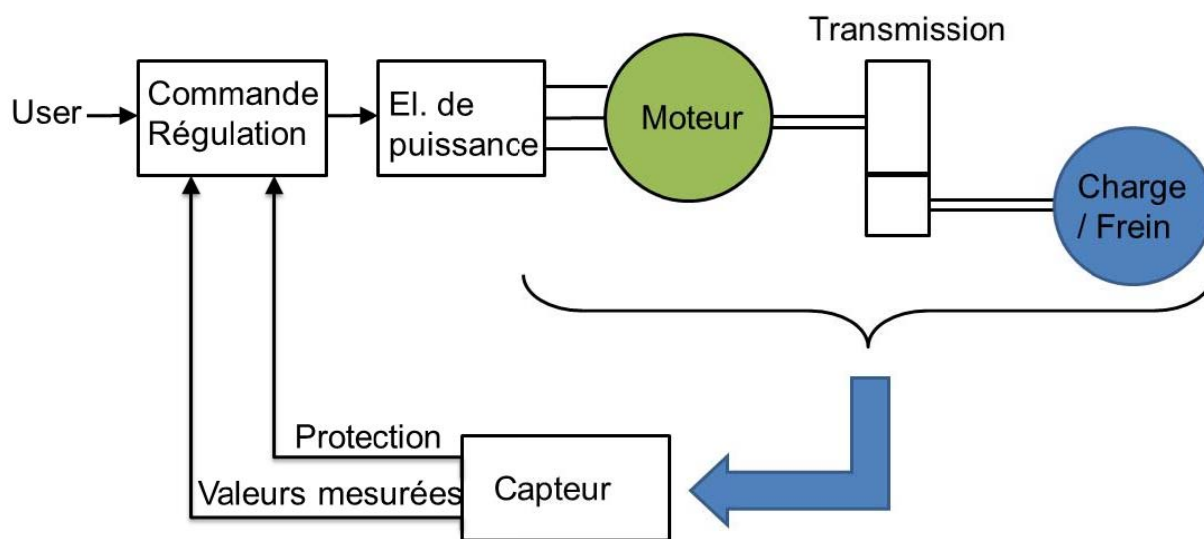


Figure 1.2 : Composants d'un entraînement électrique

1.5 BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Jufer, Traité d'électricité, vol. IX, *Electromécanique*, Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 1998
- [2] OFEN, Statistique de l'électricité, 2010.
- [3] Olivier Juan, *Comment réduire la consommation des moteurs électriques dans l'industrie*, Fiche Technique Energie, Mai 2008
- [4] H. Benson, *Physique II*, ERPI, 1991

- [5] D. Zastrow, *Elektrotechnik*, Vieweg+Teubner, 2010
- [6] M. Albach, *Grundlagen der Elektrotechnik 1*, Pearson Studium, 2004
- [7] Site web : <http://www.sura.se/>
- [8] J. Chatelain, *Traité d'électricité*, vol X, Machines électriques, PPUR, Lausanne, 1989

2 ENTRAÎNEMENTS

2.1 INTRODUCTION

2.1.1 REMARQUES LIMINAIRES

Ce chapitre, sous le terme générique d'*entraînements électriques* (D: Elektrische Antriebe, E: electrical drive), se propose de présenter succinctement tous les éléments nécessaires :

- à l'établissement d'un cahier des charges pour un entraînement,
- au choix des composants,
- à l'optimisation du système.

On trouvera donc, dans ce chapitre, non seulement les formules de base des entraînements, mais également les notions pratiques pour le choix d'un entraînement, telles que :

- les unités internationales
- la conversion des unités principales,
- les formules de base des entraînements
- le calcul des inerties,
- les types et le choix des transmissions,
- l'indice de protection "IP",
- les protections anti-déflagrantes.

2.1.2 DÉFINITION

Un *entraînement électrique* est un système assurant une conversion électromécanique par le biais d'un moteur ou d'un transducteur et comprenant l'ensemble des périphériques nécessaire à la transmission, à l'alimentation et au contrôle.

Le concept de système, par opposition au moteur seul, est caractéristique de l'entraînement électrique. La qualité de ce système vaut principalement par la valeur du composant le plus faible.

L'entraînement électrique doit être adapté à l'application considérée par le biais de certains de ses composants. *L'organe entraîné* (pompe, machine-outil, traceur, périphérique d'ordinateur, robot, etc.), s'il ne fait pas partie intégrante de l'entraînement, détermine ses caractéristiques par le biais du cahier des charges qui en découle.

2.1.3 COMPOSANTS D'UN ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE

Les composants d'un entraînement électrique sont principalement les suivants (Figure 1.2) :

- la *transmission*, qui permet d'adapter le mouvement (conversion tournante-linéaire, par exemple), la vitesse, la résolution ou la dynamique du système;
- le *moteur*, défini par ses caractéristiques externes et de réglage;
- l'*alimentation*, qui permet d'adapter la source électrique primaire au moteur;
- la *commande* et le *réglage* qui assurent le contrôle du comportement dynamique du système (positionnement, vitesse, courant, couple, etc.);
- le ou les *capteurs* qui fournissent les informations nécessaires au contrôle;

- les éléments de *sécurité* et de *protection* tels que protection thermique, protections de sur-vitesse, de sur-intensité, etc.

De façon traditionnelle, chacun de ces éléments est développé pour lui-même, de façon à en permettre l'utilisation la plus large possible. La tendance actuelle va vers l'intégration des composants dans le moteur lui-même (transmission, alimentation, capteur).

La démarche d'analyse d'un système d'entraînement implique tout d'abord l'étude des composants :

- l'organe entraîné qui doit permettre de définir le cahier des charges et les contraintes imposées à l'entraînement électrique;
- la transmission qui permet l'adaptation de l'entraînement électrique à la charge;
- le moteur, son alimentation, sa commande et ses périphériques qui sont étroitement liés et conditionnés par la fonction à réaliser.

La synthèse en vue du choix implique deux démarches :

- la *pondération* des divers critères de choix. Certains facteurs sont prioritaires de façon évidente, alors que d'autres sont plus difficilement maîtrisables. En particulier, les aspects économiques sont fortement liés à des conditions spécifiques telles que quantités, conditions de fabrication etc, donc plus difficilement connus a priori;
- le processus d'*itération* permettant une comparaison de plusieurs variantes, de façon à effectuer un choix relativisé.

Les chapitres qui suivent porteront principalement sur les aspects analytiques, alors que les derniers chapitres mettront l'accent sur la synthèse.

2.2 CAHIER DES CHARGES DE L'ORGANE ENTRAÎNÉ

2.2.1 INTRODUCTION

Tout organe entraîné est caractérisé par une fonction : pompage, transfert de position, arrachement de matière, mouvement vibratoire, contrôle de vitesse, etc. Le *cahier des charges* a pour objectif de traduire cette fonction en termes d'entraînement électrique. De plus, un certain nombre de *contraintes*, liées à l'environnement associé à l'organe entraîné peuvent intervenir : source électrique primaire, atmosphère et température ambiante, contraintes dimensionnelles (diamètre, longueur, masse).

2.2.2 RÉGIME NOMINAL

De nombreux entraînements électriques peuvent être caractérisés par le *régime nominal* ou de *référence* de l'organe entraîné. Il correspond au couple que peut fournir le système en permanence, sans sur-échauffement d'aucun des composants. Il est associé à une vitesse nominale Ω_n . Cette dernière n'est pas la vitesse maximale possible. Dans la règle et sans précisions particulières, tout moteur doit supporter une sur-vitesse de 20%.

$$\Omega_{max} = 1.2 \cdot \Omega_n$$

La puissance nominale ou de référence vaut donc :

$$P_n = M_n \cdot \Omega_n$$

De façon usuelle, les moteurs sont caractérisés par leur couple nominal et leur vitesse pour les petites puissances, mais par leur puissance nominale et leur vitesse pour les puissances plus élevées (1 kW

environ).

Pour beaucoup d'organes entraînés, la puissance (ou le couple) et la vitesse nominales sont des grandeurs clairement définies : une pompe est généralement appelée à fonctionner à puissance et vitesse constantes ou faiblement variables. En revanche, pour d'autres organes entraînés, ce concept n'a pas de sens a priori; seul le comportement transitoire est caractérisé et les concepts de puissance et de vitesse nominale ne sont définis que de façon équivalente, a posteriori.

2.2.3 SERVICES TYPES

Une grandeur caractérise une utilisation discontinue d'un entraînement électrique : c'est le *taux d'utilisation*, qui établit le rapport entre le temps d'enclenchement et une durée de référence. Ce concept est fréquemment utilisé pour des transducteurs tels que relais ou des pousseurs, moins fréquemment pour des moteurs. En effet, dans ce dernier cas, les conditions et la durée relative de démarrage ou de freinage jouent un rôle important, non défini par le seul taux d'utilisation.

Les services types sont définis par les normes internationales (VDE 0530). On trouvera en Annexe 6 un résumé complet de ces modes de fonctionnement. Le tableau ci-dessous présente des exemples de désignation.

Mode de fonctionnement	Exemples
Service continu	S1
Service temporaire	S2 10 min
Service intermittent sans influence de la phase de démarrage	S3 25% ED
Service intermittent avec influence de la phase de démarrage	S4 25% ED, 200 c/h
Service intermittent avec influence de la phase de démarrage et de freinage	S5 25% ED, 200 c/h
Service continu avec charge intermittente	S6 60% ED
Service continu avec démarrage et freinage dynamique	S7 200 c/h
Service continu avec changement de vitesse périodique	S8 100 t/min, 2,0 min 1500 t/min, 0,5 min 3000 t/min, 3,0 min

Tableau 2.1 : Modes de fonctionnement

Durée normale du cycle de charge pour S3 à S6 : 10 min.

$$\text{-La durée de marche (ED)} = \frac{\text{temps de marche}}{\text{temps de cycle de charge}}$$

- c/h : cycles par heure

2.2.4 CAHIER DES CHARGES

Le *cahier des charges* comprendra dans la règle les informations suivantes, permettant de caractériser l'organe entraîné en termes d'entraînements électriques :

- le couple maximal ou de référence M_n
- la vitesse nominale Ω_n
- le couple de démarrage M_d
- la tension d'alimentation et le type U_n
- de source primaire (réseau alternatif, réseau continu, pile, batterie, etc).

Ces éléments constituent les données de base. De nombreuses informations complémentaires permettent de mieux caractériser le système. On peut les classer en caractéristiques de réglage, de démarrage, transitoires et relatives aux éléments périphériques.

Caractéristiques de réglage

Ces caractéristiques sont relatives au comportement en charge du moteur. Elles permettent de définir des plages de vitesse, de couple et de résolution ainsi que les précisions requises.

De façon typique, un domaine de vitesses est défini par deux valeurs limites, par une précision relative et par un taux maximum admissible d'oscillation :

- plage de vitesse $\Omega_{\min} - \Omega_{\max}$
- précision relative $p \%$
- taux d'oscillation $\frac{\Delta\Omega}{\Omega_n} \%$

En termes de couple, on impose généralement une caractéristique de couple maximum à fournir en fonction de la vitesse. Le couple oscillatoire dû aux effets réductants ou à la commutation de l'alimentation est fréquemment limité :

- caractéristique couple-vitesse en charge $M(\Omega)$
- couple oscillatoire maximum $\Delta\hat{M}$ ou $\frac{\Delta\hat{M}}{M_n}$

Les exigences en matière de résolution sont généralement fixées à l'arrêt, plus rarement en comportement dynamique. La résolution est généralement fixée en incréments (pas par tour) ou en angle.

- résolution α_p (angle)
 N_p (pas/tour)
- précision (écart de position rapporté au pas élémentaire) $\Delta\alpha/\alpha_p$.

Caractéristiques de démarrage (de freinage)

L'opération de démarrage a pour objectif d'amener le moteur dans la plage de fonctionnement, en terme de vitesse et de couple. Elle peut faire partie implicitement du domaine usuel de réglage, mais

peut s'en distinguer par des contraintes de couple résistant, de couple d'accélération, de temps de transfert ou de précision.

En termes d'organe entraîné, le démarrage est essentiellement caractérisé par les paramètres suivants :

- la caractéristique de couple résistant au démarrage $M_d (\Omega)$
- l'inertie de la charge (ou la masse pour un mouvement linéaire) J_e, m_e
- la fréquence des démarrages (ou durée séparant deux démarrages) f_d
- éventuellement le nombre de démarrages consécutifs
- le temps de démarrage maximum admissible $T_{d \max}$

Le freinage fait parfois l'objet d'un cahier des charges particulier, s'il ne s'effectue pas par un ralentissement en régime libre.

Il est alors caractérisé de façon symétrique au démarrage :

- Caractéristique de couple résistant au ralentissement $M_f(\Omega)$
- Temps de freinage (ou caractéristique vitesse-temps) $T_f, \Omega_f(t)$
- Possibilités de récupération d'énergie
- Conditions d'arrêt : précision, résolution, oscillation, dépassement.

Caractéristiques transitoires

Certains systèmes sont exploités dans un mode correspondant à une succession de régimes transitoires : commandes d'axes, robots, traceurs, etc. Ils sont généralement caractérisés par un cycle type. Ce dernier sera généralement défini comme suit :

- caractéristique de vitesse en fonction du temps $\Omega(t), v(t)$
- caractéristique de couple résistant correspondante $M_f(t)$
- durée du cycle, durée des temps morts ou taux d'utilisation. T_c, T_m, τ_{ut}

Caractéristiques des éléments périphériques

Le cahier des charges impose fréquemment certaines contraintes ou caractéristiques relatives aux éléments périphériques.

En ce qui concerne l'alimentation, les conditions portent principalement sur la source primaire d'énergie électrique :

Nature de la source primaire Type de source
(réseau alternatif ou continu, batterie, pile)

- Niveau de tension U_n
- Courant limite I_{\max}

- Taux de réjection harmonique maximum τ_h %
- Possibilité de récupération ou non.

La transmission est soit imposée a priori dans son principe seulement, dans son exécution (rapport de transmission et inertie) ou au contraire laissée libre. Dans le cas où la transmission est imposée, les éléments suivants doivent la caractériser :

- rapport de transformation α_m/α_e
 α_m/x_e
- inertie rapportée de la transmission J_t, m_t

Les capteurs sont parfois intégrés directement à l'organe entraîné. Dans ce cas, relativement rare, toutes les caractéristiques du capteur devront être précisées. Dans un cas plus général, les caractéristiques du capteur choisi découlent principalement des informations relatives aux caractéristiques de réglage et de résolution.

Aspect thermique

Tout entraînement électrique génère des pertes qui doivent être évacuées par l'environnement. Les caractéristiques et les possibilités d'évacuation doivent être précisées. Les principales caractéristiques nécessaires à cet aspect sont les suivantes :

- type d'évacuation des pertes
 - convection naturelle
 - convection forcée
 - échangeur air-air
 - échangeur air-eau
- température ambiante maximale T_{amb} Sans précision, cette valeur est de 40° C.
- classe d'isolation ou température maximale que supporte l'isolation. Sans précision, classe B
- atmosphères particulières, corrosives, explosives
- degré de protection, correspondant en particulier à la résistance à l'humidité et à l'eau.

Contraintes

A la différence des caractéristiques, les contraintes ont un aspect limitatif en ce qui concerne la réalisation de certains composants. Elles seront généralement de nature géométrique :

- contraintes dimensionnelles d'encombrement : diamètre, longueur, volume, masse;
- contraintes relatives à une caractéristique : inertie inférieure ou supérieure à une valeur limite;
- contraintes d'alimentation : courant ou puissance limite;
- contraintes thermiques : pertes limitées, températures ambiantes extrêmes;
- contraintes de bruit; contraintes de bruit électromagnétique;
- contraintes économiques...

Liste type

Le tableau en Annexe 7.1 résume les caractéristiques de l'organe entraîné.

2.3 TRANSMISSION

2.3.1 INTRODUCTION

La transmission permet d'adapter le mouvement (conversion tournante-linéaire, par exemple), la vitesse, la résolution ou la dynamique du système. Les paragraphes suivants abordent succinctement ces différents aspects.

2.3.2 TRANSMISSION TOURNANTE-TOURNANTE

La conversion d'un mouvement tournant en un mouvement tournant peut viser plusieurs objectifs :

- réduction ou multiplication de vitesse;
- démultiplication de la résolution;
- démultiplication du couple;
- changement de sens ou de direction de rotation;

Une telle transmission est caractérisée par un rapport de transmission r , défini comme suit :

$$r = \frac{\Omega_m}{\Omega_e} \quad \text{indice } m : \text{moteur}$$

indice e : organe entraîné

$$r = \frac{\alpha_m}{\alpha_e}$$

Pour un système idéal, sans pertes, on a :

$$r = \frac{M_e}{M_m}$$

Pour un système réel, cette dernière relation est corrigée comme suit :

$$M_e = M_m \cdot \eta_r \cdot r = r M_m - M_r$$

avec η_r : rendement de la transmission

et M_r : couple de frottement équivalent de la transmission

L'expression ci-dessus correspond à une conversion moteur-organe entraîné. Pour une conversion inverse (freinage), elle devient :

$$M_m = \frac{M_e}{r} \cdot \eta_r = \frac{M_e}{r} - M'_r$$

Par conservation de l'énergie cinétique, on a l'expression suivante pour les inerties :

$$J'_m = r^2 \cdot J_m$$

J'_m : inertie équivalente au moteur, rapportée à l'organe entraîné

La réalisation d'une transmission tournante-tournante peut faire appel à des technologies très diffé-

rentes :

- engrenages;
- poulies et courroie (trapézoïdale, crantée, etc.);
- poulies et câble.

2.3.3 TRANSMISSION TOURNANTE-LINÉAIRE

Comme pour la conversion tournante-tournante, une conversion tournante-linéaire vise différents objectifs possibles, outre le changement de mouvement :

- conversion et contrôle de vitesse;
- conversion et contrôle de position;
- génération d'une force.

Ce type de transmission peut être caractérisé par un rapport de transmission k , défini comme suit :

$$k = \frac{\Omega_m}{v_e} \quad [\text{rad/m}]$$

$$k = \frac{\alpha_m}{\Delta x_e} \quad \alpha_m : \text{pas angulaire}$$

$$\Delta x_e : \text{pas linéaire}$$

Idéalement, sans pertes :

$$k = \frac{F_e}{M_m}$$

Pour un système réel, en régime moteur :

$$F_e = k \cdot M_m \cdot \eta_k = k \cdot M_m - F_r$$

avec F_r : force de frottement équivalente à la transmission

En régime de freinage :

$$M_m = \frac{F_e}{k} \cdot \eta_k = \frac{F_e}{k} - M'_r$$

La masse équivalente à l'inertie du moteur a pour expression :

$$M'_m = k^2 \cdot J_m$$

Une transmission tournante-linéaire peut être réalisée par différentes techniques :

- vis, vis à billes, vis à rouleaux;
- poulies et courroie ou câble;
- cabestan;
- engrenage et crémaillère;
- came;
- bielle et excentrique.

2.3.4 RÉSOLUTION

Théoriquement, le recours à une transmission permet d'obtenir n'importe quelle valeur de résolution. Pratiquement, plusieurs limites physiques restreignent ces possibilités :

- les jeux qu'introduit toute transmission. Des systèmes de rattrapage de jeux permettent de réduire cet effet, mais en accroissant les frottements et les usures.
- l'élasticité de tout système de liaison et de transmission, qui introduit une imprécision associée aux variations de charge.

2.3.5 ADAPTATION DE VITESSE

Une adaptation de vitesse peut être imposée par la nécessité d'atteindre des vitesses extrêmes, très élevées ou au contraire très faibles. Mais de façon plus générale, l'adaptation de vitesse par une transmission peut simplement être imposée par des critères économiques. En effet, le volume et le poids d'un moteur, donc également son prix, sont inversement proportionnels à sa vitesse nominale, pour une puissance donnée.

Il est donc souvent plus intéressant d'utiliser un moteur rapide et une transmission réduisant la vitesse, plutôt qu'un moteur lent et une transmission directe. Par ailleurs, la plupart des moteurs de série sont caractérisés par une vitesse nominale comprise entre 1000 et 3000 à 6000 t/min. Pour tout autre domaine de vitesse, une adaptation ou une exécution spéciale est indispensable.

2.3.6 ACCÉLÉRATION

L'étude du comportement dynamique a pour objectif de faire intervenir le rôle de la transmission dans le comportement d'ensemble, en particulier en régime d'accélération. Le choix du rapport de transmission influence les temps d'accélération et de freinage. Une optimisation spécifique peut ainsi être réalisée. On peut montrer que l'accélération optimale est obtenue, si le couple de frottement sec est négligeable, lorsque le rapport de réduction est tel que l'inertie du moteur rapportée à la charge est égale à celle de la charge :

$$r = \sqrt{\frac{J_e}{J_m}} \quad k = \sqrt{\frac{m_e}{J_m}}$$

Exemple

Soit un moteur à courant continu caractérisé par les grandeurs suivantes :

- $\Omega_0 = 5200 \text{ tr/min}$
- $J_m = 8,57 \cdot 10^{-7} \text{ kgm}^2$
- $M_0 = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ Nm}$

Ce moteur est destiné à l'entraînement d'une roue marguerite (imprimante) présentant une inertie de $4,5 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$. Les frottements secs et visqueux sont négligeables. En moyenne, une telle tête d'impression doit assurer une rotation de $\pi/4$. Celle-ci peut être décomposée en une phase d'accélération sur un angle de $\pi/8$ et une phase de décélération sur la deuxième moitié de l'angle ($\pi/8$).

Un tel moteur ne travaille pratiquement qu'aux régimes d'accélération et de décélération.

L'accélération optimale est obtenue pour un réducteur présentant un rapport égal à :

$$r = \sqrt{\frac{J_e}{J_m}} = \sqrt{\frac{4.5 \cdot 10^{-6}}{8.57 \cdot 10^{-7}}} = 2.29$$

Dans ces conditions, on a les valeurs suivantes :

Réducteur	avec	sans
accélération	$4,58 \cdot 10^3 \text{ rad/s}^2$	$3,36 \cdot 10^3 \text{ rad/s}^2$
temps d'accélération ($\pi/8$)	13 ms	15,3 ms
vitesse atteinte Ω_e	59,5 rad/s	51,4 rad/s

2.4 PROTECTION DES MOTEURS

2.4.1 DEGRÉS DE PROTECTION

Les conditions d'utilisation et le lieu de service déterminent le degré de protection des moteurs. Pour éviter l'introduction de poussières, de corps étrangers ou d'eau, pour assurer également un maximum de sécurité aux personnes en contact avec les moteurs, différents systèmes de protections ont été développés. Les *degrés de protection* (D: Schutzart, E: International Protection). sont désignés par un symbole composé de deux lettres "IP" (International Protection) et de deux chiffres définissant le degré de protection. On trouvera en annexe au chapitre 7.7 une explication de tous les symboles.

Lettres caractéristiques "IP"	Protection contre la pénétration de corps solides et de liquides	Exemple : IP 44
Premier chiffre caractérist. : 0 à 5	Degrés de protection contre la pénétration de corps solides	Lettres caractéristiques : IP Premier chiffre caractérist. : 4
Second chiffre caractérist. : 0 à 8	Degrés de protection contre la pénétration d'eau	Deuxième chiffre caractérist : 4

2.4.2 MOTEURS ÉLECTRIQUES ANTI-DÉFLAGRANTS (PROTECTION EX)

Selon DIN 50014/VDE 0170/171

Normal	Fonctionnement avec danger possible.
E Ex p	Pression environnante excessive.
E Ex e	Sécurité augmentée
E Ex d	Carcasse renforcée
Groupes :	
I	Coup de grisou
II	Autres protection Ex
II A, B, C	Spécifications spéciales avec E Ex d

Classification de température

$T_1 - T_6$

dépend de la température de surface permise.

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	
450	300	200	135	100	85	°C

2.5 ECHAUFFEMENTS

2.5.1 INTRODUCTION

L'échauffement est le principal facteur limitatif de la puissance admissible pour un moteur.

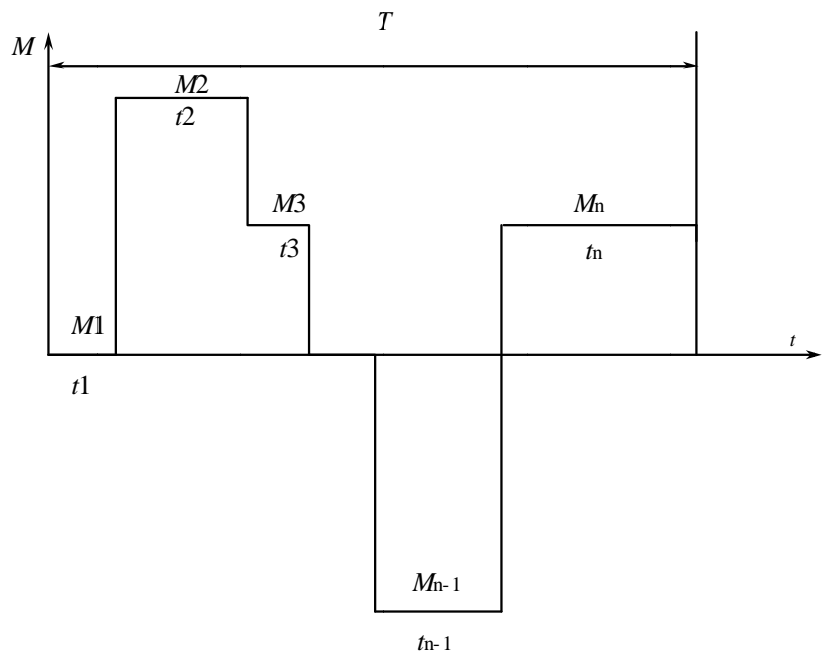
L'échauffement est défini par les pertes et la structure de la machine. C'est la tenue thermique des isolants qui impose une limite maximum de température. L'étude du comportement thermique des machines électriques permet de définir l'évolution transitoire et d'éventuelles surcharges admissibles.

2.5.2 VALEUR EFFICACE DU COUPLE

Un moteur fonctionne rarement à son couple nominal. Il peut être utile de calculer la valeur efficace du couple pour un cycle de fonctionnement quelconque.

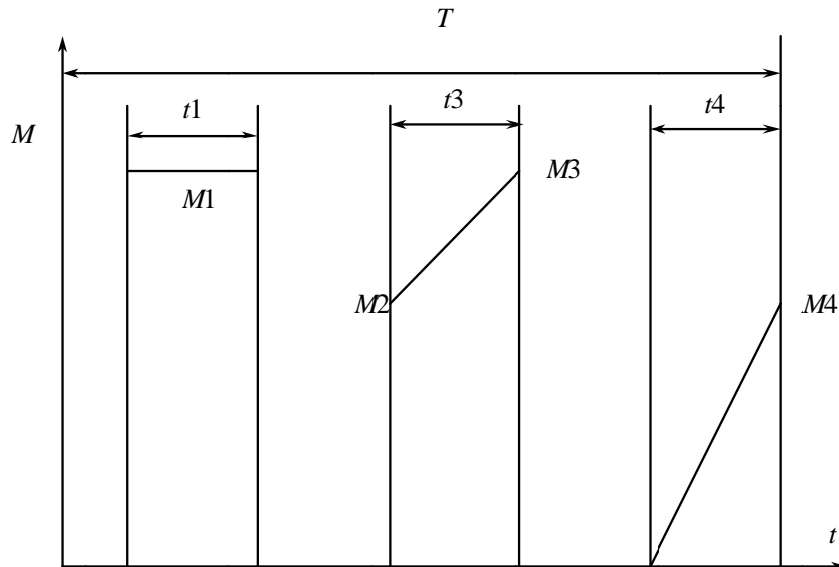
Caractéristique de couple :

$$M = f(t)$$



$$M_{eff} = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + \dots + M_n^2 \cdot t_n}{T}}$$

$$T = \sum_{t=1}^n t_n \quad T : \text{ temps de cycle}$$



$$M_{eff} = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + \frac{1}{3}(M_2^2 + M_2 \cdot M_3 + M_3^2) \cdot t_3 + \frac{1}{3}M_4^2 \cdot t_4}{T}}$$

2.5.3 EQUATIONS THERMIQUES

Conduction

La conduction au travers d'un milieu d'épaisseur e_1 et de surface A_1 est régie par l'équation suivante :

$$P = c \cdot V \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \frac{\lambda A_1}{e_1} (T - T_e)$$

P = pertes du système [W] V = volume [m³]

T = température [K] λ = conductivité thermique [W/mK]

T_e = température externe [K] c = chaleur spécifique volumique [J/m³ K]

Cette équation est caractéristique du phénomène de conduction interne à une machine.

Convection et rayonnement

La convection et le rayonnement sont les phénomènes caractéristiques de l'évacuation thermique des pertes vers l'air ambiant. On peut définir un coefficient global pour ces deux phénomènes, caractérisé comme suit :

α = coefficient de convection résultant $\sim 12 + 6 v^{0,8}$ [W/m²K]

v = vitesse de l'air [m/s]

L'équation caractéristique de la convection s'écrit :

$$P = c \cdot V \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \alpha A_2 (T - T_e) \text{ avec } A_2 = \text{surface de convection}$$

2.6 OPTIMISATION DU POINT DE VUE ÉNERGÉTIQUE ET/OU ÉCONOMIQUE.

2.6.1 INTRODUCTION

Un système d'entraînement est toujours composé de quatre éléments : le système de contrôle, le moteur, la transmission et la charge.

La charge est définie par le cahier des charges. L'optimisation porte donc sur les trois éléments restant et peut se résumer en trois questions :

- Quel est le moteur optimal ?
- Quel est le rapport de transmission optimal ?
- Quelle est la meilleure manière de contrôler le moteur ?

La démarche à suivre est en général la suivante :

- définir un profil de vitesse,
- définir le rapport de transmission,
- choisir le moteur.

2.6.2 OPTIMISATION DU PROFIL DE VITESSE

On peut montrer que le profil de vitesse optimum est une parabole. Ce profil est cependant difficile à réaliser en pratique et on préfère un profil en trapèze, ou en triangle.

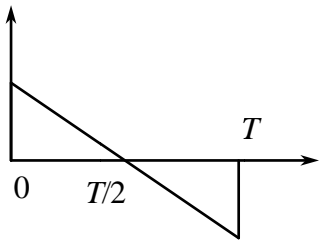
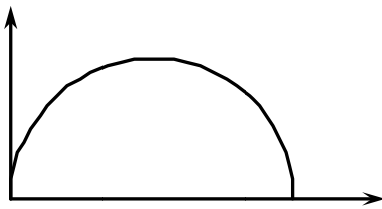
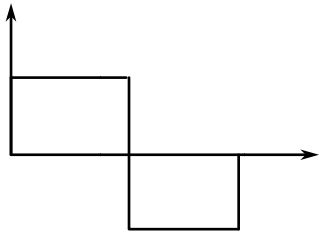
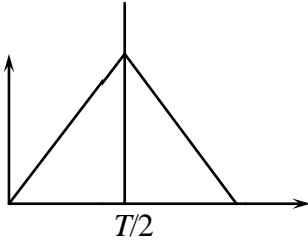
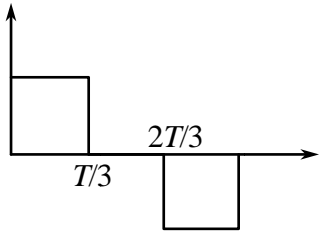
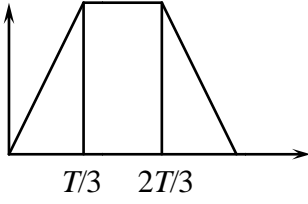
Le profil en trapèze optimum est formée de trois phases de durées égales : phase d'accélération, phase à vitesse constante, phase de freinage.

La façon la plus simple de contrôler l'accélération (la décélération) consiste à imposer un courant constant. Pour un moteur de type courant continu avec ou sans collecteur, le couple est proportionnel au courant. Dans ces conditions, le bilan énergétique peut se résumer selon le tableau de la page suivante.

2.6.3 OPTIMISATION FINALE

L'optimisation de la transmission a été vue à la section 2.3.6. Elle est optimale lorsque les inerties, rapportées au même niveau, sont égales.

Le meilleur moteur pour une puissance minimale est celui qui a la plus petite constante de temps mécanique. Par contre le moteur qui aura l'échauffement minimum sera celui dont le produit : constante de temps mécanique x résistance thermique est minimum.

Accélération	Vitesse	Energie dissipée
		$E = \frac{12R \cdot J^2 \cdot \Theta^2}{k^2 T^3}$
		$E = \frac{16R \cdot J^2 \cdot \Theta^2}{k^2 T^3}$
		$E = \frac{13,5 \cdot R \cdot J^2 \cdot \Theta^2}{k^2 T^3}$

avec :

- R : résistance équivalente du moteur
- J : inertie totale
- Θ : angle de rotation
- k : constante de couple du moteur
- T : temps d'un cycle

3 CIRCUITS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES [1], [4], [5]

3.1 INTRODUCTION

Le but principal de ce chapitre est de rappeler les notions fondamentales des circuits électriques et magnétiques dans l'optique d'une meilleure compréhension des systèmes électromécaniques. La première partie du chapitre est consacrée aux notions magnétiques simplifiées et appliquées aux problèmes de l'électromécanique ainsi que d'un bref rappel des circuits électriques. Cette approche nous permettra de modéliser un circuit magnétique en nous basant sur un schéma équivalent (Figure 3.1). La deuxième partie du chapitre est consacrée à la présentation succincte des matériaux utilisés dans l'électromécanique et la troisième partie est consacrée aux calculs des forces et couples.

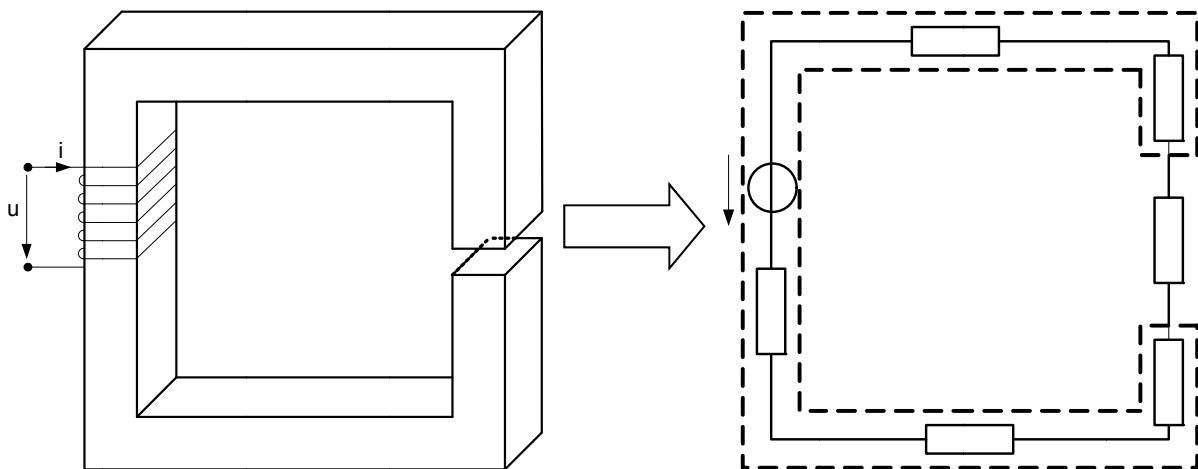


Figure 3.1: Modélisation d'un circuit magnétique par un circuit magnétique équivalent.

A titre d'information les quatre équations de Maxwell, qui constituent les bases de l'électromagnétisme, sont rappelées ici sous la forme différentielle. Les grandeurs en gras représentent des vecteurs.

Définition	Forme dérivée
Loi d'Ampère	$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$
Conservation du flux magnétique	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$
Loi d'induction de Faraday	$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$
Conservation de la charge	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$

Avec :

B : l'induction magnétique / T

D : le déplacement ou induction électrique / As/m²

E : le champ électrique / V/m

H : le champ magnétique / A/m

J: Densité de courant / A/m²

ρ_q : Densité volumique de charge / C/m³

De part ces équations, nous constatons qu'un système électromécanique est obligatoirement formé, au minimum, d'un circuit électrique et d'un circuit magnétique. Ces deux circuits sont imbriqués (Figure 3.2).

Le circuit électrique est parcouru par un courant, alors que c'est un flux d'induction magnétique qui circule dans un circuit magnétique.

L'analogie entre ces deux notions sera traitée au chapitre 0.

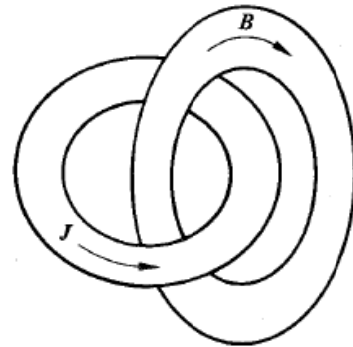


Figure 3.2 : Circuit électrique et circuit magnétique [1]

3.2 CIRCUITS ÉLECTRIQUES : RAPPEL

Ces notions bien que connues, sont rappelées afin de pouvoir mettre en évidence les relations entre les grandeurs électriques et magnétiques.

3.2.1 LOI D'OHM

Cette loi permet d'associer au courant circulant à travers une résistance une tension à ses bornes.

$$U = R \cdot I \quad (3.1)$$

3.2.2 RÉSISTANCE ÉLECTRIQUE

La *résistance* (D: Widerstandswert, E: resistance) est le facteur de proportionnalité entre la tension et le courant. Elle s'exprime par la relation :

$$R = \int_{s1}^{s2} \frac{\rho \cdot ds}{A(s)} \quad (3.2)$$

Le coefficient caractéristique du matériau est la *résistivité* ρ en Ωm .

3.2.3 DENSITÉ DE COURANT

La *densité de courant* (D: Stromdichte, E: current density) est le courant par unité de surface de la section d'un conducteur.

$$J = \frac{I}{A} \quad (3.3)$$

Inversement, le courant est l'intégrale de surface de la densité de courant.

$$I = \int_s J \cdot dA \quad (3.4)$$

3.3 CIRCUITS MAGNÉTIQUES

L'équivalence magnétique des équations électriques est introduite dans ce chapitre.

3.3.1 TENSION MAGNÉTIQUE

Une bobine formée de N spires, parcourues par un courant I , génère un champ magnétique H . Ce champ magnétique découle ainsi d'une tension magnétique donnée par :

$$\Theta = N \cdot i \quad (3.5)$$

La *tension magnétique* $[A]$ (D : magnetische Spannung) ou potentiel magnétique ou *solénation* (D: Durchflutung, E: current linkage) est donc le courant résultant créant le champ magnétique.

Le champ magnétique H est obtenu en appliquant la loi d'Ampère :

$$\oint_s H \cdot ds = \sum N \cdot I \quad (3.6)$$

3.3.2 RELATION D'HOPKINSON

La relation d'Hopkinson pour les circuits magnétiques, qui est le pendant de la loi d'Ohm pour les circuits électriques, s'écrit :

$$\Theta = R_m \cdot \phi \quad (3.7)$$

3.3.3 RÉLUCTANCE MAGNÉTIQUE

La grandeur R_m ou \mathfrak{R} est appelée la *réluctance magnétique* (D: magnetischer Widerstand, Reluktanz, E: reluctance). Elle s'exprime par la relation :

$$R_m = \int_{s1}^{s2} \frac{ds}{\mu \cdot A} = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (3.8)$$

Le coefficient caractéristique du matériau est la *perméabilité* μ (D: Permeabilität, E: permeability). Elle s'exprime en Vs/Am.

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

avec μ_0 = perméabilité du vide = $4\pi 10^{-7}$ Vs/Am

μ_r = perméabilité relative du matériau

3.3.4 PERMÉANCE MAGNÉTIQUE

La *perméance magnétique* Λ (D: magnetischer Leitwert, E: permeance) est l'inverse de la réluctance magnétique:

$$\Lambda = 1/R_m = \frac{\mu \cdot A}{l} \quad (3.9)$$

La relation d'Hopkinson s'écrit alors

$$\phi = \Lambda \cdot \Theta \quad (3.10)$$

3.3.5 FLUX D'INDUCTION MAGNÉTIQUE

Le *flux d'induction magnétique* ϕ (D: magnetischer Fluß, E: magnetic flux) est l'intégrale de surface de l'induction magnétique :

$$\phi = \int B \cdot dA \quad (3.11)$$

Le flux se mesure en weber (Wb). 1 Wb = 1 Vs.

L'équation (3.11) démontre aussi la conservation du flux sur une surface fermée.

3.3.6 INDUCTION MAGNÉTIQUE

L'*induction magnétique* B est le flux par unité de surface de la section du circuit magnétique :

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (3.12)$$

Cette grandeur est dépendante du matériau et est liée au *champ magnétique* H par la relation suivante :

$$B = \mu \cdot H \quad (3.13)$$

3.3.7 PROPRIÉTÉS DE LA RÉLUCTANCE ET DE LA PERMÉANCE

Si deux réluctances partielles R_{m1} et R_{m2} sont mises en série, elles sont traversées par le même flux :

$$\Theta_1 = R_{m1} \cdot \phi \quad \Theta_2 = R_{m2} \cdot \phi$$

$$\Theta_3 = \Theta_1 + \Theta_2 = (R_{m1} + R_{m2}) \cdot \phi = R_{meq} \cdot \phi$$

La réluctance équivalente à plusieurs réluctances en série est égale à la somme des réluctances partielles.

$$R_{meq} = \sum R_{mk} \quad (3.14)$$

De même deux perméances Λ_1 et Λ_2 sont en parallèle, lorsqu'elles sont associées au même potentiel magnétique :

$$\phi_1 = \Lambda_1 \cdot \Theta \quad \phi_2 = \Lambda_2 \cdot \Theta$$

$$\phi_3 = \phi_1 + \phi_2 = (\Lambda_1 + \Lambda_2) \cdot \Theta = \Lambda_{eq} \cdot \Theta$$

La perméance équivalente à plusieurs perméances en parallèle est égale à la somme des perméances partielles :

$$\Lambda_{eq} = \sum_k \Lambda_k \quad (3.15)$$

Pour des perméances placées en série :

$$\Lambda_{eq} = \frac{1}{\sum \frac{1}{\Lambda_k}} \quad (3.16)$$

Pour des réluctances en parallèle :

$$R_{meq} = \frac{1}{\sum \frac{1}{R_{mk}}} \quad (3.17)$$

3.3.8 FLUX TOTALISÉ

Pour un circuit électrique formé de N spires concentriques au circuit magnétique, on peut mettre en évidence deux notions distinctes du flux d'induction magnétique :

1) Le flux qui traverse le circuit magnétique:

$$\phi = \int_{S_m} B \cdot dA \quad (2.11)$$

avec : S_m : section du circuit magnétique

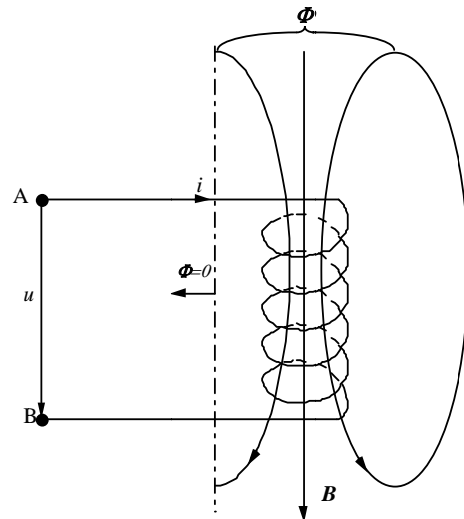


Figure 3.3 : Flux d'induction magnétique

2) Le flux qui traverse le circuit électrique formé de N spires :

$$\psi = \int_{S_e} B \cdot dA \quad (2.11)$$

avec : S_e : surface définie par le circuit électrique.

Dans le cas de la Figure 3.4: $S_e = 6 \cdot S_m$

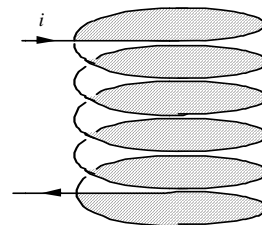


Figure 3.4 : Surface définie par le circuit électrique

Le flux totalisé est lié au flux d'induction magnétique par la relation :

$$\psi = N \cdot \phi \quad (3.18)$$

3.3.9 INDUCTANCE PROPRE

Pour un circuit électrique formé de N spires associé à un circuit magnétique on peut écrire :

$$\psi = N \cdot \phi \quad \phi = \Lambda \cdot \Theta \quad \Theta = N \cdot i \quad \rightarrow \quad \psi = N^2 \cdot \Lambda \cdot i$$

L'*inductance propre* L ou L_{xx} (D: Induktivität, E: inductance) est le quotient du flux totalisé traversant un circuit électrique par le courant correspondant.

$$L = \frac{\psi}{i} = N^2 \cdot \Lambda \quad (3.19)$$

3.3.10 INDUCTANCE MUTUELLE

Soient deux bobines, respectivement de N_1 et N_2 spires, couplées magnétiquement. Soit Φ_{21} le flux traversant le bobinage 2 créé par le bobinage 1 (Figure 3.5).

On peut écrire :

$$\Phi_{21} = \Lambda_{21} \Phi_1 = \Lambda_{21} N_1 i_1$$

$$\Psi_{21} = N_2 \Phi_{21} = N_1 N_2 \Lambda_{21} i_1$$

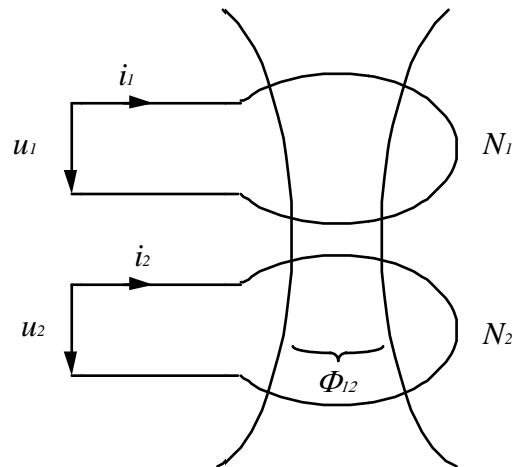


Figure 3.5 : Couplage magnétique

De même que pour l'inductance propre, on définit l'*inductance mutuelle* L_{21} (D: Gegeninduktivität, E: mutual inductance) comme le quotient du flux totalisé commun Ψ_{21} , généré par la bobine 1, par le courant i_1 :

$$L_{21} = \frac{\Psi_{21}}{i_1} = N_1 \cdot N_2 \cdot \Lambda_{21} \quad (3.20)$$

L'inductance mutuelle est réciproque, et par conséquent $\Lambda_{21} = \Lambda_{12}$ $L_{21} = L_{12}$

De façon générale, le flux total associé à un circuit électrique j couplé magnétiquement avec k circuits devient :

$$\psi_j = N_j \sum_{p=1}^k N_p \cdot \Lambda_{jp} \cdot i_p = \sum_{p=1}^k L_{jp} \cdot i_p \quad (3.21)$$

La perméance Λ_{jj} est la perméance propre.

3.3.11 EQUATION DE LA TENSION INDUITE

On constate qu'une variation de flux associée à un bobinage fait apparaître une tension à ses bornes :

$$u_{AB} = R_{AB} \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad (3.22)$$

Compte tenu des équations précédentes, la forme générale de l'équation de la tension induite dans un circuit j couplé avec k circuits électriques devient:

$$u_j = R_j \cdot i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \quad (3.23)$$

$$u_j = R_j \cdot i_j + \frac{d}{dt} \sum_{p=1}^k L_{jp} \cdot i_p \quad (3.24)$$

$$u_j = R_j \cdot i_j + \sum_{p=1}^k \left(\frac{dL_{jp}}{dt} \cdot i_p + L_{jp} \cdot \frac{di_p}{dt} \right) \quad (3.25)$$

Le terme $\frac{dL_{jp}}{dt} \cdot i_p$ est appelé tension induite de mouvement tandis que le terme $L_{jp} \cdot \frac{di_p}{dt}$ est appelé la tension induite de transformation.

3.3.12 FLUX DE CHAMP PRINCIPAL ET FLUX DE FUITE

Deux circuits couplés magnétiquement font apparaître trois tubes de flux distincts :

- Le tube de flux commun aux deux circuits : le *flux de champ principal* Φ_h (D: Hauptfluß, E: main flux)
- Deux tubes associés à chacun des circuits et parcourus par les *flux de fuite* (D: Streufluß, E: leakage flux) respectifs des deux circuits $\Phi_{\sigma 1}$ et $\Phi_{\sigma 2}$.

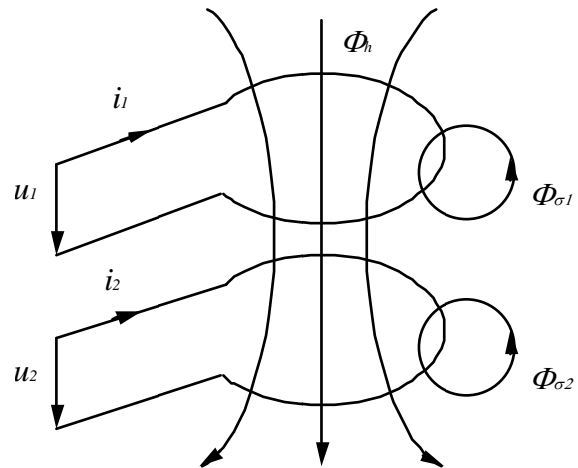


Figure 3.6 : Flux de champ principal et flux de fuite

$$\Phi_1 = \Phi_h + \Phi_{\sigma 1} \quad (3.26)$$

$$\Phi_2 = \Phi_h + \Phi_{\sigma 2} \quad (3.27)$$

A chacun de ces flux on peut associer une perméance :

$$\Phi_h = \Phi_{h1} + \Phi_{h2} = N_1 i_1 \Lambda_h + N_2 i_2 \Lambda_h \quad (3.28)$$

3.4 TRANSFORMATEUR

3.4.1 GÉNÉRALITÉS

3.4.1.1 Définition

Le *transformateur* (D: Transformator, E: transformer) est un appareil statique à induction électromagnétique destiné à transformer un système de courants variables en un ou plusieurs systèmes de courants variables, d'intensité et de tension généralement différentes, mais de même fréquence.

3.4.1.2 Schémas

Le principe du transformateur monophasé est explicité par la Figure 3.7.

On peut le représenter de manière simplifiée par la figure 3.8.

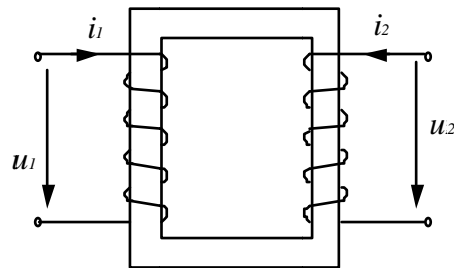
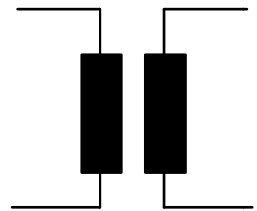


Figure 3.7 : Disposition de principe



3.8 : Représentation simplifiée

Les symboles normalisés à utiliser dans les schémas de circuits sont représentés aux Figure 3.9 à Figure 3.12.

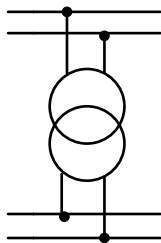


Figure 3.9 :
Transformateur
monophasé

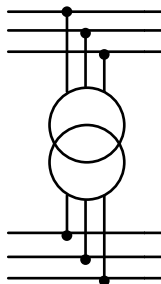


Figure 3.10 :
Transformateur triphasé



Figure 3.11 :
Transformateur
monophasé



Figure 3.12:
Transformateur triphasé

3.4.1.3 Historique et rôles des transformateurs

Au début de l'électricité, la production et l'utilisation de l'énergie électrique étaient étroitement liées. Un transport à grande distance était impossible, du fait des pertes énormes sur les lignes. Seule une adaptation de la tension - production à moyenne ou basse tension, transport à haute tension et utilisation de nouveau à basse tension - allait permettre le développement du transport à grande distance.

Faraday, dès 1832 avait établi les lois qui sont à la base du transformateur.

En 1856 l'anglais Varley construit le premier transformateur à circuit magnétique fermé.

En 1888 Gisbert Kapp publie sa théorie, qui est encore utilisée actuellement. L'année suivante

Michael v. Dolivo invente le transformateur triphasé.

Le transformateur joue deux rôles principaux :

- Dans le domaine de l'énergie, le transformateur permet le transport à grandes distances et la distribution, grâce à la possibilité d'adaptation des tensions.
- Dans le domaine des faibles puissances, il permet d'adapter la tension à des circuits électroniques.

Exemple du rôle du transformateur pour le transport d'énergie.

Une ligne électrique de 100 km de long, doit transmettre une puissance de 100 MVA. La résistivité du conducteur, ρ , (en aluminium) est de $30 \text{ n}\Omega/\text{m}$ et la densité de courant nominale, J , est de 4 A/mm^2 .

Tensions	10 kV	100 kV	1000 kV
Courants	10 kA	1 kA	100 A
Section $A = I/J$	$2,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$	$0,25 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$	$25 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$
Résistance $R = \rho (l/s)$	$1,2 \Omega$	12Ω	120Ω
Pertes $P = RI^2$	120 MW	12 MW	1,2 MW
Volume	250 m^3	25 m^3	$2,5 \text{ m}^3$
Poids ($\rho = 2,7 \cdot 10^3$)	$675 \cdot 10^3 \text{ kg}$	$67,5 \cdot 10^3 \text{ kg}$	$6,75 \cdot 10^3 \text{ kg}$
Prix (7.- Fr/kg)	4,725 MFr	472,5 kFr	47,25 kFr

3.4.1.4 Domaines de puissance

On trouve des transformateurs de toutes puissances et de toutes tensions. Les plus petits, qui sont construits en grande série, ont quelques VA et des tensions de quelques V. Les plus grosses unités construites ont des puissances de plusieurs MVA (1100 MVA) et quelques kV pour l'alimentation et le couplage des réseaux électriques.

3.4.2 MORPHOLOGIE

Le principe de construction des transformateurs est simple. Des enroulements multispaires, en général deux par phase, mono- ou triphasés, sont montés concentriquement sur un circuit magnétique feuilleté. Le ou les enroulements primaires reçoivent la puissance active de la source, le ou les enroulements secondaires fournissent la puissance active à l'utilisateur.

On parle de transformateur élévateur de tension lorsque la tension secondaire u_2 est plus grande que la tension primaire u_1 , et de transformateur abaisseur dans le cas inverse $u_1 > u_2$.

3.4.2.1 Circuit ferromagnétique

Le circuit ferromagnétique est composé de tôles minces en fer silicié à très faible chiffre de pertes, en général à grains orientés.

Afin d'utiliser au mieux le diamètre intérieur des bobines, on essaie de s'approcher le plus possible d'un cercle, en empilant des tôles de largeurs différentes (en général de 2 à 15 largeurs).

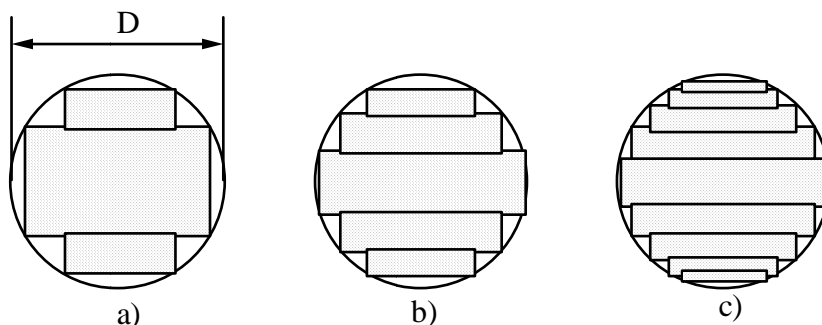


Figure 3.13 : Empilage de tôles

Un transformateur monophasé peut être à colonnes, (D: Kern, Schenkel Transformer, E: core-type, leg) (Figure 3.14) ou cuirassé,

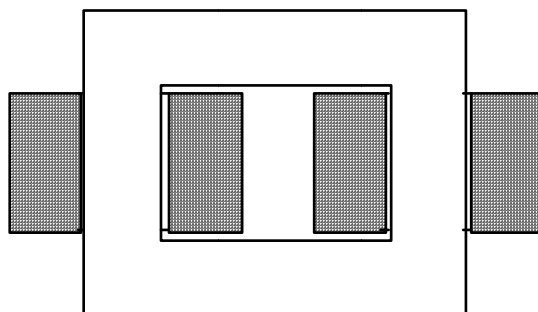


Figure 3.14 : Transformateur à colonnes

(D: Manteltyp, E: shell-type) (Figure 3.15).

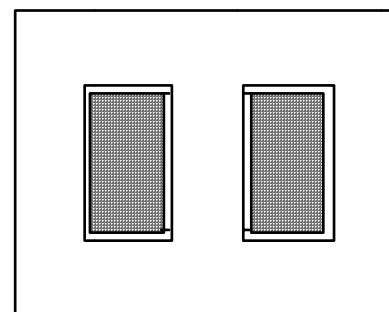


Figure 3.15 : Transformateur cuirassé

3.4.2.2 Circuit électrique

Les enroulements des transformateurs se présentent sous deux formes différentes : Les *enroulements concentriques*, ou *cylindriques* (D: Zylinderwicklung, E: concentric windings)) et les enroulements en galettes superposées, ou alternés (D: Scheibenwicklung, E: sandwich windings). A l'intérieur de ces deux types d'enroulement on rencontre encore quelques variantes, selon les niveaux de tension, les puissances ou des fonctionnements particuliers.

Les enroulements cylindriques sont les plus utilisés. Pour des raisons d'isolation le bobinage basse tension est le plus proche du circuit magnétique.

Dans les enroulements en galettes, ou disques, les bobinages haute et basse tension sont superposés. La construction commence et se termine par une demi-bobine basse tension.

L'isolation des transformateurs consiste en papiers et cartons, séchés sous vide, et imprégnés au moyen d'hydrocarbures ou de produits de synthèse. Toute la partie active du transformateur (circuit magnétique et enroulements) est en général maintenue dans un isolant liquide à l'intérieur d'une cuve.

3.4.2.3 Principe de fonctionnement

Les enroulements primaires et secondaires sont couplés magnétiquement. Si on alimente le primaire par une tension alternative, il circule un flux magnétique dans le fer, également alternatif. Le flux

couplé avec le secondaire induit dans ce bobinage une tension proportionnelle au nombre de spires N_2 .

Les tensions induites sont données par

$$u_{i1} = \frac{d\psi_1}{dt} \quad (3.29)$$

$$u_{i2} = \frac{d\psi_2}{dt} \quad (3.30)$$

et les tensions aux bornes des bobinages :

$$u_{i1} = R_1 \cdot i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (3.31)$$

$$u_2 = R_2 \cdot i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (3.32)$$

R_1 et R_2 représentent les valeurs des résistances des bobinages primaires, respectivement secondaires.

3.4.3 TRANSFORMATEUR MONOPHASÉ IDÉAL

3.4.3.1 Hypothèses

Dans une première étape, on peut considérer le transformateur idéal, dont les caractéristiques sont :

- perméabilité du fer infinie $\mu_F = \infty$;
- pertes nulles dans le fer;
- $R_1 = R_2 = 0$.

Ces hypothèses signifient, d'une part, qu'il n'y a pas de flux de fuite, le circuit magnétique constitue un court-circuit parfait et un potentiel magnétique nul suffit à assurer la circulation du flux, d'autre part, que le transformateur travaille sans pertes.

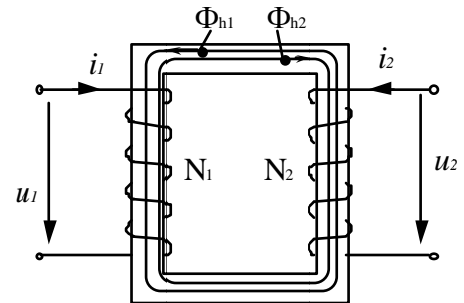


Fig. 3.12 Transformateur idéal

3.4.3.2 Equations de tension

Les équations de tension du transformateur deviennent :

$$u_1 = u_{i1} = \frac{d\Psi_1}{dt} = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.33)$$

$$u_2 = u_{i2} = \frac{d\Psi_2}{dt} = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.34)$$

Si on remplace Ψ_1 et Ψ_2 par leurs expressions, (3.21) on obtient :

$$u_1 = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (3.35)$$

$$u_2 = L_{22} \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (3.36)$$

$$\text{avec : } \Psi_1 = L_{11} i_1 + L_{12} i_2 \quad \Psi_2 = L_{22} i_2 + L_{12} i_1$$

En introduisant Λ , la perméabilité du circuit, on obtient :

$$L_{11} = N_1^2 \Lambda \quad L_{22} = N_2^2 \Lambda \quad L_{12} = N_1 N_2 \Lambda$$

$$\text{d'où : } \Psi_1 = N_1 (N_1 i_1 + N_2 i_2) \Lambda \quad (3.37)$$

$$\Psi_2 = N_2 (N_1 i_1 + N_2 i_2) \Lambda \quad (3.38)$$

L'alimentation étant sinusoïdale on peut associer des grandeurs complexes aux grandeurs instantanées :

$$\underline{U}_1 = j \omega \underline{\Psi}_1 \quad (3.39)$$

$$\underline{U}_2 = j \omega \underline{\Psi}_2 \quad (3.40)$$

$$\underline{U}_1 = j \omega N_1 (N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2) \Lambda \quad (3.41)$$

$$\underline{U}_2 = j \omega N_2 (N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2) \Lambda \quad (3.42)$$

3.4.3.3 Valeur efficace de la tension

Il est intéressant d'exprimer la tension secondaire à vide ($i_2 = 0$), en valeur efficace :

$$u_2 = L_{12} \frac{di_1}{dt} = N_2 \frac{d\Phi_{h1}}{dt}$$

Si l'alimentation est sinusoïdale on peut écrire : $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \delta)$

de même : $\Phi_{h1} = \hat{\Phi}_{h1} \sin(\omega t + \gamma)$

$$\text{d'où : } \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \delta) = N_2 \hat{\Phi}_{h1} \omega \cos(\omega t + \gamma) = 2 \pi f N_2 \hat{\Phi}_{h1} \cos(\omega t + \gamma)$$

$$\text{En valeur efficace : } U_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_2 \hat{\Phi}_{h1} = 4,44 f N_2 \hat{\Phi}_{h1} \quad (3.43)$$

C'est la valeur efficace de la tension mesurable à vide en régime permanent sinusoïdal aux bornes du secondaire.

3.4.3.4 Rapport de transformation

Le *rapport de transformation* (D: Übersetzungsverhältnis, E: voltage ratio) est défini comme le quotient des tensions primaires et secondaires. A partir des équations (3.41) et (3.42) on obtient :

$$\bar{u} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.44)$$

On constate que dans un transformateur idéal le rapport des tensions est égal au rapport des nombres de spires, et ceci indépendamment de la charge.

Compte tenu de l'hypothèse que la perméabilité du fer est infinie, le potentiel magnétique nécessaire à la circulation du flux est nul : $\Theta = 0$, $\Theta = N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 = 0$

$$\frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1} \quad \text{ou} \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\bar{u}} \quad (3.45)$$

Dans un transformateur idéal, le rapport des courants efficaces est inverse de celui des nombres de spires, et ceci indépendamment de la charge.

Compte tenu des relations (3.44) et (3.45), on constate que les puissances apparentes primaires et secondaires sont égales :

$$S_1 = U_1 I_1 = U_1 \frac{N_2}{N_1} I_1 \frac{N_1}{N_2} = U_2 I_2 = S_2$$

On peut également définir des impédances primaires et secondaires

$$\underline{Z}_1 = \frac{U_1}{I_1} \quad \text{ou} \quad Z_1 = \frac{U_1}{I_1}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{U_2}{I_2} \quad \text{ou} \quad Z_2 = \frac{U_2}{I_2}$$

en appliquant les relations (3.44) et (3.45), on obtient :

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} \frac{N_1}{N_2} \frac{N_1}{N_2} = Z_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = Z_2 \dot{u}^2 \quad (3.46)$$

Pour un transformateur idéal on peut donc écrire : $\frac{U_1}{U_2} = \dot{u}$; $\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{\dot{u}}$; $\frac{Z_1}{Z_2} = \dot{u}^2$

3.4.3.5 Schéma équivalent

On peut rapporter les grandeurs secondaires au primaire, en

- multipliant la tension secondaire par le rapport de transformation $U'_2 = \dot{u} U_2$
- divisant le courant secondaire par le rapport de transformation $I'_2 = \frac{1}{\dot{u}} I_2$
- multipliant l'impédance de charge par le carré du rapport de transformation. $Z'_2 = \dot{u}^2 Z_2$

On obtient ainsi le schéma équivalent suivant :

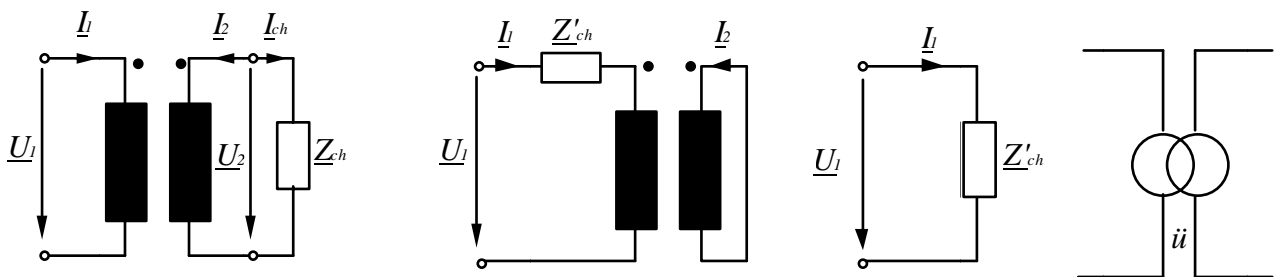


Figure 3.16 : Schéma équivalent du transformateur idéal

3.4.4 TRANSFORMATEUR RÉEL

En abandonnant les hypothèses simplificatrices, on peut étudier le transformateur réel. On néglige toutefois la saturation et les pertes fer.

3.4.4.1 Flux

Si le bobinage secondaire est ouvert, le transformateur se comporte comme une bobine avec un noyau ferromagnétique. On peut définir un flux commun Φ_{h1} , couplé avec le bobinage secondaire, et un flux de fuite $\Phi_{\sigma1}$ qui ne se referme pas à travers le secondaire.

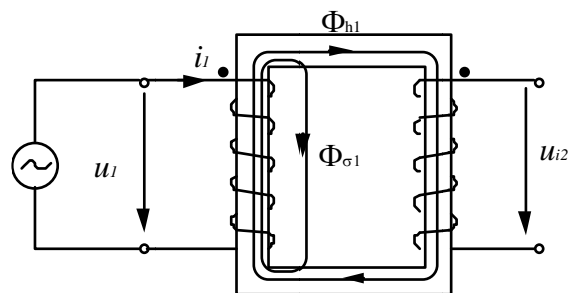


Figure 3.17 : Primaire alimenté, secondaire ouvert

Il en est de même pour le bobinage secondaire, lorsque le circuit primaire est ouvert.

Par superposition on peut écrire :

$$\Phi_h = \Phi_{h1} + \Phi_{h2}$$

d'où :

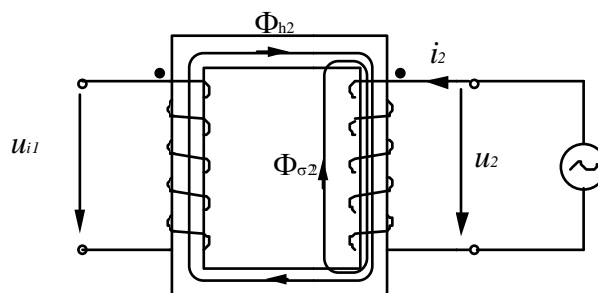


Figure 3.18 : Primaire ouvert, secondaire alimenté

$$\Phi_1 = \Phi_{\sigma1} + \Phi_h \quad (3.47)$$

$$\Phi_2 = \Phi_{\sigma2} + \Phi_h \quad (3.48)$$

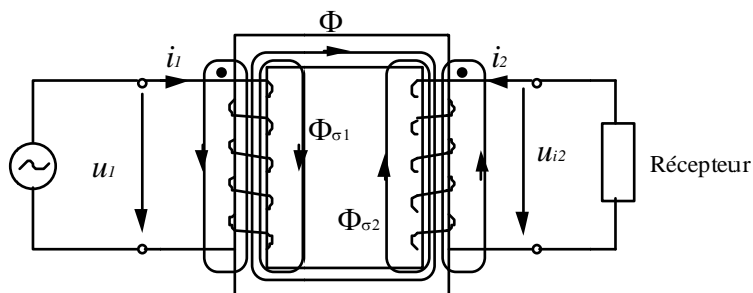


Figure 3.19 : Transformateur en charge

Les flux totalisés s'écrivent :

$$\Psi_1 = L_{11} i_1 + L_{12} i_2 \quad (3.49)$$

$$\Psi_2 = L_{22} i_2 + L_{12} i_1 \quad (3.50)$$

3.4.4.2 Inductances

Les inductances valent:

$$\begin{aligned} L_{11} &= L_{h1} + L_{\sigma1} & L_{22} &= L_{h2} + L_{\sigma2} & L_{h1} &= N_1^2 \Lambda_h \\ L_{\sigma1} &= N_1^2 \Lambda_{\sigma1} & L_{h2} &= N_2^2 \Lambda_h & L_{\sigma2} &= N_2^2 \Lambda_{\sigma2} \end{aligned}$$

$$L_{12} = N_1 N_2 \Lambda_h$$

3.4.4.3 Equations de tension

L'équation de tension induite permet d'écrire (3.23) et (3.24):

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \\ u_2 &= R_2 i_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} \end{aligned}$$

Pour une alimentation sinusoïdale, on peut passer aux grandeurs complexes.

En remplaçant d'une part les flux totalisés Ψ_1 et Ψ_2 par leurs expressions (Eq. 3.49 et 3.50), d'autre

part les inductances par leurs expressions (Section 3.3.9) on obtient :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega (L_{\sigma 1} \underline{I}_1 + L_{h1} \underline{I}_1 + L_{12} \underline{I}_2) \\ \underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega (L_{\sigma 2} \underline{I}_2 + L_{h2} \underline{I}_2 + L_{12} \underline{I}_1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega (L_{\sigma 1} \underline{I}_1 + L_{h1} (\underline{I}_1 + \frac{N_2}{N_1} \underline{I}_2)) \\ \underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega (L_{\sigma 2} \underline{I}_2 + L_{12} (\underline{I}_1 + \frac{N_2}{N_1} \underline{I}_2)) \end{cases}$$

Posons :

$$\begin{aligned} X_{\sigma 1} &= \omega L_{\sigma 1} : && \text{réactance de fuite primaire (D: Streureaktanz, E: leakage reactance)} \\ X_h &= \omega L_{h1} : && \text{réactance de champ principal "vue" du primaire (D: Hauptreaktanz, E: magnetizing reactance)} \\ X_{\sigma 2} &= \omega L_{\sigma 2} : && \text{réactance de fuite secondaire} \end{aligned}$$

et multiplions la seconde équation par le rapport de transformation \ddot{u} :

$$\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + j X'_{\sigma 2} \underline{I}'_2 + j X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)$$

$$\text{avec : } \underline{U}'_2 = \ddot{u} \underline{U}_2; \quad \underline{I}'_2 = \frac{\underline{I}_2}{\ddot{u}}; \quad R'_2 = R_2 \ddot{u}^2; \quad X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \ddot{u}^2$$

Les deux équations de tension peuvent alors s'écrire :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{\sigma 1} \underline{I}_1 + j X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2) \end{cases} \quad (3.51)$$

$$\begin{cases} \underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + j X'_{\sigma 2} \underline{I}'_2 + j X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2) \end{cases} \quad (3.52)$$

3.4.4.4 Schéma équivalent

On peut associer à ces équations le schéma suivant : le comportement électrique du transformateur est entièrement défini par la représentation équivalente.

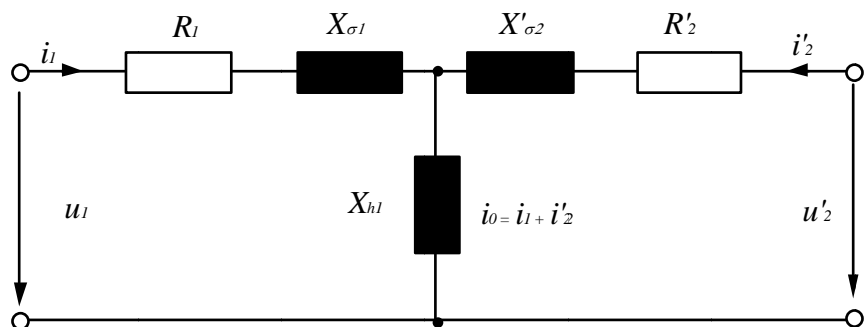


Figure 3.20 : Schéma du transformateur réel

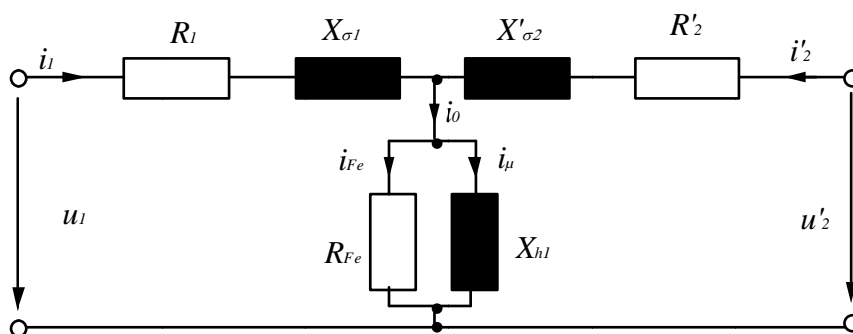
Remarque :

Lors de l'établissement des équations, il n'a pas été tenu compte des pertes fer. Pour des transformateurs de faible à moyenne puissance, (< 3 kVA) ces pertes ne peuvent pas être négligées.

Le schéma de la Figure 3.20 est habituellement complété en ajoutant une résistance R_{Fe} en parallèle avec X_h . La valeur de cette résistance sera déterminée par l'essai à vide.

La branche centrale du schéma porte le nom de *branche magnétisante*. Le courant qui circule dans jX_h est appelé I_μ , le courant qui circule dans la résistance fer : I_{Fe} . (Figure 3.21)

Figure 3.21 : Schéma avec la résistance fer



3.4.4.5 Transformateur à vide

On appelle transformateur à vide, ou *marche à vide* (D: Leerlauf, E: no load), le type de fonctionnement pour lequel l'un des enroulements est alimenté et l'autre est ouvert. Pour simplifier, les explications qui suivent considèrent toujours le primaire alimenté et le secondaire ouvert.

Le schéma de la Figure 3.21 se réduit à :

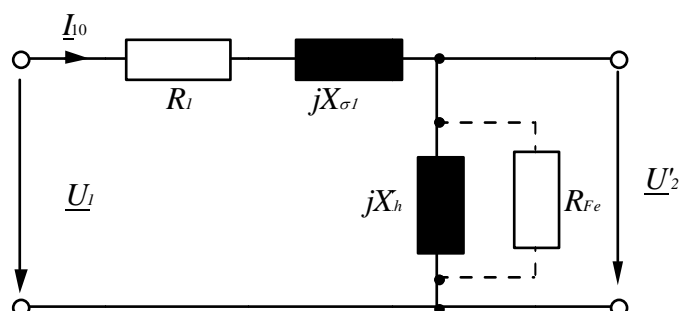


Figure 3.22 : Marche à vide

Avec $I_2 = 0 = I'_2$ on a : $U'_2 = U_h$

Le courant circulant dans le primaire I_{10} est dit courant à vide. Il est déterminé par l'impédance à vide :

$$\underline{Z}_0 = R_1 + jX_{\sigma 1} + j \frac{X_h R_{Fe}}{R_{Fe} + jX_h} \approx R_1 + j(X_{\sigma 1} + X_h) \quad (3.53)$$

$$I_{10} = \frac{\underline{U}_1}{R_1 + j(X_{\sigma 1} + X_h)} \quad (3.54)$$

Compte tenu des valeurs des transformateurs, la tension U_h est pratiquement égale à U_1 à vide.

$$\text{D'où } \underline{U}_{20} = \underline{U}_1 \frac{1}{\ddot{u}} \quad (3.55)$$

A vide le rapport des tensions est égal au rapport de transformation.

3.4.4.6 Transformateur en court-circuit

On appelle transformateur en court-circuit, ou *marche en court-circuit* (D: Kurzschluß, E: short-circuit), le type de fonctionnement pour lequel l'un des enroulements est alimenté et l'autre est fermé sur lui-même. Ce régime ne correspond pas à un fonctionnement normal du transformateur. Les essais en court-circuit doivent toujours se faire à tension réduite.

On a $\underline{U}_2 = 0 = \underline{U}'_2$

Dans ce cas le schéma de la Figure 3.21 se réduit à :

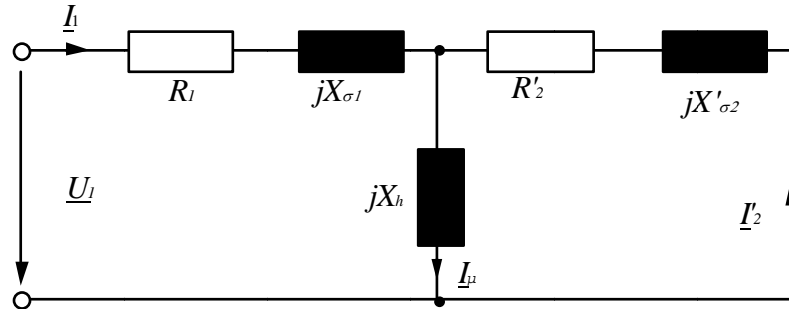


Figure 3.23 : Marche en court-circuit

La tension \underline{U}_h est environ la moitié de la tension \underline{U}_1 . Le courant dans la branche magnétisante devient donc inférieur à I_{10} , qui était déjà très faible. Par contre le courant de court-circuit, I_{1cc} , devient très grand. La composante I_h peut donc être négligée. D'où le nouveau schéma équivalent en court-circuit:

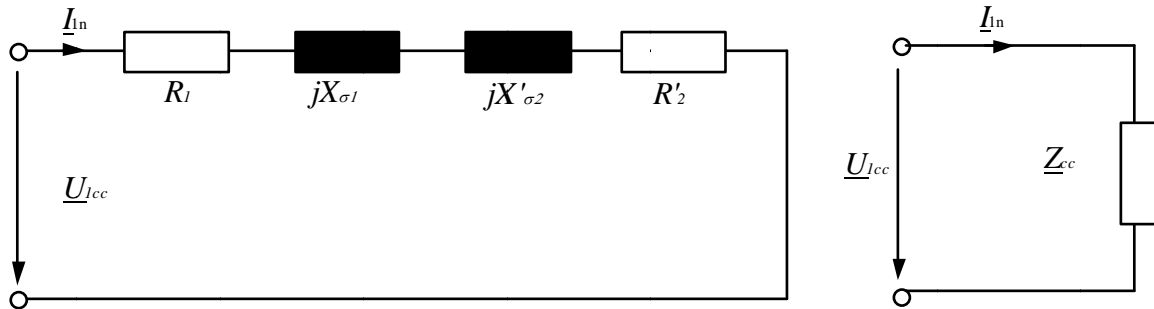


Figure 3.24 : Schéma simplifié en court-circuit

$$\text{On a donc : } \underline{I}'_{2cc} = -\underline{I}_{1cc} \quad \text{et : } \underline{I}_{2cc} = \underline{I}_{1cc} \quad \rightarrow \quad \frac{\underline{I}_{1cc}}{\underline{I}_{2cc}} = \frac{1}{\underline{u}} \quad (3.56)$$

En court-circuit, les courants primaire et secondaire sont dans un rapport inverse de celui de transformation.

Le courant de court-circuit \underline{I}_{1cc} est déterminé par l'impédance de court-circuit \underline{Z}_{cc} .

$$\underline{Z}_{cc} = R_1 + R'_2 + j(X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}) \quad (3.57)$$

$$\underline{I}_{1cc} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_{cc}} \quad (3.58)$$

Lors des essais en court-circuit du transformateur, on applique au primaire la *tension de court-circuit* \underline{U}_{1cc} (D : Nennkurzschlußspannung, E : Impedance voltage), qui est la tension réduite de telle manière que le courant nominal circule au primaire.

L'*impédance de court-circuit* est aussi définie comme :

$$\underline{Z}_{cc} = \frac{\underline{U}_{1cc}}{\underline{I}_{1n}} = R_{cc} + jX_{cc} \quad (3.59)$$

Avec : $R_{cc} = R_1 + R'_2$ résistance de court-circuit

$X_{cc} = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}$: réactance de court-circuit.

La tension de court-circuit \underline{U}_{1cc} , exprimée en % de la tension nominale \underline{U}_{1n} , est une valeur contractuelle importante et elle figure toujours sur la plaque signalétique du transformateur.

$$u_{cc} = \frac{U_{1cc} \times 100}{U_{1n}} \% \quad (3.60)$$

3.4.5 TRANSFORMATEUR EN CHARGE

3.4.5.1 Introduction

Sous charge le transformateur à un fonctionnement qui se situe entre la marche à vide et la marche en court-circuit. Le comportement du transformateur est entièrement défini par le schéma équivalent.

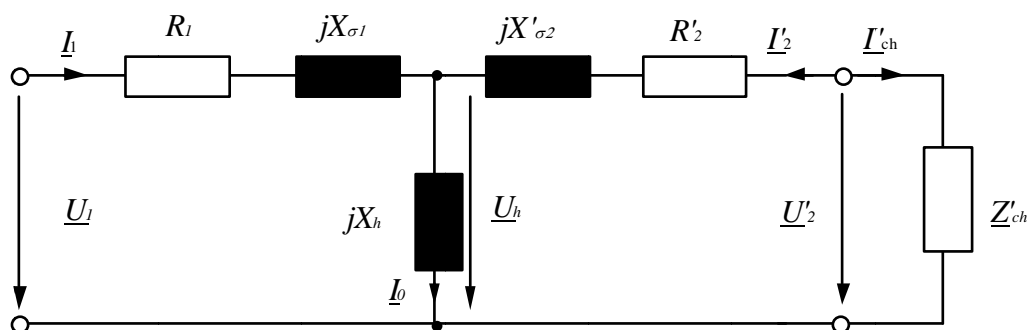


Figure 3.25 : Transformateur en charge

Pratiquement on néglige la branche magnétisante, comme pour le transformateur en court-circuit, dès que la puissance dépasse quelques kVA, et pour une charge proche de la charge nominale.

On a donc :

$$I_1 + I'_2 = 0 \quad (3.61)$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + \underline{Z}_{cc} I_1 \quad (3.62)$$

$$\underline{U}'_2 = \underline{Z}'_{ch} I_1 \quad (3.63)$$

3.4.5.2 Schéma de Kapp

Le schéma simplifié obtenu est dit *schéma de Kapp*.

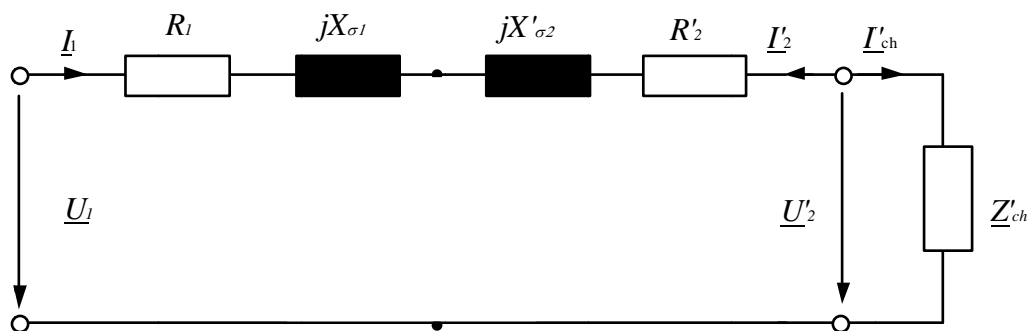


Figure 3.26 : Schéma de Kapp

3.5 SCHÉMA ÉQUIVALENT MAGNÉTIQUE

3.5.1 ELÉMENTS DU SCHÉMA ÉQUIVALENT

En respectant les analogies électriques et magnétiques, on peut établir un schéma magnétique équivalent.

Les éléments qui apparaissent dans ce schéma sont :

- la source de potentiel magnétique (Figure 3.27)
- la liaison à réluctance nulle (Figure 3.28)
- la réluctance ou la perméance (Figure 3.29)
- le flux (Figure 3.30)

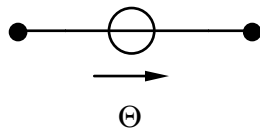


Figure 3.27 : Source de potentiel magnétique



Figure 3.28 : Liaison à réluctance nulle



Figure 3.29 : Réluctance ou perméance

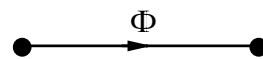


Figure 3.30 : Flux

3.5.2 HYPOTHÈSES

Quelques hypothèses sont nécessaires:

- répartition uniforme de l'induction dans les sections perpendiculaires aux lignes de champ;
- la longueur des lignes de champ est définie par un trajet moyen.

D'autres hypothèses seront ajoutées de cas en cas.

- les lignes de champ forment des angles droits dans les coudes du circuit;
- le flux de fuite de la bobine est considéré négligeable.

3.5.3 EXEMPLE

Soit un circuit magnétique comprenant une bobine de N spires enroulées sur un noyau de fer massif, de perméabilité μ , de section carrée et comportant un entrefer δ . (D: Luftspalt, E: airgap)

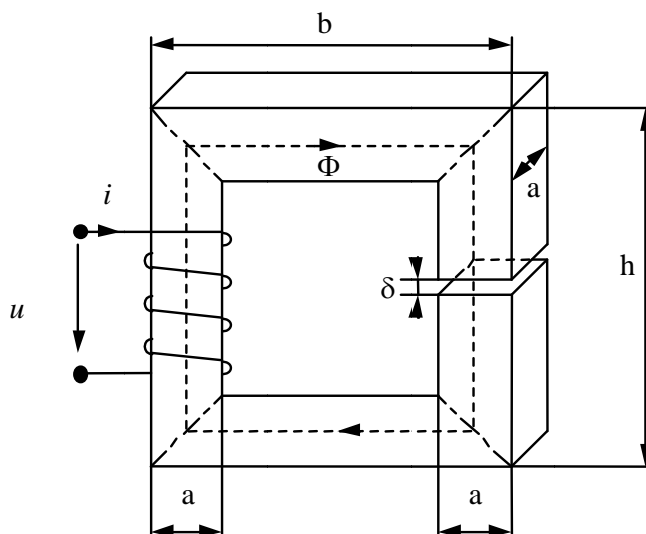


Figure 3.31 : Exemple : circuit magnétique

Pour chaque tronçon on peut définir une réluctance ou une perméance magnétique. On associe à la bobine parcourue par un courant i une source de potentiel $\Theta = Ni$. Cette source fera circuler un flux Φ dans tout le circuit.

On représentera le schéma équivalent selon une disposition correspondant à la géométrie du système. Les risques d'erreur sont ainsi limités.

Le circuit étant formé exclusivement d'éléments en série, il est plus avantageux de passer par les réluctances, plutôt que par les perméances.

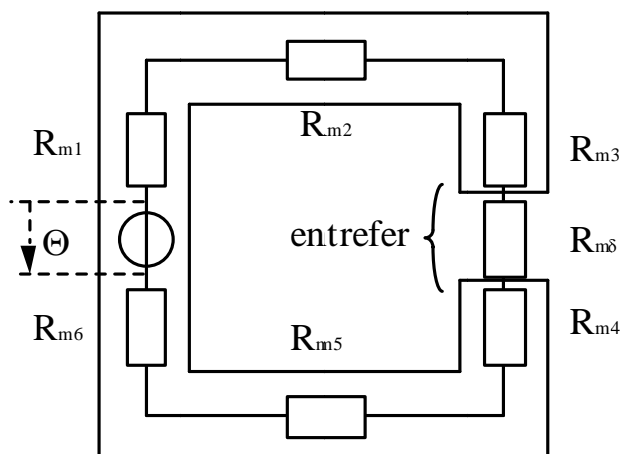


Figure 3.32 : Schéma équivalent

Données numériques :

$$i = 1 \text{ A}$$

$$N = 1000 \text{ spires}$$

$$\mu_r = 500$$

$$a = 10 \text{ mm}$$

$$b = 40 \text{ mm}$$

$$h = 50 \text{ mm}$$

$$\delta = 1 \text{ mm}$$

On trouve :

$$R_{mFe} = 2,2 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}$$

$$R_{m\delta} = 7,96 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}$$

$$R_m = 10,16 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}$$

$$\Theta = N i = 1000 \text{ A},$$

$$\phi = \frac{\Theta}{R_m} = 9,8 \cdot 10^{-5} \text{ Wb}$$

$$B = \frac{\phi}{A} = 0,98 \text{ T}$$

avec : R_{mFe} : réluctance magnétique du fer
 $R_{m\delta}$: réluctance magnétique de l'entrefer
 R_m : réluctance magnétique totale

L'inductance de la bobine :

$$L = N^2 \cdot \Lambda = \frac{N^2}{R_m} = 98,3 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

3.5.4 ANALOGIE ENTRE CIRCUITS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES

Relation, grandeur	Circuit électrique	Circuit magnétique
Champ	\mathbf{E}	\mathbf{H}
Vecteur caractéristique	\mathbf{J}	\mathbf{B}
Relation des matériaux	$\mathbf{J} = \mathbf{E}/\rho$	$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$
Flux caractéristique	$I = \int_s \mathbf{J} \cdot d\mathbf{A}$	$\phi = \int_{S_m} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A}$
Potentiel	$u = \int_s \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s}$	$\Theta = \int_s \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = NI$
Loi d'Ohm (Hopkinson)	$u = Ri$	$\Theta = R_m \Phi$
Résistance	$R = \int_{s1}^{s2} \frac{\rho \cdot ds}{A(s)}$	$R_m = \int_{s1}^{s2} \frac{ds}{\mu \cdot A} = \frac{l}{\mu \cdot A}$
Éléments en série	$R_{eq} = \sum_k R_k$	$R_{meq} = \sum_k R_{mk}$
Éléments en parallèle	$R_{eq} = \frac{1}{\sum_k \frac{1}{R_k}}$	$\Lambda_{eq} = \sum_k \Lambda_k$

3.6 MATÉRIAUX CONDUCTEURS

Toutes les machines sont formées de deux matériaux actifs : les matériaux conducteurs (les enroulements) et les matériaux magnétiques.

Ces matériaux sont séparés par des isolants. Le reste est formé de matériaux mécaniques "passifs".

3.6.1 RÉSISTIVITÉ

Les enroulements doivent être constitués de matériaux bons conducteurs, car les pertes ohmiques sont proportionnelles à la résistivité des matériaux utilisés.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3.64)$$

L'inverse de la résistivité est la conductibilité σ .

La résistivité varie en fonction de la température selon la loi : $\rho = \rho_0 (1 + \alpha_0 \Delta\theta)$.

avec : ρ_0 : résistivité électrique à 20°C, α_0 : coefficient de variation de la résistivité, $\Delta\theta = \theta - \theta_0$.

La variation de la résistance avec la température permet de calculer l'échauffement moyen d'un bobinage en charge. On a :

$$\Delta\theta = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{\alpha_0} \quad (3.65)$$

avec : R_1 : résistance à température ambiante

R_2 : résistance en charge.

3.6.2 MATÉRIAUX CONDUCTEURS USUELS

On utilise principalement comme conducteur des métaux ou des alliages de métaux purs, tels que le cuivre, l'aluminium et leurs alliages. L'argent est un très bon conducteur, mais, trop cher, il n'est utilisé que comme revêtement de surface ou comme alliage pour des pièces de contact.

Le tableau suivant donne les principales propriétés physiques et mécaniques des matériaux utilisés en électromécanique.

Matériau	δ 10 ³ kg/m ³	ρ_0 10 ⁻⁹ Ωm	α_0 10 ⁻³ 1/K	c Ws/kg/K	λ W/m/K	$\Delta l/l$ 10 ⁻⁶ 1/K	σ_E dN/mm ²	σ_B dN/mm ²
Cuivre dur	8,89	17,8	4	393	378	16,5	21,6	28,5
Aluminium	2,7	29	4	920	201	24	2 à 13	7 à 15
Laiton	8,5	72	1,5	376	105	19	14 à 40	33 à 49
Bronze	7,6	130	4	419	56	17	12 à 29	52 à 64
Anticorodal	2,7	42	3,8	836	140	23	11 à 31	21 à 33
Acier	7,85	240	3	469	39,1	12		
Acier inox	7,85	850	2	502	13			
Argent	10,5	16	3,6	230	403	20		18 à 27

δ : masse volumique, ρ_0 : résistivité électrique à 20°C, α_0 : coefficient de variation de la résistivité

c : chaleur massique (E: specific heat capacity), λ : conductivité thermique (E: thermal conductivity),

$\Delta l/l$: coefficient de dilatation thermique, σ_E : limite élastique, σ_B : limite de rupture

3.6.3 EFFET PELLICULAIRE

La densité de courant, à l'intérieur d'un conducteur électrique, a une distribution uniforme dans une section perpendiculaire au courant, s'il est continu. Ce n'est pas le cas pour un courant alternatif.

Cet effet, qui augmente la résistance apparente du conducteur, peut être recherché dans certains cas.

3.7 MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES DOUX

Le circuit magnétique d'une machine doit être constitué d'un matériau ferromagnétique très perméable. En effet, la différence de potentiel magnétique entre deux points est d'autant plus faible que la perméabilité du circuit est élevée.

Les seuls matériaux ferromagnétiques sont le fer, le nickel, le cobalt et leurs alliages. Leur perméabilité relative (μ_r) varie de 100 à 12000 pour de faibles niveaux d'induction. On les appelle les matériaux magnétiques doux (avec un cycle d'hystérésis le plus petit possible), par opposition aux matériaux magnétiques durs (les aimants permanents).

3.7.1 COURBE D'AIMANTATION

La *courbe d'aimantation* $B = f(H)$ (D: Magnetisierungskurve, E: magnetization curve) des matériaux magnétiques présentent deux types de non-linéarité :

- la saturation; (D: Sättigung, E: saturation)
- l'hystérésis. (D: Hysterese, E: hysteresis)

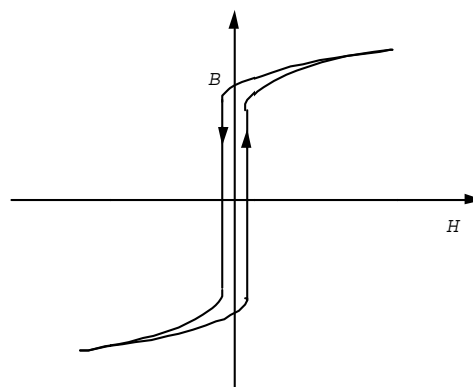


Figure 3.33 : Courbe $B = f(H)$

Le choix des dimensions d'un circuit magnétique sera un compromis entre les contraintes techniques et économiques.

- Contraintes techniques : ne pas saturer pour améliorer le rendement;
- contraintes économiques : réduire le volume du fer, donc saturer.

Le compromis consiste en général à atteindre des niveaux d'induction :

- d'environ 1 T pour les longs trajets (culasse)
- d'environ 1,2 T pour des trajets plus courts (pôles)
- et d'environ 1,6 T dans les zones très courtes (dents).

Ces chiffres sont sujets à modification en fonction des matériaux utilisés.

3.7.2 MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES USUELS

Les matériaux magnétiques doux les plus utilisés en électromécanique sont en général des alliages de fer, pour des raisons économiques :

- les *tôles dynamo* en fer silicié, dont l'usage est obligatoire pour les circuits traversés par un flux alternatif.

- la *fonte grise*, à grande rémanence
- l'*acier coulé* dont les propriétés mécaniques sont excellentes
- l'*acier forgé*, pour les éléments soumis à des efforts mécaniques très élevés.

Lorsque les circuits ferromagnétiques sont soumis à un flux constant, ils peuvent être réalisés dans un matériau massif.

Un flux alternatif, par contre, va y générer des pertes et donc un échauffement. Ces pertes sont dues à deux phénomènes :

- les pertes par hystérésis
- les pertes par courants de Foucault.

3.7.3 PERTES PAR HYSTÉRÉSIS

Lorsque l'induction varie entre deux valeurs maximales, la caractéristique magnétique, dans le plan $B-H$, (Figure 3.34) parcourt un cycle fermé.

Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la surface de ce cycle.

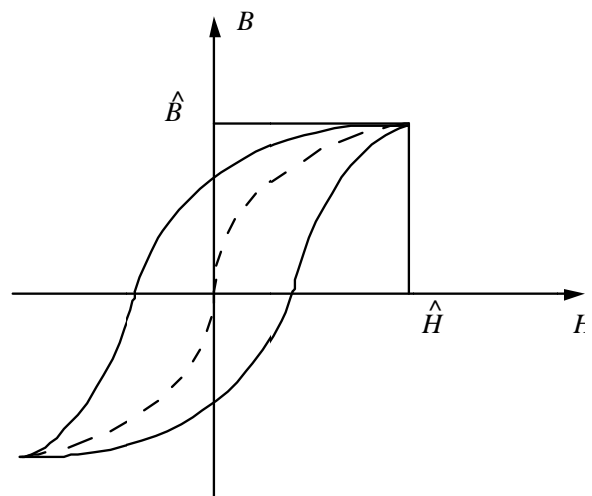


Figure 3.34 : Cycle d'hystérésis

Expérimentalement on constate que ces pertes sont proportionnelles au carré de l'induction de crête :

$$P_h' = C_h' f \hat{B}^2 \quad \text{W/kg} \quad (3.66)$$

Le coefficient C_h' , $\left[\frac{J}{T^2 kg} \right]$ est caractéristique des pertes par hystérésis pour un matériau donné.

3.7.4 PERTES PAR COURANT DE FOUCAULT

Selon la loi de la tension induite, un flux variable induit une tension et donc des courants induits dans le fer, les courants de Foucault (D: Wirbelstromverluste, E: eddy current losses). La direction des courants induits est donnée suivant la loi de Lenz [6]:

Le sens du courant induit est tel qu'il tend à s'opposer à la cause qui lui a donné naissance.

$$u \sim \frac{d\phi}{dt} \sim f B$$

$$P \sim \frac{u^2}{R} \sim f^2 B^2$$

Pour diminuer ces pertes il faut soit augmenter la résistivité ρ des tôles, soit augmenter la résistance du circuit du courant d'induit.

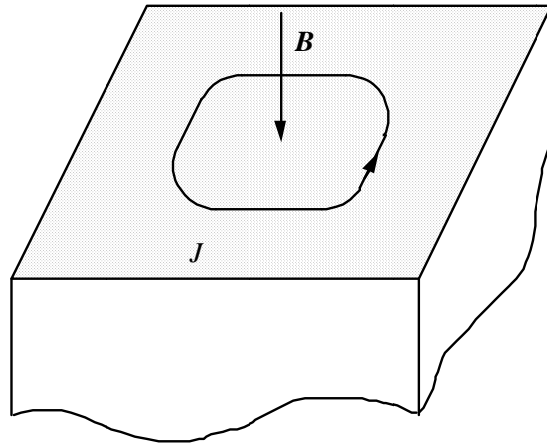


Figure 3.35 : Courants induits

- La résistivité du fer est augmentée par adjonction de silicium.

- La résistance du circuit est augmentée par un fractionnement du circuit magnétique :

empilage de tôles isolées entre elles.
(Figure 3.36)

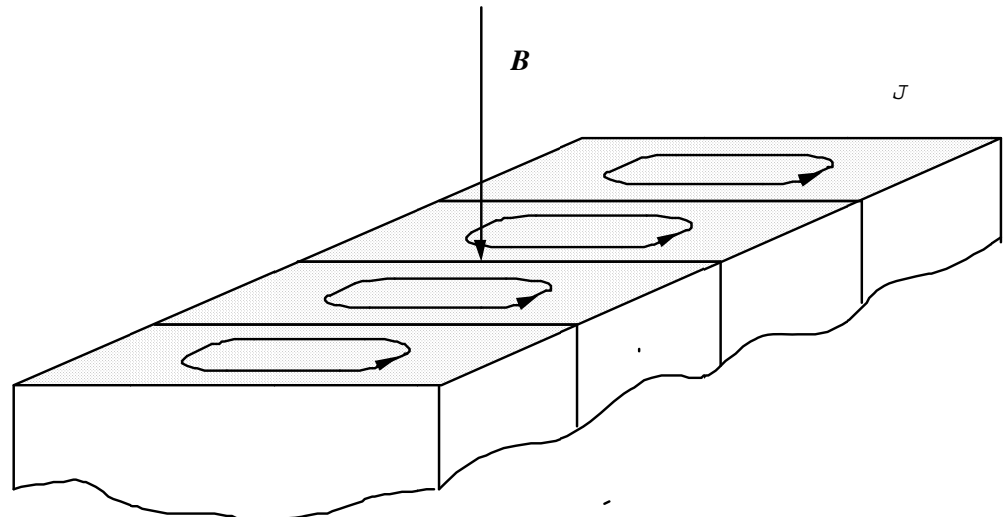


Figure 3.36 : Empilage de tôles

L'épaisseur des tôles varie entre 0,1 et 1mm. L'isolation est assurée par un vernis ou un dépôt de silice. Cette alternance de tôles et d'isolant entraîne une diminution de la section active de passage du flux. On définit un *coefficient de foisonnement* k_f (D: Stapelfaktor, E: lamination factor) qui exprime le rapport des sections nettes (A_f) et brute (A_m).

$$k_f = \frac{A_f}{A_m} = 0.9 \div 0.98 \quad (3.67)$$

Les pertes par courant de Foucault, proportionnelles au carré de la fréquence et de l'induction, s'expriment par :

$$P_w' = C_w' f^2 \hat{B}^2 e^2 \quad \text{W/kg} \quad (3.68)$$

Le coefficient C_w' , $\left[\frac{\text{Js}}{\text{T}^2 \text{m}^2 \text{kg}} \right]$ est caractéristique des pertes par courant de Foucault pour un matériau donné. Les pertes totales dans le fer s'expriment (par 3.66 et 3.68) :

$$P_{h+w}' = (C_h' + C_w' e^2 f) f B^2 \quad \text{W/kg} \quad (3.69)$$

En général on utilise l'expression approchée suivante :

$$P_{Fe} = C_p \left(\frac{f}{50} \right)^k \left(\frac{\hat{B}}{1} \right)^2 \cdot m \quad \text{W} \quad (3.70)$$

C_p : *chiffre de pertes*. Compris entre 0,7 et 3,4 W/kg pour 0,5 mm, à 50 Hz et 1 T.

L'exposant k est compris entre 1 et 2, en général de 1,6 à 1,7.

m représente la masse du fer.

3.8 AIMANTS PERMANENTS

Les *aimants permanents* (D: Dauermagnet, E: permanent magnet) sont constitués de matériaux de type ferromagnétique à large cycle d'hystérésis. Les caractéristiques principales des aimants sont, l'induction élevée à champ magnétique nul et le champ coercitif important à induction nulle.

3.8.1 INTRODUCTION

L'aimant est constitué de domaines formant un ensemble hétérogène. Or il est important de pouvoir le représenter par un modèle de Kirchhoff pour le remplacer par des éléments localisés constituant un schéma équivalent.

3.8.2 CARACTÉRISTIQUE MAGNÉTIQUE

Un aimant permanent est défini par sa caractéristique magnétique moyenne et sa géométrie. La *caractéristique magnétique* est représentée dans un plan B - H . Par suite de l'hystérésis, le cycle magnétique est caractérisé par deux valeurs limites :

- l'*induction rémanente* (D: Remanenzflußdichte, E: remanent flux density) B_r ($H = 0$),
- le *champ coercitif* (D: Koerzitivfeldstärke, E: coercive field strength) H_c ($B = 0$), H_c est en fait négatif.

Le cycle magnétique le plus grand, qui n'est obtenu qu'après magnétisation complète du matériau, est le seul intéressant. Dans le quadrant où B est positif et H négatif, la caractéristique est appelée *caractéristique principale*, ou de *désaimantation*. (D: Entmagnetisierungskurve, E: demagnetization curve).

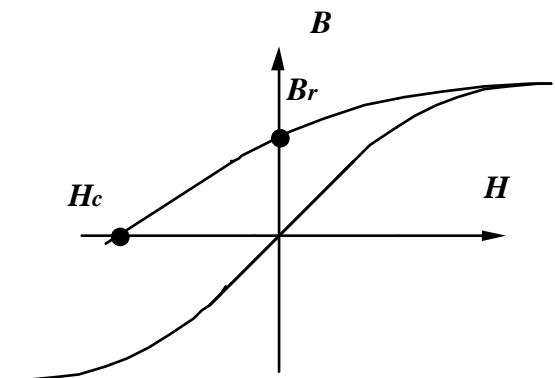


Figure 3.37 :Caractéristique magnétique

3.8.3 DROITE DE RECUL (OU DE RETOUR)

Si on se trouve sur un point quelconque de la caractéristique principale, (nous verrons plus tard comment définir ce point de fonctionnement), par exemple le point (1) de la Figure 3.38, on constate, expérimentalement, qu'on quitte cette caractéristique dès que l'induction augmente. Cette nouvelle courbe, qu'on peut approcher de manière suffisante par une droite, est définie entre la caractéristique principale et l'axe des ordonnées.

Cette droite est approximativement parallèle à la tangente de la caractéristique principale au point $(0; B_r)$. Lorsque l'induction diminue à nouveau, on parcourt cette droite jusqu'à la caractéristique principale. Cette *droite de recul*, ou *ligne de recul* (D: rückläufige Schleife, E: recoil line) est définie par le point le plus bas atteint sur la caractéristique principale.

En réalité la ligne de recul n'est pas une droite. Elle présente également un phénomène d'hystérésis. Pour de hautes fréquences ce phénomène d'hystérésis doit également être pris en considération.

La droite de recul est caractérisée par une abscisse à l'origine $-H_0$ et une ordonnée à l'origine B_0 .

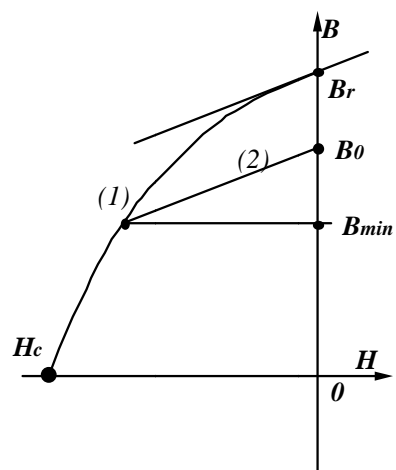


Figure 3.38 :Droite de recul

Certains aimants (ferrite, samarium-cobalt, NdFeB) présentent une caractéristique principale linéaire, dans le domaine d'utilisation. (Annexe 7.8). Dans ce cas l'ensemble des droites de recul est confondu avec cette caractéristique.

3.8.4 RÉLUCTANCE INTERNE

On définit la *perméance*, ou *réductance*, *interne de l'aimant* par :

$$\Lambda_i = \frac{\mu_d A_a}{l_a} \quad \text{respectivement : } R_{mi} = \frac{l_a}{\mu_d A_a}$$

avec $\mu_d = \mu_0 \mu_r$ aimant

3.8.5 SCHÉMA MAGNÉTIQUE ÉQUIVALENT DE L'AIMANT

L'aimant est représenté par une source de tension magnétique Θ_a et la perméance ou réductance interne.

$$\text{Avec } \Theta_a = H_0 \cdot l_a \quad (3.71)$$

où H_0 : abscisse à l'origine de la droite de recul

et l_a : longueur de l'aimant dans le sens de la magnétisation

3.8.6 TYPES D'AIMANTS

Les caractéristiques magnétiques des aimants permanents évoluent régulièrement; de nouveaux types d'aimants apparaissent sur le marché; dans ces conditions il est illusoire de vouloir figer les courbes caractéristiques des aimants permanents. Ces courbes sont données en Annexe 7.8. En Annexe 2 on trouvera les principales caractéristiques magnétiques et physiques des aimants. Elles représentent les caractéristiques actuelles des aimants disponibles sur le marché.

3.9 MATÉRIAUX ISOLANTS

Les matériaux isolants servent à séparer les circuits électriques entre eux et les circuits électriques des circuits magnétiques, ou de la carcasse.

3.9.1 CHOIX DES MATÉRIAUX ISOLANTS

Un bon matériau isolant devrait à la fois être de bons isolants et de bons conducteurs thermiques. Ce n'est jamais le cas, ce qui pose des problèmes d'échauffement.

Les propriétés physiques des isolants qui intéressent les électromécaniciens sont principalement :

- la *rigidité diélectrique*, $\left[\frac{kV}{mm}\right]$ déterminante pour l'épaisseur de l'isolant;
- la *conductivité thermique*, $\left[\frac{W}{m^{\circ}C}\right]$ importante pour la conduction de la chaleur;
- les *propriétés mécaniques* qui conditionnent la tenue aux efforts
- l'*endurance thermique*, pour la stabilité de forme et la durée de vie.

Les propriétés telles que la résistivité électrique ρ , les pertes spécifiques, ou la permittivité ϵ , n'interviennent que dans des applications particulières.

Les isolants sont classés en fonction de leur résistance thermique :

Classe Y	: température maximale = 90 ° C
Classe A	: température maximale = 105 ° C
Classe E	: température maximale = 120 ° C
Classe B	: température maximale = 130 ° C
Classe F	: température maximale = 155 ° C (Standard industriel)
Classe H	: température maximale = 180 ° C
Classe C	: température maximale > 180 ° C

3.9.2 MATÉRIAUX ISOLANTS SOLIDES

Les matériaux solides sont en général formés de trois composants :

- l'élément isolant, souvent du mica
- le support mécanique, coton ou fibre de verre
- le liant, résines

Le *mica* possède des propriétés uniques. Sa rigidité diélectrique est de 60 kV/mm. Il est infusible et ininflammable, son endurance thermique est des meilleures et sa résistivité volumique et superficielle est très importante.

La *fibre de verre* assure la tenue mécanique.

La *cellulose* entre dans la composition du papier et du carton. Sa stabilité thermique est faible. Imprégné au moyen d'une huile minérale, le papier sert d'isolant pour les transformateurs.

Le constructeur dispose encore d'un très grand choix de matériaux de synthèse. Ces produits présentent des caractéristiques spécifiques déterminantes pour des usages particuliers.

3.9.3 MATÉRIAUX ISOLANTS LIQUIDES

Les matériaux isolants liquides sont utilisés pour remplir des interstices et évacuer la chaleur des transformateurs. Ils servent également à imprégner les isolants solides et à augmenter la sollicitation diélectrique.

Ce sont en général des hydrocarbures ou des produits de synthèse.

La rigidité diélectrique est de 20 à 25 kV/mm.

3.9.4 MATÉRIAUX ISOLANTS GAZEUX

Les gaz sont normalement utilisés comme fluide caloporteur. Ils interviennent cependant également dans la tenue diélectrique du matériel.

L'air (3,2 kV/mm) assure dans certains cas le refroidissement des machines électriques.

Le refroidissement par *hydrogène* (1,9 kV/mm) est utilisé pour toutes les machines de grande puissance à hautes vitesses, grâce à sa faible masse volumique et à sa bonne conduction thermique.

L'azote (3,2 kV/mm) est utilisé pour des machines fonctionnant dans des atmosphères à haut risque d'explosion.

L'hexafluorure de soufre (SF_6) (8,5 kV/mm) utilisé en haute tension pour éteindre les arcs dans les disjoncteurs.

3.10 CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE

3.10.1 INTRODUCTION

Nous avons vu, au chapitre 1, le rôle de l'énergie électrique et donc l'importance de la conversion électromécanique. L'étude de la conversion électromécanique est basée sur le principe de la conservation de l'énergie. Une force électromécanique résulte de trois formes possibles d'interaction :

- l'interaction entre deux courants;
- l'interaction entre un courant et un circuit ferromagnétique;
- l'interaction entre un aimant et un courant ou un aimant et un circuit ferromagnétique.

La détermination des forces agissant sur un système électromécanique peut se faire de deux manières différentes :

- par la dérivée de l'énergie au niveau des circuits électriques;
- par le tenseur de Maxwell au niveau local.

Le développement complet de ces deux méthodes dépasse largement le cadre de ce cours. Nous nous limiterons à en montrer les principes et les résultats les plus significatifs.

3.10.2 BILAN ÉNERGÉTIQUE

Dans une transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, il apparaît également une énergie thermique de caractère irréversible. Le bilan énergétique faisant intervenir ces trois formes d'énergie n'est généralement pas équilibré. Il apparaît donc une quatrième forme d'énergie, associée à la conversion, *l'énergie magnétique*.

La conversion d'énergie électromécanique met donc en jeu 4 formes d'énergie (Figure 3.39)

- l'énergie électrique reçue;
- l'énergie mécanique restituée;
- l'énergie thermique dissipée;
- l'énergie magnétique emmagasinée.

Le bilan énergétique s'écrit, sous forme d'accroissements :

$$dW_{el} = dW_{mec} + dW_{th} + dW_{mag} \quad (3.72)$$

Les divers termes de (3.72) peuvent être explicités comme suit :

Variation d'énergie électrique
$$dW_{el} = \sum_{j=1}^k u_j \cdot i_j \cdot dt \quad (3.73)$$

Variation d'énergie mécanique
$$dW_{mec} = \sum_{m=1}^n F_m \cdot dx_m \quad (3.74)$$

Variation d'énergie thermique
$$dW_{th} = \sum_{j=1}^k R_j \cdot i_j^2 \cdot dt \quad (3.75)$$

Variation d'énergie magnétique: dW_{mag}

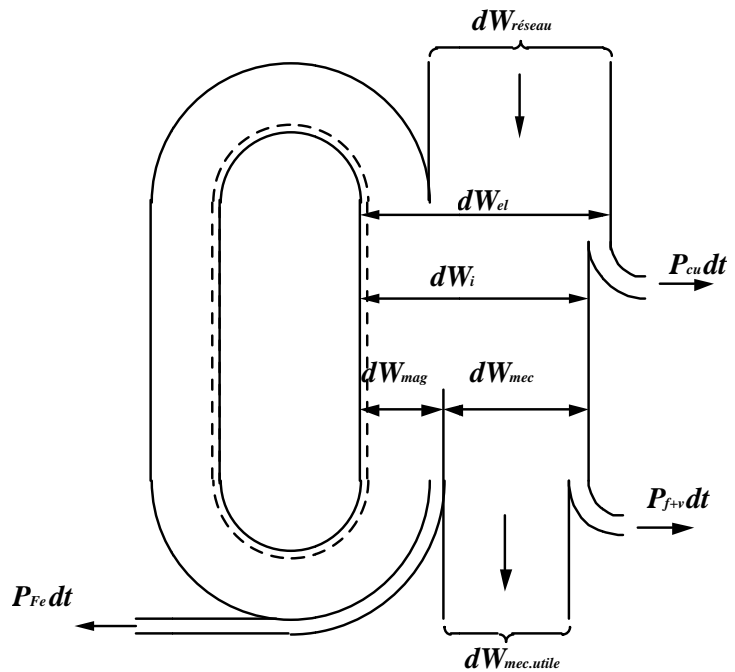


Figure 3.39 : Conversion électromécanique dans un moteur

3.10.3 COUPLE OU FORCE GÉNÉRALISÉS

Par un développement adéquat on peut établir la relation de la force généralisée pour un système électro-magnétique linéaire (milieu non saturable) :

$$F_m = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \frac{\partial \psi_j}{\partial x_m} i_j \quad (3.76)$$

$$F_m = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k \frac{\partial L_{jp}}{\partial x_m} i_j \cdot i_p \quad (3.77)$$

Pour un système tournant le couple correspondant s'écrit : $M_m = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k \frac{\partial L_{jp}}{\partial \alpha_m} i_j \cdot i_p$ (3.78)

Si on décompose l'inductance mutuelle en ses termes constituants : $L_{jp} = N_j N_p \Lambda_{jp}$ (3.79)

On obtient : $F_m = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \sum_{p=1}^k \frac{\partial \Lambda_{jp}}{\partial x_m} N_j i_j \cdot N_p i_p$ (3.80)

3.10.4 TENSEUR DE MAXWELL

Les relations établies à partir de la dérivée de l'énergie permettent de déterminer les forces en partant des perméances ou inductances des divers circuits électriques. Cette méthode présente un inconvénient pour des structures géométriques complexes, où la dérivation des perméances rend l'opération peu précise lors d'un calcul numérique.

La méthode du tenseur de Maxwell permet de détourner cette difficulté.

Les forces électromagnétiques s'exerçant sur un volume peuvent être déterminées à partir des composantes du tenseur de Maxwell. Ces dernières font intervenir le champ magnétique et la perméabilité en surface (à l'extérieur du volume) du milieu considéré. L'utilisation du tenseur de Maxwell implique donc la connaissance précise de la distribution des lignes de champ.

Nous n'aborderons pas plus avant cette méthode, mais nous donnons ci-dessous la valeur de la force d'attraction s'exerçant dans un système réductant, déterminée par le tenseur de Maxwell. Soit un système réductant selon le dessin suivant

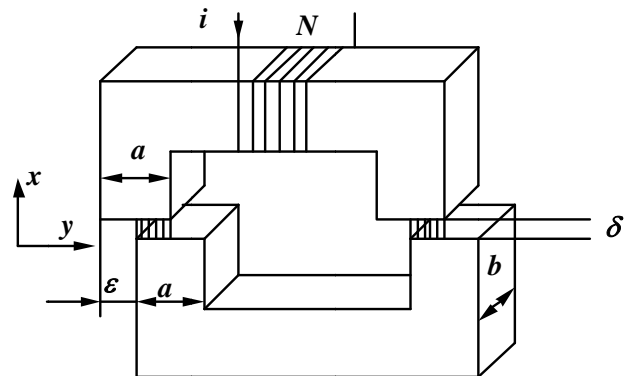


Figure 3.40 : Système réductant Hypothèses:

- les lignes de champ n'apparaissent que dans la zone d'entrefer minimum et elles sont dirigées selon x,
- la perméabilité du fer est infinie.

La composante de la force selon la direction x qui s'exerce sur le système ci-dessus égale:

$$F_x = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot H_x^2 \cdot A \quad (3.81)$$

avec, dans le cas particulier de cet exemple :

$$A = 2b \cdot (a - \varepsilon) \text{ et } H_x = \frac{N \cdot i}{2 \cdot \delta} \quad (3.82)$$

4 MACHINE À COURANT CONTINU

4.1 INTRODUCTION

4.1.1 DÉFINITION

Selon le Vocabulaire Electrotechnique International "une machine à collecteur à courant continu comprend un induit, un collecteur et des pôles magnétiques excités par une source de courant continu ou constitués d'aimants permanents". Une telle machine est susceptible de fonctionner en moteur ou en générateur.

4.1.2 FONCTION, UTILISATION

La machine à courant continu est la plus ancienne des machines tournantes classiques. Le premier moteur à collecteur a été réalisé en 1834 par de Jacobi et en 1869, Gramme a perfectionné la génératrice à courant continu. Au début la machine à courant continu était utilisée comme génératrice. De nos jours elle n'est plus utilisée qu'en moteur, principalement pour les entraînements à puissance variable (traction, machine-outils, ...)

La gamme des puissances est très large : des petits moteurs (de quelques milliwatt à quelques watt) sont utilisés pour les jouets et les petits appareils (robotique, voiture, ...); les plus grosses machines atteignent des puissances de 8 MW (moteurs de laminoir).

Le principal avantage de la machine à courant continu est de permettre un entraînement à vitesse variable, sans qu'il soit nécessaire de faire varier une fréquence. Cet avantage est cependant lié à un certain nombre d'inconvénients :

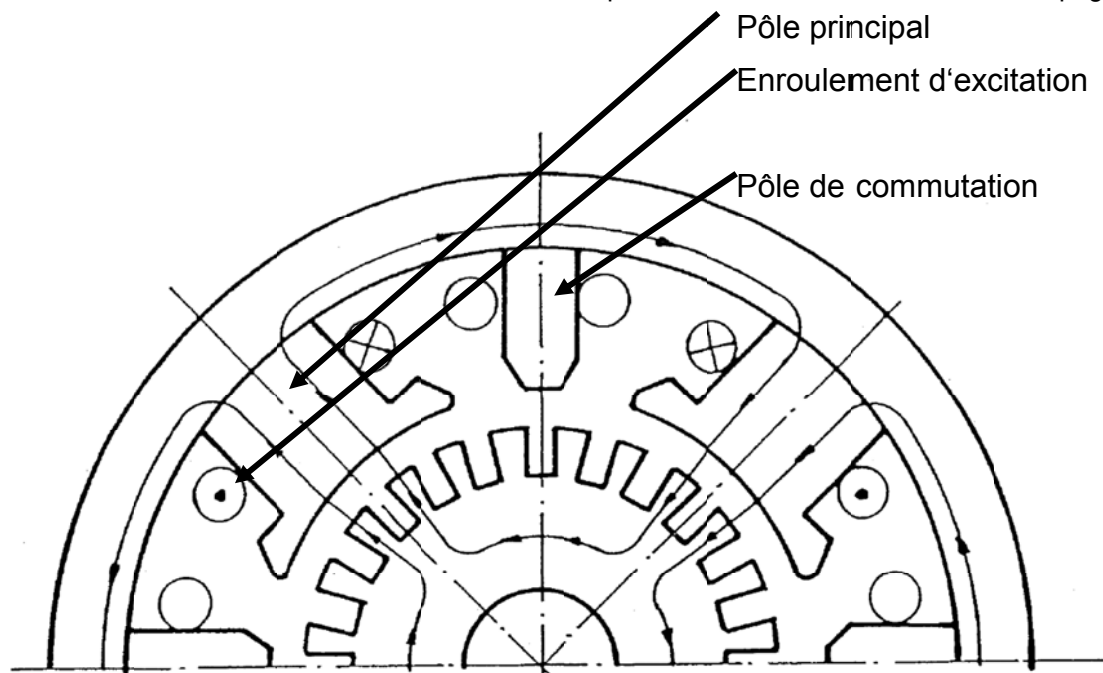
- nécessité de disposer d'une source à courant continu,
- prix de revient élevé (2 à 3 fois celui d'un moteur asynchrone),
- entretien plus coûteux et fiabilité moindre que pour les autres machines.

4.1.3 MORPHOLOGIE, CONSTITUTION

La machine comporte généralement :

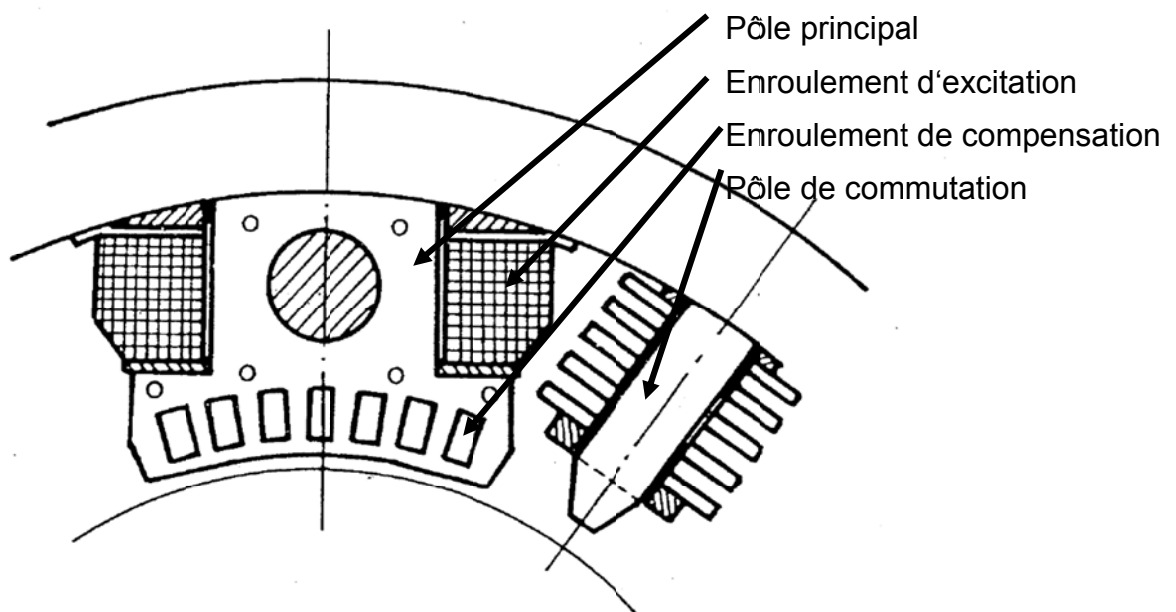
- une *culasse statorique* (D: Ständerjoch, E: stator yoke) qui supporte les pôles. Elle est parcourue par un flux continu et peut être exécutée en acier ou en fonte.
- des *pôles principaux* (D: Hauptpolen, E: main poles) traversés par le flux continu. Ils sont généralement constitués par des tôles de 1 mm afin de limiter les pertes par pulsation.
- des *pôles de commutation* (D: Hilfspolen, Wendepolen, E: commutating poles, interpoles) disposés entre les pôles principaux. Ils supportent un bobinage qui est parcouru par le courant rotorique. Ils sont en général massifs.
- parfois un *bobinage de compensation* (D: Kompensationswicklung, E: compensating winding). Ce bobinage est concentrique à l'axe interpolaire et parcouru par le courant rotorique. Cet enroulement a pour but d'annuler la *réaction d'induit* (D: Ankerrückwirkung, E: armature reaction) transverse.
- un *enroulement d'excitation* ou *inducteur* (D: Erregerwicklung, E: field coil) qui assure la magnétisation des pôles principaux.
- un rotor, composé de tôles dynamo de 0,5 mm, muni d'encoches.

- un *enroulement rotorique* ou *induit* (D: Ankerwicklung, E: armature winding) formé d'un bobinage de type *imbriqué* (D: Schleifenwicklung, E: lap winding) ou *ondulé* (D: Wellenwicklung, E: wave winding). Cet enroulement est fermé sur lui-même et il est relié régulièrement aux différentes lames du collecteur.
- un *collecteur* (D: Kommutator, Stromwender, E: commutator) formé de lames de cuivre alternées avec des lames isolantes. L'ensemble forme un cylindre sur lequel frottent les *balais* ou *charbons* (D: Bürsten, E: brushes).



1

Machine à courant continu - Constitution



2

Pôles principal et auxiliaire

4.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

4.2.1 MODES D'EXCITATION

L'enroulement - ou les enroulements - d'excitation doit assurer la magnétisation des pôles principaux. Il est concentrique à ces derniers et peut être alimenté de quatre façons différentes :

- Excitation séparée
- Excitation shunt
- Excitation série
- Excitation compound

Si on remplace le bobinage d'excitation par un aimant permanent, on a une excitation séparée, caractérisée par un flux constant.

4.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Considérons une machine bipolaire et un rotor formé d'une spire diamétrale dont les extrémités sont reliées à deux bagues sur lesquelles frottent des balais. Si les conducteurs se déplacent à la vitesse tangentielle v , la tension induite dans un conducteur vaut :

$$u_{ic} = B_{\delta} \cdot v \cdot l \quad \text{avec } B_{\delta} : \text{induction normale dans l'entrefer} \quad (4.1)$$

Pour la spire diamétrale :

$$u_{is} = 2 \cdot B_{\delta} \cdot v \cdot l = 2 \cdot B_{\delta} \cdot \Omega \cdot R \cdot l \quad (4.2)$$

La courbe $u_{is}(t)$ sera semblable à la fonction induction dans l'entrefer (Figure 4.1) :

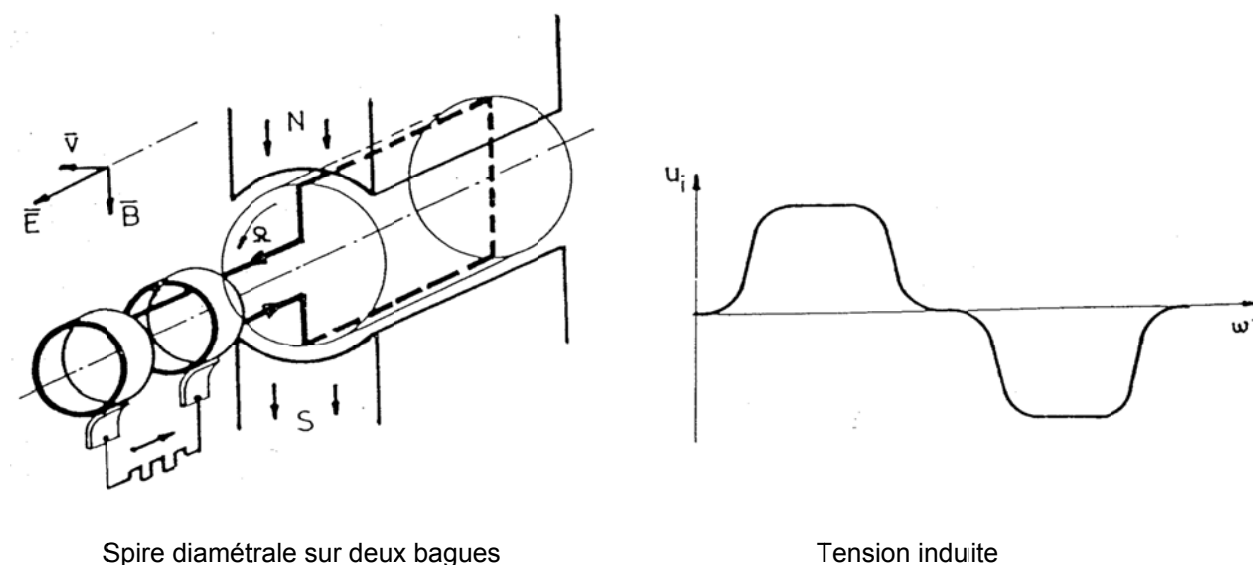
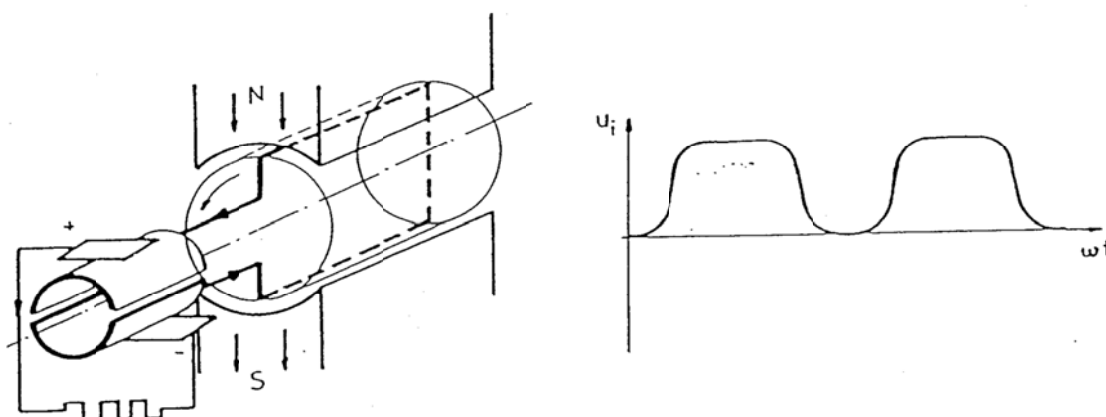


Figure 4.1 : Machine bipolaire - spire diamétrale

On obtient ainsi la fonction alternative ci-dessus. Si, au contraire, on remplace les deux bagues par deux demi-bagues selon la figure suivante, et qu'on dispose deux charbons selon l'axe des pôles, on redresse une des alternances précédentes. On obtient ainsi une tension continue avec une harmonique très marquée. En augmentant le nombre de spires et de lames et en les disposant régulièrement, on obtient un collecteur et on supprime pratiquement les phénomènes harmoniques (Figure 4.2) :



Spire diamétrale sur deux demi-bagues

Tension induite

Figure 4.2 : Machine bipolaire - spire diamétrale - deux demi-bagues.

4.2.3 PAS POLAIRE

On appelle *pas polaire* (D: Polteilung, E: pole pitch) l'arc en surface du rotor qui correspond à un pôle :

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (4.3)$$

avec : D : diamètre d'alésage

p : nombre de paires de pôles ($2p$ = nombre de pôles)

Il y a toujours autant de balais (charbons) qu'il y a de pôles.

4.3 EQUATIONS DE TENSION

4.3.1 EQUATION DE TENSION INDUITE

La tension induite est proportionnelle à la vitesse de la machine et au flux d'excitation.

$$U_i = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi} \quad (4.4)$$

Le flux $\hat{\Phi}$ est créé par le courant d'excitation i_f des pôles principaux. Sans saturation, le flux est proportionnel au courant. On a donc :

$$U_i = K_c \cdot \Omega \cdot i_f \quad (4.5)$$

4.3.2 EQUATIONS DE TENSION

En charge la machine à courant continu présente une chute de tension

En génératrice on peut écrire :

$$U = U_i - R \cdot I \quad (4.6)$$

avec I : courant d'induit

R : résistance rotorique totale comprenant la résistance de l'induit, des balais, des pôles de commutation et de compensation cas échéant.

En moteur on aura :

$$U = U_i + R \cdot I \quad (4.7)$$

4.4 FONCTIONNEMENT EN MOTEUR

4.4.1 INTRODUCTION

Dans ce cas nous admettrons que la tension d'alimentation est constante. Il en résulte que les cas d'excitation séparée et shunt sont confondus.

En moteur, la variable principale devient la vitesse :

$$U_i = U - R \cdot I = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi} \quad (4.8)$$

$$\text{d'où} \quad \Omega = \frac{U - RI}{k_c \cdot \hat{\Phi}} \quad (4.9)$$

4.4.2 EQUATION DU COUPLE

Le couple électromagnétique est égal à la puissance électromagnétique divisée par la vitesse.

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (4.10)$$

La puissance électromagnétique est égale à la puissance électrique interne de la machine :

$$P_{el} = U \cdot I = (U_i + R \cdot I) I = P_{em} + P_{cu} \quad (4.11)$$

$$\text{donc : } P_{em} = U_i \cdot I = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi} \cdot I \quad (4.12)$$

$$\text{et le couple vaut : } M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot I \quad (4.13)$$

4.5 MACHINES À COURANT CONTINU À AIMANTS PERMANENTS

4.5.1 INTRODUCTION

La morphologie du moteur à courant continu a été décrite au paragraphe § 4.1.3. Il existe cependant des moteurs, voire des micromoteurs, principalement utilisés pour des asservissements, qui ne possèdent pas de fer au rotor. Ce sont soit des moteurs disques, à bobinage à circuit imprimé, soit des moteurs à bobinage en forme de cloches. Ces moteurs n'ont pas de pertes par hystérésis, ni par courants de Foucault, et ils ont une inertie très basse. L'excitation est de type séparée à aimants permanents.

4.5.2 EQUATIONS FONDAMENTALES

Les équations définies au § 4.4 pour le moteur à excitation séparée restent valables :

$$U_i = K \cdot \Omega = U - R \cdot I \quad (4.14)$$

Le couple est proportionnel au courant dans le rotor

$$M_{em} = K \cdot I \quad (4.15)$$

La constante K est la même pour la tension induite et pour le couple.

La puissance électrique fournie au moteur est égale à la puissance mécanique plus la puissance dissipée :

$$P_{\text{él}} = U \cdot I = (U_i + R \cdot I) I = P_{\text{em}} + P_{\text{cu}} \quad (4.16)$$

En moteur, la variable principale devient la vitesse :

$$\text{d'où } \Omega = \frac{U - R \cdot I}{K} \quad (4.17)$$

Afin de vaincre le couple de frottement à vide, le moteur absorbe un courant I_0 . On a donc :

$$M_{\text{fr}} = K \cdot I_0 \quad (4.18)$$

$$\text{et } K = \frac{U_0 - R I_0}{\Omega_0} \quad (4.19)$$

Il est donc possible de calculer la constante de couple du moteur par un simple essai à vide.

$$\text{Le courant de démarrage vaut : } I_d = \frac{U}{R} \quad (4.20)$$

Le couple électromagnétique de démarrage s'exprime alors :

$$M_{\text{em,d}} = K \cdot I_d \quad (4.21)$$

4.5.3 PUISSANCE MÉCANIQUE

La puissance mécanique est le produit du couple de charge M_L par la vitesse :

$$P_{\text{méc}} = M_L \cdot \Omega \quad (4.22)$$

On peut montrer que cette puissance a une forme parabolique et est maximale pour :

$$M_L = \frac{M_d}{2} \quad (4.23)$$

La puissance mécanique est maximale lorsque le couple de charge correspond à la moitié du couple de démarrage. Le courant correspond, à I_0 près, à la moitié du courant de démarrage et la vitesse est la moitié de la vitesse à vide. Pour un courant I_0 négligeable, on constate que la puissance mécanique maximale peut atteindre au maximum $\frac{1}{4}$ de la puissance électrique au démarrage.

4.5.4 RENDEMENT

Le rendement est défini comme le quotient de la puissance mécanique produite par la puissance électrique fournie :

$$\eta = \frac{P_m}{P_e} \quad (4.24)$$

En remplaçant les puissances, nous pouvons obtenir l'expression suivante pour le rendement :

$$\eta = 1 + \frac{I_0}{I_d} - \frac{I_0}{I} - \frac{I}{I_d} \quad (4.25)$$

Ce rendement est maximal pour :

$$I = \sqrt{I_d \cdot I_0} \quad (4.26)$$

Pour ce courant il vaut : $\eta_{\max} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_o}{I_d}}\right)^2$ (4.27)

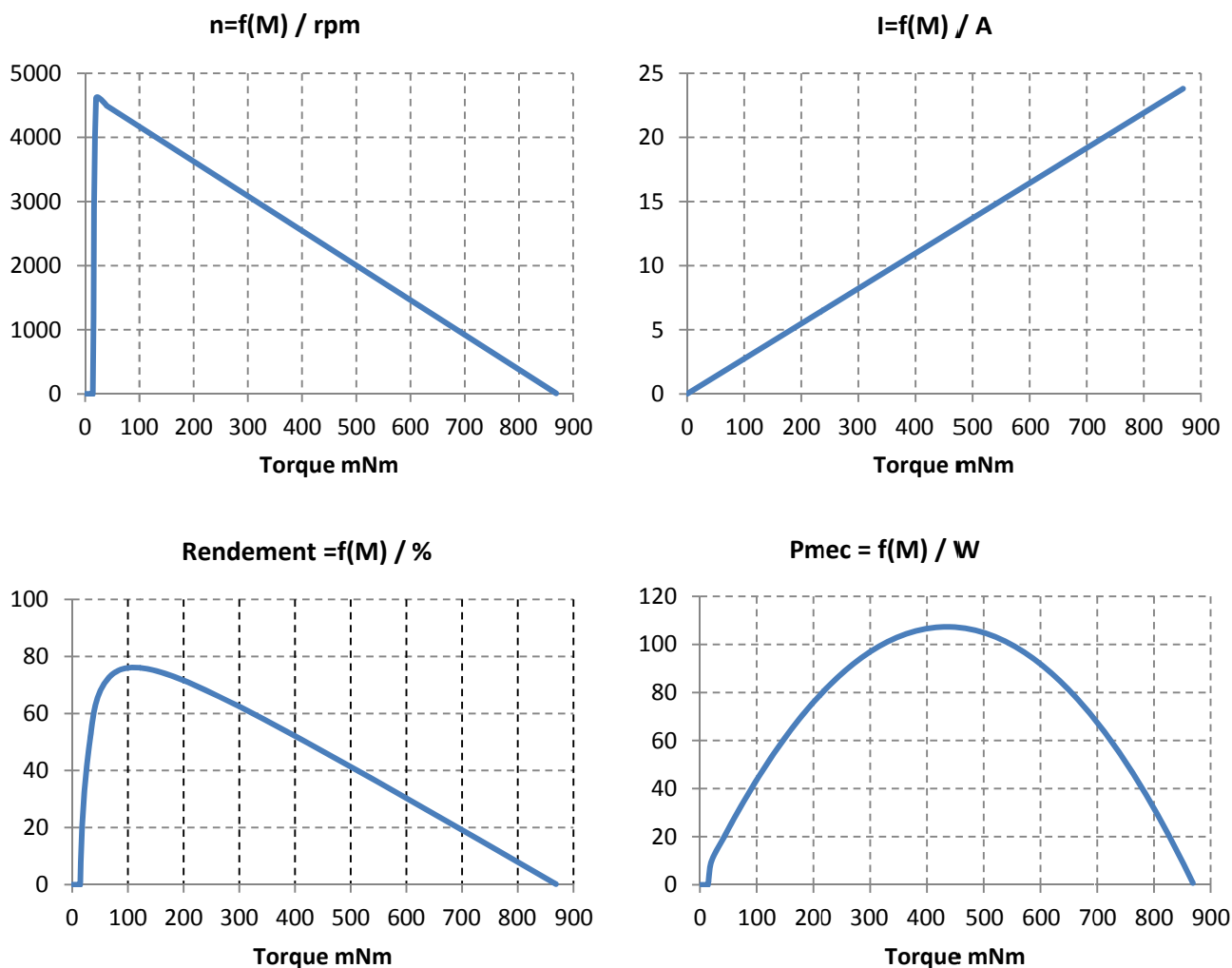


Figure 4.3 : Exemple de caractéristiques vitesse – courant – puissance et rendement en fonction du couple.

4.6 COMPOTEMENT DYNAMIQUE

4.6.1 INTRODUCTION

L'étude du comportement dynamique des moteurs à courant continu se limitera à une analyse du démarrage.

4.6.2 RAPPEL

Le moteur à courant continu est caractérisé par les équations suivantes :

$$U = U_i + R \cdot I$$

$$U_i = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi}$$

$$M_{em} = k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot I$$

On peut tirer l'expression de la vitesse des équations (4.4) et (4.7) :

$$\Omega = \frac{U - RI}{k_c \hat{\Phi}} = k_d \frac{U - RI}{\hat{\Phi}} \quad (4.28)$$

4.7 DÉMARRAGE

4.7.1 MODES DE DÉMARRAGE

Au démarrage la tension induite est nulle. L'équation de tension (4.7) s'écrit donc :

$$U = R \cdot I \quad (4.29)$$

En valeur relative, la résistance R vaut de 0,5 à 0,01 p.u. Le courant de démarrage à tension nominale vaut donc entre 2 (petits moteurs) et 100 p.u. Pour des moteurs de moyenne ou grande puissance, une réduction du courant de démarrage est indispensable, pour ne pas détruire le collecteur.

Deux moyens sont possibles pour limiter le courant :

- introduire une résistance en série ;
- réduire le niveau de tension d'alimentation.

4.8 RÉGIME TRANSITOIRE AU DÉMARRAGE

4.8.1 EQUATION DE MOUVEMENT

Pour un système en rotation, l'équation du mouvement s'écrit :

$$J \cdot \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = \sum_j M_j = M_{em} - M_{fr} - M_L \quad (4.30)$$

avec : M_{em} : couple électromécanique; M_{fr} : couple de frottement sec;

M_L : couple de charge J : moment d'inertie dynamique [kgm^2].

4.8.2 MOTEURS À AIMANTS PERMANENTS

Pour les moteurs à aimants permanents, la constante de temps électrique est très faible ($\tau_e \ll \tau_m$), et le flux est constant ($k_c \Phi = K$) les équations s'écrivent comme suit :

$$\Omega(t) = \Omega_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \quad (4.31)$$

$$i(t) = I_1 + \left(\frac{U}{R} - I_1 \right) \cdot e^{-t/\tau_2} \quad (4.32)$$

$$\text{avec : } \Omega_1 = \frac{U - RI_1}{K} \quad (4.33)$$

$$I_1 = \frac{M_L + M_{fr}}{K} = \frac{M_{em}}{K} \quad (4.34)$$

$$\tau_2 = \frac{J \cdot R}{K^2} \quad (4.35)$$

On a ainsi la caractéristique de la Figure 4.4:

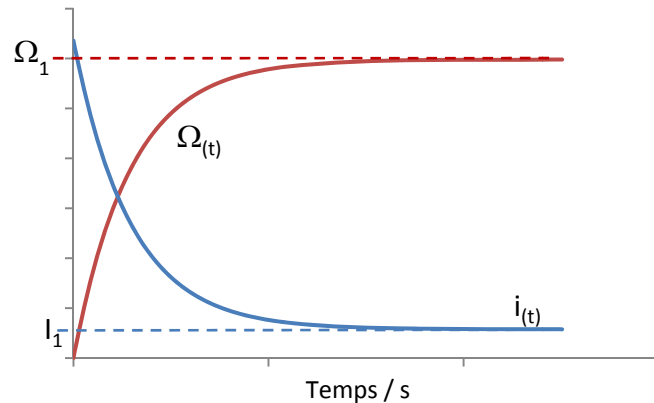


Figure 4.4 : Caractéristique de vitesse et de courant au démarrage

4.9 FONCTIONNEMENT EN MOTEUR

4.9.1 INTRODUCTION

Dans ce cas nous admettrons que la tension d'alimentation est constante. Il en résulte que les cas d'excitation séparée et shunt sont confondus.

En moteur, la variable principale devient la vitesse :

$$U_i = k_u \cdot n \cdot \hat{\Phi} = U - R \cdot I = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi} \quad (4.36)$$

$$\text{d'où } \Omega = \frac{U - RI}{k_c \cdot \hat{\Phi}} \quad (4.37)$$

4.9.2 EQUATION DU COUPLE

Le couple électromagnétique est égal à la puissance électromagnétique divisée par la vitesse.

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (4.38)$$

La puissance électromagnétique est égale à la puissance électrique interne de la machine :

$$P_{el} = U \cdot I = (U_i + R \cdot I) I = P_{em} + P_{cu} \quad (4.39)$$

$$\text{donc : } P_{em} = U_i \cdot I = k_c \cdot \Omega \cdot \hat{\Phi} \cdot I \quad (4.40)$$

et le couple vaut : $M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot I$ (4.41)

Nous pouvons appliquer ces relations aux principaux modes d'excitation de la machine à courant continu.

4.9.3 EXCITATION SÉPARÉE (OU SHUNT)

Pour un courant d'excitation constant, le flux l'est également. On a donc :

$$\Omega = k'_c \cdot (U - R \cdot I) \quad (4.42)$$

La vitesse décroît linéairement avec la charge (Figure 4.5)

Si on règle la vitesse par l'excitation, celle-ci est inversement proportionnelle au courant d'excitation, par :

$$\Omega = \frac{U - RI}{k_c \cdot \hat{\Phi}}$$

En particulier la machine s'emballe pour un courant d'excitation nul. Il faut donc la protéger contre une rupture d'excitation.

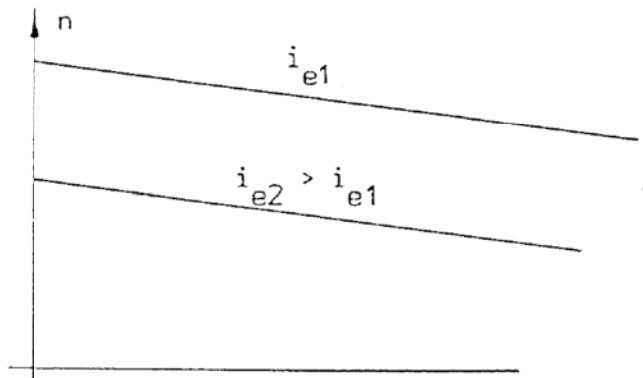


Figure 4.5 : Excitation séparée

Le couple peut s'écrire, à excitation constante :

$$M_{em} = k \cdot I \quad (4.43)$$

Il est proportionnel à la charge.

4.9.4 EXCITATION SÉRIE

Le flux étant, en première approximation, proportionnel au courant rotorique I , la vitesse peut s'écrire :

$$\Omega = k'_c \cdot \frac{U - R \cdot I}{I} = k'_c \cdot \left(\frac{U}{I} - R \right) \quad (4.44)$$

La variation de la vitesse est donc hyperbolique (Figure 4.6).

A charge nulle, le moteur s'emballe.

Pour éviter ce phénomène, il suffit de placer un enroulement à excitation séparée assurant en permanence la circulation d'un flux.

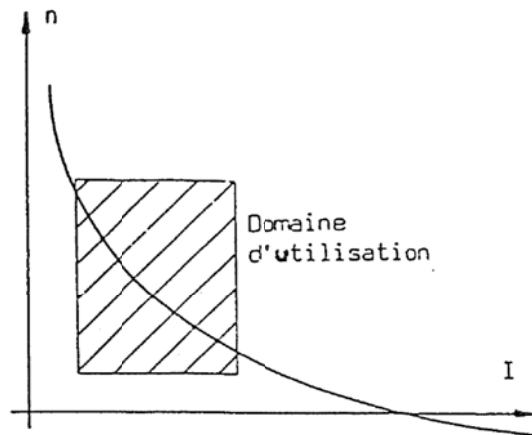


Figure 4.6 :Excitation série

A excitation série, le couple a pour expression :

$$M_{em} = k'_c \cdot I^2 \quad (4.45)$$

Il varie proportionnellement au carré du courant, donc de la charge. Une telle allure est plus intéressante que celle de la machine shunt, car auto-adaptive à la charge. Ce point est particulièrement intéressant pour la traction électrique. Lors d'une augmentation de la charge (pente), le moteur ralentit et la puissance s'accroît dans des proportions moindres qu'en excitation shunt.

4.9.5 EXCITATION COMPOUND

La vitesse d'un moteur à excitation séparée décroît linéairement avec la charge. Pour obtenir une vitesse constante, on ajoute un enroulement d'excitation série.

Cette excitation composée, ou *excitation compound* (D: Verbunderregung, E: compound), est dite additive si la solénation de l'enroulement série est du même signe que celle de l'enroulement séparé, soustractive dans le cas contraire.

On a alors l'expression :
$$\Omega = k_d \frac{U - RI}{\hat{\Phi}_1 \pm k_e I} \quad (4.46)$$

Si le compoundage est additif, la vitesse diminue plus vite avec la charge que celle d'un moteur à excitation séparée.

Le moteur est dit *hypercompound* (D: Über-Verbunderregung, E: over-compounded).

Dans le cas d'un compoundage soustractif, la vitesse peut être constante, voire augmenter avec la charge.

Si la vitesse augmente, le moteur est dit *hypocompound* (D: Unter-Verbunderregung, E: under-compounded).

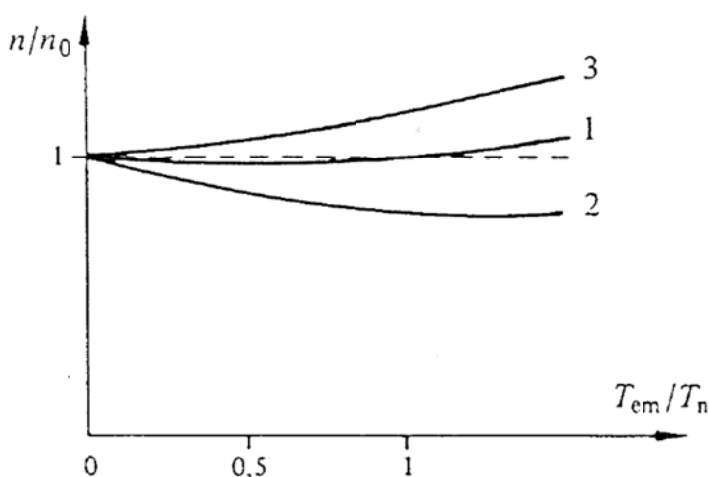


Figure 4.7 : Excitation compound

4.10 FREINAGE

4.10.1 MODES DE FREINAGE

On peut signaler trois modes de freinage principaux des moteurs à courant continu :

- le freinage sur rhéostat ;
- le freinage par réglage de l'excitation, avec récupération ;
- le freinage par adaptation de la tension, avec récupération.

4.10.2 FREINAGE SUR RHÉOSTAT - MOTEUR SHUNT

Dans ce cas, l'induit du moteur est fermé sur un rhéostat. Le moteur fonctionne en générateur. On a la relation :

$$R_r \cdot I = U = k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot \Omega - R \cdot I \quad (4.47)$$

avec : R_r : résistance du rhéostat

Cette technique est fréquemment utilisée en pratique.

4.10.3 FREINAGE PAR RÉGLAGE DE L'EXCITATION

Le freinage de ralentissement peut être effectué par accroissement du flux d'excitation. Pour assurer un freinage, la relation suivante doit être vérifiée :

$$u_i > U$$

$$k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot \Omega > U$$

$$\hat{\Phi} > \frac{U}{k_c \cdot \Omega}$$

Le flux doit s'accroître lorsque la vitesse diminue. En pratique, un freinage est possible jusqu'à environ 30 % de la vitesse nominale.

4.10.4 FREINAGE PAR ADAPTATION DE LA TENSION

Un réglage par le biais de la tension d'alimentation permet, symétriquement au démarrage, d'imposer, pour tous les régimes, le couple et le courant nominal.

On a alors la relation : $U = k_c \cdot \hat{\Phi} \cdot \Omega - R \cdot I_n$ (4.48)

Il s'agit de nouveau d'une droite de pente $k_c \cdot \hat{\Phi}$ et d'ordonnée à l'origine $-R \cdot I_n$. On obtient la caractéristique de la Figure 4.8.

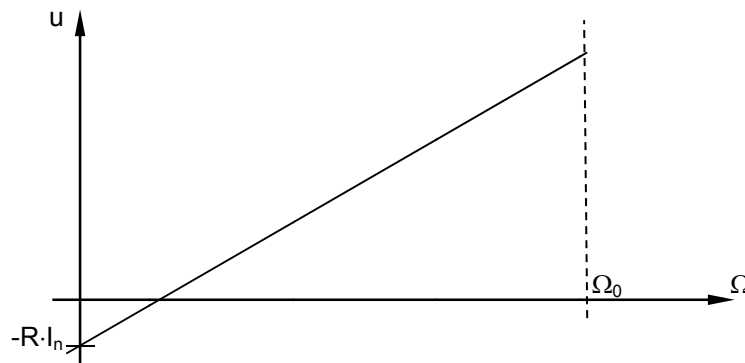


Figure 4.8 : Freinage à tension variable

4.11 MOTEUR UNIVERSEL

4.11.1 PRINCIPE

Le moteur universel est un moteur à collecteur, dont le principe est semblable au moteur à courant continu de type série. En effet, un moteur à courant continu alimenté en alternatif au stator et au rotor présente l'expression du couple suivante :

$$M_{em} = K_u \cdot i_f \cdot i = K_u \cdot \hat{I}_f \sin(\omega t + \alpha) \cdot \hat{I} \sin(\omega t + \beta) \quad (4.49)$$

$$M_{em} = K_u \cdot I_f \cdot I [\cos(\alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \alpha + \beta)] \quad (4.50)$$

$$M_{em} = \overline{M}_{em} + M_p$$

$$\overline{M}_{em} = K_u \cdot I_f \cdot I \cdot \cos \phi : \text{couple moyen}$$

$$M_p : \text{couple pulsant (pulsation } 2\omega)$$

Pour que le couple moyen soit maximal, il faut que ϕ soit nul. Ceci est réalisé quelles que soient les conditions d'utilisation et de vitesse pour :

$$I_f = I$$

Il s'agit donc d'un moteur de type série.

De plus, un tel moteur se distinguera du moteur à courant continu par un stator obligatoirement feuilleté. Les problèmes de commutation sont plus délicats pour le moteur à collecteur.

Un réglage de la vitesse peut être réalisé par shuntage de l'enroulement d'excitation (petites puissances).

4.11.2 APPLICATIONS

On peut distinguer principalement deux domaines d'applications du moteur à collecteur :

- les appareils électroménagers (aspirateurs, mixers, perceuses, etc.) pour lesquels cette solution permet une vitesse de rotation élevée, donc une diminution du volume de l'appareil ;
- la traction monophasée, avec des puissances jusqu'à 2 MW environ, avec un réglage de la vitesse par réglage de tension.

5 GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES ÉLECTRIQUES TOURNANTES

5.1 GÉNÉRALITÉS

5.1.1 MORPHOLOGIE DES MACHINES

Une machine électrique comporte toujours :

- des *éléments mécaniques* tels que carcasse, arbre, palier, etc. et
- des *éléments actifs*, qui sont :
 - un *circuit magnétique* constitué d'un matériau ferromagnétique très perméable, feuilleté ou massif, dont la fonction est de canaliser le flux d'induction magnétique.

Un circuit magnétique traversé par un flux d'induction constant ou lentement variable dans le temps peut être réalisé avec un matériau massif (fonte grise, acier coulé ou forgé). Lorsque le flux varie rapidement, il est impératif de réaliser un circuit feuilleté par empilage de tôles minces en fer silicié afin de limiter les pertes par courants de Foucault.

- des *enroulements* constitués d'un matériau bon conducteur, généralement du cuivre ou de l'aluminium, dont la fonction est de canaliser les courants électriques. Une isolation est mise en place entre les conducteurs ainsi qu'entre ceux-ci et la masse afin d'éviter les courts-circuits.

Les enroulements inducteurs des machines synchrones ou à courant continu sont du type *concentrique* (D : konzentrische Wicklung, E : concentric winding) ils se présentent sous la forme d'un solénoïde, à une ou plusieurs couches de spires concentriques, monté sur un noyau du circuit magnétique. Les enroulements statoriques des machines synchrones et les enroulements rotoriques des machines à courant continu sont logés dans les encoches du circuit magnétique; ils sont constitués par la mise en série ou en parallèle de bobines à une ou plusieurs spires en série. Ces enroulements sont du type *réparti* ou *distribué* (D : verteilte Wicklung, E : distributed winding).

5.2 CHAMP TOURNANT

5.2.1 RÔLE DU CHAMP TOURNANT

Une machine électrique a pour but la conversion électromécanique d'une énergie électrique polyphasée en une énergie mécanique de rotation. Toute machine électrique est constituée d'un stator fixe et d'un rotor tournant, séparés par un espace d'air, l'entrefer. La conversion électromécanique s'accompagne de la génération intermédiaire d'une énergie magnétique. Afin de générer un mouvement mécanique tournant la succession des opérations est la suivante :

- alimentation des bobinages statoriques par une source électrique polyphasée;
- conversion de l'énergie électrique en une énergie magnétique tournante;
- conversion de l'énergie magnétique tournante en une énergie mécanique de rotation.

C'est la deuxième étape de ce processus qui nous intéressera plus particulièrement dans ce chapitre.

5.2.2 STRUCTURE D'UN BOBINAGE POLYPHASÉ

Le cas le plus fréquent d'une alimentation polyphasée est celui du système triphasé qui sera considéré à titre d'exemple.

Pour mettre en évidence le principe de génération d'une énergie magnétique tournante, on considérera le cas d'un stator le plus simple possible constitué, conformément à la Figure 5.1, d'un empilage de tôles magnétiques (flux alternatif). A la périphérie de son alésage, 6 encoches décalées régulièrement de 60° sont découpées. Elles sont remplies par 3 bobines diamétrales alimentées par les trois phases de la source. Les trois bobines peuvent être constituées d'une (dessin) ou de plusieurs spires en série. Elles peuvent être connectées en étoile ou en triangle.

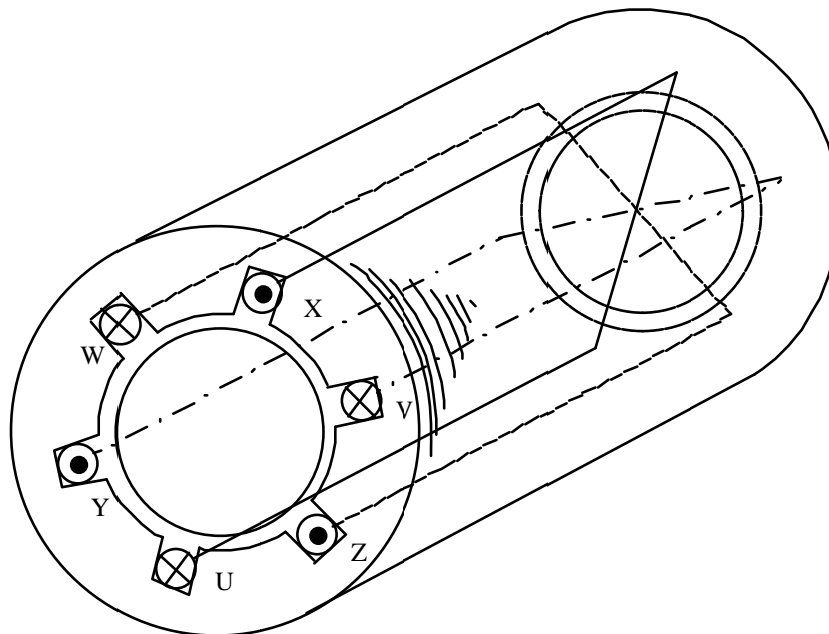


Figure 5.1 :Système triphasé

5.2.3 EXPRESSION DU CHAMP TOURNANT

Pour analyser le champ magnétique, il est nécessaire de définir un rotor. Pour cette étape, on admettra un cylindre lisse, concentrique à l'alésage du stator, formé d'un empilage de tôles sans encoches. Il définit ainsi un entrefer constant sur toute la périphérie.

Pour faciliter l'analyse du système, le zone d'entrefer sera développée selon la périphérie de l'alésage statorique (coordonnée curviligne y) (Figure 5.2).

En appliquant à ce système la première relation de Maxwell sous forme intégrale et avec l'hypothèse d'une perméabilité du fer infinie, il vient :

Machine tournante - principe

U Z V X W Y

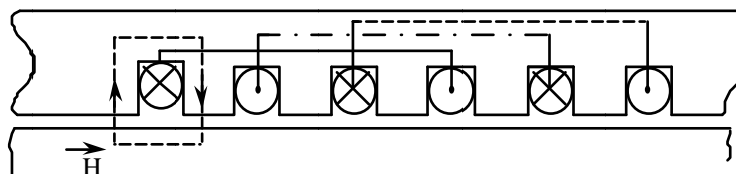


Figure 5.2 : Développement de la zone d'entrefer

$$\int \mathbf{H} d\mathbf{l} = Ni \quad (5.1)$$

$$\text{Pour une phase alimentée, on a : } H_g \delta - H_d \delta = Ni \quad (5.2)$$

Par symétrie, on a : $H_g = -H_d$ $H_g = \frac{Ni}{2\delta}$ (5.3)

La distribution relative à l'abscisse y est donnée par la Figure 5.3.

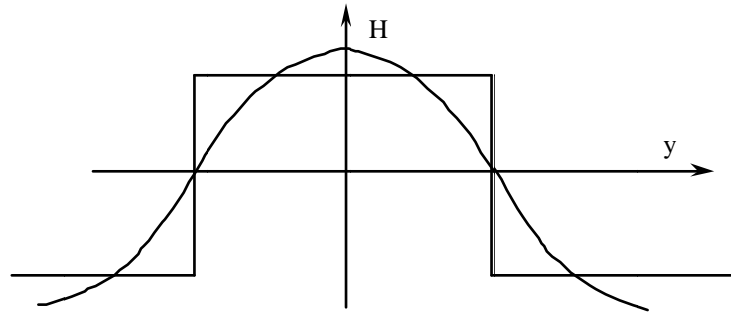


Figure 5.3: Distribution du champ

Il est possible d'en déterminer le fondamental, dont l'expression peut s'écrire :

$$H_1 = \frac{4 Ni}{\pi 2\delta} \sin \frac{\pi y}{\tau_p} \quad (5.4)$$

τ_p est la demi-période ou pas polaire. Pour un courant sinusoïdal (phase U), il vient :

$$H_u = \hat{H}_1 \sin \frac{\pi y}{\tau_p} \sin \omega t \quad (5.5)$$

avec : $\hat{H}_1 = \frac{4 N\hat{I}}{\pi 2\delta}$ (5.6)

On obtiendra de la même façon pour la phase V, avec un décalage dans l'espace d'un tiers de période et un déphasage dans le temps également d'un tiers de période :

$$H_v = \hat{H}_1 \sin \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5.7)$$

De même, pour la phase W : $H_w = \hat{H}_1 \sin \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$ (5.8)

Par décomposition et pour une alimentation simultanée des trois phases, on obtient :

$$H_u = \frac{1}{2} \hat{H}_1 \left[\cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \omega t \right) - \cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} + \omega t \right) \right] \quad (5.9)$$

$$H_v = \frac{1}{2} \hat{H}_1 \left[\cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \omega t \right) - \cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} + \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (5.10)$$

$$H_w = \frac{1}{2} \hat{H}_1 \left[\cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \omega t \right) - \cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} + \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (5.11)$$

$$H_{\text{tot}} = \frac{3}{2} \hat{H}_1 \cos \left(\frac{\pi y}{\tau_p} - \omega t \right) - 0 \quad (5.12)$$

La résultante est un champ sinusoïdal caractérisé par une équation d'onde. Celle-ci est représentée à la Figure 5.4 pour des instants décalés d'un douzième de période.

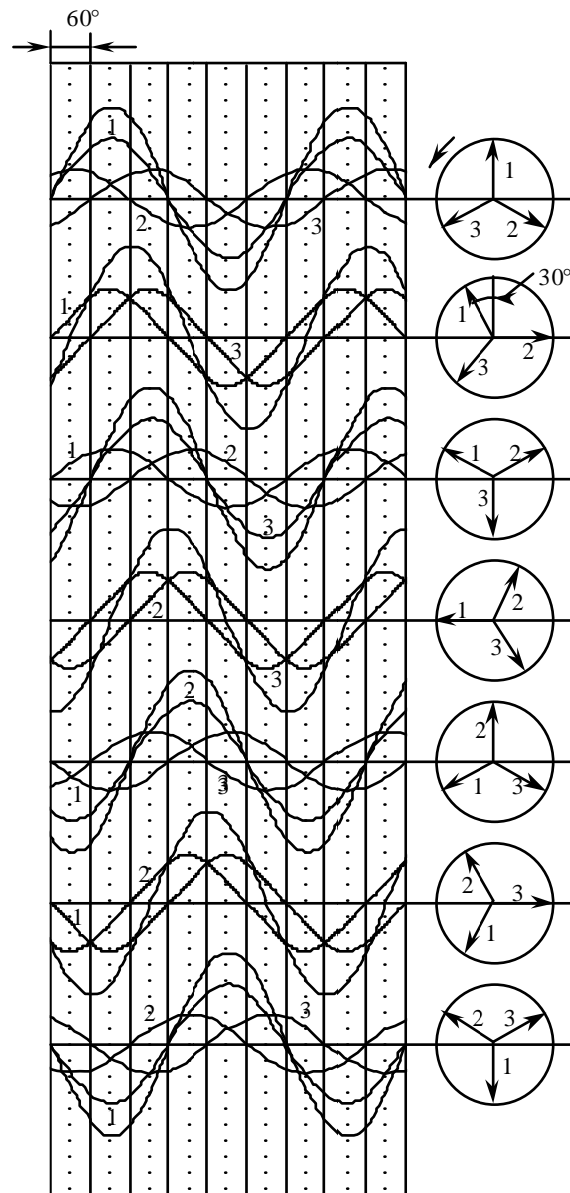


Figure 5.4 : Champ tournant

5.2.4 VITESSE ANGULAIRE

Moteur bipolaire

L'onde de champ, telle qu'illustrée par la Figure 5.4, se déplace à une vitesse qui peut être déterminée par l'évolution temporelle de l'abscisse du maximum y_m :

$$\frac{\pi y_m}{\tau_p} - \omega t = 0 \quad (5.13)$$

$$y_m = \frac{\omega \tau_p}{\pi} t \quad (5.14)$$

$$v_m = \frac{dy_m}{dt} = \frac{\omega \tau_p}{\pi} = 2 f \tau_p \quad (5.15)$$

Cette vitesse est la même pour tous les points de l'onde de champ. Elle est constante. Cette vitesse curviligne peut être transformée en une vitesse angulaire Ω :

$$\Omega = \frac{v_m}{r} \quad (5.16)$$

avec : r : rayon d'alésage

Dans le cas particulier, le pas polaire et le rayon sont liés comme suit :

$$2 \pi r = 2 \tau_p \quad (5.17)$$

$$r = \frac{\tau_p}{\pi} \quad (5.18)$$

$$\Omega = \frac{v_m \pi}{\tau_p} = \omega \quad (5.19)$$

La vitesse angulaire et la pulsation sont identiques. Cette expression correspond au cas particulier d'un moteur présentant 2 pôles ou une période sur la périphérie.

Généralisation

De façon plus générale, le moteur décrit à la figure 5.3 peut présenter plusieurs périodes sur la périphérie. Par exemple, il peut présenter 12 encoches, avec une succession de phases comme suit :

U Z V X W Y U Z V X W Y

Il présente ainsi deux périodes identiques ou deux paires de pôles. L'ouverture d'une bobine correspond à 1/4 de période. De façon tout à fait générale, un moteur présentera p paires de pôles ou périodes :

- p : nombre de périodes = nombre de paires de pôles

- $2p$: nombre de pôles

$$\tau_p = \frac{2\pi r}{2p} = \frac{\pi r}{p} \quad (5.20)$$

$$\Omega_p = \frac{\omega}{p} \quad (5.21)$$

Pour une fréquence d'alimentation de 50 Hz, les vitesses du champ tournant suivantes peuvent être obtenues :

p	Ω [rad/s]	n [t/s]	N [t/min]
1	314,2	50	3000
2	157,1	25	1500
3	104,7	16 2/3	1000
4	78,5	12,5	750
5	62,8	10	600
6	52,4	8 1/3	500

Tableau 5.1

6 MACHINE ASYNCHRONE

6.1 INTRODUCTION

6.1.1 DÉFINITION

Une *machine asynchrone* (D: Asynchronmaschine, E: asynchronous machine) est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau auquel elle est reliée ne sont pas dans un rapport constant (Vocabulaire Electrotechnique International).

6.1.2 FONCTION, UTILISATION

La machine asynchrone est la plus simple des machines tournantes donc la moins chère et de ce fait la plus utilisée; environ 70% de toutes les machines construites. Sa gamme de puissance va de la fraction de watt à plusieurs MW.

Elle est presque exclusivement utilisée en moteur, bien qu'un fonctionnement en génératrice soit possible. Dans ce cas elle consomme de la puissance réactive qui doit lui être fournie soit par le réseau, soit par des condensateurs en parallèle. L'inconvénient principal du moteur est son fonctionnement à vitesse quasi constante pour une alimentation à fréquence fixe. Ce moteur sera donc utilisé de préférence là où une régulation de la vitesse n'est pas nécessaire et où des variations de quelques pour cent peuvent être admises. Ces restrictions tendent à diminuer avec l'évolution de l'électronique de puissance.

6.1.3 REPRÉSENTATION SCHÉMATIQUE

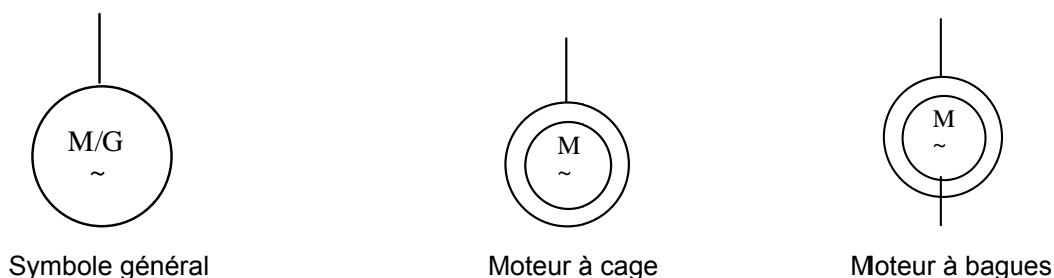


Figure 6.1 : Représentation symbolique

6.1.4 MORPHOLOGIE, CONSTITUTION

La machine comporte un stator dont l'empilage est constitué de tôles dynamo à faible chiffre de pertes. Des encoches poinçonnées régulièrement à la périphérie de l'alésage reçoivent les conducteurs d'un enroulement réparti. Ce bobinage polyphasé, généralement triphasé, génère un champ tournant de fréquence $\frac{f}{p}$.

Le rotor cylindrique, séparé du stator par un entrefer très réduit (0,2 à 3 mm) est également constitué d'un empilage de tôles minces, en général 0,5 ou 1 mm, ceci malgré une fréquence très basse. Ce fractionnement permet de limiter les pertes au démarrage et les pertes dues aux harmoniques.

L'enroulement rotorique peut se présenter sous différentes formes :

Les *rotors à bagues*, ou *rotors bobinés*, (D: Schleifringläufer, E: ring induction motor) sont munis d'un enroulement généralement triphasé réparti, semblable à celui du stator. Les trois phases sont reliées à des bagues sur lesquelles frottent des charbons. Ce mode d'exécution permet la mise en série avec les phases du rotor d'un rhéostat extérieur nécessaire au réglage de vitesse ou à l'obtention de

certaines caractéristiques de démarrage ou de freinage.

Les *rotors à cage*, ou *rotors en court-circuit*, (D: Käfigläufer, E: cage induction motor) sont munis d'un enroulement constitué par des barres nues court-circuitées en permanence par des anneaux brasés sur les extrémités des barres. Ces barres sont en général en cuivre ou en laiton pour les grosses machines et en aluminium, que l'on coule ou presse dans les encoches, pour les petites machines.

On trouve aussi pour des applications spéciales (très hautes vitesses, servomoteurs...) des *rotors massifs* (D: massivläufer, E: solid rotor) dans lesquels les circuits de flux et de courant sont communs.

6.1.5 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'enroulement statorique, alimenté par un système de courants triphasé symétrique, génère une onde tournant à $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ par rapport au stator.

L'onde tournante statorique induit des courants dans les enroulements rotoriques fermés en court-circuit sur eux-mêmes qui génèrent une onde tournante rotorique. L'interaction de ces deux ondes tournantes donne naissance au couple électromagnétique.

Soit Ω la vitesse du rotor, la vitesse relative du champ tournant statorique par rapport au rotor vaut $(\Omega_s - \Omega)$; la pulsation des courants induits au rotor est par conséquent égale à :

$$\omega_r = p \cdot (\Omega_s - \Omega) \quad (6.1)$$

La vitesse relative de l'onde rotorique par rapport au rotor vaut :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} = (\Omega_s - \Omega) \quad (6.2)$$

et la vitesse relative de l'onde rotorique par rapport au stator :

$$\Omega_r' = \Omega_r + \Omega = \Omega_s \quad (6.3)$$

Les ondes tournantes statorique et rotorique sont synchrones quelle que soit la vitesse de rotation du rotor.

Si le rotor est immobile, le champ magnétique tournant va créer des tensions induites et donc des courants induits au rotor. L'interaction entre l'induction radiale et les courants axiaux induits fait naître une force tangentielle qui fait tourner le moteur.

Lorsque la vitesse du rotor augmente, l'écart de vitesse entre le champ tournant et le rotor diminue. A la vitesse du synchronisme la tension et donc les courants induits sont nuls, le couple est nul lui aussi. Le rotor ne pourra donc jamais tourner à la vitesse du champ tournant.

On constate qu'une des caractéristiques importantes du moteur sera sa vitesse. Pour des raisons pratiques on la définit par l'intermédiaire du *glissement* (D: Schlupf, E: slip).

On appelle glissement le quotient de la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse réelle du rotor par la vitesse synchrone :

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (6.4)$$

d'où :

$$\Omega = (1 - s) \Omega_s \quad (6.5)$$

Remarques :

Si $s = 1$, $\Omega = 0$, le rotor est à l'arrêt ou au démarrage.

Si $s = 0$, $\Omega = \Omega_s$, le rotor tourne au synchronisme.

Si $s < 0$, $\Omega > \Omega_s$, le rotor tourne plus vite que le champ tournant. Marche en génératrice.

Si $s > 1$, $\Omega < 0$, le rotor tourne dans le sens opposé au champ tournant. Marche en frein.

6.2 EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

6.2.1 FRÉQUENCE ROTORIQUE

La fréquence des phénomènes induits au rotor est donc :

$$f_r = s f_s$$

Le courant rotorique (i_r) pulse donc, dans un référentiel rotorique, à f_r . Ce courant, vu dans un référentiel stator, est de fréquence f_s .

6.2.2 CHANGEMENT DE RÉFÉRENTIEL

La dérivée d'un phénomène par rapport au temps ne peut s'effectuer que dans un référentiel lié à l'enroulement considéré. Dans un référentiel rotorique toutes les grandeurs électriques et magnétiques présentent une pulsation égale à celle du stator multipliée par le glissement.

6.2.3 EQUATIONS DE TENSION

Dans une première étape nous considérons que le moteur est monophasé :

L'équation générale de la tension induite (3.22) donne :

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (6.6)$$

$$u_r = R_r i_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (6.7)$$

avec : u_s : valeur instantanée de la tension de phase;

R_s, R_r : résistance d'une phase stator, respectivement rotor;

Ψ_s, Ψ_r : flux totalisé stator, respectivement rotor.

Toutes les grandeurs sont sinusoïdales de pulsation ω . On peut écrire en complexe :

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega \underline{\Psi}_s \quad (6.8)$$

$$\text{avec : } \underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_{sr} \underline{i}_r \quad (6.9)$$

$$\text{et } L_s = L_{hs} + L_{\sigma s} \quad (6.10)$$

Au rotor, dans un référentiel rotorique :

$$\underline{u}_r = R_r \underline{i}_r + j s \omega \underline{\Psi}_r \quad (6.11)$$

$$\text{avec : } \underline{\Psi}_r = L_r \dot{i}_r + L_{sr} \dot{i}_s \quad (6.12)$$

$$\text{et } L_r = L_{hr} + L_{\sigma r} \quad (6.13)$$

On obtient donc les équations suivantes :

$$\underline{u}_s = R_s \dot{i}_s + j\omega L_{\sigma s} \dot{i}_s + j\omega L_{hs} \dot{i}_s + j\omega L_{sr} \dot{i}_r \quad (6.14)$$

$$\underline{u}_r = R_r \dot{i}_r + j s \omega L_{\sigma r} \dot{i}_r + j s \omega L_{hr} \dot{i}_r + j s \omega L_{sr} \dot{i}_s \quad (6.15)$$

Comme pour les transformateurs il est usuel de rapporter les grandeurs secondaires (rotoriques) aux grandeurs primaires (statoriques).

$$\text{Avec : } \ddot{u} = \frac{N_s k_{ws}}{N_r k_{wr}} \quad (6.16)$$

$$\text{on a : } \underline{u}_r' = \ddot{u} \underline{u}_r \quad (6.17)$$

$$\dot{i}_r' = \frac{\dot{i}_r}{\ddot{u}} \quad (6.18)$$

$$R_r' = \ddot{u}^2 R_r \quad (6.19)$$

$$L_{hr}' = \ddot{u}^2 L_{hr} \quad (6.20)$$

$$L_{\sigma r}' = \ddot{u}^2 L_{\sigma r} \quad (6.21)$$

avec : $\omega L = X$, on obtient, en passant aux valeurs efficaces complexes :

$$\underline{U}_s = R_s \dot{I}_s + jX_{\sigma s} \dot{I}_s + jX_h (\dot{I}_s + \dot{I}_r') \quad (6.22)$$

Pour le rotor, en divisant par s :

$$\frac{\underline{U}_r'}{s} = \frac{R_r'}{s} \dot{I}_r' + jX_{\sigma r}' \dot{I}_r' + jX_h (\dot{I}_s + \dot{I}_r') \quad (6.23)$$

Pour un rotor en court-circuit on a $\underline{U}_r' = 0$.

6.2.4 SCHÉMA ÉQUIVALENT EN T

On peut faire correspondre à ces équations le schéma équivalent suivant (appelé schéma en T) (Figure 6.2).

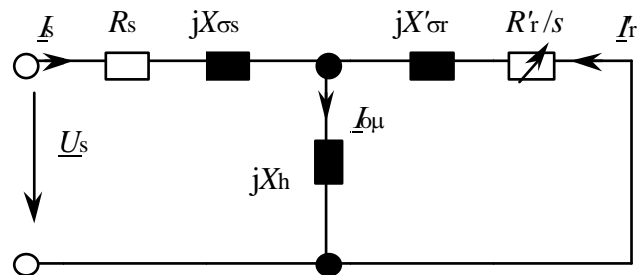


Figure 6.2 : Schéma équivalent en T

Nous avons admis que le système était monophasé.

Pour passer à une représentation triphasée, il suffit de remplacer X_{h1} par X_{h3} , en se rappelant que :

$$X_{h3} = \frac{3}{2} \cdot X_{h1} \quad (6.24)$$

Les pertes "fer" peuvent être introduites dans le schéma de la machine asynchrone sous la forme d'une résistance :

$$R_{Fe} = \frac{3U_h^2}{P_{Fe}} \quad (6.25)$$

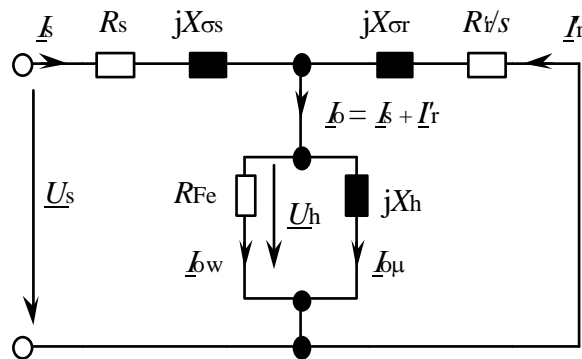


Figure 6.3 : Schéma avec les pertes fer

6.2.5 MARCHE À VIDE

On a la marche à vide de la machine asynchrone pour un glissement nul, donc pour une vitesse synchrone du rotor. Dans ce cas $\frac{R_r'}{s}$ est infini et le schéma devient :

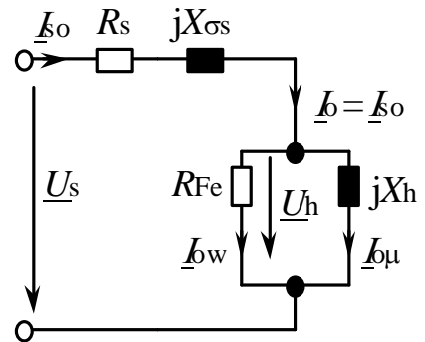


Figure 6.4 : Schéma pour la marche à vide

Dans ces conditions les équations sont les suivantes :

$$\underline{U}_s = R_s \underline{I}_{s0} + j(X_{\sigma s} + X_h) \underline{I}_{s0} \quad (6.26)$$

$$\text{et : } \underline{I}_{s0} = \frac{\underline{U}_s}{R_s + j(X_{\sigma s} + X_h)} \quad (6.27)$$

Les ordres de grandeur (en p.u.) des différents éléments du schéma équivalent sont :

$$r_s = 0,01 \div 0,03 \quad x_{\sigma s} \cong 0,1 \quad x_h = 2,5 \div 4$$

Le courant i_{s0} représente donc 25 à 40 % du courant nominal.

En pratique, lors de l'essai à vide, le moteur doit compenser ses propres pertes :

- les pertes cuivre statoriques : $P_{cuso} = 3R_s I_{s0}^2$;
- les pertes mécaniques (frottement et ventilation): P_{f+v} ;
- les pertes "fer": P_{Fe} .

Pour différencier ces deux derniers postes, il suffit de faire varier la tension aux bornes du moteur. Les pertes mécaniques sont constantes, aussi longtemps que la vitesse reste proche du synchronisme. Les pertes "fer" variant au carré de la tension, il suffit de tracer le graphe $P_o - 3 R_s I_s^2$ en fonction de U_s^2 , pour les séparer facilement. (Figure 6.5).

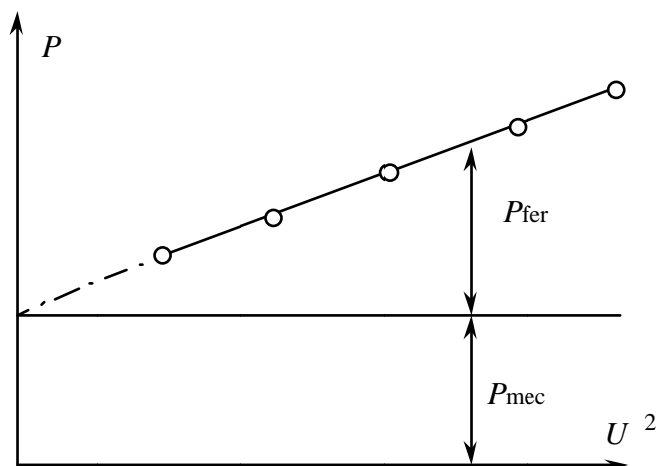


Figure 6.5 : Séparation des pertes fer et mécaniques

6.2.6 MARCHE À ROTOR BLOQUÉ

A rotor bloqué (avec les enroulements rotoriques court-circuités), le glissement est égal à 1. En négligeant la branche magnétisante on obtient le schéma suivant (Figure 6.6).

$$\text{On a : } I_{rcc} = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + R_r')^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2}} \quad (6.28)$$

Avec les mêmes valeurs relatives que ci-dessus le courant à rotor bloqué vaut 4 ÷ 6 fois le courant nominal. En pratique, lors d'un essai en court-circuit, on réduira d'autant la tension d'alimentation afin de ne pas dépasser le courant nominal.

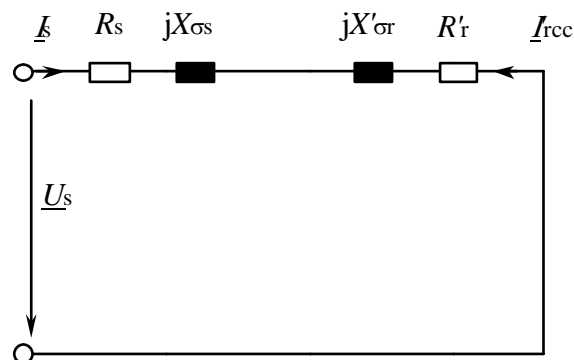


Figure 6.6 :Schéma à rotor bloqué

6.2.7 MARCHE EN CHARGE

Lorsque le moteur fonctionne en charge normale, avec les enroulements rotoriques court-circuités et un glissement compris entre 0 et 1, aucune des branches du schéma en T ne peut être négligée.

Pour parvenir à une forme algébrique simple on convertit le schéma en T en un schéma dit en L ou en un schéma dit de Thévenin.

6.2.8 SCHÉMA ÉQUIVALENT EN L

Pour passer d'un schéma en T à un schéma en L, il faut imposer les conditions suivantes :

- identité des courants à vide;
- identité des courants primaires et des puissances.

On obtient le schéma ci-contre :

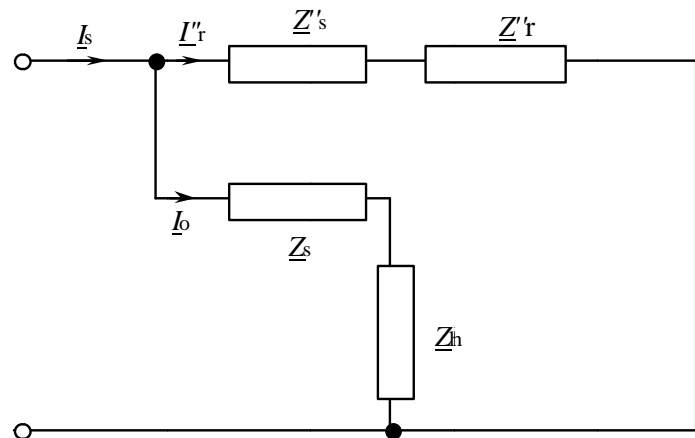


Figure 6.7 : Schéma en L

Avec les conditions :

$$Z'_s = Z_s \sigma_s \quad (6.29)$$

$$Z'_r = Z_r \sigma^{2,s} \quad (6.30)$$

$$I'_r = - \frac{I_r}{\sigma_s} \quad (6.31)$$

$$\text{Avec : } \sigma_s = 1 + \frac{Z_s}{Z_h} \cong 1 + \frac{X_{\sigma s}}{X_h} \cong 1,03 \div 1,05$$

6.2.9 SCHÉMA ÉQUIVALENT DE THÉVENIN

6.3 BILAN DES PUISSANCES

Pour une marche en charge (glissement s quelconque), il est possible de faire le bilan des puissances suivant, dans un schéma en T :

$$\text{- au stator : pertes cuivre : } P_{\text{cus}} = 3 R_s I_s^2 \quad (6.32)$$

$$\text{- dans le circuit magnétique : pertes fer : } P_{\text{Fe}} = 3 \frac{U_h^2}{R_{\text{Fe}}} \quad (6.33)$$

$$\text{- au rotor : pertes cuivre : } P_{\text{cur}} = 3 R_r I_r^2 \quad (6.34)$$

$$\text{- au rotor : puissance d'entrefer : } P_\delta = \frac{3 R_r I_r^2}{s} \quad (6.35)$$

La puissance d'entrefer correspond à la puissance totale passant du stator au rotor. Si on déduit les pertes rotoriques de ce terme, on obtient la puissance mécanique :

$$P_{em} = P_{\delta} - P_{cur} = 3 I_r^2 \left(\frac{R_r}{s} - R_r \right) = 3 R_r I_r^2 \frac{1-s}{s} \quad (6.36)$$

On peut donc dissocier la résistance rotorique en deux termes :

- R_r : résistance rotorique;
- $R_r \frac{1-s}{s}$: résistance qui équivaut à la puissance électrique convertie en puissance électromagnétique.

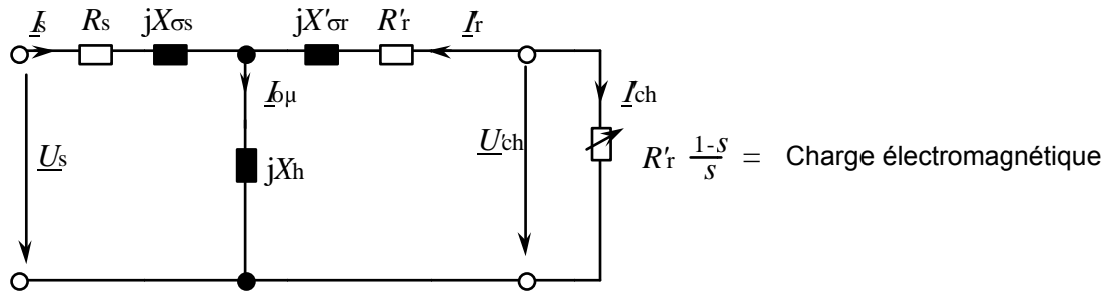


Figure 6.8 : Schéma de la machine asynchrone en charge

6.4 EXPRESSION DU COUPLE

Il est possible de déduire le couple des résultats ci-dessus :

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (6.37)$$

avec $\Omega = (1-s) \Omega_s$

$$M_{em} = \frac{3 R_r I_r^2}{s \Omega_s} = \frac{P_{cur}}{s \Omega_s} \quad (6.38)$$

On constate que le couple à l'arrêt est proportionnel aux pertes cuivre rotor.

En passant du schéma en T au schéma en L on obtient les expressions suivantes pour le couple :

$$M_{em} = \frac{3 R_r'' I_r^2}{s \Omega_s} = \frac{3 R_r'' U_s^2}{s \Omega_s \left[\left(R_s'' + \frac{R_r''}{s} \right)^2 + (X_{\sigma s}'' + X_{\sigma r}'')^2 \right]} \quad (6.39)$$

$$\text{Posons : } X_{\sigma s}'' + X_{\sigma r}'' = X_{cc} \quad (6.40)$$

Considérons divers domaines de fonctionnement :

6.4.1 GLISSEMENT IMPORTANT

Pour un glissement important : $(R_s'' + \frac{R_r''}{s})^2 \ll X_{cc}^2$

$$\text{Dans ce cas : } M_{em} = \frac{3 R_r'' U_s^2}{s \Omega_s X_{cc}^2} \quad (6.41)$$

ou $M_{em} \cdot s = \text{constante}$. Il s'agit d'une hyperbole équilatère d'axes $M_{em} = 0$ et $s = 0$.

6.4.2 GLISSEMENT FAIBLE

Pour les glissements faibles $\frac{R''_r}{s} \gg R''_s$ et $\left(\frac{R''_r}{s}\right)^2 \gg X_{cc}^2$

$$\text{Dans ce cas : } M_{em} = \frac{3U_s^2}{\Omega_s R''_r} s \quad (6.42)$$

Le couple varie linéairement avec le glissement.

Compte tenu de l'allure obtenue pour les deux domaines de glissement ci-dessus, le couple doit présenter deux extremums.

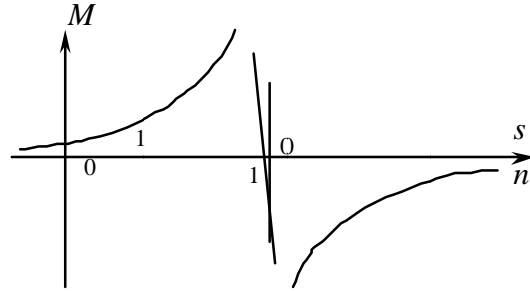


Figure 6.9 :Allure du couple

6.4.3 COUPLE MAXIMAL

Le glissement correspondant est obtenu par dérivation :

$$\frac{dM_{em}}{ds} = \frac{-3U_s^2 R''_r}{\Omega_s} \cdot \frac{R''_s^2 + X_{cc}^2 - \frac{R''_r^2}{s^2}}{s^2 \left[\left(R''_s + \frac{R''_r}{s} \right)^2 + X_{cc}^2 \right]^2} \quad (6.43)$$

Posons s_k le glissement satisfaisant cette relation :

$$s_k = \pm \frac{R''_r}{\sqrt{R''_s^2 + X_{cc}^2}} \cong \pm \frac{R''_r}{X_{cc}} \quad (6.44)$$

Le couple correspondant vaut alors :

$$M_k \cong \pm \frac{3U_s^2}{\Omega_s 2X_{cc}} \quad (6.45)$$

On constate que le couple maximal ou couple de décrochage M_k est indépendant de la résistance rotorique alors que le glissement s_k lui est proportionnel. On utilisera cette propriété pour le réglage de la vitesse des moteurs à bagues.

6.4.4 CARACTÉRISTIQUE DE COUPLE GLOBALE

En combinant les caractéristiques à glissement important, à glissement faible et les extremums de la fonction, on obtient la caractéristique de couple suivante :

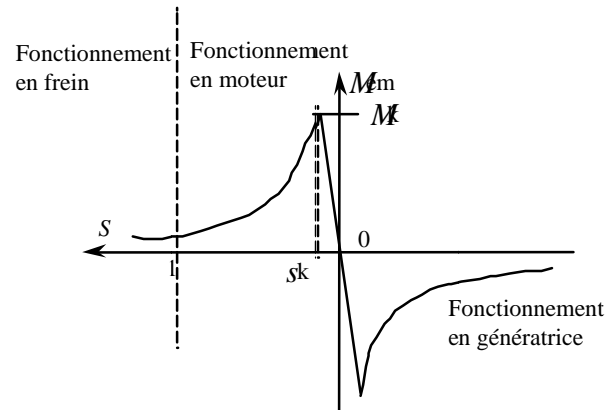


Figure 6.10 :Caractéristique de couple

6.4.5 EXPRESSION APPROCHÉE

Classiquement il est usuel de rapporter le couple au couple maximal. Dans ce cas on obtient l'expression suivante :

$$\frac{M_{em}}{M_k} = \frac{2}{\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k}} \quad (6.46)$$

On constate que pour $s \gg s_k$, on a : $\frac{M_{em}}{M_k} = \frac{2 s_k}{s}$ (6.47)

c'est l'hyperbole équilatère.

Pour $s \ll s_k$, on a : $\frac{M_{em}}{M_k} = \frac{2 s}{s_k}$ (6.48)

c'est la droite.

6.4.6 COURANT STATORIQUE

Le courant statorique est régi par l'équation suivante : $I_s = I_0 + I'_r$ (6.49)

avec : $I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R'_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + X_{cc}^2}}$ (6.50)

On obtient donc l'allure ci-contre pour le courant I_s

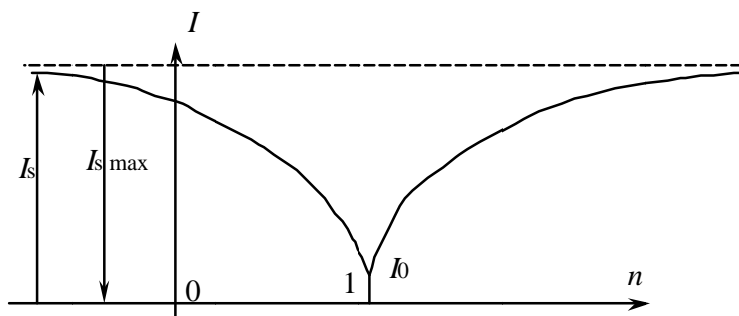


Figure 6.11 : Allure du courant

6.5 ROTOR À CAGE

La résistance et la réactance de fuite de l'enroulement rotorique d'un rotor à cage sont définies par la géométrie et les matériaux. Cependant l'effet pelliculaire et la saturation provoquent des variations de l'impédance rotorique.

6.5.1 EFFET PELLICULAIRE

L'effet pelliculaire est double :

- augmentation de la résistance rotorique R_r , d'où augmentation du couple de démarrage;
- diminution de la réactance de fuite d'encoche, donc aussi de $X'_{\sigma r}$. Il s'en suit une augmentation du courant, donc du couple.

Cet effet est souvent recherché si on veut augmenter le couple au démarrage, sans diminuer le rendement au régime nominal.

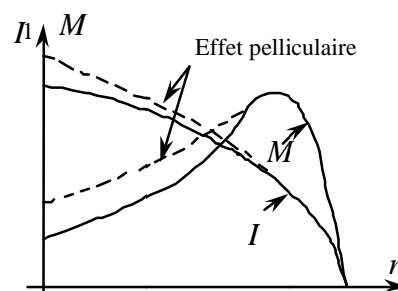


Figure 6.12 : Effet pelliculaire

6.5.2 ROTOR À DOUBLE CAGE

Pour obtenir un couple de démarrage encore plus important, on peut recourir à la solution d'un rotor à double cage (Figure 6.13).

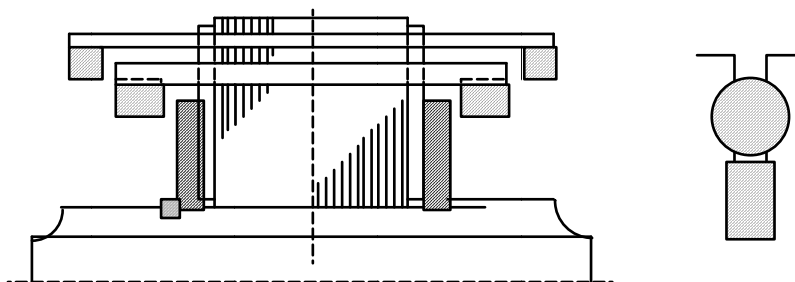


Figure 6.13 : Rotor à double cage

Par effet pelliculaire le courant au démarrage est concentré dans la cage extérieure (laiton ou bronze), alors qu'au régime nominal le courant circule dans la cage intérieure (cuivre).

On obtient une courbe de couple présentant l'allure ci-contre (Figure 6.14):

Nous verrons, dans l'étude du démarrage et du freinage des machines asynchrones, que l'énergie dissipée dans un moteur à rotor à cage peut, malgré ces astuces, entraîner un échauffement prohibitif de la cage. Dans ce cas on recourt au moteur bobiné.

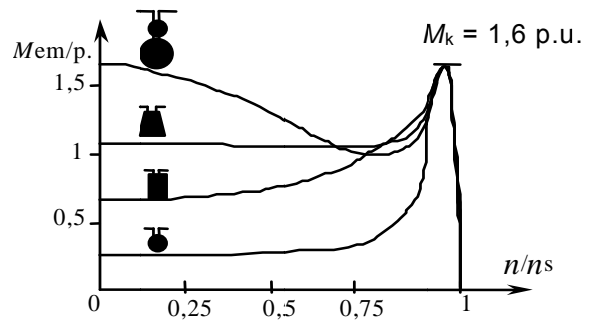


Figure 6.14 : Caractéristiques de couple pour différentes formes d'encoches rotoriques

6.6 EXÉCUTIONS SPÉCIALES DES MACHINES ASYNCHRONES

6.6.1 MOTEUR MONOPHASÉ AVEC PHASE AUXILIAIRE

Afin de procurer les caractéristiques de démarrage, on peut créer, par des dispositifs appropriés, un champ tournant. Pour ce faire le moteur est muni d'un deuxième enroulement statorique en quadrature excité par un courant également en quadrature. Les différentes solutions sont illustrées par les figures suivantes :

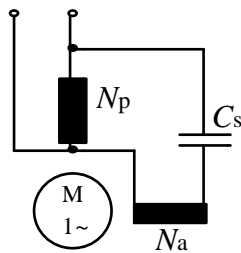


Figure 6.15 :
Condensateur de
service

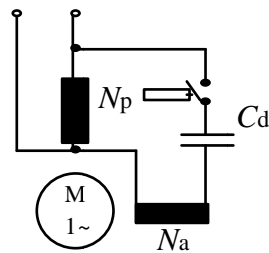


Figure 6.16 :
Condensateur de
démarrage

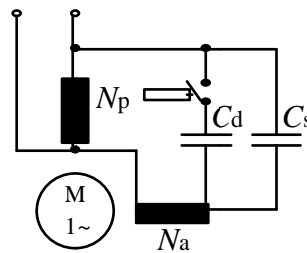


Figure 6.17 : Deux
condensateurs

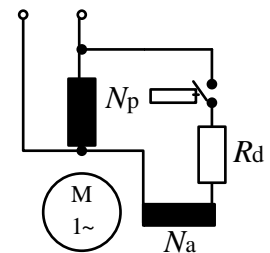


Figure 6.18 : Résistance
de démarrage

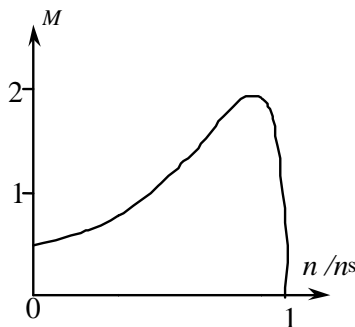


Figure 6.19 : Couple avec condensateur de service

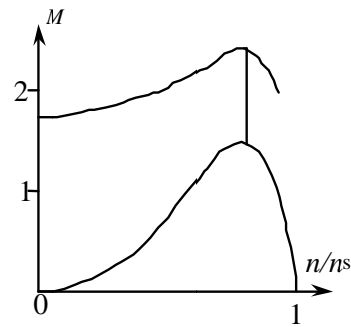


Figure 6.20 : Couple avec condensateur de
démarrage

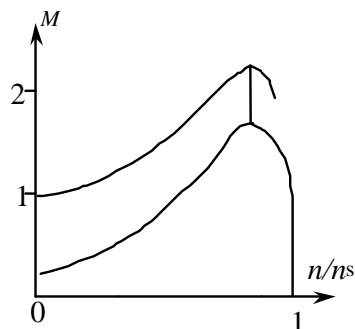


Figure 6.21 : Couple avec condensateur de service
et de démarrage

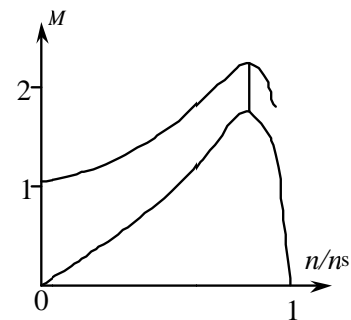


Figure 6.22 : Couple avec résistance de démarrage

On peut également faire fonctionner en monophasé, avec un condensateur de déphasage, un moteur triphasé.

6.6.2 MOTEUR À PÔLES FENDUS

Cette forme d'exécution, usuelle pour des moteurs de très faibles puissances ($< 200 \text{ W}$), est également appelée *moteur à bague de déphasage* (D: Spaltpolmotor, E: shaded pole motor). Elle comprend une ou plusieurs bobines statoriques. Le stator comporte des pôles saillants munis d'un anneau de court-circuit. (Figure 6.23) Le courant induit dans la bague par une partie du flux, provoque un déphasage entre le flux principal et le flux de l'anneau. On a apparition d'un champ elliptique. La caractéristique de couple de ce moteur est représentée à la Figure 6.24.

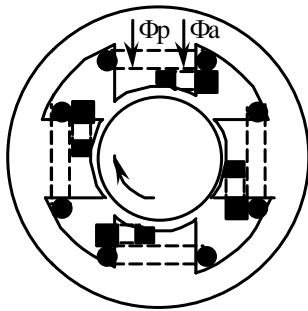


Figure 6.23 : Moteur à bague de déphasage

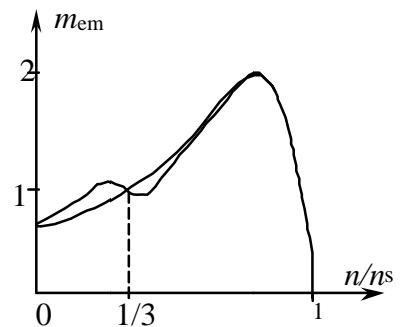
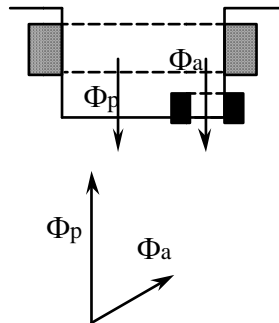


Figure 6.24 : Caractéristique de couple

6.6.3 MOTEUR BIPHASÉ À ROTOR MASSIF

Certains moteurs asynchrones de très faibles puissances, utilisés comme servo-moteurs de réglage, sont bobinés en biphasé et alimentés par deux phases en quadrature. Le rotor est en fer massif. La caractéristique de couple, suite à la grande résistivité du matériau du rotor, est à peu près linéaire pour s compris entre 1 et 0. La vitesse est alors proportionnelle à la tension d'alimentation de la phase auxiliaire (Figure 6.25).

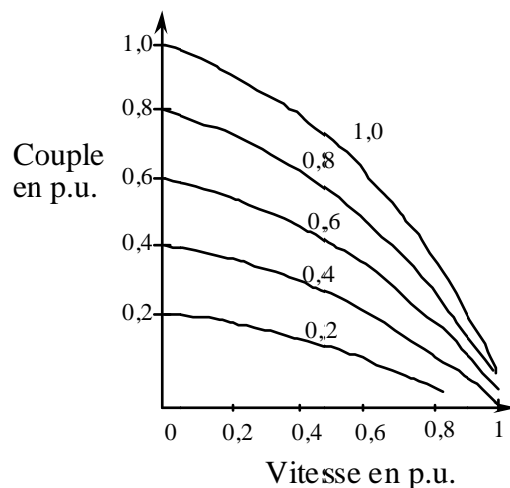


Figure 6.25 : Caractéristique de couple pour différentes tensions.

7 ANNEXES

7.1 CAHIER DES CHARGES

1 Données de base

1.1	Couple nominal (de référence)	M_n	=
1.2	Vitesse nominale	Ω_n	=
1.3.	Couple de démarrage	M_d	=
1.4	Tension et nature de l'alimentation	U_n	=

2 Caractéristiques de réglage

2.1	Plage de vitesse	Ω_{\min}	=	Ω_{\max}	=
2.2	Précision de réglage de vitesse	p	=		
2.3	Taux d'oscillation de vitesse	$\frac{\Delta\Omega}{\Omega_n}$	=		
2.4	Caractéristique couple-vitesse	$M(\Omega)$			
2.5	Couple oscillatoire maximum	$\frac{\Delta\hat{M}}{M_n}$	=		
2.6	Résolution	N_p	=		
2.7	Précision de positionnement	Error!	=		
2.8	Constantes de temps				

3 Caractéristiques de démarrage et de freinage

3.1.	Couple résistant au démarrage	$M_d(\Omega)$			
3.2	Inertie de la charge	J_e	=	m_e	
3.3	Fréquence des démarrages	f_d	=		
3.4	Temps de démarrage maximum	$T_{d\max}$	=		
3.5	Caractéristique de couple résistant au freinage	$M_f(\Omega)$			
3.6	Temps de freinage maximum	$T_{f\max}$	=		
3.7	Possibilités de récupération d'énergie au freinage ?				
3.8	Conditions d'arrêt, résolution				

4 Caractéristiques transitoires

4.1	Vitesse en fonction du temps	$\Omega(t), v(t)$			
4.2	Couple résistant en fonction du temps	$M_r(t)$			
4.3	Durée du cycle, taux d'utilisation	T_c	=	τ_{ut}	

5 Caractéristiques des périphériques

5.1	Nature de la source primaire	
5.2	Niveau de tension	$U_n =$
5.3	Courant limite	$I_{\max} =$
5.4	Taux de réjection harmonique max	$\tau_h =$
5.5	Possibilités et conditions de récupération	
5.6	Rapport de transformation de la transmission	$r =$
5.7	Inertie de la transmission	$J_t =$
5.8	Rendement de la transmission	$\eta (M, \Omega) =$
5.9	Capteurs	

6 Caractéristique thermique

6.1	Type de refroidissement	
6.2	Température ambiante	$T_{\text{amb}} =$
6.3	Classe d'isolation	
6.4	Atmosphère particulière	
6.5	Degré de protection	

7 Contraintes

7.1	Contraintes dimensionnelles
7.2	Inertie
7.3	Alimentation
7.4	Thermique
7.5	Bruit
7.6	Bruit électromagnétique
7.7	Autres

8 Aspects économiques

8.1	Quantités
8.2	Délais
8.3	Coûts

9 Divers

7.2 UNITÉS INTERNATIONALES

Grandeurs	Symbole	Unités	
longueur	l	mètre	[m]
temps	t	seconde	[s]
vitesse linéaire	v	mètre/seconde	$[m \cdot s^{-1}]$
accélération linéaire	a	mètre/seconde ²	$[m \cdot s^{-2}]$
masse	m	kilogramme	[kg]
force	F	Newton	[N] $1\text{ N} = \frac{1\text{ kgm}}{\text{s}^2}$
couple	M, T	Newton-mètre	[Nm]
inertie	J	kgm ²	$[kgm^2]$
vitesse angulaire	Ω	rad/seconde	$[rad \cdot s^{-1}]$
accélération angulaire	α	rad/seconde ²	$[rad \cdot s^{-2}]$
angle	ϕ	radian	[rad]
fréquence	f	Hertz	[Hz] $[s^{-1}]$
pulsation	ω		$[rad \cdot s^{-1}]$
tension	U	Volt	[V]
courant	I	Ampère	[A]
résistance électrique	R	Ohm	$[\Omega] \quad 1\ \Omega = 1\text{ V/A}$
puissance	P	Watt	[W] $1\text{ W} = 1\text{ J/s} = 1\text{ V} \cdot \text{A}$
énergie, travail	E, W	Joule	[J] $1\text{ J} = 1\text{ N} \cdot \text{m} = 1\text{ W} \cdot \text{s}$
flux magnétique	Φ	Weber	[Wb] $1\text{ Wb} = 1\text{ V} \cdot \text{s}$
induction magnétique	B	Tesla	[T] $1\text{ T} = 1\text{ Wb/m}^2$
inductance	L	Henry	[H] $1\text{ H} = 1\text{ Wb/A} = 1\text{ V} \cdot \text{s/A}$
champ magnétique	H	Ampère/mètre	[A/m]
perméabilité du vide	μ_0	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	$[\text{V} \cdot \text{s/A} \cdot \text{m}]$ ou [H/m]

7.3 CONVERSION DES UNITÉS

Grandeurs	Symbole	Unités SI	Autres unités
longueur	l	1 [m]	= 39,37 [in] = 3,28 [ft]
masse	m	1 [kg]	= 35,274 [oz]
force	F	1 [N]	= 0,102 [kp] = 3,597 [oz]
couple	M, T	1 [Nm]	= 141,612 [ozin]
inertie	J	1 [kgm ²]	= 54674,8 [ozin ²]
vitesse angulaire	Ω	1 [rad•s ⁻¹]	= $\frac{2\pi n}{60}$ avec n en [t/min]
puissance	P	1 [kW]	= 1,36 [PS] = 1,34 [HP] = 102[kpm/s] = 0,2388[kcal/s]
énergie, travail	E, W	1 [J]	= $2,78 \cdot 10^{-4}$ [Wh] = 0,102 [kpm] = $2,388 \cdot 10^{-4}$ kcal
induction magnétique	B	1 [T]	= 10^4 [Gauss]
champ magnétique	H	1 [A/m]	= $4 \cdot \pi \cdot 10^{-3}$ [Oersted]

7.4 FORMULES DE BASE

Translation		Rotation
$s = v \cdot t$	course [m] angle	$\phi = \Omega \cdot t = 2\pi \cdot n \cdot t$
$v = \frac{s}{t}$	vitesse linéaire [m/s] vitesse angulaire [rad/s]	$v = d \cdot \pi \cdot n = \Omega \cdot r$ $\Omega = 2\pi \cdot n = \frac{v}{r}$
$a = \frac{v}{t}$	accél. [m/s ²] [rad/s ²]	$\alpha = \frac{\Omega}{t}$
$F = m \cdot a$	force [N]	$F = m \cdot r \cdot \Omega^2$
$M = F \cdot r$	couple [Nm]	$M = J \cdot \alpha$
$P = F \cdot v$	puissance [W]	$P = M \cdot \Omega$
$W = F \cdot s$	énergie [J]	$W = M \cdot \phi$
$W = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v^2$	énergie [J]	$W = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2$

7.5 CALCUL DES INERTIES

7.5.1 CYLINDRE

$$J = \frac{1}{8} \cdot m \cdot d^2 = \frac{1}{32} \cdot \rho \cdot \pi \cdot d^4 \cdot l$$

7.5.2 CYLINDRE CREUX

$$J = \frac{1}{8} \cdot m \cdot (D^2 + d^2)$$

$$J = \frac{\pi}{32} \cdot \rho \cdot \pi \cdot (D^4 - d^4) \cdot l$$

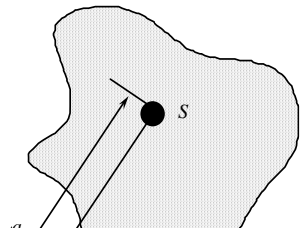
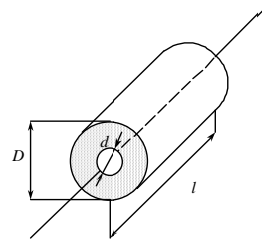
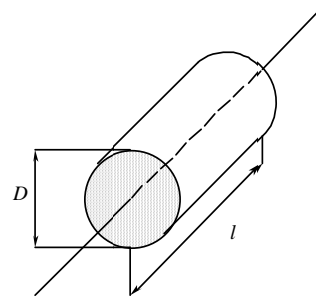
7.5.3 MASSE TOURNANTE

$$J = J_s + m \cdot a^2$$

J_s : inertie de la masse rapportée au centre de gravité

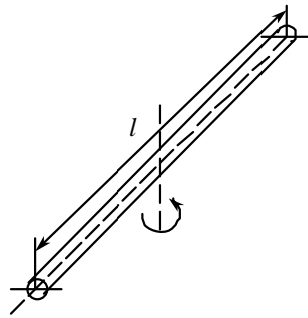
s : centre de gravité

O : axe de rotation



7.5.4 TIGE

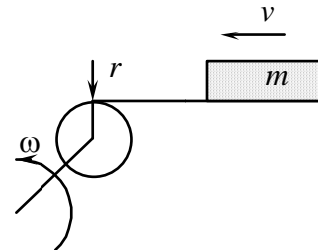
$$J = \frac{m \cdot l^2}{12}$$



7.5.5 MASSE DÉPLACÉE LINÉAIREMENT

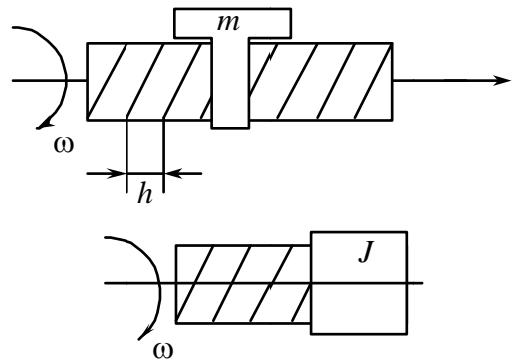
$$J = \frac{mv^2}{\Omega^2}$$

$$J = m \cdot r^2$$



7.5.6 VIS SANS FIN

$$J = m \cdot \left(\frac{h}{2\pi} \right)^2$$



7.6 SERVICE TYPES (S1...S8)

- Service continu (S1)
- Fonctionnement à régime constant d'une durée suffisante pour que l'équilibre thermique soit atteint. (Figure 7.1)

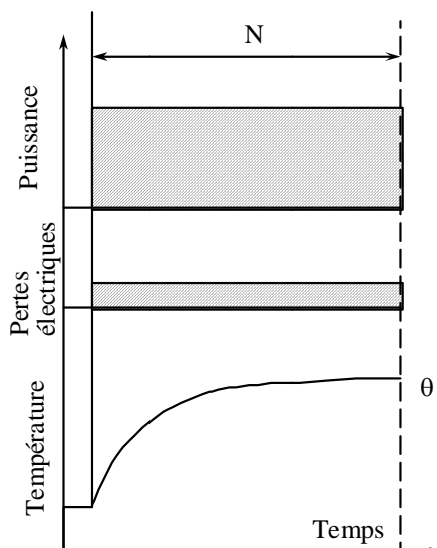


Figure 7.1 : Service continu S1

- Service temporaire (S2)
- Fonctionnement à régime constant pendant un temps déterminé, moindre que celui requis pour obtenir l'équilibre thermique, suivi d'un repos d'une durée suffisante pour rétablir à 2 deg. C près l'égalité de température avec celle du milieu refroidissant. (Figure 7.2)

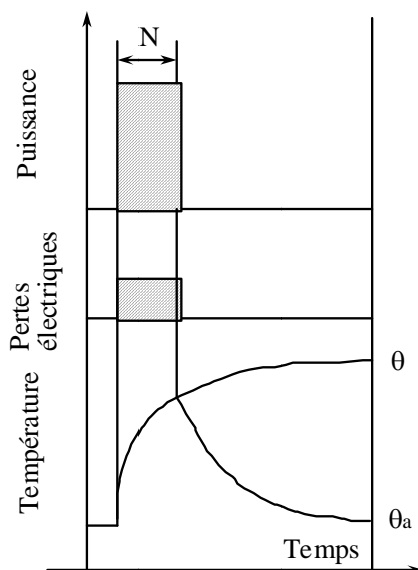


Figure 7.2 : Service intermittent S2

- Service intermittent périodique (S3)

- Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps de fonctionnement à un régime constant et un temps de repos et tels qu'au cours de chacun d'eux le courant de démarrage n'influence pas l'échauffement de façon marquée. (Figure 7.3)

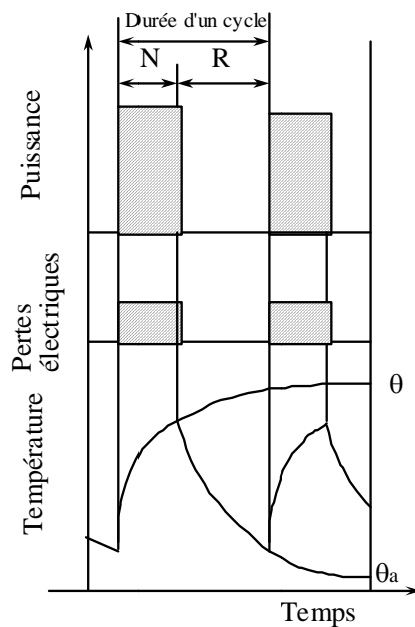


Figure 7.3 : Service intermittent périodique S3

- Service intermittent périodique à démarrage (S4)

- Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps appréciable de démarrage, un temps de fonctionnement à régime constant et un temps de repos. (Figure 7.4)

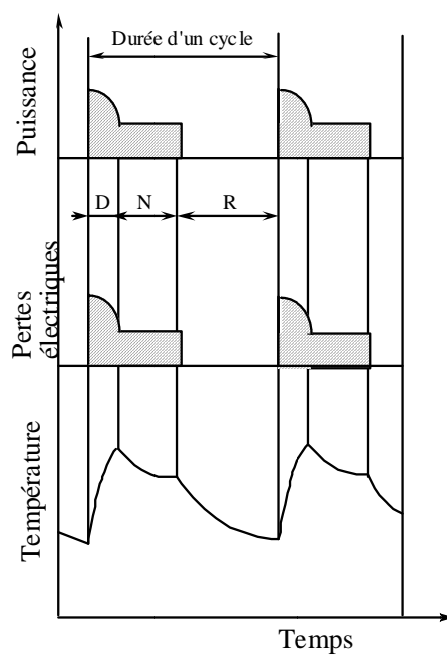


Figure 7.4 : Service intermittent périodique à démarrage S4

- Service intermittent périodique à freinage électrique (S5)
 - Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps de démarrage, un temps de fonctionnement à régime constant, un temps de freinage électrique rapide et un temps de repos. (Figure 7.5)

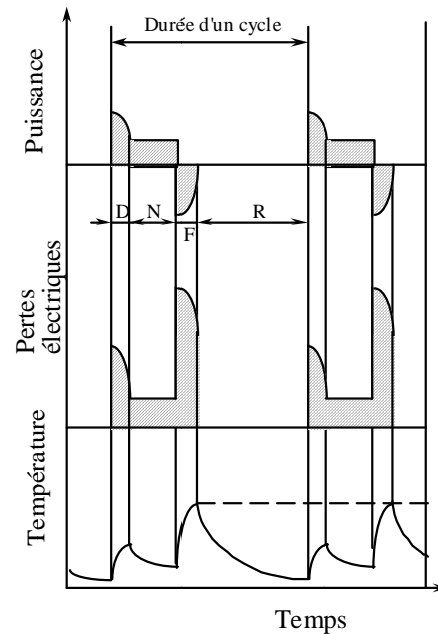


Figure 7.5 : Service intermittent périodique à freinage électrique S5

- Service ininterrompu périodique à charge intermittente (S6)
 - Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps de fonctionnement à régime constant et un temps de fonctionnement à vide. Il n'existe pas de temps de repos. (Figure 7.6)

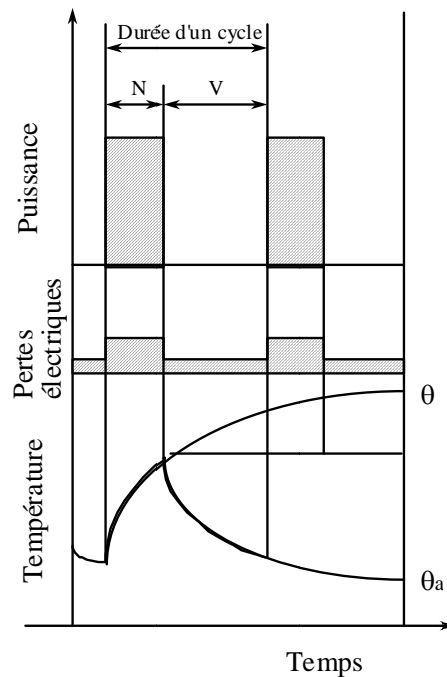


Figure 7.6 : Service ininterrompu périodique à charge intermittente S6

- Service ininterrompu périodique à freinage électrique (S7)
 - Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps de démarrage, un temps de fonctionnement à régime constant et un temps de freinage électrique. Il n'existe pas de temps de repos. (Figure 7.7)

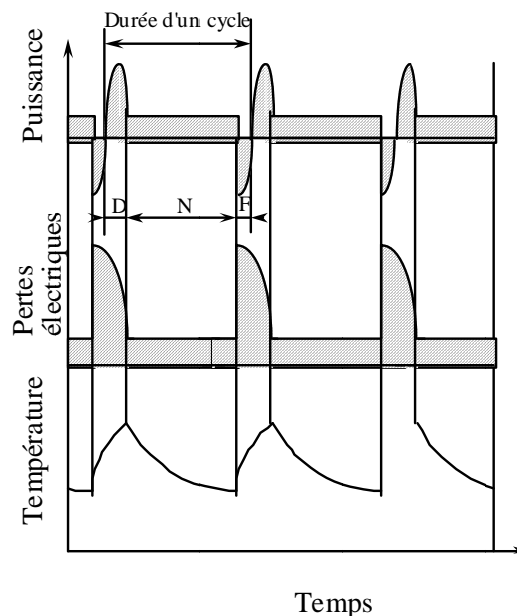


Figure 7.7 : Service ininterrompu périodique à freinage électrique S7

- Service ininterrompu à changement de vitesse périodique (S8)
 - Service composé d'une suite de cycles identiques comprenant chacun un temps de

fonctionnement à régime constant correspondant à une vitesse de rotation déterminée, suivi d'un ou plusieurs temps de fonctionnement à d'autres régimes correspondant à des vitesses de rotation différentes. Il n'existe pas de temps de repos. (Figure 7.8)

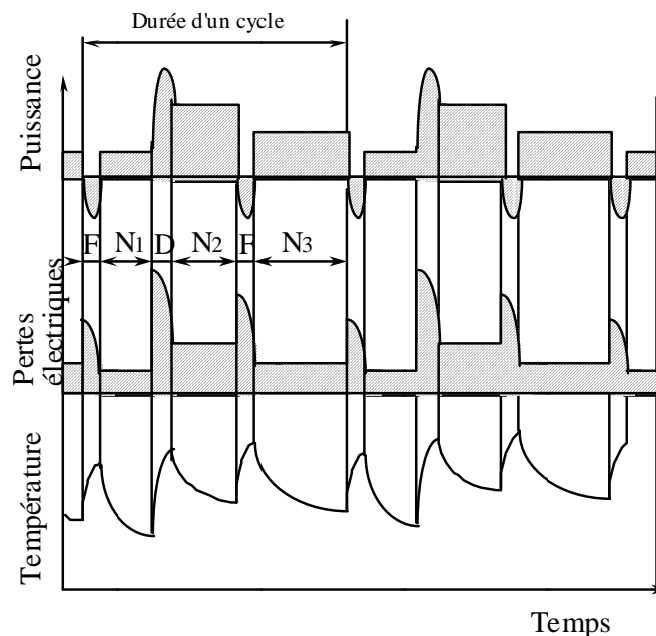


Figure 7.8 : Service ininterrompu à changement de vitesse périodique S8

7.7 DEGRÉS DE PROTECTION IP

7.7.1 SYMBOLES POUR LA PROTECTION CONTRE LES CORPS SOLIDES

Le tableau suivant décrit sommairement les divers degrés de protection contre la pénétration de corps solides, c'est le **premier** chiffre selon le code "IP".






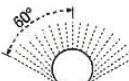






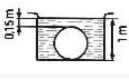
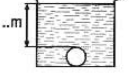
Chiffre	Description sommaire	Explications
0	Machines non protégées	Pas de protection
1	Machines protégées contre les corps solides supérieurs à 50 mm	Protection contre l'entrée en contact par mégarde avec des parties sous tension et contre l'attouchement de pièces en rotation avec une surface importante du corps (p. ex. la main). Pas de protection contre une pénétration de corps solides inférieurs à 50 mm (p. ex. un doigt).
2	Machines protégées contre les corps solides supérieurs à 12 mm	Protection contre l'entrée en contact avec des parties sous tension et contre l'attouchement de pièces en rotation avec des objets d'une longueur inférieure à 80 mm. Protection contre une pénétration de corps solides d'un diamètre supérieur à 12 mm.
3	Machines protégées contre les corps solides supérieurs à 2,5 mm	Protection contre l'entrée en contact avec des parties sous tension ainsi qu'avec des pièces en rotation au moyen d'outils, de fils, etc., d'un diamètre supérieur à 2,5 mm

4	Machines protégées contre les corps solides supérieurs à 1 mm	Protection contre l'entrée en contact avec des parties sous tension ainsi qu'avec des pièces en rotation au moyen d'outils, de fils, etc., d'un diamètre supérieur à 1 mm.
5	Machines protégées contre la poussière	Protection intégrale contre l'entrée en contact avec des parties sous tension ainsi qu'avec des pièces en rotation. La pénétration des poussières n'est pas totalement empêchée, mais la poussière ne peut pas entrer en quantité suffisante pour perturber le bon fonctionnement de la machine.

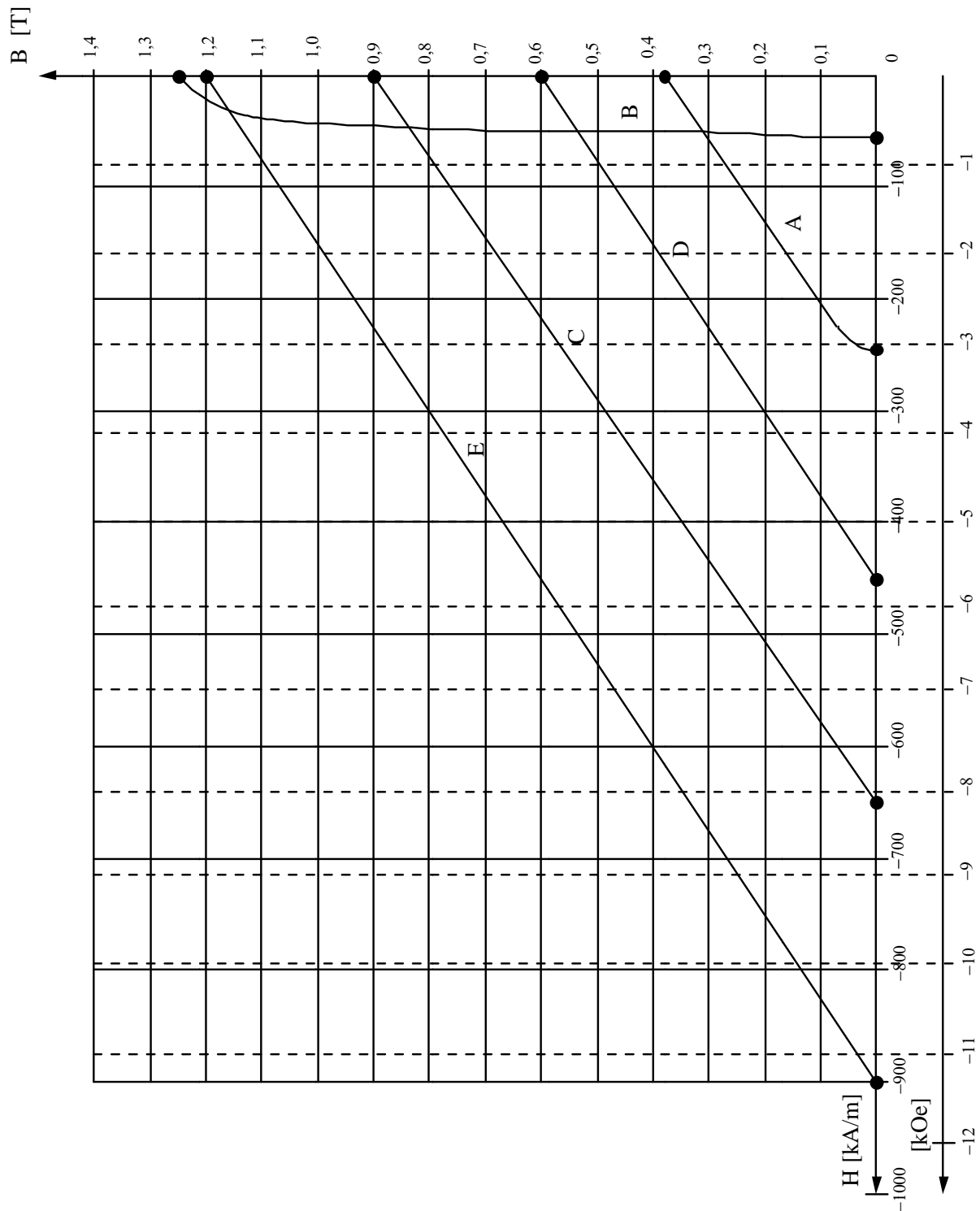
7.7.2 SYMBOLES POUR LA PROTECTION CONTRE LA PÉNÉTRATION D'EAU

Le tableau suivant décrit sommairement les divers degrés de protection contre la pénétration d'eau, c'est le **deuxième** chiffre selon le code "IP".

Chiffre	Description sommaire	Explications
0	Machines non protégées	Pas de protection
1	Machines protégées contre les égouttements d'eau	Les gouttes d'eau tombant verticalement ne doivent pas avoir d'effets nuisibles.
2	Machines protégées contre les chutes d'eau ayant une inclinaison maximale de 15°	Les chutes verticales de gouttes d'eau ne doivent pas avoir d'effets nuisibles quand la carcasse de la machine est inclinée d'un angle de 15° maximum.
3	Machines protégées contre l'eau "en pluie"	L'eau "en pluie" tombant sous un angle jusqu'à 60° par rapport à la verticale ne doit pas avoir d'effets nuisibles.
4	Machines protégées contre les projections d'eau	De l'eau projetée de toutes les directions sur l'enveloppe de la machine ne doit pas avoir d'effets nuisibles.
5	Machines protégées contre les jets d'eau	De l'eau projetée avec une lance de toutes les directions sur l'enveloppe de la machine ne doit pas avoir d'effets nuisibles.
6	Machines protégées contre les paquets de mer	Par grosse mer, ou sous l'effet de jets puissants, l'eau ne doit pas pénétrer dans la machine en quantité nuisible.
7	Machines protégées contre les effets de l'immersion	La pénétration d'eau en quantité nuisible à l'intérieur de la machine immergée dans l'eau, sous une pression et pour une durée déterminée, ne doit pas être possible.
8	Machines protégées contre l'immersion prolongée	Le matériel convient pour une immersion prolongée dans l'eau à des conditions spécifiées par le constructeur.

1 ^{er} chiffre : Protection contre les corps solides			2 ^{ème} chiffre : Protection contre les liquides		
IP	Tests	Définition	IP	Tests	Définitions
0		Pas de protection.	0		Pas de protection.
1		Protégé contre les corps solides supérieurs à 50mm. Exemple : contact involontaire de la main.	1		Protégé contre les chutes verticales de gouttes d'eau. Exemple : condensation.
2		Protégé contre les corps solides supérieurs à 12mm. Exemple : doigt de la main.	2		Protégé contre les chutes de gouttes d'eau jusqu'à 15° par rapport à la verticale.
3		Protégé contre les corps solides supérieurs à 2,5mm. Exemple : outils, fils.	3		Protégé contre les chutes de gouttes d'eau jusqu'à 60 ° par rapport à la verticale.
4		Protégé contre les corps solides supérieurs à 1mm. Exemple : outils fins, petits fils.	4		Protégé contre les projections d'eau de toutes les directions.
5		Protégé contre les poussières. Pas de dépôt nuisible.	5		Protégé contre les jets d'eau à la lance de toutes direction.
6		Protection contre la pénétration de poussière (étanche)	6		Protégé contre les projections d'eau assimilables aux paquets de mer.
			7		Protégé contre les effets de l'immersion entre 0,15 et 1m.
			8		Protégé contre les effets de l'immersion prolongée sous pression.

7.8 COURBE BH D'AIMANTS PERMANENTS.



A : Ferrite

B : AlNiCo

C : SmCo

D : SmCoP

E : NdFeB

7.9 CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES ET PHYSIQUES

7.9.1 CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES

			Alnico	Ferrite	SmCop	SmCo	NdFeB
Induction rémanente Remanenzflußdichte Remanent flux density	B_r	[T]	1,3	0,38	0,6	0,9	1,2
Champ coecitif Koerzitivfeldstärke Coercive field strength	H_{cB}	$\left[\frac{kA}{m}\right]$	55	245	450	650	900
Champ coecitif intrins. Koerzitivfeldstärke Intrinsic coercive force	H_{cJ}	$\left[\frac{kA}{m}\right]$	56	255	1000	1200	1050
Energie spécifique max. Max. spezifische Energie Max. specific energy	$(B H)_{max}$	$\left[\frac{kJ}{m^3}\right]$	52	30	70	170	260
Induction à $(B H)_{max}$ Flußdichte bei $(B H)_{max}$ Flux density at $(B H)_{max}$	B_m	[T]	1,1	0,19	0,3	0,45	0,6
Champ à $(B H)_{max}$ Feldstärke bei $(B H)_{max}$ Field at $(B H)_{max}$	H_m	$\left[\frac{kA}{m}\right]$	46	125	225	325	435
Perméabilité relative Relative Permeabilität Recoil permeability	μ_r	[-]	5	1,1	1,1	1,05	1,05
Champ de saturation Magnetisierungsfeldstärke Saturation field strength	H_{sat}	$\left[\frac{kA}{m}\right]$	300	800	>2000	>3000	>2800

7.9.2 CARACTÉRISTIQUES PHYSIQUES

		Alnico	Ferrite	SmCop	SmCo	NdFeB
Densité Dichte Density	$\left[\frac{kg}{m^3}\right]$	7,2 10 ³	4,8 10 ³	6 10 ³	8,3 10 ³	7,4 10 ³
Coeff. de dilatation lin. Längenausdehnungskoeff. Linear expansion coeff.	$\left[\frac{10^{-6}}{K}\right]$	11,3	15	10	7	5
Résistivité électrique Spez. elekt. Widerstand Electric resistivity	[nΩm]	400 ÷ 700	10 ¹⁵ ÷ 10 ¹⁹	1800	600	1500
Température de Curie Curie-Temperatur Curie temperature	[°C]	860	450	720	720	310
Temp. max. de fonction. Max. Einsatztemperatur Max. continuous temper.	[°C]	450	200	100	250	120
Coeff. de température Rev. Temperaturkoeff. Rev. temperatur coeff.	$\left[\frac{\%}{K}\right]$	- 0,02	- 0,2	- 0,03	- 0,04	- 0,12
Chaleur spécifique Spez. Wärmekapazität Specific heat	$\left[\frac{J}{K \cdot kg}\right]$	450		-	370	440
Conductibilité thermique Wärmeleitfähigkeit Thermal conductivity	$\left[\frac{W}{m \cdot K}\right]$	25		5,8	10	9
Prix Preis Price	$\left[\frac{Chf}{kg}\right]$	350.-	15.-	300.-	500.-	50.-
Prix Preis Price	$\left[\frac{kChf}{m^3}\right]$	2520.-	72.-	1800.-	4150.-	370.-

7.10 TÔLES FERROMAGNÉTIQUES [7]

Typical data for SURA® M350-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,08	36,4	0,06	0,17	0,48	2,02	8,34
0,2	0,09	0,20	48,1	0,24	0,62	1,75	7,15	29,0
0,3	0,18	0,36	56,1	0,50	1,30	3,62	14,7	60,1
0,4	0,30	0,54	63,2	0,81	2,15	6,02	24,6	104
0,5	0,44	0,75	70,2	1,18	3,17	8,96	37,2	162
0,6	0,59	0,99	77,5	1,60	4,36	12,5	53,1	241
0,7	0,76	1,27	85,6	2,08	5,73	16,6	72,7	343
0,8	0,95	1,58	94,8	2,62	7,31	21,5	96,9	474
0,9	1,16	1,94	106	3,21	9,09	27,2	126	638
1,0	1,39	2,39	122	3,88	11,1	33,8	162	840
1,1	1,65	2,96	146	4,61	13,4	41,5	204	1079
1,2	1,95	3,76	185	5,43	16,0	50,4	254	1360
1,3	2,29	5,11	264	6,37	18,9	60,4	312	1679
1,4	2,75	8,40	481	7,53	22,3	72,1	378	2036
1,5	3,29	19,8	1200	8,99	26,6	85,7	456	2316
1,6	4,41	54,1	3025					
1,7	4,77	124	6186					
1,8	5,00	238	10720					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg 3,29
 Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg 1,39
 Anisotropy of loss, % 10

Magnetic polarization at 50 Hz
 H = 2500 A/m, T 1,58
 H = 5000 A/m, T 1,67
 H = 10000 A/m, T 1,78

Coercivity (DC), A/m 45
 Relative permeability at 1.5 T 1050
 Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$ 42

Yield strength, N/mm² 320
 Tensile strength, N/mm² 460
 Young's modulus, RD, N/mm² 200 000
 Young's modulus, TD, N/mm² 210 000
 Hardness HV5 (VPN) 160



RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher