

Alberto Colotti | Felix Jenni

# Entraînements électriques

Promouvoir l'efficacité





# Contenu

<b>1. Principes de base</b>	<b>5</b>	<b>5. Entraînements</b>	<b>125</b>
1.1 Energie	5	5.1 Introduction	125
1.2 Notions de base électrique	10	5.2 Machine asynchrone avec alimentation à fréquence du réseau	126
1.3 Bases électromécaniques	20	5.3 Électronique de puissance et mesures	132
<b>2. Applications des entraînements</b>	<b>23</b>	5.4 Contrôle de vitesse des machines à champ tournant	136
2.1 Classification et termes	23	5.5 Régulation de vitesse d'un entraînement	141
2.2 Bénéfices et rendement	25	<b>6. Dimensionnement et mise en œuvre</b>	<b>151</b>
2.3 Classes de puissance	26	6.1 Processus de dimensionnement	151
2.4 Types d'applications	27	6.2 Bases légales	155
2.5 Exemples	31	6.3 Services types	161
<b>3. Machines électriques</b>	<b>35</b>	6.4 Conditions externes	165
3.1 Structure et types	35	6.5 Conception d'un train d'entraînement	167
3.2 Champs magnétiques	38	6.6 Installation électrique	173
3.3 Transformateurs	45	6.7 Aspects du marché	181
3.4 Machine à courant continu	50	<b>7. Appendice</b>	<b>183</b>
3.5 Machine à champ tournant	55	7.1 Auteurs	183
3.6 Machine asynchrone	60	7.2 Index analytique	184
3.7 Machine synchrone	69	7.3 Liste des symboles	190
3.8 Pertes	79		
3.9 Construction des machines	82		
<b>4. Électronique de puissance</b>	<b>87</b>		
4.1 Fonction de base	87		
4.2 Dispositifs à semi-conducteurs	88		
4.3 Limites de charge et protection des semi-conducteurs de puissance	94		
4.4 Sélection de convertisseurs à diodes et à thyristors	99		
4.5 Circuit à thyristors pour variateurs de tension alternative	105		
4.6 Variateurs avec des éléments semi-conducteurs commutables	108		
4.7 Convertisseur de fréquence	117		
4.8 Convertisseur haute puissance	121		
4.9 Modèle simplifié du convertisseur de fréquence	122		
4.10 Rendement des FU	123		

## Impressum

**Entraînements électriques –  
Promouvoir l'efficacité**

**Editeur** : Zürcher Hochschule für  
Angewandte Wissenschaften

**Auteurs** : Alberto Colotti, Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften und Felix Jenni, Fachhochschule Nordwestschweiz (Description des auteurs en page 183).

**Traduction** : Samuel Chevailler, HES-SO Valais ; David Melly, ZHAW

**Relecture et mise en page** :  
Faktor Journalisten AG, Zurich ;  
Othmar Humm, Christine Sidler

Cette publication fait partie de la série de livres spécialisés de Suisse énergie et de la Conférence des directeurs cantonaux de l'énergie (EnDK). Elle constitue la base des offres de formations et formations continues des universités de sciences appliquées et écoles supérieures. La publication a été financée par l'Office fédéral de l'énergie OFEN/SuisseEnergie et la Conférence des directeurs cantonaux de l'énergie (EnDK).

**Acquisition** : En téléchargement (sans frais) à l'adresse [www.suisseenergie.ch](http://www.suisseenergie.ch).

Mars 2021

# Grand potentiel

Environ 50 % de la consommation d'électricité en Suisse est reliée aux systèmes d'entraînement, dans l'industrie cette proportion grimpe même à 70 %. Des entraînements à haute efficacité énergétique associés à un dispositif de commande adapté peuvent optimiser les installations et en exploiter au mieux le potentiel énergétique. Les prescriptions émises par les lois, les règlements et les normes permettent sans aucun doute de déployer ces actions. Mais plus important encore est la connaissance approfondie de la conception des entraînements électriques. Tel est l'objectif de cette publication spécialisée.

Au chapitre 1, les bases mathématiques et physiques pertinentes pour la thématique de cet ouvrage sont présentées. De plus, le chapitre 1 met en évidence l'importance des entraînements électriques dans la consommation d'énergie en Suisse. Le chapitre 2 donne un aperçu des applications et des caractéristiques des entraînements électriques. Les principes de fonctionnement et de conception des machines électriques sont inclus dans le chapitre 3. Après une introduction au fonctionnement des transformateurs, les machines DC, asynchrones et synchrones y sont traitées en détail. Le chapitre 4 couvre le thème de l'électronique de puissance. Les principaux circuits utilisés dans les systèmes d'entraînement et leur contrôle y sont présentés ainsi que la description des semi-conducteurs de puissance. Au chapitre 5, les machines électriques et l'électronique de puissance sont combinées puis associées à une commande et une régulation appropriées. Enfin, le chapitre 6 fournit des indications sur la sélection, la conception et le dimensionnement des entraînements. Les exigences légales et normatives peuvent également être trouvées dans ce chapitre.

La structure de cet ouvrage permet autant une approche par chapitre que la lec-

ture du texte dans son ensemble. Ces options cadrent avec le public cible : les étudiants dans les écoles techniques et les hautes écoles ainsi que des spécialistes de l'industrie. Les exercices en relation avec la publication sont disponibles sur le Web.

**Les auteurs remercient** SuisseEnergie pour leur soutien financier, ainsi qu'Hanna Putzi Plesko, Urs Bikle et Martin Fierz pour leur contribution.

Merci à Martin Wiederkehr pour la relecture finale. Pour les services d'édition nous remercions Christine Sidler et Othmar Humm.

## À propos de la deuxième édition

La première édition du livre «Entraînements électriques», publiée en 2015, a été accueillie positivement dans les cercles des spécialistes et utilisée dans l'enseignement au sein de diverses institutions. Cette expérience pratique a conduit à des révisions qui ont été incorporées dans cette seconde édition. Les diagrammes d'énergies ont été mis à jour et les nouveautés dans le monde des normes ont été intégrées. Les développements techniques dans le domaine des semi-conducteurs ont également été mis à jour et leur importance expliquée. À la demande de divers conférenciers, le livre contient désormais une introduction au fonctionnement des transformateurs. Ces composants importants font la plupart du temps partie des entraînements électriques.

Encore une fois, un grand merci à Christine Sidler de Faktor Verlag, qui a activement soutenu notre révision. Enfin et surtout, nos remerciements vont à l'Office fédéral de l'énergie. Il a permis de mettre ces travaux à la disposition du public sous forme électronique et de clarifier le contexte des problèmes actuels de la politique énergétique.

Mars 2021, Alberto Colotti et Felix Jenni



# Principes de base

## 1.1 Energie

### 1.1.1 Grandeurs physiques

L'énergie  $E$  est une grandeur physique fondamentale. L'énergie est omniprésente et ne peut être ni créée ni détruite. Seule la transformation d'une forme à une autre est possible : Au début et à la fin de chaque processus physique, la même quantité d'énergie est disponible dans un système isolé. Dans les procédés mécaniques, l'énergie est également définie comme le travail  $W$ . L'unité SI de l'énergie ou du travail est le joule  $J$ . Un joule est une très petite quantité d'énergie par rapport aux quantités d'énergie pertinentes dans la vie quotidienne, c'est pourquoi il existe plusieurs unités qui sont couramment utilisées (tableau 1.1).

La puissance  $P$  est de l'énergie ou du travail par unité de temps. La puissance est exprimée mathématiquement par la dérivée de l'énergie par rapport au temps  $P = dE/dt$ .

Puissance	$P$	$W = Nm/s$	Watt
-----------	-----	------------	------

Si beaucoup d'énergie (travail accompli) est mise en jeu dans un court laps de temps, la puissance est conséquente, et vice versa, si l'énergie est convertie lentement, la puissance est faible. Le tableau 1.2 donne quelques notions de référence de puissance que l'on rencontre au quotidien. Le travail journalier que peut produire un travailleur vigoureux et assidu s'élève à environ 100 W

pendant 10 heures, soit environ un kilowattheure. Un kilowattheure coûte environ 20 centimes. Par rapport à l'énergie que nous consommons, la performance humaine est donc très modeste !

Les grandeurs physiques peuvent être d'ordre de grandeur très variables. Pour en simplifier la manipulation, les «préfixes SI» définies dans le tableau 1.3 sont utilisés en tant que multiplicateurs.

Tableau 1.2 : Puissances au quotidien.

Tableau 1.3 : Préfixes-SI.

Exemple	Puissance typique
Capacité de pompage du cœur humain	1...2 W
Puissance continue d'un être humain	80...100 W
Puissance maximale d'un être humain	1,5 kW
Ensoleillement maximum perpendiculaire à la surface du sol	1 kW /m <sup>2</sup>
Puissance du moteur d'une automobile standard	100 kW

Abrévia-tions	Désignation	Multiplicateur	
a	Atto	0,000 000 000 0000 000 001	10 <sup>-18</sup>
f	Femto	0,000 000 000 0000 001	10 <sup>-15</sup>
p	Pico	0,000 000 000 0001	10 <sup>-12</sup>
n	Nano	0,000 000 001	10 <sup>-9</sup>
μ	Mikro	0,000 001	10 <sup>-6</sup>
m	Mili	0,001	10 <sup>-3</sup>
k	Kilo	1000	10 <sup>3</sup>
M	Mega	1000 000	10 <sup>6</sup>
G	Giga	1000 000 000	10 <sup>9</sup>
T	Tera	1000 000 000 000	10 <sup>12</sup>
P	Peta	1000 000 000 000 000	10 <sup>15</sup>
E	Exa	1000 000 000 000 000 000	10 <sup>18</sup>

Tableau 1.1 : Unités d'énergie sélectionnées.

Grandeur	Symbole	Unité	Définition	Conversion
Energie	$E, W$	J, Ws	Joule, Watt seconde : Unité-SI	1 kJ = 1000 J
		Cal	Calorie : Quantité d'énergie, pour augmenter la température d'1 g d'eau de 1°C. (Pour les aliments on parle souvent de calorie, en voulant signifier kCal !)	1 Cal ≈ 4,18 J 1 kCal ≈ 4187 J ≈ 4,18 kJ
		kWh	Kilowattheure : Quantité d'énergie qui correspond à une puissance de 1 kW délivrée pendant 1 heure. Multiple : <b>MWh, GWh, TWh</b> .	1 kWh = 3,6 MJ
		tep	Tonne d'équivalent pétrole : Pouvoir calorifique d'1 kg de pétrole. Aussi définit comme <b>toe</b> pour «ton of oil equivalent» (41,9 GJ), de même que <b>Mtoe</b> (41,9 PJ)	1 oe = 41,9 MJ = 11,6 kWh

### 1.1.2 Ressources et statistiques

La consommation mondiale d'énergie en 2010 a été, selon l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE), près de 13 000 Mtoe (ou 545 EJ). La plus grande partie de celle-ci, à savoir environ 80 %, est attribuable aux combustibles fossiles tels que le pétrole, le charbon et le gaz. L'importance relative de ces trois sources d'énergie change en continu mais de manière minimale : au cours des dernières années, l'importance du charbon et du gaz naturel a légèrement augmenté tandis que celle du pétrole a légèrement diminué. Cette tendance devrait se poursuivre. En observant les statistiques de l'énergie, il est important de différencier la consommation d'énergie primaire de la consommation d'énergie finale. La consommation d'énergie primaire est la consommation totale d'énergie alors que la consommation finale d'énergie est la part qui arrive au consommateur final. La différence d'environ 30 % est due aux pertes lors de la conversion et la transmission de l'énergie. La figure 1.1 montre l'évolution

de l'importance relative de chaque source d'énergie au cours du temps, on observe ainsi que la consommation mondiale d'énergie primaire a plus que doublé depuis 1971.

La production mondiale d'énergie électrique (figure 1.2) a environ quadruplé depuis 1971. Il n'est pas très pratique que les unités de mesure changent d'une statistique à l'autre mais cela montre que les différentes unités sont communément d'usage.

Comme la consommation d'énergie dans le monde a «seulement» doublé dans le même temps, l'importance relative de l'électricité a significativement augmenté. En 2010, la part de l'électricité dans l'énergie finale s'élevait à 17,7 %, avec une tendance à la hausse. Du fait de la grande polyvalence d'utilisation de cette forme d'énergie par rapport à d'autres, et au vu de la grande efficacité que l'énergie électrique permet d'atteindre, l'électrification est amenée à se poursuivre, notamment dans les secteurs du chauffage avec pompes

Figure 1.1 :  
La consommation mondiale d'énergie primaire par source d'énergie de 1971 à 2017. Source : statistiques clés de l'AIE en 2019

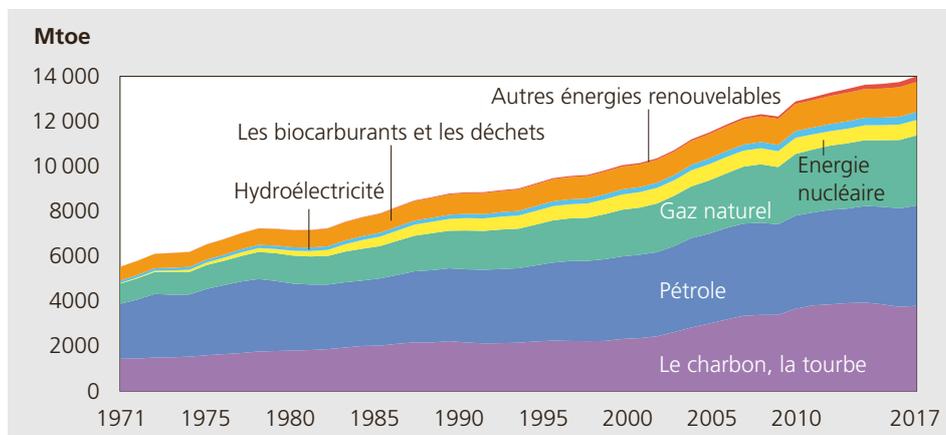
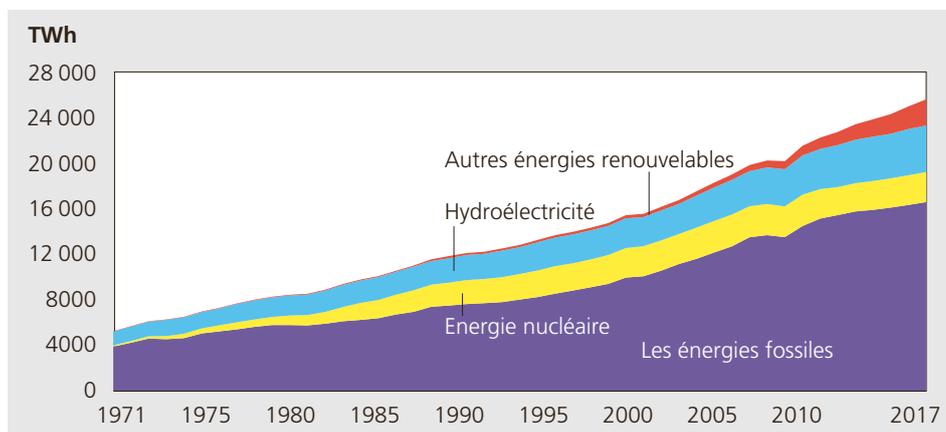


Figure 1.2 :  
La production mondiale d'électricité par source d'énergie de 1971 à 2017. Source : AIE statistiques clés 2019



à chaleur, de la mobilité et de manière générale pour les systèmes d'entraînement. En raison de la demande en énergie toujours croissante et des difficultés grandissantes rencontrées pour satisfaire cette augmentation, les prix de l'énergie ont fortement augmenté depuis le début du millénaire. Le coût du pétrole brut dans les années 1990 était de 20 à 30 \$ par baril (baril à 159 litres). En 2012, nous sommes «habités» à des prix du pétrole supérieurs à 100 \$ par baril. Bien sûr, l'inflation doit être prise en compte lorsque l'on compare les prix. En Suisse on obtient l'image de la figure 1.3 pour le prix réel de l'énergie (avec prise en compte de l'inflation). On peut voir que le prix du pétrole a doublé depuis 1990 ; en comparaison l'énergie électrique est aujourd'hui significativement moins chère qu'en 1990. L'ensemble des échanges internationaux d'énergie ont coûté à la Suisse près de 9 milliards de francs par an durant les années 2007–2011. Les dépenses des consommateurs finaux pour l'énergie correspondent en 2011 à 5,5 % du produit intérieur brut. Le coût d'un kWh d'énergie en Suisse est aujourd'hui entre 10 (pétrole, gaz naturel) et 20 (électricité) centimes/kWh. La consommation d'énergie de la Suisse est représentée dans les statistiques globales sur l'énergie de l'office fédéral de l'énergie

(OFEN). La Suisse consomme environ 1 EJ d'énergie par an. Une distinction est faite dans les statistiques globales sur l'énergie entre la consommation brute d'énergie (2013 : 1,16 EJ) et la consommation d'énergie finale (2013 : 0,90 EJ). La consommation d'énergie brute se compose des importations d'énergie et de la production nationale. Les variations des stocks ne sont pas considérées. La consommation d'énergie brute ne correspond pas à la consommation d'énergie primaire laquelle est spécifiée dans les statistiques mondiales. En effet, une certaine quantité d'énergie a déjà été dépensée pour la production de ces combustibles (notamment l'uranium, l'essence et le pétrole brut) avant leur importation en Suisse. L'utilisation finale est définie pour la Suisse de la même manière que pour le reste du monde. En Suisse également l'énergie électrique prend de plus en plus d'importance, sa part dans la consommation finale d'énergie se situe actuellement à environ 25 %.

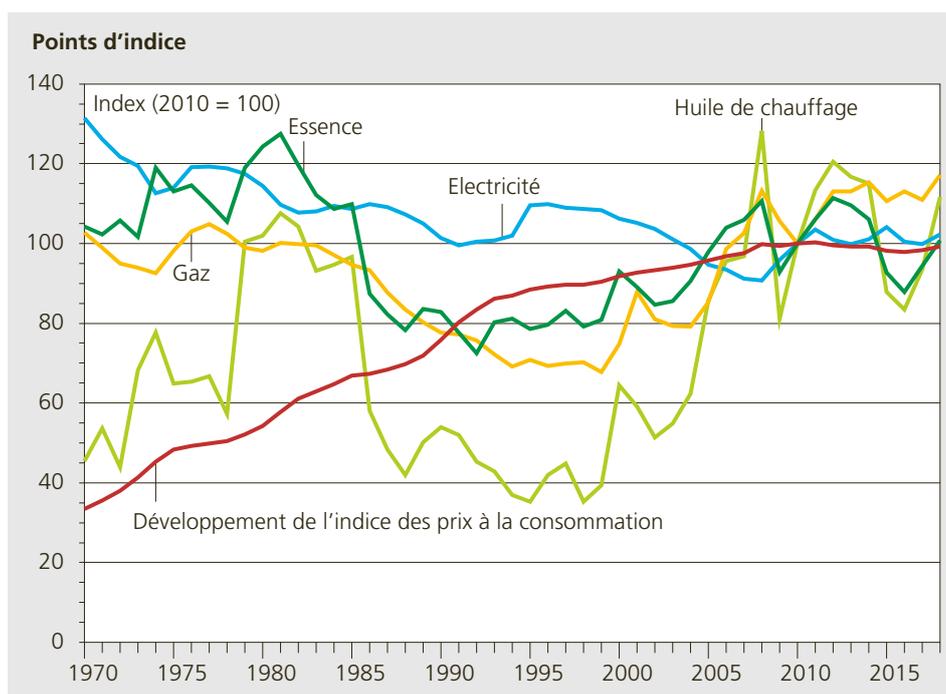


Figure 1.3 :  
Prix de l'énergie  
(réels, sous forme  
d'indice) déduction  
faite de l'inflation  
en Suisse. 2010 =  
100 points d'indice.  
Source : Statistique  
globale suisse de  
l'énergie 2018

### 1.1.3 Utilisation de l'énergie

A quelle fin l'énergie est-elle utilisée en Suisse? La figure 1.4 montre les principaux groupes de consommateurs. 51% de la consommation intérieure est imputée à la production de chaleur (chauffage, eau chaude, chaleur industrielle). La mobilité occupe également une part significative d'environ 30% dans la consommation d'énergie. En ne tenant compte que de l'énergie électrique, la figure 1.5 présente les ménages, l'industrie et les services comme étant les principaux consommateurs. L'analyse de la consommation d'énergie électrique montre que près de la moitié de celle-ci est à mettre au compte des sys-

tèmes d'entraînements – cet ordre de grandeur tiré de la figure 1.6 est applicable à la Suisse ainsi qu'à l'échelle mondiale. Dans l'industrie, les systèmes d'entraînement représentent jusqu'à 70% de l'énergie électrique consommée. Les entraînements y sont donc les principaux consommateurs d'énergie électrique, en Suisse et dans le monde entier. C'est pourquoi les efforts visant à améliorer l'efficacité énergétique dans ce domaine se montrent particulièrement efficaces! Les estimations spécialisées (topmotors.ch, S.A.F.E.) montrent que de nombreux systèmes d'entraînement pourraient être dimensionnés 20% à 30% plus efficace.

Figure 1.4 : Consommation finale d'énergie en Suisse en fonction de l'application (2018). Source : Prognos, TEP, Infras

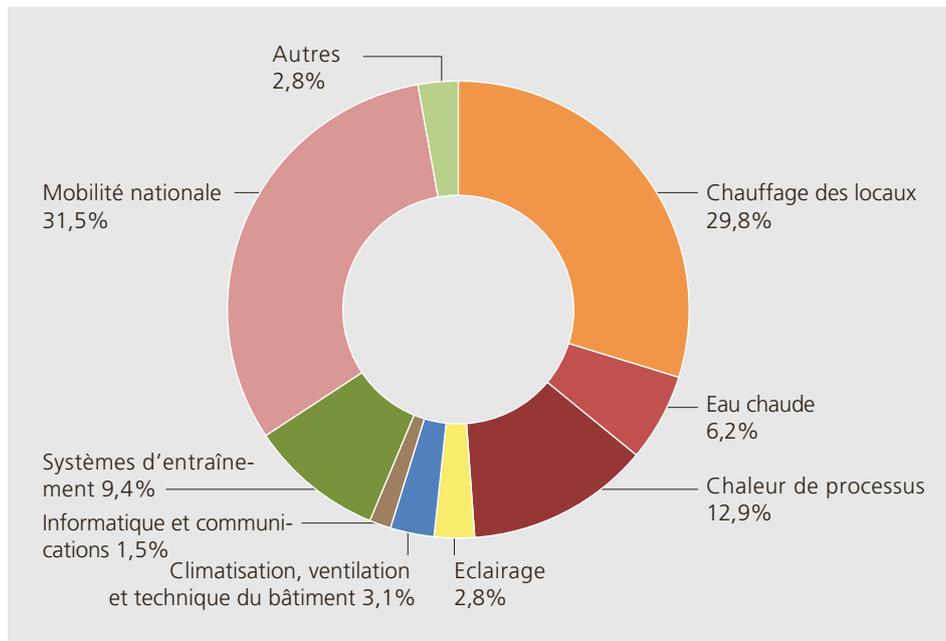
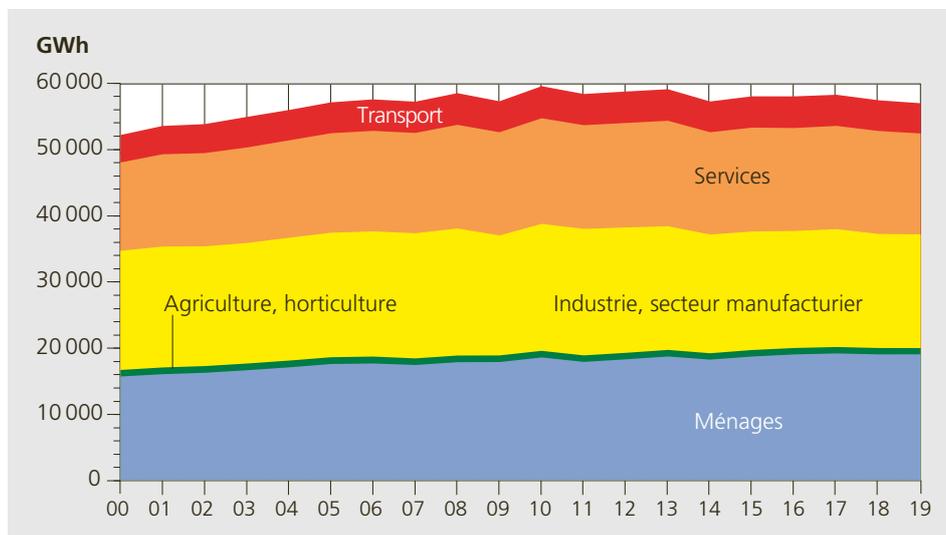


Figure 1.5 : Evolution de la consommation totale d'électricité par catégories de clients, en GWh/an. Source : Statistiques de l'électricité 2019



Très clairement l'exemple des systèmes de ventilation peut illustrer cette potentielle augmentation d'efficacité. Dans le passé, la quantité d'air était contrôlée par des clapets d'étranglement avec le ventilateur tournant toujours à la vitesse maximale. En utilisant un entraînement à vitesse variable, on peut s'affranchir du système de clapet et créer la quantité de pression d'air désirée. La même considération s'applique aux pompes.

#### 1.1.4 Energie grise dans les systèmes d'entraînement et ressources nécessaires

Les systèmes d'entraînement ne requièrent pas seulement de l'énergie pour fonctionner, leur production implique aussi une quantité d'énergie, l'énergie grise. Pour être complet, le besoin en énergie global d'un entraînement doit être pris en compte. L'énergie grise est particulièrement importante pour les entraînements avec de courtes périodes de fonctionnement. En utilisation continue pour toute la durée de vie de l'installation, l'énergie électrique utilisée pour le fonctionnement compte pour plus de 90 % (à 95 %) de la consommation totale d'énergie.

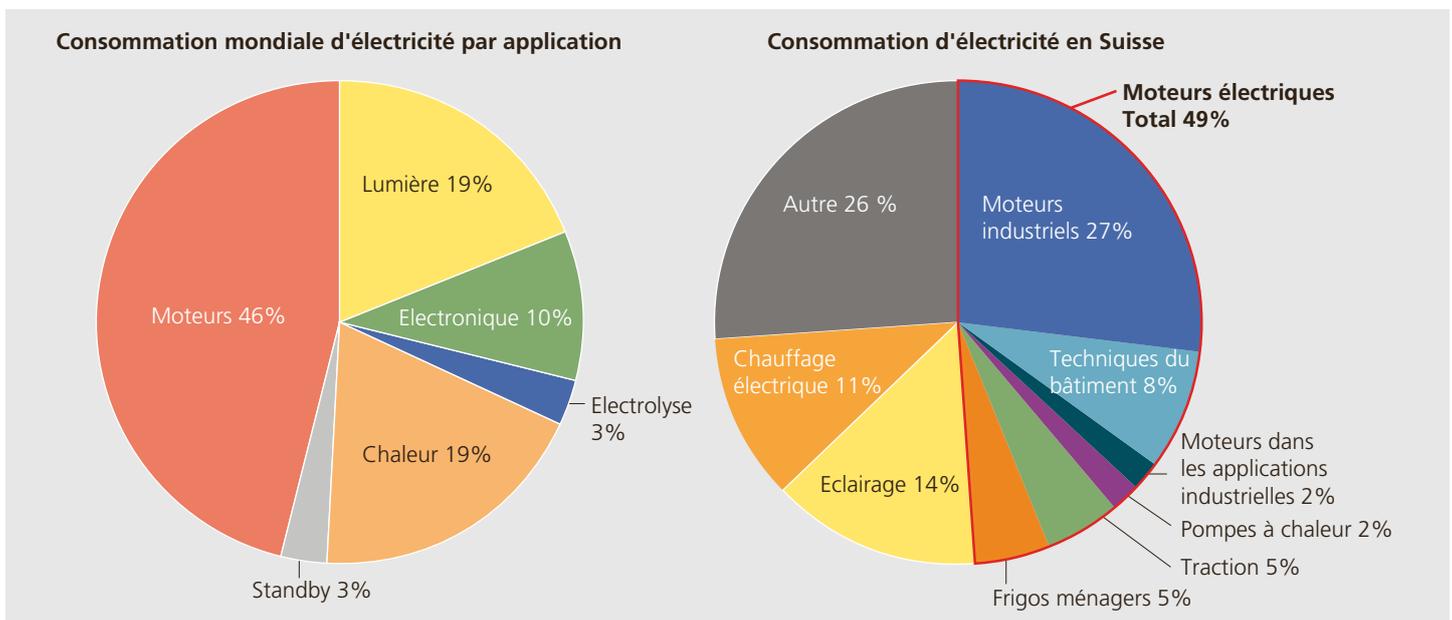
L'énergie grise d'un produit est l'énergie qui n'est pas attribuée à son fonctionnement telle que l'énergie nécessaire à l'extraction des matières premières, la fabrication, l'em-

ballage, le transport, le stockage et l'élimination. La détermination de l'énergie grise est toujours compliquée et incertaine ! Il existe des bases de données contenant des valeurs typiques (notamment la base de données Ecoinvent : [www.ecoinvent.org/database](http://www.ecoinvent.org/database)). Cependant il est toujours nécessaire de considérer quelles hypothèses ont été faites et si elles sont valables. Par exemple la part du recyclage joue pour beaucoup de matériaux un rôle majeur. Le tableau 1.4 contenant des valeurs de la base de données Ecoinvent V2.2 donne une idée sur les ordres de grandeurs mis en jeu. Étant donné que la détermination de l'énergie grise est « coûteuse », on peut aussi s'aider de l'intensité énergétique de l'économie d'un pays : par exemple, l'Allemagne a réalisé en 2010, selon la statistique de l'AIE, un PIB de 2950 milliards US-\$ et a consommé 327 Mtep d'énergie. Cela correspond à environ 1,3 kWh par \$. Pour le même calcul on obtient à l'échelle planétaire une consommation moyenne d'environ 3 kWh/\$ et de 7 kWh/\$ pour la Chine.

Tableau 1.4 : Demande d'énergie pour la production des métaux.

Matériel	Energie grise
Cuivre	17 kWh/kg
Acier	3 à 11 kWh/kg (selon la qualité de l'alliage et la part recyclée)
Aluminium	58 kWh/kg (nouveau) 43 kWh/kg (moyenne = 32 % de part recyclée) 14 kWh/kg (100 % recyclé)

Figure 1.6 : Consommation d'énergie électrique par applications. Gauche : dans le monde entier ; droite : en Suisse. Source : VSE Bulletin 8/2012



Une raison des besoins en énergie plus élevés est la délocalisation de l'industrie lourde hors de l'Europe. On peut donc supposer qu'un produit d'une valeur de 1000 \$ importé de Chine comprend environ 7 MWh d'énergie grise. Cependant, ceci est seulement valable pour estimer un ordre de grandeur et ne devrait pas remplacer un calcul plus précis effectué à partir de valeurs choisies dans les bases de données.

La procédure peut également être inversée : basé sur le coût de fabrication, on peut estimer l'énergie contenue dans le produit à l'aide du prix de l'énergie.

Une valeur indicative pour le coût de fabrication est d'un tiers du coût unitaire d'un produit. Pour l'énergie, le prix de 0.20 Fr./kWh peut être utilisé en Suisse.

## 1.2 Notions de base électrique

### 1.2.1 Prérequis mathématiques

Les opérations mathématiques importantes sont :

■ **Dériver** : Déterminer le taux de variation d'une grandeur, par exemple en fonction du temps :

$$\frac{dy(t)}{dt} = \dot{y}(t) \approx \frac{\Delta y(t)}{\Delta t}$$

Une dérivée par rapport au temps peut aussi être symbolisée par un point.

■ **Intégrer** (une fonction du temps) : Consiste en l'addition du produit «fonction du temps multipliée par le pas de temps» pour un pas de temps très court.

$$\int y(t)dt \approx \sum_{0 \dots t} y(t)\Delta t = \sum_{0 \dots t} \Delta A$$

L'intégration est l'opération inverse de la dérivée. En se basant sur la fonction simple dépendante du temps  $y(t)$ , ces deux opérations sont illustrées sur la figure 1.7.

**Nombres réels et complexes** : En plus des nombres réels, les nombres complexes sont régulièrement utilisés en électrotechnique. Alors que les nombres réels peuvent être affichés sur l'axe des réels, le plan complexe est utilisé pour représenter les nombres complexes (figure 1.8).

Figure 1.7 :  
Intégrale (rouge) et dérivée (vert) de la fonction  $y(t)$  (noir).

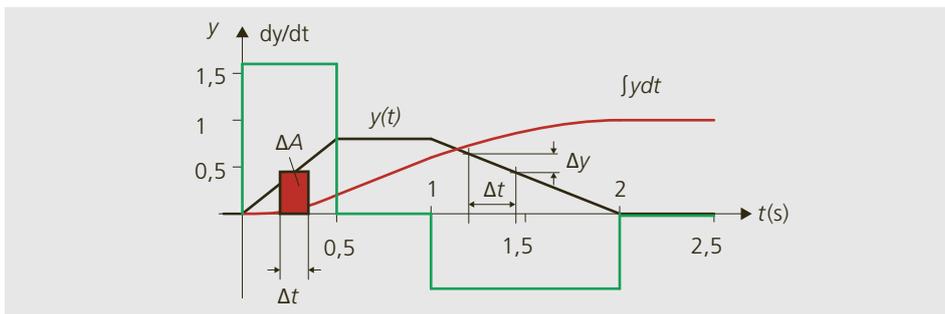
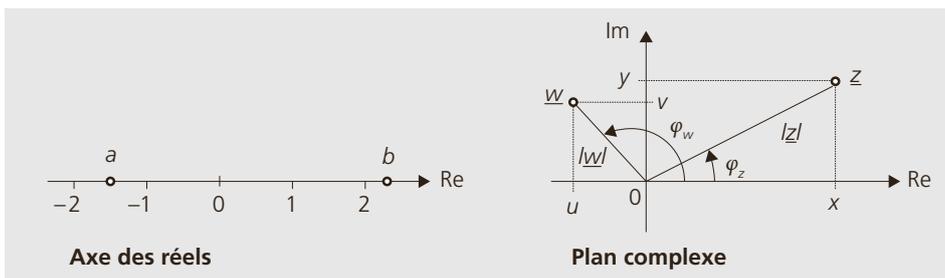


Figure 1.8 :  
Axe des réels et plan complexe.



Sur la ligne des réels, les nombres positifs et négatifs peuvent être visualisés (par exemple  $a = -1,5$  ;  $b = 2,156..$ ).

Les nombres complexes sont composés d'une partie réelle sur l'axe réel et d'une composante imaginaire sur l'axe imaginaire (p.ex.  $z = 4 + j2,5$ ). La partie imaginaire étant identifiée par la lettre  $i$  ou  $j$ . Le nom désignant un nombre complexe est souvent souligné pour en faciliter l'identification.

En général pour l'utilisation dans le calcul complexe des courants alternatifs seule une partie des propriétés des nombres complexes est nécessaire. Celles-ci sont illustrées par l'exemple de deux nombres  $z$  et  $w$  :

$$z = x + jy = |x + jy|e^{j\varphi_z} = |z|e^{j\varphi_z}$$

$$w = u + jv = |u + jv|e^{j\varphi_w} = |w|e^{j\varphi_w}$$

$x, u$  : Partie réelle

$y, v$  : Partie imaginaire

**■ Représentation polaire avec le module et l'angle (coordonnées polaires)**

$$z = |z| \cdot e^{j\varphi_z}$$

$$|z| = |x + jy| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$e^{j\varphi_z} = \cos(\varphi_z) + j \sin(\varphi_z)$$

$$\varphi_z = \arctan(y/x); \quad |e^{j\varphi_z}| = 1$$

**■ Représentation cartésienne avec les composantes (coordonnées cartésiennes)** : Avec le module et l'angle d'un nombre connus, les composantes cartésiennes se laissent déterminer ainsi :

$$x = |z| \cos(\varphi_z) : \quad x : \text{Partie réelle}$$

$$y = |z| \sin(\varphi_z) : \quad y : \text{Partie imaginaire}$$

**■ Addition et soustraction** sont exécutées par composante :

$$(x + jy) + (u + jv) = (x + u) + j(y + v)$$

$$(x + jy) - (u + jv) = (x - u) + j(y - v)$$

**■ Multiplications** sont effectuées dans la représentation polaire en multipliant les modules et en additionnant les angles :

$$z \cdot w = |z|e^{j(\varphi_z)} \cdot |w|e^{j(\varphi_w)} = |z||w|e^{j(\varphi_z + \varphi_w)}$$

$$= (x + jy)(u + jv) = (xu - yv) + j(xv + yu)$$

**■ Divisions** sont effectuées dans la représentation polaire en divisant les modules et en soustrayant les angles :

$$\frac{z}{w} = \frac{|z|}{|w|} e^{j(\varphi_z - \varphi_w)}$$

$$= \frac{(x + jy)}{(u + jv)} = \frac{(x + jy)(u - jv)}{(u + jv)(u - jv)}$$

$$= \frac{(xu + yv) + j(yu - xv)}{u^2 + v^2}$$

**■ Modules de la multiplication et de la division** : Pour la multiplication, le module d'un produit correspond au produit des modules. Pour la division, le module d'un quotient est le quotient des modules.

**■ Angles spéciaux** : Les relations suivantes sont définies.

$$\frac{1}{j} = -j; \quad e^{j\pi/2} = j; \quad e^{-j\pi/2} = -j;$$

$$e^{\pm j\pi} = -1; \quad e^{j2\pi} = 1$$

**1.2.2 Tension, courant et puissance**

Tension et courant sont les grandeurs électriques de base. La tension  $U_{AB}$  de la figure 1.9 entre les points A et B indique l'énergie  $W$  qui est nécessaire afin de déplacer la charge  $Q$  de A à B dans un champ électrique d'intensité  $E$ . Le courant  $I$  correspond à la quantité de charges  $Q$  par seconde circulant à travers un conducteur. Le produit de la tension  $U$  et du courant  $I$  donne finalement l'énergie par seconde, par conséquent la puissance  $P$ .

Charge	Q	C, As	Coulomb, Ampère-Second
Champ électrique	E	V/m	Volt par mètre
Tension	U	V, W/A	Volt
Courant	I	A	Ampère

Si la charge, comme représenté sur la figure 1.9, est déplacée parallèlement à la direction du champ, alors la tension  $U$  est définie comme suit par l'intermédiaire du travail  $W$  :

$$W = \int_A^B EQds = Q \int_A^B Eds \quad \text{et donc}$$

$$U = \frac{W}{Q} = \int_A^B Eds$$

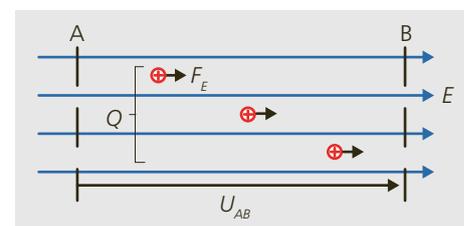


Figure 1.9 : Tension, courant, énergie et puissance.

Si le chemin et le champ ne sont pas parallèles, seule la composante du champ dans la direction du chemin doit être prise en compte (soit le produit scalaire  $\vec{E} \cdot d\vec{s}$ ).

Le courant est décrit à l'aide de la variation de la charge électrique :

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} Idt \text{ sous forme différentielle } I = \frac{dQ}{dt}$$

Et finalement la puissance est décrite par l'intermédiaire du travail :

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{dQ}{dt} \int_A^B E ds = I \cdot U$$

Pour une identification plus détaillée des grandeurs électriques, différentes notations sont utilisées (tableau 1.5).  $U, I$  sont utilisées pour décrire les grandeurs continues ainsi que la valeur efficace de grandeurs alternatives. En présence de ces deux types de grandeurs lors d'un calcul ou pour d'autres raisons de clarté, il est recommandé d'identifier les grandeurs à l'aide des index  $_{eff}$  ou  $_{rms}$ . Une puissance décrite par la lettre majuscule  $P$  est la puissance des grandeurs continues ou alors une valeur moyenne. Les variables dépendantes du temps sont généralement indiquées par une lettre minuscule  $x, x(t)$  et les valeurs de crête par  $\hat{x}$ .

### 1.2.3 Période, fréquence et pulsation, angle électrique

Lors de la description de systèmes travaillant avec des courants alternatifs, on trouve généralement des signaux qui se répètent à l'identique après une période  $T$  («signaux périodiques») comme le montre la figure 1.10.

L'inverse de la période est la fréquence  $f$ . En électrotechnique, on rencontrera souvent la

pulsation  $\omega$  lorsque l'on traite avec des signaux périodiques.

Période	$T$	s	
Fréquence	$f$	Hz, $s^{-1}$ , 1/s	Hertz ; $f = 1/T$
Pulsation, fréquence angulaire	$\omega$	$s^{-1}$ , 1/s, rad/s	$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$

Les valeurs instantanées du signal  $x(t)$  peuvent être indiquées comme fonction absolue du temps  $t$ , à partir de zéro (sur la figure  $t_1 = 1,33T$ ), ou comme un temps relatif à l'intérieur d'une période ( $t_2 = 0,33T = T/3$ ) ou spécifiées comme un angle relatif ( $\varphi_2 = 2\pi/3$  ou  $120^\circ$ ). Pour indiquer un angle, les unités degré ( $^\circ$ ) et radian (rad) peuvent être utilisées. Cependant rad n'est généralement pas explicitement mentionné. La durée d'une période correspond à un angle de  $360^\circ$ , soit  $2\pi$  rad.

### 1.2.4 Grandeurs continues, alternatives et composites

Une description des grandeurs électriques (signaux) par les méthodes suivantes est possible uniquement avec des signaux purement continus ou qui se répètent à l'identique après une période  $T$ . Les signaux  $x(t)$  peuvent être décomposés en grandeurs continues, alternatives et composites comme le montre la figure 1.11 :

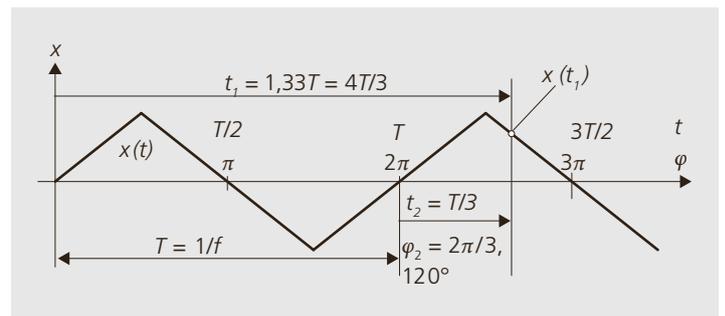
■ **Grandeurs continues (DC, dc pour «direct current»)** : Les grandeurs continues sont constantes dans le temps.

■ **Grandeurs alternatives (AC, ac pour «alternating current»)** : Les grandeurs alternatives se répètent à l'identique après une période  $T$ . La moyenne arithmétique (tel que défini ci-dessous) est égale à zéro. Interprétation graphique : Les surfaces  $A$  délimitées par la courbe du signal sont

Tableau 1.5 :  
Notation des grandeurs électriques.

Grandeurs	Notation alternative	Signification
$U, I, P$		Grandeurs continues
$u, i, p$	$u(t), i(t), p(t)$	Valeur instantanée
$U_d, I_d, P$	$\bar{u}, \bar{i}, \bar{p}$	Valeur moyenne/Partie continue
$U, I$	$U_{eff}, I_{eff} ; U_{rms}, I_{rms}$	Valeur efficace, moyenne quadratique, valeur RMS (root mean square value)
$\hat{u}, \hat{i}, \hat{p}$		Valeur de crête

Figure 1.10:  
Les valeurs de temps et d'angle pour les signaux périodiques.



identiques pour la partie positive en dessus de l'abscisse et la partie négative en dessous de l'abscisse.

■ **Grandeurs composites** : Les grandeurs composites sont des grandeurs résultantes de la somme d'une composante continue et d'une composante alternative. Lorsque le signe du signal reste toujours identique soit toujours positif ou toujours négatif, on parle alors de grandeurs continues pulsées.

**1.2.5 Signaux dans le domaine de fréquences**

Le comportement de nombreux composants et circuits dépend de la fréquence. Beaucoup de signaux ne contiennent pas une seule fréquence mais plusieurs. Pour obtenir une description de ces signaux, ils doivent en premier lieu être présentés en fonction de la fréquence. Un signal  $x(t)$  de forme quelconque qui se répète de façon identique après une période de durée  $T = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$  peut toujours être décrit comme somme infinie de fonctions harmoniques (fonctions sinus et cosinus). Cette somme est appelée la «série de Fourier» :

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)]$$

$$= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n)]$$

La formule montre que la représentation de la  $n$ -ième oscillation de pulsation  $n\omega_1$  est possible à l'aide des composantes sinus et cosinus ( $a_n$  et  $b_n$ ) ou par l'intermédiaire de l'amplitude et de phase ( $A_n$  et  $\varphi_n$ ) avec :

$$A_0 = \frac{a_0}{2}; \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \varphi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n}$$

L'exemple d'un signal d'onde carrée en fonction du temps avec son spectre d'amplitudes associé sont présentés à la figure 1.12 : La fonction rectangle vert peut être décomposée en une composante de courant continu d'amplitude  $A_0$  (bleu) et un nombre infini d'harmoniques lesquelles reproduisent à nouveau la fonction d'origine lorsqu'elles sont additionnées. La première harmonique (rouge) ainsi que la troisième (violette) sont ici représentées.

**Remarques**

■  $A_0$  décrit la composante continue du signal (si existante).

■ Toutes les autres composantes  $A_n$  sont des harmoniques, c'est-à-dire des multiples de la fréquence fondamentale. La composante  $A_1$ , la première harmonique ou fondamentale a la période  $T$  du signal d'origine, les harmoniques d'ordre supérieur ont une période  $T/n$ .

■  $\varphi_n$  est l'angle de déphasage de la  $n$ <sup>ème</sup> harmonique relatif à la fondamentale.

■ Dans de nombreuses applications, l'amplitude  $A_n$  des harmoniques est particulièrement utile. Par conséquent, seul le spectre d'amplitude est représenté la plupart du temps. L'angle de phase  $\varphi_n$  est généralement d'intérêt que pour la première harmonique, à savoir l'angle de phase  $\varphi_1$  de l'oscillation fondamentale par rapport au signal d'origine  $x(t)$ .

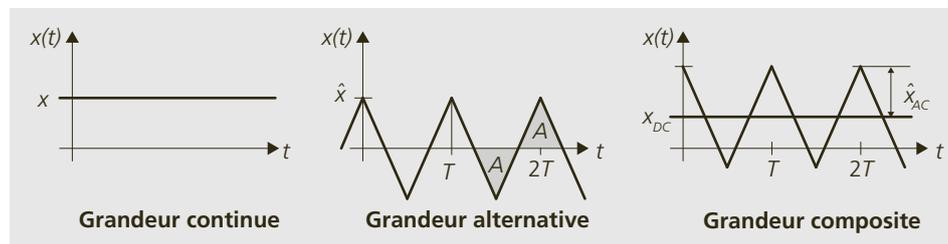


Figure 1.11 : Définition des grandeurs continue, alternative et composite.

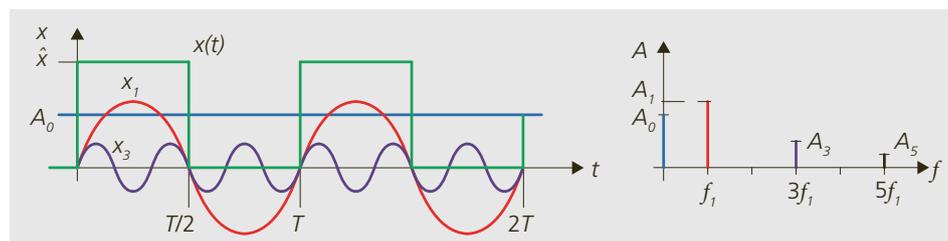


Figure 1.12 : Grandeurs en fonction du temps et leur spectre d'amplitude correspondant.

- Pour diverses questions, il est plus pratique de faire des observations dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel. Par exemple, les filtres et les caractéristiques des filtres sont presque exclusivement décrits en fonction de la fréquence.
- Le calcul des composantes de fréquences s'effectue au moyen de l'analyse de Fourier.

### 1.2.6 Résistance, inductance et capacité

La figure 1.13 présente les symboles des trois principaux composants passifs utilisés en électrotechnique (résistance, inductance et condensateur).

La **résistance** nécessite une tension  $u_R$ , de sorte que le courant  $i_R$  puisse passer à travers elle :  $u_R/R = i_R$ . Ici, la tension  $u_R$  aux bornes et le courant  $i_R$  à travers l'élément surviennent en même temps, il en résulte ainsi une puissance dissipée  $p_R$  selon les relations de base suivantes :

$$p_R = u_R i_R = R i_R^2 = u_R^2 / R$$

L'énergie électrique est convertie en énergie thermique dans la résistance. Cela a pour effet d'échauffer l'élément et une partie de la chaleur est transmise à l'environnement. Inductances et capacités sont par définition sans perte. Ils stockent l'énergie dans des champs magnétiques respectivement électriques. L'énergie stockée peut ainsi théoriquement être complètement restituée par l'élément idéal. Le contenu en énergie de l'inductance  $L$  et la capacité  $C$  vaut à chaque instant :

$$W_L = \frac{L}{2} i^2 \quad \text{et} \quad W_C = \frac{C}{2} u^2$$

Figure 1.13 :  
Résistance,  
inductance et  
condensateur.

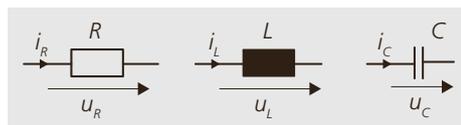


Tableau 1.6 :  
Relations fondamentales pour la résistance, l'inductance et la capacité.

Élément	Symbole	Unité	Equation de base	Variante (Forme Intégrale)	Impédance en courant alternatif $Z = R + jX$
Résistance	$R$	$\Omega$ (V/A)	$u(t) = R \cdot i(t)$		$R$
Inductance	$L$	H (Vs/A)	$u(t) = L \cdot di/dt$	$i(t) = (1/L) \int_0^t u(t') dt' + i(t=0)$	$X_L = \omega L$
Capacité	$C$	F (As/V)	$i(t) = C \cdot du/dt$	$u(t) = (1/C) \int_0^t i(t') dt' + u(t=0)$	$X_C = -1/(\omega C)$

Dans la réalité les bobines et les condensateurs ne sont pas idéaux et présentent des pertes. Afin d'inclure ces non-idéalités, les inductances et condensateurs sont modélisés avec des résistances série ou parallèle additionnelles.

Dans le cas général, lorsque l'on s'intéresse au comportement des inductances et des condensateurs en fonction du temps, la description à l'aide d'intégrales ou de dérivées est nécessaire. La composition des équations de base qui en résultent pour ces trois éléments sont présentés dans le tableau 1.6. Des exemples de chronogrammes sont inclus dans les exercices. Les descriptions au moyen d'intégrales et de dérivées s'appliquent sans restriction à des fonctions quelconques. L'impédance en courant alternatif donnée dans la dernière colonne ne s'applique quant à elle que pour les signaux harmoniques (fonctions sinus/cosinus).

### Calcul complexe en courant alternatif

Pour les calculs des circuits RLC passifs avec des signaux harmoniques en régime permanent (courants et tensions de forme sinus/cosinus), l'utilisation de la représentation complexe est répandue car particulièrement utile et élégante. Le principe est illustré par l'exemple du courant à travers une inductance : aux bornes de l'inductance  $L$  se trouve la tension de forme sinus  $u(t)$ . La valeur initiale du courant est égale à zéro et il en résulte pour le courant :

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(t') dt' = \frac{1}{L} \int_0^t \hat{u} \cos(\omega t') dt'$$

$$= \frac{1}{\omega L} \hat{u} \sin(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \hat{u} \cos(\omega t - \pi/2)$$

Le courant  $i(t)$  est en retard sur la tension d'un angle  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ), comme représenté sur la figure 1.14 en haut à gauche. Dans la partie inférieure sont représentées de la même manière la tension et le courant pour

un condensateur. Ici, le courant est en avance sur la tension d'un angle  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ). Dans les deux images l'intégration est réalisée de sorte qu'aucune composante continue (DC) n'apparaisse. Ce cas correspond à l'état d'équilibre stable (régime permanent) après la disparition de tous les transitoires. Les courants et les tensions sont représentés graphiquement au moyen de phaseurs dans le plan complexe, comme dessiné sur la droite de la figure 1.14. Pour la longueur du phaseur, les valeurs efficaces des grandeurs respectives sont utilisées. Un phaseur est choisi comme référence (par exemple les tensions sur la figure 1.14) et tout autre phaseur est lié au phaseur référence. Sur la figure, les courants sont dessinés avec un angle de  $\pm 90^\circ$  ( $\pm \pi/2$ ) par rapport à la tension, cet angle correspond à leur déphasage pour les éléments réactifs considérés. Lors de calculs utilisant les nombres complexes, la rotation de  $90^\circ$  est décrite à l'aide de la multiplication par le nombre imaginaire  $j$  ( $j = e^{j\pi/2}$ ). S'ensuit alors pour l'inductance et le condensateur :

$$\underline{I}_L = \frac{\underline{U}_L}{j\omega L} \quad \text{et} \quad \underline{U}_L = j\omega L \cdot \underline{I}_L$$

$$\underline{I}_C = j\omega C \cdot \underline{U}_C \quad \text{et} \quad \underline{U}_C = \frac{\underline{I}_C}{j\omega C}$$

Le calcul utilisant la notation complexe peut être illustré par l'exemple d'un simple circuit RLC comme présenté à la figure 1.15. Les tensions partielles sont exprimées en notation complexe comme suit :

$$\underline{U}_R = \underline{I}R; \quad \underline{U}_L = \underline{I}j\omega L; \quad \underline{U}_C = \frac{\underline{I}}{j\omega C}$$

Et pour la maille complète :

$$\underline{U}_0 = \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C = \underline{I}R + \underline{I}j\omega L + \frac{\underline{I}}{j\omega C}$$

$$= \underline{I} \left\{ R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right\} = \underline{I} \left\{ R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right\}$$

Dans la figure 1.15 à droite le courant  $\underline{I}$  est défini comme référence sur l'axe réel. Sur la base du courant, la tension aux bornes de l'inductance est en avance de  $90^\circ$  alors qu'elle est en retard de  $90^\circ$  aux bornes du condensateur.

L'équation montre en outre qu'il est possible de spécifier des impédances complexes  $\underline{Z}$  en regroupant les impédances individuelles de chaque élément :

$$\underline{Z} = \left\{ R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right\}$$

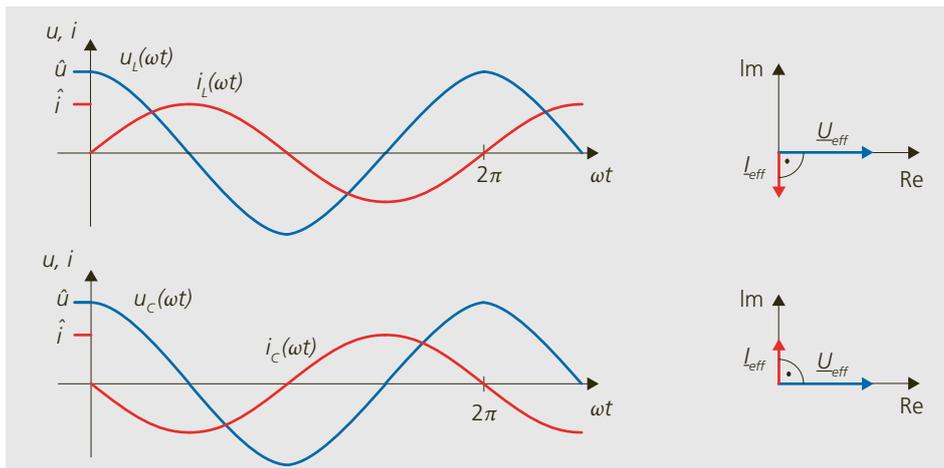


Figure 1.14 : Représentation complexe de courants alternatifs – chronogrammes et phaseurs. En haut les deux images pour l'inductance et en bas pour le condensateur.

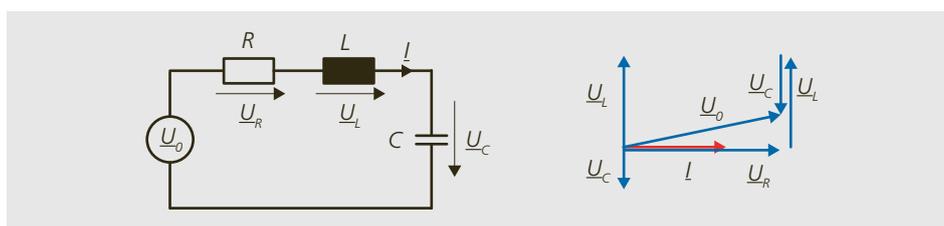


Figure 1.15 : Exemple de calcul complexe pour grandeur alternative. Gauche : Circuit ; droite représentation à l'aide des phaseurs.

### 1.2.7 Moyenne arithmétique et quadratique (Valeur efficace)

Pour la description des signaux périodiques les valeurs moyennes sont utilisés. Pour les fonctions dépendantes du temps qui se répètent de manière identique après la période  $T$  ce qui suit s'applique :

**Valeur moyenne arithmétique d'une fonction :**

$$X_{DC} = 1/T \int_0^T x(t) dt$$

Remarques :

■ La moyenne arithmétique de grandeurs purement alternatives est par définition nulle.

■ Les points de départ et de fin pour l'intégration peuvent être choisis librement. Il est cependant essentiel que l'intervalle d'intégration couvre exactement une période  $T$ .

■ A titre d'indication, on utilise les indices  $_{DC}$ ,  $_{dc}$ ,  $_{d}$  ou aussi un surlignage  $\bar{x}$  pour signifier la moyenne.

**Moyenne quadratique :**

$$X = X_{eff} = \sqrt{1/T \int_0^T x^2(t) dt}$$

Remarques :

■ La moyenne quadratique est généralement appelée **valeur efficace** dans la langue française et «rms-value» (root-mean-square-value) en anglais.

■ Les points de départ et de fin pour l'intégration peuvent être choisis librement. Il est cependant essentiel que l'intervalle d'intégration couvre exactement une période  $T$ .

■ La valeur efficace d'une grandeur est équivalente à la valeur continue qui provoquerait une même dissipation d'énergie que la grandeur variable si elle était appliquée aux bornes d'une résistance sur une période  $T$ .

$$W = I_{eff}^2 R \cdot T = R \int_0^T i^2(t) dt$$

$$\Rightarrow I_{eff} = \sqrt{1/T \int_0^T i^2(t) dt}$$

■ Moyenne quadratique de grandeurs harmoniques (Sinus/Cosinus) :

$$x(t) = \hat{x} \cos(\omega t) = \hat{x} \cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right)$$

$$\Rightarrow X_{eff} = \sqrt{1/T \int_0^T \hat{x}^2 \cos^2(\omega t) dt} = \frac{\hat{x}}{\sqrt{2}}$$

■ Moyenne quadratique de grandeurs composites ( $x(t) = X_{DC} + x_{AC}(t)$ ).

Si la valeur continue  $X_{DC}$  ainsi que la valeur efficace  $X_{AC,eff}$  de la partie alternative sont connues, alors la valeur efficace de la grandeur composite se détermine comme suit :

$$X_{eff} = \sqrt{X_{DC}^2 + X_{AC,eff}^2}$$

Ce résultat est intéressant puisque parfois lors de la mesure de la valeur efficace, les instruments ne prennent en compte que la valeur efficace de la composante alternative (ce qui n'est souvent pas clairement mentionné!).

### 1.2.8 Calcul de puissance

Pour la puissance instantanée, on a toujours :

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

$p(t)$  est dépendante du temps et peut être positive ou négative. La figure 1.16 propose l'exemple d'une inductance. Pour une inductance, le courant est en retard d'un angle  $\varphi_{ui} = \pi/2$  par rapport à la tension. Si la puissance est supérieure à zéro, l'inductance absorbe de l'énergie et dans le cas contraire, elle en restitue.

**Puissance de grandeurs continues :** Si la tension et le courant sont des grandeurs purement continues alors la puissance est constante :

$$P = UI$$

La **puissance apparente**  $S$  est définie comme **produit des valeurs efficaces mesurées du courant et de la tension.**

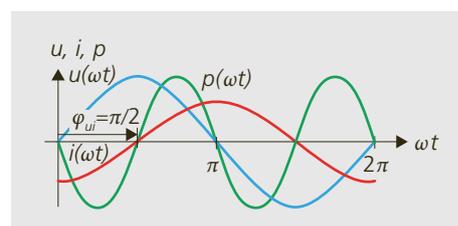


Figure 1.16 : Tension (bleu), courant (rouge) et puissance (vert) dans le cas d'une inductance.

Les puissances apparentes sont toujours positives.

$$S = UI = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

**Puissance moyenne pour des grandeurs périodiques.** Pour la puissance de grandeurs qui varient dans le temps et qui se répètent à l'identique après une période  $T$ , on obtient de manière générale :

$$P = 1/T \int_0^T u(t)i(t)dt$$

Pour une résistance de charge  $R$ , la puissance se laisse exprimée en fonction du courant ou de la tension :

$$P = 1/T \int_0^T u(t)i(t)dt = 1/T \int_0^T u(t) \frac{u(t)}{R} dt$$

$$= \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} = I_{\text{eff}}^2 R$$

La **puissance active**  $P$  en tant que valeur moyenne de la puissance active efficace doit être déterminé avec un appareil de mesure de puissance active (Wattmètre). La puissance active peut être positive ou négative.

**Pour la représentation dans le domaine de fréquences, on obtient pour la puissance active :**

■ Tous les produits des courants et des tensions, formés de termes avec les mêmes fréquences peuvent contribuer à la création de puissance active.

■ Le cas fréquent que l'on retrouve dans le réseau de tension alternative est celui de 2 grandeurs de même fréquence fondamentale (par.ex. 50 Hz) qui ont un déphasage de  $\varphi_{u,i}$ . Dans ce cas on retrouve l'expression connue formée avec les valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$P = U_1 I_1 \cos(\varphi_u - \varphi_i) = U_1 I_1 \cos(\varphi_{u,i})$$

Comme montré sur la figure 1.18, l'angle de déphasage  $\varphi_{u,i}$  est mesuré entre le courant et la tension.

■ Tous les produits de termes de fréquences différentes, n'apportent aucune contribution !

En particulier, le produit d'une grandeur continue avec une grandeur alternative ne produit pas de puissance active !

La **puissance réactive**  $Q$  ne peut pas être mesurée directement – elle est définie comme une différence géométrique entre les puissances apparente et active :

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \text{ respectivement } S^2 = P^2 + Q^2$$

Dans le calcul ci-dessus, la puissance réactive ne peut pas être assignée d'un signe négatif. Le signe est cependant défini comme suit :

■ Pour un **consommateur** dont le courant est en retard sur la tension (inductance), la puissance réactive est définie positive  $Q > 0$  (dissipateur de puissance réactive).

■ A l'inverse, si le courant est en avance sur la tension (capacité), la puissance réactive est alors négative :  $Q < 0$  (source de puissance réactive).

Le **facteur de puissance**  $\lambda$  respectivement **cos $\varphi$**  : Le facteur de puissance  $\lambda$  est défini comme rapport entre la puissance active et la puissance apparente :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI}$$

Si la tension et le courant contiennent seulement la fréquence fondamentale et sont déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle  $\varphi$ , alors les puissances apparente et active sont exprimées par le biais des valeurs efficaces et du décalage de phase :

$$S = UI \text{ et } P = UI \cos \varphi$$

Pour le facteur de puissance, il en ressort :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi}{UI} = \cos \varphi$$

$\cos \varphi$  sera aussi utilisé pour décrire le **facteur de puissance** de la fondamentale.

**Remarque :** Les équipements, les machines et les lignes doivent être dimensionnés pour les tensions et les courants existants. L'inverse du facteur de puissance  $1/\lambda$  décrit le facteur par lequel on doit multiplier la puissance active pour le dimensionnement final d'une installation.

### 1.2.9 Système triphasé

Le transfert et la consommation d'énergie dans le cas des applications d'entraînement s'opèrent principalement dans des systèmes à courants alternatifs triphasés. Les termes et les définitions les plus importants sont présentés à la figure 1.17. Pour un système monophasé, la charge est connectée entre un des conducteurs L1...L3 et le conducteur neutre N. Ce cas simple n'est pas examiné plus en détails ici.

#### Conducteur et point de raccordement

- L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> et L<sub>3</sub> : conducteurs de phase, aussi nommé conducteurs polaires. Du côté de la charge, ces conducteurs sont repérés par les lettres U, V, W.
- N : conducteur de neutre.
- PE : terre ou conducteur de protection.
- Point neutre : point de référence des tensions  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  et point de raccordement du conducteur de neutre N et conducteur de protection PE.
- Point milieu : raccordement commun des trois phases (enroulements) d'une charge branchée en étoile.

#### Tensions, Courants

- $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  : Les tensions de phase (également tension étoile, tension simple ou

tension phase-neutre). Elles peuvent aussi être décrites par  $u_Y$ . L'index  $_Y$  symbolise l'étoile.

- $u_{12}$ ,  $u_{23}$  et  $u_{31}$  : Tensions de ligne (aussi tensions entre phases ou tensions composées) et tensions de phase pour charge connectée en triangle. Identifié par  $u_\Delta$  avec l'index  $\Delta$  pour le triangle.
- $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  : Courants de phase
- $U_{SN}$  : Tension de déplacement du point neutre
- $i_U$ ,  $i_V$  et  $i_W$  : Courants de phase à la charge
- $u_U$ ,  $u_V$  et  $u_W$  : Tensions de phase à la charge

#### Systèmes symétriques

- Sans plus d'indications, on suppose que toutes les sources triphasées et les charges sont symétriques, c'est-à-dire :
  - Les éléments passifs (inductances, condensateurs et résistances) sont identiques pour les trois phases.
  - Les courbes des tensions et des courants dans les trois phases sont identiques, mais chacune décalée d'un tiers de période ( $T/3$ ,  $2\pi/3$  respectivement  $120^\circ$ ) :

$$f_1(t) = f(t); f_2(t) = f(t - T/3); f_3(t) = f(t - 2T/3)$$

Figure 1.17 : Définition des tensions et courants de lignes pour un couplage étoile (Y) à gauche et un couplage triangle à droite ( $\Delta$ ).

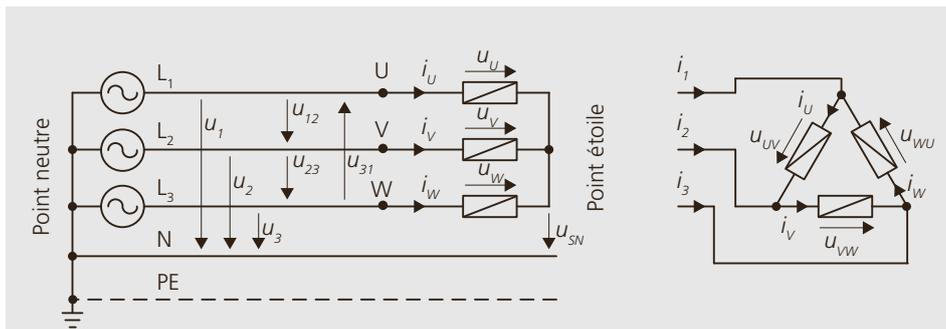
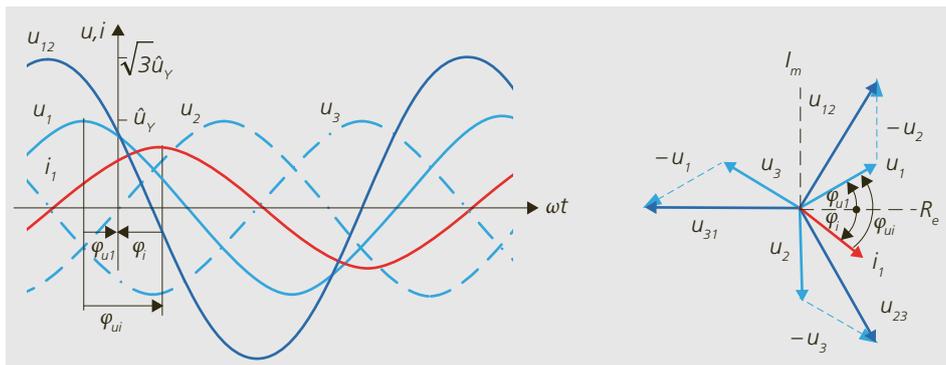


Figure 1.18 : Tensions de phases et de ligne  $u_{12}$  pour un système symétrique triphasé ; gauche en fonction du temps, droite comme phaseurs dans un plan complexe.



Une source de tension symétrique triphasée fournit par exemple :

$$u_1(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_{u1})$$

$$u_2(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_{u1} - 2\pi/3)$$

$$u_3(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_{u1} - 4\pi/3)$$

Toutes les trois phases sont décalées de l'angle de référence de la phase  $u_1$  plus leur déphasage respectif multiple de  $120^\circ$ . Ces courbes sont représentées sur la figure 1.18. La valeur efficace des trois tensions de phase est  $U = \hat{u}/\sqrt{2}$ . L'angle  $\varphi_0$  décrit l'angle des fonctions au temps  $t = 0$  et l'angle  $\varphi_{ui}$  représente l'angle du courant par rapport à la tension (représenté uniquement pour la phase  $U$ ). La différence entre deux tensions devient pour l'exemple  $u_{12} = u_1 - u_2$  :

$$u_{12} = \sqrt{3}\hat{u} \cos(\omega t + \varphi_0 + \pi/6)$$

Le résultat de l'équation montre le facteur connu de  $\sqrt{3}$  dans les amplitudes et le déphasage de  $\pi/6$  ( $30^\circ$ ) entre les tensions de phases (Y) et les tensions composées ( $\Delta$ ). Ainsi, les valeurs efficaces des tensions de ligne sont supérieures d'un facteur  $\sqrt{3}$  aux tensions de phase, soit  $U_\Delta = \sqrt{3}U_Y$ .

### Remarque

■ Les deux facteurs  $\sqrt{2}$  et  $\sqrt{3}$  sont souvent confondus. Il s'ensuit :

■  $\sqrt{2}$  entre la valeur efficace et la valeur crête pour les grandeurs sinusoïdales.

■ Comme le dit 3 dans  $\sqrt{3}$ , ce facteur n'intervient que dans les systèmes triphasés.

■ Lorsque les tensions sont présentées en tant que phaseurs dans le plan complexe (figure 1.18, à droite), les fonctions temporelles correspondent aux projections des phaseurs sur l'axe réel (partie réelle du phaseur). De plus, le graphique montre que les tensions de ligne sont supérieures d'un facteur  $\sqrt{3}$  aux tensions de phase.

### Puissance pour des grandeurs harmoniques dans le système symétrique triphasé

Comme définit précédemment, les tensions dans les systèmes symétriques sont identiques en amplitude mais décalées de  $120^\circ$

l'une par rapport à l'autre. De même pour les courants. Entre les tensions sinusoïdales et les courants, un déphasage  $\varphi_{ui}$  peut se produire. Dans le cas normal d'un système triphasé, la puissance instantanée devient :

$$\begin{aligned} p(t) &= u_1(t)i_1(t) + u_2(t)i_2(t) + u_3(t)i_3(t) \\ &= 3U_Y I \cos(\varphi_{ui}) = \sqrt{3}U_\Delta I \cos(\varphi_{ui}) \end{aligned}$$

Le point clé de cette équation est que **dans un système triphasé symétrique, la puissance instantanée  $p$  est constante**, comme l'illustre la figure 1.19. Alors que dans un système monophasé, les puissances active et réactive oscillent, ce n'est pas le cas pour les systèmes triphasés. Ceci est d'une grande importance dans les systèmes d'entraînement car ainsi la puissance mécanique à l'arbre et donc le couple des machines électriques sont constants. Avec les propriétés discutées, les puissances apparente et active sont définies comme suit :

$$S = 3U_Y I = \sqrt{3}U_\Delta I$$

$$P = 3U_Y I \cos(\varphi_{ui}) = \sqrt{3}U_\Delta I \cos(\varphi_{ui})$$

En insérant ces résultats dans la définition de la puissance réactive ainsi qu'en tenant compte de la définition du signe de la puissance réactive (l'angle est compté à partir du courant jusqu'à la tension et est positif lorsque le courant est en retard sur la tension) :

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = 3U_Y I \sin(\varphi_{ui}) = \sqrt{3}U_\Delta I \sin(\varphi_{ui})$$

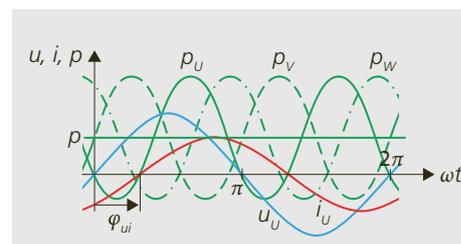


Figure 1.19 : Puissance dans un système triphasé.

### 1.3 Bases électromécaniques

#### 1.3.1 Equations mécaniques du mouvement

Avec l'aide des diagrammes fonctionnels de la figure 1.20, la chaîne des effets pour un mouvement de translation et de rotation peuvent être identifiées : au début des mouvements mécaniques dans les machines se trouvent les forces motrices  $F_M$  ou le couple  $M_M$ . Les machines sont chargées avec la force  $F_{charge}$  ou le moment  $M_{charge}$ . Ainsi, les différences  $F_B$  respectivement  $M_B$  sont à disposition pour l'accélération. Celles-ci agissent sur une masse mobile  $m$  ou un moment d'inertie  $J$ , il en résulte une accélération, une vitesse, un déplacement ou un angle de rotation, et finalement une puissance et un travail. En résumé, pour un mouvement linéaire avec des conditions initiales nulles, l'ensemble suivant d'équations s'applique :

$$a = \frac{F}{m} \Rightarrow v = \int a dt = \frac{1}{m} \int F dt \Rightarrow s = \int v dt$$

Et pour un mouvement de rotation :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M}{J} \Rightarrow \Omega = \frac{1}{J} \int M dt \Rightarrow \varphi = \int \Omega dt$$

$$P = M\Omega \Rightarrow W = \int M d\varphi = \int M\Omega dt$$

Les grandeurs doivent être spécifiées dans un référentiel. Usuellement, le système de convention consommateur est utilisé dans la technique d'entraînement. Avec cette convention, il y a alors une puissance positive lorsque celle-ci est fournie par l'entraînement à une charge. La figure 1.21 présente dans ce cas la direction pour la définition du mouvement. A la périphérie d'une roue de rayon  $r$  le chemin accompli  $s$  est  $s = r \cdot \varphi$  et donc  $v = r \cdot \Omega$ .

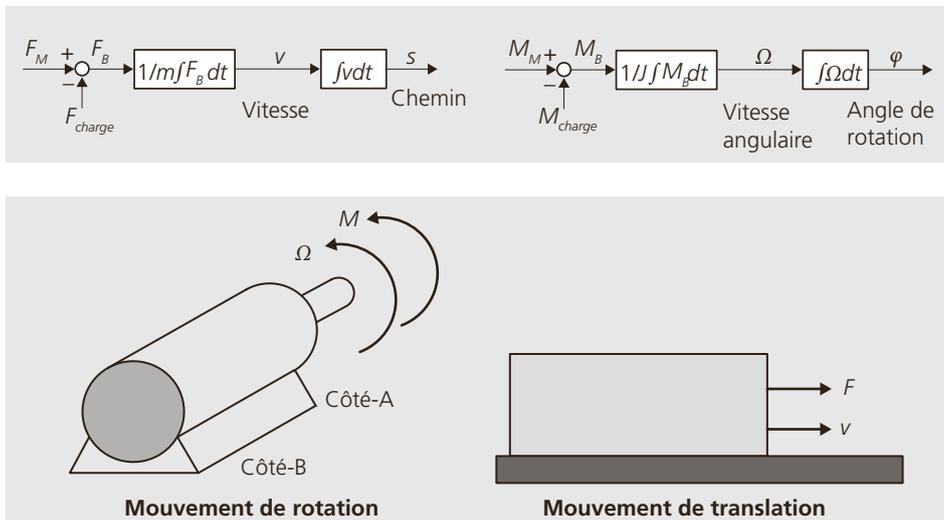
Ces définitions engendrent quatre domaines dans lesquels une application peut opérer. Ils correspondent aux quadrants  $Q_1$  à  $Q_4$  dans un système de coordonnées cartésiennes comme représenté sur la figure 1.22.

**Indications sur la vitesse :** La vitesse mécanique des entraînements est exprimée en

Force	$F$	N	newton
Couple	$M$	Nm	newton-mètre
Masse	$m$	kg	kilogramme
Moment d'inertie	$J$	kgm <sup>2</sup>	kilogramme-mètre <sup>2</sup>
Chemin	$s$	m	mètre
Angle de rotation	$\varphi$	rad	radian
Vitesse	$v$	m/s	mètre/seconde
Vitesse de rotation	$n$	rpm	tours par minutes
Vitesse angulaire	$\Omega$	rad/s (=1/s)	radian/seconde
Puissance	$P$	W	watt
Travail	$W$	J, Ws	joule

Figure 1.20 : Chaîne des effets pour les machines électriques ; gauche : mouvement linéaire, droite : rotation.

Figure 1.21 : Définition des mouvements. Pour les mouvements de rotation, le côté de sortie de la puissance est décrit comme le côté A. Le sens de rotation est défini en regardant depuis le côté B vers le côté A et en comptant dans le sens mathématique positif.



différentes unités. Le plus souvent, l'indication est en tours par minute (tr/min, rpm : revolutions per minute, min<sup>-1</sup>, 1/min). Parfois l'unité tours par seconde (tr/s) est utilisée. Pour certains calculs la vitesse angulaire  $\Omega$  en rad/s (1/s, s<sup>-1</sup>) est requise. Pour la conversion entre les différentes unités, on a :

$$\frac{\Omega}{\text{rad/s}} = 2\pi \cdot \frac{n}{\text{U/s}} = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{n}{\text{rpm}}$$

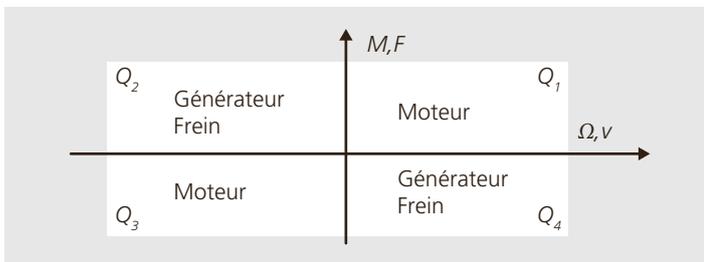
Avec la puissance donnée en W et la vitesse en tr/min, on obtient une bonne approximation pour le couple en Nm :

$$\frac{M}{\text{Nm}} \approx 10 \frac{P/\text{W}}{\frac{n}{\text{rpm}}}$$

**1.3.2 Moment d'inertie**

Figure 1.22 : Quadrants d'opération Q1..Q4 d'un entraînement ; pour des puissances négatives la machine travail en frein ou en générateur.

Masse et moment d'inertie jouent un rôle important dans le monde des entraînements. Une masse peut être mesurée à l'aide d'une balance ou estimée par un calcul simple. La détermination de l'inertie est plus compliquée. Pour le simple point de masse  $m$  sur la figure 1.23a) qui se déplace



le long de la trajectoire circulaire de rayon  $r$ , le moment d'inertie par rapport au centre de rotation est :

$$J_m = m \cdot r^2$$

L'unité du moment d'inertie est kg m<sup>2</sup>. Pour le cas courant d'un cylindre plein en rotation selon la figure 1.23b), le moment d'inertie total est le suivant :

$$J_{VZ} = \frac{mr^2}{2} = \frac{1}{8} m \cdot d^2 = \frac{\pi}{32} \rho d^4 l$$

En substituant la masse par le produit du volume et de la densité  $\rho$  du matériau, il apparaît clairement que le moment d'inertie augmente en relation avec le diamètre à la puissance quatre. Un cylindre plein avec le double diamètre a un moment d'inertie 16 fois plus élevé. Pour le cylindre creux on retrouve :

$$J_{HZ} = \frac{1}{8} m \cdot (d_a^2 + d_i^2) = \frac{\pi}{32} \rho (d_a^4 - d_i^4) \cdot l$$

Ici avec la notation utilisant la densité, on remarque que le moment d'inertie peut être défini comme la superposition, respectivement comme la différence des composants en rotation considérés individuellement. Pour illustrer l'ordre de grandeur des valeurs numériques, quelques exemples de différentes unités sont énumérés dans le tableau 1.7 ci-dessous.

Figure 1.23 : Moment d'inertie des dispositifs tournants :

- a) point de masse idéalisé ;
  - b) cylindre plein ;
  - c) cylindre creux.
- Les corps tournent autour de l'axe de rotation illustré.

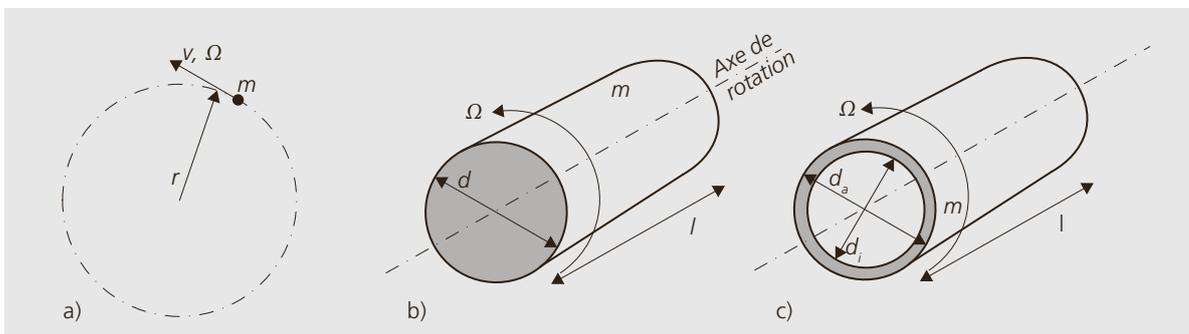


Tableau 1.7 : Les valeurs numériques de moments d'inertie pour différents cylindres en acier, indiqué pour les différentes unités en usage courant. A titre de comparaison, l'exemple d'un moteur avec une taille de rotor similaire.

Diamètre	Longueur	Moment d'inertie			Ordre de grandeur
		J/kg m <sup>2</sup>	J/kg cm <sup>2</sup>	J/g cm <sup>2</sup>	
20	50	6,2 · 10 <sup>-6</sup>	0,062	62	Petit servomoteur, env. 100 W
100	100	7,7 · 10 <sup>-3</sup>	77	77 000	Moteur de taille moyenne, env. 1 kW
250	600	1,8	1,8 · 10 <sup>4</sup>	1,8 · 10 <sup>7</sup>	Moteur de grande taille, env. 200 kW
1250	8000	15 000	15 · 10 <sup>7</sup>	15 · 10 <sup>10</sup>	Grand Turbogénérateur, env. 1 GW



# Applications des entraînements

## 2.1 Classification et termes

Les entraînements électriques génèrent des mouvements ou des forces mécaniques à l'aide de l'énergie électrique. Alors qu'un couplage mécanique entre une ressource énergétique et l'application devait être présent avant l'électrification, il est devenu possible, grâce à l'électricité, d'utiliser une source d'énergie pour une application géographiquement distante. La transformation de la forme d'énergie est effectuée à l'aide des machines électriques. Ces machines sont appelées **moteurs** lorsque l'énergie électrique est utilisée pour générer un travail mécanique et **générateur** lorsque le travail mécanique est utilisé pour générer du courant électrique. Le terme de **machine électrique** désigne de manière générale les deux sens

de cette conversion. Chaque machine électrique est en principe réversible et donc capable d'effectuer ces deux types de conversions. Dans le cas des convertisseurs d'énergie électromagnétique, le champ magnétique sert de couplage entre la partie électrique et la partie mécanique mobile. Les transformateurs sont un cas particulier, qui apparaît également sous la désignation de machines électriques. Ici, la tension alternative est transformée de l'entrée (primaire) à la sortie (secondaire) au moyen d'un couplage électromagnétique. Le rapport des amplitudes de tension peut être déterminé par le rapport du nombre de spires au primaire et au secondaire.

La figure 2.1 montre un entraînement électrique dans son environnement étendu.

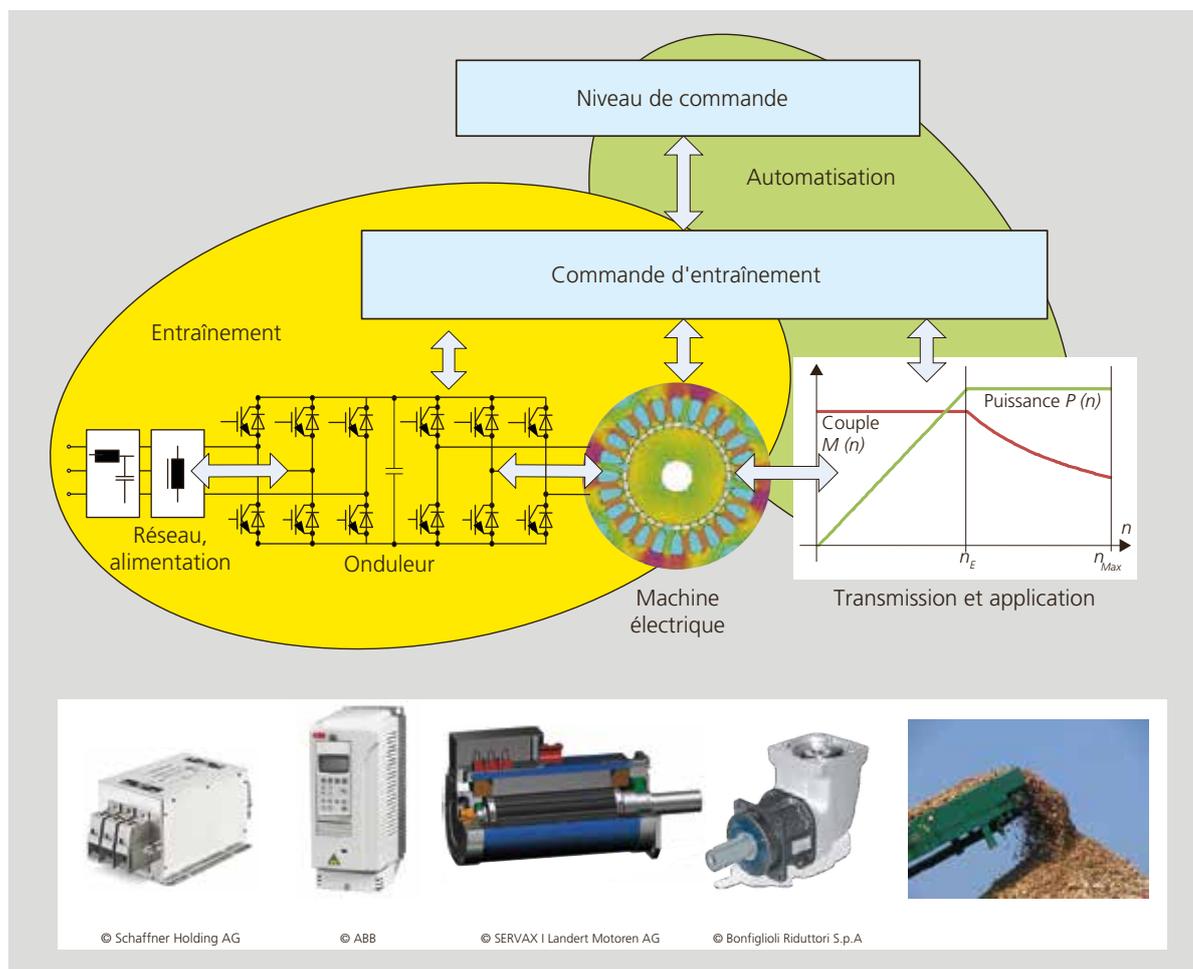


Figure 2.1 : Entraînement électrique dans son environnement d'installation avec différents niveaux de contrôle.

Dans une installation, l'entraînement électrique est une partie du système qui est relié au niveau de commande par l'intermédiaire des technologies d'automatisation. De là viennent les commandes et les instructions ordonnant les mouvements que l'entraînement doit effectuer.

La notion d'entraînement électrique comprend, en plus du convertisseur mentionné, d'autres composants. Une définition précise du terme n'est pas possible. Selon l'application, les entraînements sont définis différemment et comprennent plus ou moins de composants d'une installation ou d'une machine. Dans la série de normes CEI 61800-9-x, la structure est décrite avec les termes correspondants. Elle est illustrée à la figure 2.2 avec la variante couramment utilisée dans l'utilisation de la langue française.

Dans la norme apparaissent des termes inhabituels qui sont susceptibles d'être plus largement utilisés à l'avenir et sont donc décrits ci-après et parfois traduits :

■ **Transmission** : éléments mécaniques tels que des engrenages, des courroies et des accouplements, qui transmettent le mouvement de l'entraînement à la charge et, le cas échéant, le transforme dans ses caractéristiques de force ou de vitesse. Des

corps solides, des gaz (par ex. en pneumatique) ou des fluides (par ex. en hydraulique) peuvent servir de support de transmission.

■ **Driven Equipment** (système entraîné) : comprend tous les éléments qui sont déplacés lors de l'entraînement.

■ **Basic Drive Module**, BDM : convertisseur électronique d'énergie électrique. Ici, l'électricité fournie est transformée en une forme utilisable pour la machine. Le BDM se compose de la section de puissance et de l'électronique de commande, dans laquelle les informations sont traitées et le système est contrôlé. Le terme onduleur ne couvre qu'une partie du BDM.

■ **Alimentation, dispositifs auxiliaires** (dispositifs de coupure et de protection, filtres) : composants qui conduisent le courant électrique du réseau vers l'unité de commande. Cela comprend des éléments de protection tels que des fusibles ou des disjoncteurs et des filtres de ligne qui assurent la conformité de la connexion avec le réseau.

■ **Complete Drive Module**, CDM : l'ensemble des composants électriques entre le secteur et la machine.

■ **Power Drive System**, PDS : comprend les composants électriques, électroniques

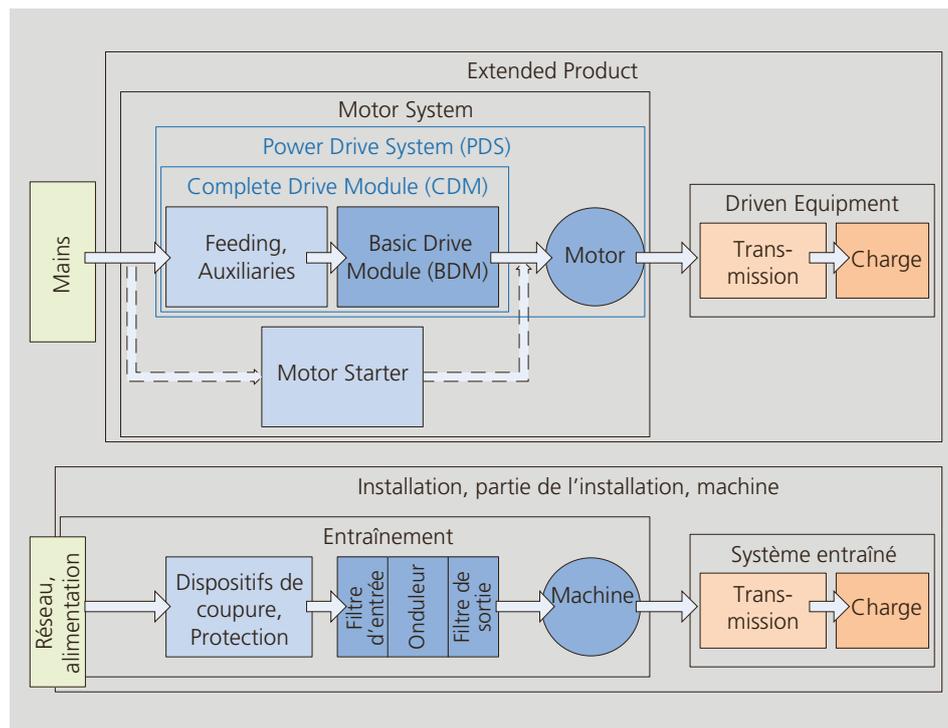


Figure 2.2 : Structure d'un système d'entraînement. En haut : représentation selon 61800-9-1. En bas : terminologie française usuelle.

et électromécaniques d'un entraînement à vitesse variable.

■ **Démarrateurs** (aide à l'enclenchement et aide au démarrage) : éléments de commutation électroniques ou électromécaniques, qui effectuent des opérations de commutation dans un entraînement à vitesse constante et améliorent ainsi le comportement au démarrage. Les exemples incluent les disjoncteurs moteurs, les commutateurs étoile-triangle et les démarreurs progressifs. Ces éléments ne sont pas couverts par le terme PDS.

■ **Motor System** : Un entraînement électrique qui est mis en œuvre soit comme PDS, soit comme machine avec démarreur.

■ **Extended Product** (produit étendu, partie de l'installation) : l'ensemble complet du système d'entraînement électrique avec la charge. L'objectif des mandats européens est d'examiner et d'optimiser l'intégralité du système, car ici est présent le plus grand potentiel permettant de ménager les ressources.

■ **Réseau** (alimentation) : réseau externe, qui fournit l'énergie électrique. Il comprend les éléments d'installation et de protection précédemment nommés. La délimitation aux alimentations auxiliaires n'est pas clairement définie.

## 2.2 Avantages et rendement

Lors de l'utilisation d'entraînements électriques, l'important est finalement les avantages apportés par leur mise en œuvre. Du point de vue de l'utilisation de l'énergie, le rendement d'un système ou même d'un sous-système peut être défini, celui-ci indique la proportion de la puissance absorbée qui va être restituée et donc utilisée. La différence est le besoin propre au fonctionnement de la machine et doit être considérée comme une perte :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + P_{pertes}} = \frac{P_a - P_{pertes}}{P_a}$$

Puissance utile	$P_u$	W
Puissance fournie	$P_a$	W
Puissance de pertes	$P_{pertes}$	W

Dans les normes d'écoconception mentionnées ci-dessus, les caractéristiques d'efficacité des systèmes d'entraînement doivent être définies. Il est donc nécessaire de définir quels composants sont englobés dans un terme spécifique et où les limites précises par rapport aux composants externes doivent être appliquées. Les pompes sont un exemple classique de la difficulté à définir ces limites. Le refroidissement appartient-il au moteur ou au système ? Est-ce que le roulement à billes entre les parties actives de la machine appartient toujours au moteur ou est-il utilisé pour le maintien de la pompe ? En fonction de cette répartition, les caractéristiques d'efficacité des composants changent. Les aspects spécifiques des pompes sont définis dans leur propres normes et ont été intégrés dans le règlement UE 547/2012, qui a été adopté par l'ordonnance suisse sur les exigences relatives à l'efficacité énergétique (OEEE).

Les différents composants du produit étendu (extended product) sont représentés à la figure 2.3. En regardant une application du point de vue du flux de puissance et de l'utilisation efficace des ressources, toute une série de pertes apparaissent entre l'alimentation et l'énergie finale réellement utilisable. Chaque transport de puissance et toute transformation de sa forme sont associés à des pertes.

Plus le nombre d'étapes mis en jeu lors de la transformation est important, plus les pertes seront conséquentes.

Ce qui se produit au final avec la puissance utile est encore plus important pour la définition de l'efficacité globale. Un exemple d'utilisation subséquente, qui est associée à des pertes très élevées, est un actionneur linéaire pneumatique. Dans cette application à la fin de la chaîne d'entraînement, après déduction des pertes dans le compresseur, le système de conditionnement de l'air, le transport, les réductions de pression et les mouvements des composants, environ 3% de l'énergie fournie est effectivement utilisée.

### 2.3 Classes de puissance

En raison de sa polyvalence, la technologie d'entraînements électriques peut être utilisée pour une gamme large d'applications. Les plages de puissance se déplacent du  $\mu\text{W}$ , par ex. dans l'industrie horlogère, jusqu'aux GW dans les centrales électriques. Dans la norme de moteur IEC 60072-1, les tailles de moteur et les données de puissance recommandées des machines électriques sont données, les données décrites dans cette norme comprennent une bande de puissance de 60 W à 1000 kW. Si, par conséquent on parle d'une «puissance moyenne», cela se situera dans la plage de 1 à 20 kW. Pour illustration, un moteur asynchrone à quatre pôles fonctionnant sur le réseau 50 Hz dans cette gamme de puissance a une hau-

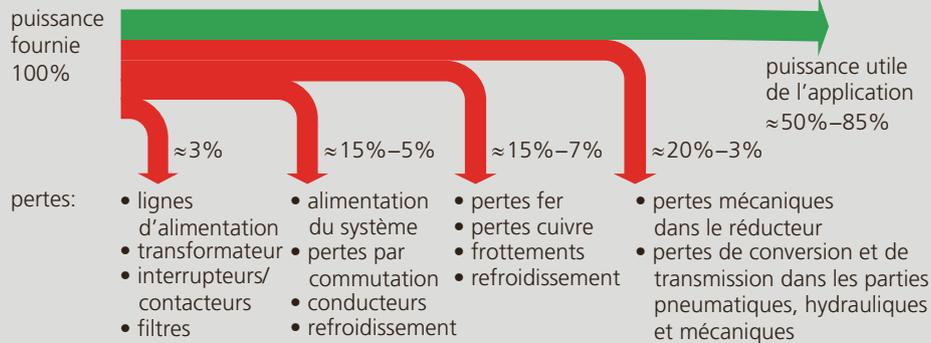


Figure 2.3 : Configuration du système et flux de puissance avec pertes (% donnés pour des installations dans la gamme de puissance d'environ 1 kW jusqu'à 100 kW).

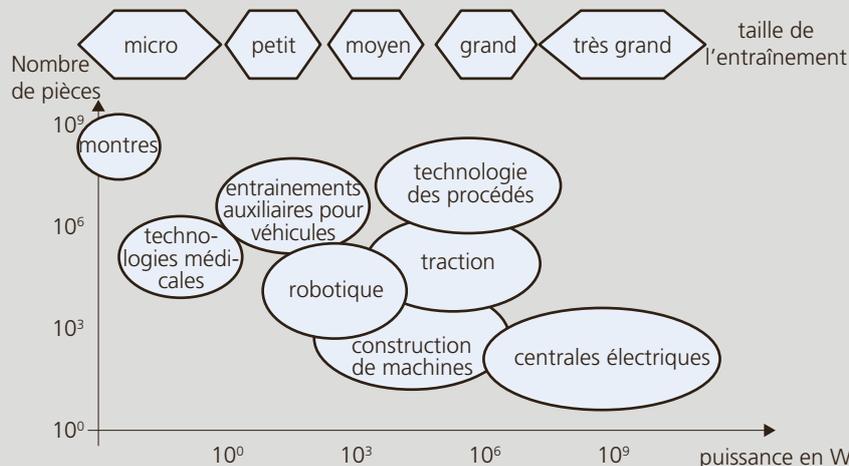


Figure 2.4 : Domaines d'application, classés selon les classes de puissance et l'estimation du nombre de pièces produites annuellement.

teur d'axe d'environ 200 à 300 mm et pèse de 20 à 100 kg. Une classification générale des puissances et des applications n'est pas possible. La figure 2.4 montre certains secteurs avec les principales catégories de puissances qui leur sont appliquées. Au fur et à mesure que la puissance augmente, le nombre de machines produites diminue. Pour estimer la quantité d'énergie transformée dans une classe de puissance donnée, il faut multiplier le nombre d'unités, la durée d'utilisation moyenne et la puissance. La figure 2.5 montre une estimation de 2009 pour la consommation mondiale d'énergie imputée aux entraînements électriques. Comme attendu, la plus grande quantité d'énergie est convertie dans la gamme de puissance moyenne. C'est également la raison pour laquelle la réglementation pour les caractéristiques d'efficacité des entraînements est créée et mise en vigueur prioritairement dans cette gamme de puissance. Les machines électriques de grandes puissances (par ex. les générateurs de centrales électriques) sont en général déjà dimensionnées pour la plus grande efficacité possible car des pertes de puissance élevées sont directement liées à des coûts élevés (ou à des revenus plus faibles) ainsi qu'à des problèmes de refroidissement.

## 2.4 Types d'applications

### 2.4.1 Groupement

Les entraînements peuvent être divisés en groupes ayant des similitudes de conception. Une répartition possible est illustrée à la figure 2.6. Les caractéristiques communes sont :

■ **Type de réglage de la vitesse** : Dans les entraînements de puissance, une vitesse constante est souvent appliquée ; dans le cas des entraînements de mouvement, une variation de la vitesse est nécessaire et, dans les applications de positionnement, des servocommandes qui permettent un réglage de haute précision de la position sont utilisées.

■ **Puissance consommée** : Dans les entraînements de puissance, une puissance requise doit être fournie à l'application pour son fonctionnement. Celle-ci sert de critère de conception et est généralement

Figure 2.6 :  
Types d'application.

Entraînements de puissance	Entraînements de mouvement	Entraînements de positionnement
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pompes</li> <li>• Ventilateurs</li> <li>• Compresseurs</li> <li>• Broches de machines-outils</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Grues</li> <li>• Convoyeurs</li> <li>• Traction</li> <li>• Broches de machines-outils</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Systèmes d'avance d'axes machines-outils</li> <li>• Robots</li> <li>• Broches de machines-outils</li> <li>• Plateaux orientables</li> </ul>

Figure 2.5 :  
Consommation d'énergie globale selon les catégories de puissances. Cité d'après Waide, P ; Brunner, C. U. : Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems. Working Paper, IEA, 2011.

Motor size	Output size, $P_m$ (kW)				Operation			Number of running stock (millions)	Life-time (years)	Sales (millions/year)	Motor efficiency		Power ( $P_e$ )	Electricity demand (TWh/year)
	Minimum	Maximum	Median	Total $GW_m$	Hours/year	Load factor	Nominal				Mean	Total $GW_e$		
Small	0,001	0,75	0,16	316	1 500	40%	2 000	6,7	300	40%	30%	422	632 (9,1%)	
Medium	0,75	375	9,5	2 182	3 000	60%	230	7,7	30	86%	84%	1 559	4 676 (67,6%)	
Large	375	100 000	750	450	4 500	70%	0,6	15,0	0,04	90%	88%	358	1 611 (23,3%)	
Total				2 948			2 231	6,8	330		79%	2 338	6 919 (100%)	

Abbreviations: e = electrical; m = mechanical; P = power.

simplement et clairement définissable. Dans les entraînements à mouvement dynamique, en revanche, la consommation d'énergie est très variable. Le dimensionnement de la puissance du système repose sur des hypothèses pour les cas de sollicitations les plus sévères. En plus de la puissance, les forces ou les moments doivent être considérés séparément. L'optimisation et la conception d'un point de fonctionnement particulier sont difficilement possibles. Dans ces applications, une considération précise des valeurs maximales ainsi que de la durée de charge est nécessaire. Il existe un risque de surdimensionnement si le scénario le plus défavorable prévu ne se produit pas en pratique.

■ Les **contrôles** sont habituellement simples et peu exigeants dans les entraînements de puissance. Les ventilateurs, par exemple, sont généralement uniquement allumés ou éteints. La situation est très différente dans le cas des entraînements des systèmes d'avance d'axes des machines-outils. Dans ce cas, les interfaces et les possibilités de contrôle permettant à l'utilisateur d'effectuer les mouvements les plus divers doivent être mises à disposition. Les positions, les vitesses ou les forces peuvent être utilisées comme consigne. De tels entraînements sont souvent réalisés avec des cames mécaniques et se retrouvent dans les machines-outils, les systèmes textiles ou également dans l'industrie du plastique. L'entraînement électrique offre une flexibilité beaucoup plus élevée, des temps de commutation plus courts et un entretien inférieur au cas de la solution mécanique.

■ Les différents **capteurs** fournissent des informations sur l'état du système qui est requis pour sa protection et pour son fonctionnement général. La portée de l'équipement requis varie d'une simple surveillance de la température à des systèmes de mesure de position très précis, qui peuvent augmenter considérablement les coûts de la machine ou de l'électronique de puissance.

### 2.4.2 Entraînements de puissance

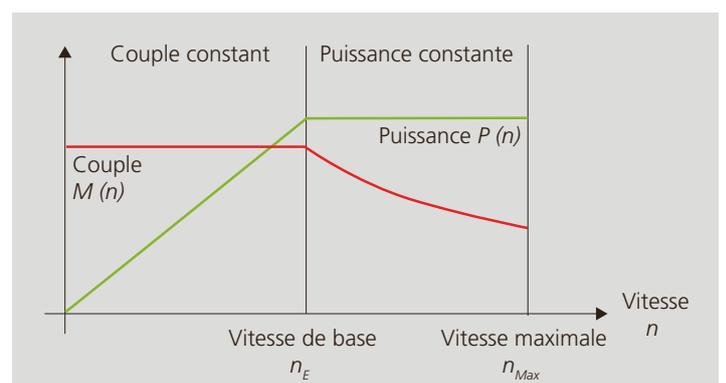
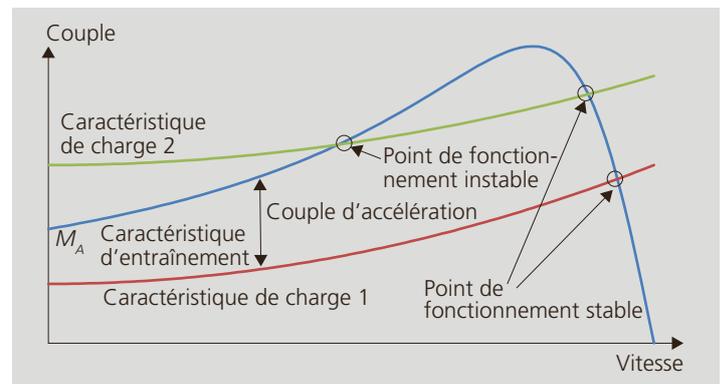
Dans les entraînements de puissance, la machine a pour tâche de générer une puis-

sance à l'arbre qui est utilisée pour un processus particulier. Des exemples typiques sont les pompes. Souvent, la puissance est contrôlée via la vitesse, ce qui se réalise le plus facilement en utilisant un convertisseur de fréquence. La connaissance exacte de la position de la machine n'est pas nécessaire. Les exigences en matière de précision sur la vitesse sont différentes. Bien qu'une certaine variation de vitesse soit facilement admissible pour les ventilateurs ou les pompes, de grandes exigences sont imposées sur le synchronisme des machines à rectifier afin d'éviter les marques dites de broutage sur la surface usinée.

Si un entraînement électrique doit être utilisé à une vitesse constante, un moteur asynchrone connecté directement sur le secteur peut être utilisé à cet effet. La figure 2.7 montre les caractéristiques de charge et d'entraînement pour un tel cas. Tant que le couple d'entraînement est supérieur au couple de charge, cette différence entraîne une augmentation de vitesse. Les points de travail indiqués correspondent aux situations dans lesquelles le couple d'entraînement et le moment de charge sont à l'équilibre. La superposition

Figure 2.7 : Caractéristiques d'entraînement typiques pour des profils de charges quadratiques. Caractéristique de charge 1 : Accélération possible avec le couple d'accélération indiqué, le point de fonctionnement est stationnaire et stable. Caractéristique de charge 2 : La machine ne peut pas démarrer sans assistance, un point de fonctionnement est stable, l'autre pas.

Figure 2.8 : Caractéristique vitesse-couple pour une puissance limitée.



des caractéristiques d’entraînement et de charge montre la situation de fonctionnement d’un entraînement non contrôlé. La stabilité du point de fonctionnement peut être évaluée sur la base de la courbe caractéristique au point d’intersection. Un point de fonctionnement est stable lorsque, à mesure que la vitesse augmente, le couple de charge  $M_L$  devient supérieur au couple moteur  $M_M$ . Dans le cas inverse, une légère accélération provoquée par une perturbation entraînera une augmentation du couple et donc une accélération supplémentaire de l’entraînement. Ainsi, l’entraînement ne serait pas stable (point de travail instable dans la figure 2.7). Formulé mathématiquement, la condition de stabilité du point de fonctionnement est :

$$\frac{\Delta(M_L - M_M)}{\Delta n} > 0$$

Couple de charge	$M_L$	Nm
Couple du moteur	$M_M$	Nm
Variation de la vitesse	$\Delta n$	rpm

**2.4.3 Entraînements de mouvement**

Dans une application de mouvement, l’entraînement électrique effectue un mouvement, qui est converti en la forme finale requise au moyen d’autres éléments de couplage mécanique. Dans de nombreux cas, l’entraînement est un système rotatif, alors que le mouvement souhaité par l’application est de nature linéaire et doit donc être obtenu par le biais d’une vis sans fin ou d’une courroie. Qu’il s’agisse de démarrer doucement ou de rendre le mouvement contrôlable, une vitesse variable est

habituellement requise pour un entraînement de mouvement contrairement à l’entraînement de puissance.

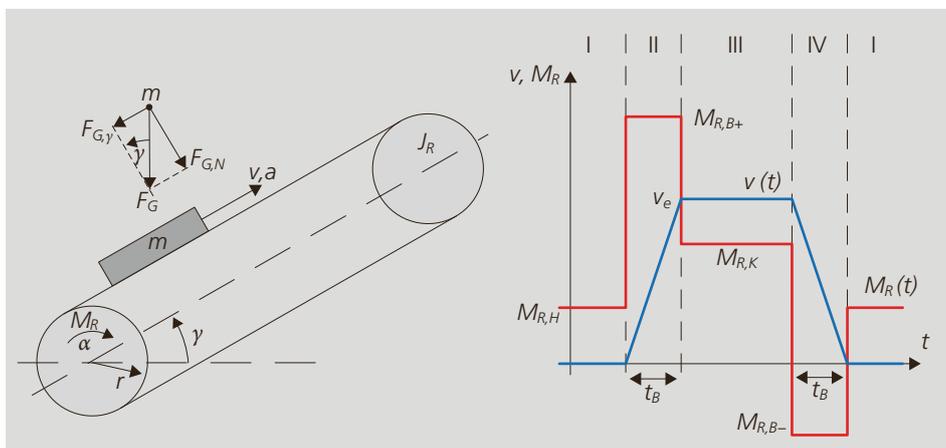
Il est également typique pour de nombreuses applications de mouvements que la force peut être réduite à partir d’une certaine vitesse. Il en résulte le profil typique de vitesse-couple de beaucoup d’entraînements à vitesse variable limité en puissance, comme le montre la figure 2.8.

La broche d’une tête de fraisage, qui fonctionne avec des outils de tailles différentes, représente un tel cas. Les dents de coupe de la fraise sont habituellement soumises à une force constante. Dans le cas de petites têtes de fraisage avec moins de dents, des couples faibles à vitesses de rotation élevées sont nécessaires. Au contraire, une grande tête de fraisage fonctionnera lentement mais avec un couple comparativement plus élevé. Une image similaire est obtenue avec un entraînement de traction. À l’arrêt, de grandes forces doivent être appliquées pour accélérer ou surmonter un obstacle. Au fur et à mesure que la vitesse augmente, une réduction de la force d’accélération peut souvent être tolérée.

Dans la plage de fonctionnement à couple constant, la puissance de l’entraînement augmente proportionnellement à la vitesse. A la vitesse de base, le couple est réduit de manière inversement proportionnelle à  $n$ , le produit  $M \cdot n$  reste constant. Une telle caractéristique de vitesse sert à éviter qu’une puissance inutilement grande doit être à disposition dans un système, ce qui nécessiterait un convertis-

Figure 2.9 : Dispositif de levage avec bande transporteuse inclinée. Gauche : Dispositif mécanique avec les rouleaux et la charge sur une bande transporteuse.

Droite : exemple de profil de vitesse avec les différentes sections. I : Arrêt avec le couple de maintien  $M_{R,H}$  ; II : Accélération avec le couple  $M_{R,B+}$  ; III : Déplacement à vitesse constante ; IV : Freinage jusqu’à l’arrêt avec le couple  $M_{R,B-}$ .



seur plus grand, ainsi que des accessoires et des lignes d'alimentation plus conséquents. La machine elle-même n'est pas affectée par la limitation de puissance. Le couple est le facteur déterminant du dimensionnement. Comme exemple d'une autre application de déplacement, la figure 2.9 montre un dispositif de levage avec une charge sur une bande transporteuse inclinée. La bande est entraînée par des rouleaux de rayon  $r$ .

La masse  $m$  est transportée vers le haut à la vitesse  $v$  et à un angle d'inclinaison  $\gamma$ . La masse reste stationnaire dans les positions finales. Pendant le déplacement à vitesse constante, l'entraînement doit surmonter la force tangentielle

$$F_{G,\gamma} = F_G \sin \gamma = m \cdot g \sin \gamma$$

Force de pesanteur de la masse déplacée	$F_G$	N
Force tangentielle dans la direction de mouvement	$F_{G,\gamma}$	N
Accélération de la pesanteur	$g$	9,81 m/s <sup>2</sup>

et les frottements  $F_R$  sur le chemin incliné. La force totale pendant les déplacements constants sera :

$$F_K = F_{G,\gamma} + F_R$$

Force de frottement	$F_R$	N
---------------------	-------	---

Le couple et la vitesse du rouleau résultent du bras de levier  $r$ . Dans le cas idéal du fonctionnement sans perte, sans considération du frottement, la capacité de levage à la masse  $P = F_{G,\gamma} \cdot v$  est égale à la puissance de rotation du rouleau  $P = M \cdot \Omega$ . Si la charge est diminuée et que par conséquent la vitesse  $v$  devient négative, l'entraînement fonctionne comme un générateur et freine la charge. Pendant les phases d'accélération et de freinage, les inerties linéaire et rotative doivent être surmontées en plus du travail de levage. Avec une accélération constante pendant le temps  $t_B$  à la vitesse  $v_e$  résulte le couple sur le rouleau  $M_{R,B}$  lorsque les frottements sont négligés :

$$M_{R,B} = r \cdot F_{G,\gamma} + (m \cdot r^2 + 2J_R) \dot{\Omega}$$

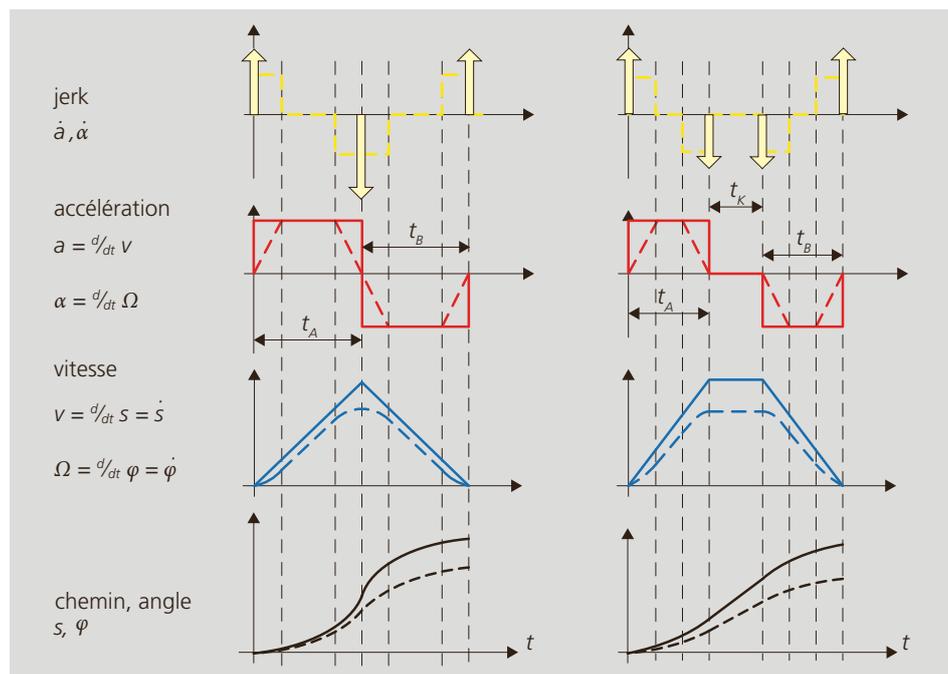
$$= r \cdot mg \sin \gamma + \left( m \cdot r + 2 \frac{J_R}{r} \right) \frac{v_e}{t_B}$$

Moment d'inertie par rouleau	$J_R$	kgm <sup>2</sup>
------------------------------	-------	------------------

### 2.4.4 Entraînements de positionnement

Dans les applications d'avance d'axes pour les machines-outils, en robotique ou dans de nombreuses applications d'automatisation, l'entraînement électrique est utilisé pour produire une courbe de trajet requise, prédéterminée en fonction du temps. L'accent est mis ici sur les aspects dynamiques et la précision du contrôle. L'opération est

Figure 2.10 : Les profils de mouvement avec les phases d'accélération ( $t_A$ ) et de freinage ( $t_B$ ) et le déplacement à vitesse constante  $t_K$ . Courbes pointillées avec limitation du jerk. Gauche : profil de vitesse triangulaire ; à droite : profil à vitesse limitée.



très fluctuante rendant des conditions de fonctionnement stationnaires en termes de moment, de vitesse et de température rarement atteignables. Les profils de déplacement sont utilisés pour caractériser une telle application. Ils montrent l'évolution des mouvements en fonction du temps. Selon les limitations et les optimisations requises, différents profils peuvent résulter. Dans le cas d'un positionnement point à point pur, les cas suivants se distinguent :

- Pour des applications à forces ou moments limités, l'entraînement sera tout le temps accéléré ou freiné avec les valeurs maximales. Le profil de vitesse est **triangulaire** (courbe de gauche à la figure 2.10).

- Lors d'une limitation de la vitesse, une phase de vitesse constante suit l'accélération. Le profil de vitesse est **trapézoïdal** (comme illustré à droite de la figure 2.10).

- Avec une limitation de l'accélération (**limitation du jerk**), les forces d'impacts transitoires sur le système mécanique sont réduites. Le profil de vitesse est écrêté (courbes pointillées sur la figure 2.10). Ceci est souvent requis dans les systèmes mécaniques sensibles. Si le système mécanique a une forte rigidité, des accélérations très rapides peuvent provoquer des vibrations.

Le choix de savoir si un profil de vitesse triangulaire ou trapézoïdal doit être sélectionné dépend de la vitesse maximale autorisée et possible. Dans les mouvements courts des applications servo, on recherche généralement un temps minimal de déplacement, qui est réalisé avec un profil triangulaire de vitesse. Dans des mouvements plus longs avec une vis sans fin, une courroie ou une crémaillère, la vitesse maximale est normalement atteinte avant la mi-course, ce qui conduit à une courbe trapézoïdale.

## 2.5 Exemples

Les illustrations suivantes montrent des exemples d'applications caractérisés par quelques exigences et caractéristiques typiques. Une déclaration générale sur le type de machines utilisées n'est pas possible. Le contrôle de la vitesse au moyen d'un convertisseur de fréquence est établi dans de nombreuses applications et continuera à se renforcer à l'avenir. La raison en est les bénéfices que de tels équipements peuvent apporter à l'application et leur coût relativement faible. Un démarrage progressif via l'ajustement de vitesse limite les courants et protège tous les composants impliqués. Cela représente une amélioration du confort pour l'utilisateur.

**Figure 34** : Les pompes sont des entraînements de puissance typiques. Le débit peut être réglé en influant sur la vitesse. Cependant, les pompes ne fonctionnent souvent qu'à un seul point de fonctionnement. Étant donné que les pompes ont normalement des temps d'enclenchement très longs, les coûts d'exploitation sont souvent un multiple des coûts d'acquisition. Le rendement du moteur et autres optimisations sont donc très importants. La gamme de puissance des pompes va de quelques watts pour les appareils de chauffage à des MW dans les domaines de l'énergie ou des procédés.

**Figure 2.12** : Comme avec les pompes, le débit est la caractéristique principale des ventilateurs. Les ventilateurs sont très souvent utilisés pour des faibles puissances et fonctionnent sur le réseau monophasé. Leurs formes sont très variées. Dans le ventilateur centrifuge représenté, les pales

*Figure 2.11 : Pompe avec moteur asynchrone triphasé. Source : Hidrosta AG*



**Figure 2.12 :**  
Ventilateur centrifuge avec moteur asynchrone monophasé (à bagues de démarrage).

Source :  
EBM-Papst AG

**Figure 2.13 :**  
Vue en coupe d'une broche de fraisage avec moteur asynchrone.

- 1 Interface pour la fixation de l'outil
  - 2 Labyrinthe avec joint à air
  - 3 et 4 Roulements à billes hybrides
  - 5 Moteur haute puissance, asynchrone ou synchrone
  - 6 Refroidissement du moteur et des paliers
  - 7 Tenseur de la broche avec paquet de ressorts
  - 8 Roulements à rouleaux cylindriques hybrides
  - 9 Cylindre hydraulique pour serrage d'outil
  - 10 Alimentation rotative pour le refroidissement de l'outil
- Source : Step-Tec AG

sont fixées directement à la partie tournante de la machine. Le moteur asynchrone à bagues de démarrage permet un fonctionnement monophasé sans contrôle supplémentaire. Cependant ce type de machine présente un rendement relativement faible.

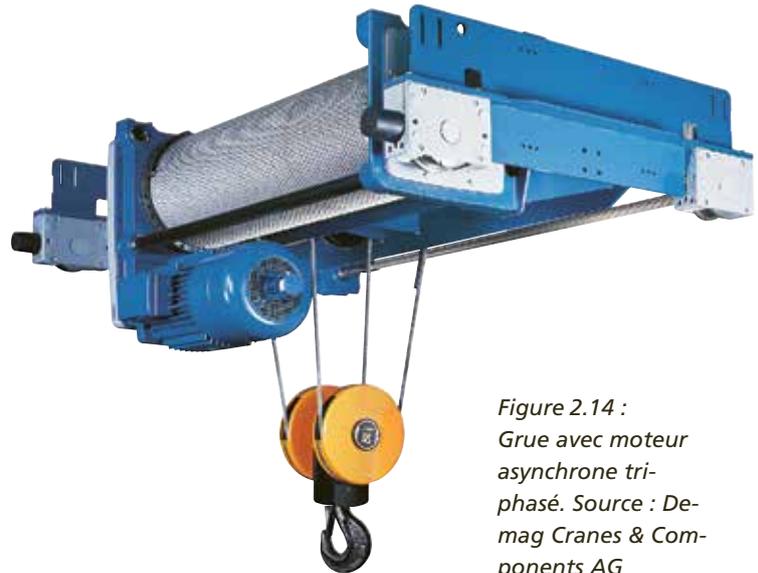
**Figure 2.13 :** Dans les broches des machines-outils, notamment utilisées pour le fraisage, des moteurs triphasés à haute vitesse sont utilisés comme entraînements de puissance. La machine offre la puissance de coupe qui sera ensuite transmise à travers l'outil. Dans les centres d'usinage modernes, les broches sont des systèmes extrêmement complexes. Afin d'atteindre les précisions requises, le palier, la lubrification et le refroidissement sont adaptés et optimisés. Toute la broche du moteur doit être placée dans un espace minimum, ce qui ne peut être réalisé qu'en coordonnant de manière optimale les différents composants.

**Figure 2.14 :** La séquence de mouvement typique dans un entraînement de grue commence avec un couple de démarrage

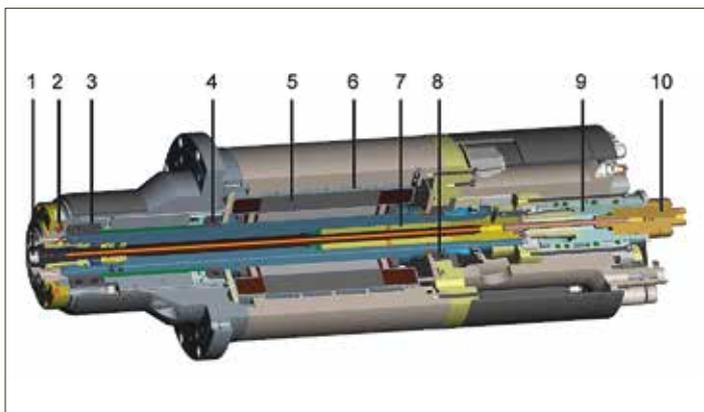


élevé dû à l'accélération initiale ainsi qu'à la phase de détachement des couples de décollage. Les entraînements de grues n'ont pas une durée de fonctionnement définie. Lors du dimensionnement, il est nécessaire d'assumer des hypothèses concernant les intervalles de mouvement. Dans les installations modernes et exigeantes, une vitesse variable et une limitation du courant de démarrage sont rendus possible grâce à l'utilisation d'un convertisseur de fréquence. Les entraînements de grue sont typiquement utilisés sous des conditions météorologiques très extrêmes.

**Figure 2.15 :** L'intégration d'une machine électrique dans un rouleau de convoyeur entraînera une compression maximale du système. Le rouleau doit intégrer la machine, éventuellement un réducteur de vitesse et tous les composants mécaniques. Des moteurs asynchrones et synchrones peuvent être utilisés. Selon



**Figure 2.14 :**  
Grue avec moteur asynchrone triphasé. Source : Demag Cranes & Components AG



**Figure 2.15 :**  
Entraînement dans le rouleau d'un convoyeur. Source : Interroll AG

l'application, un changement de vitesse continu est nécessaire, ce qui est obtenu en utilisant un convertisseur de fréquence. Une exigence spéciale est l'évacuation des pertes. Les machines sont enfermées dans le rouleau et ne sont donc pas refroidies par l'air extérieur. Étant donné qu'une température élevée sur le rouleau n'est souvent pas permise, la puissance de la machine doit être limitée en conséquence.

**Figure 2.16 :** Les applications de traction atteignent des puissances dans la gamme des MW. Alors que des moteurs à courant continu à excitation série ont longtemps été utilisés à cet effet, le moteur asynchrone à cage a de nos jours la distribution la plus large. Comme pour les moteurs de grue, un couple de démarrage très élevé est également nécessaire en traction. En outre, la vitesse doit pouvoir être variée en continu et si possible sans secousse. La charge d'impact est un défi particulier dans les véhicules ferroviaires. Des sollicitations très élevées sont ainsi transmises au moteur par la roue. En outre, les entraînements doivent fonctionner de manière fiable sous toutes les conditions météorologiques.

**Figure 2.17 :** Dans les applications de robotique des machines légères dont la position peut être contrôlée de manière très précise sont requises. Pour cela, on utilise des capteurs de position avec des préci-



*Figure 2.17:*  
Entraînement de positionnement multiaxial.  
Source : ABB



*Figure 2.16 :*  
Application de traction.  
Source : Bombardier

sions de quelques secondes d'arc. Plus le bras robotisé est léger, plus il peut être entraîné de manière dynamique. De tels entraînements sont quasiment exclusivement réalisés par des moteurs synchrones à aimants permanents.

**Figure 2.18 :** Les entraînements directs à fonctionnement lent, aussi appelé moteur-couple (Torque-Motor), sont par exemple utilisés pour les plateaux rotatifs de machines-outils. Ils sont caractérisés par un nombre élevé de pôles qui permet de créer un couple élevé dans un espace confiné à très faible vitesse. Afin d'intégrer le moteur dans la table tournante, les machines à arbre creux sont souvent utilisées. Le grand alésage au rotor permet l'intégration des câbles pour capteurs ou du circuit de refroidissement.

**Figure 2.19 :** Les systèmes d'avance sont souvent utilisés pour divers mouvements d'approche dans les installations d'assemblage ou dans les machines-outils. En règle générale, ce sont des petits entraînements avec des couples allant jusqu'à 20 Nm et des vitesses atteignant 8000 rpm. Leur tâche est le positionnement basé sur une commande de positionnement. Il est préférable d'utiliser des machines auto-refroidies qui fonctionnent sans ventilation additionnel. Leur surface peut devenir très

chaude, mais il n'y a en revanche pas de flux d'air qui peuvent venir perturber le processus. La capacité de surcharge des machines définit directement les moments maximum et donc les accélérations et la puissance potentielle d'un système.



*Figure 2.18 :*  
Plateau rotatif pour  
machine-outil.  
Source :  
Peter Lehmann AG



*Figure 2.19 :*  
Systèmes d'avance  
dans une ligne  
d'assemblage.  
Source : ATS Wickel-  
und Montage-  
technik AG

# Machines électriques

Après une introduction aux bases des machines électriques, les types de machines les plus importants sont présentés en détail ainsi que leur fonctionnement. L'enseignement des bases est fondé sur la machine DC classique et les machines à champ tournant triphasé les plus fréquemment utilisées dans les entraînements.

## 3.1 Structure et types

La construction représentée sur la figure 3.1 est une construction typique pour les moteurs triphasés. La construction des machines à courant continu, qui est complètement différente, est expliquée plus en détails dans le chapitre correspondant. Les éléments principaux d'une machine à champ tournant sont :

- Le **stator** : empilage de tôles feuilletées en fer doux avec des encoches dans lesquelles est inséré le bobinage.
- Le **rotor** : empilage de tôles feuilletées en fer doux, la plupart du temps avec un bobinage ou massif avec des aimants permanents.
- L'**entrefer** : sépare la partie fixe de la partie mobile. L'énergie doit être transmise par l'entrefer à la partie mobile.
- Les **bobinages** : enroulements constitués de fils de cuivres isolés ou de barres massives qui conduisent le courant fourni ou induit vers le stator ou le rotor.

■ Parfois des **aimants permanents**, pour l'excitation magnétique de la machine.

■ **Matériau ferromagnétique doux** : massif, lamellé ou fritté qui conduit le champ magnétique dans la machine mieux que l'air et réduit ainsi le besoin en tension magnétique (Force magnétomotrice).

En plus des composantes précédentes, les composantes suivantes sont nécessaires pour des fonctions supplémentaires :

■ **Arbre** : pour la transmission de la force mécanique respectivement du couple.

■ **Roulement** : minimum un palier est habituellement attribué à une machine.

■ **Carcasse ou boîtier** : en acier ou en aluminium avec des brides, flasques ou pieds.

■ **Refroidissement** : système de refroidissement externe ou machine auto refroidissante.

■ **Boîte à bornes** pour relier le bobinage et les capteurs à l'alimentation.

Les types principaux de machines sont présentés sur la figure 3.2 et classifiés selon leur principe de fonctionnement. Vous trouverez une première brève explication des caractéristiques et des aspects d'utilisation dans le paragraphe suivant. Dans les chapitres suivants, la structure, la modélisation et les caractéristiques opérationnelles seront expliquées plus en détails. Les principes de fonctionnement des moteurs li-

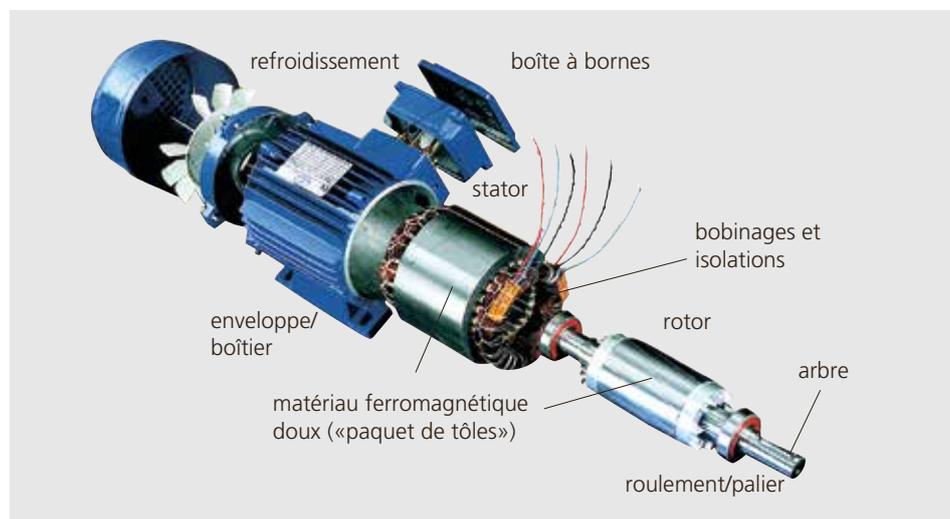


Figure 3.1 :  
Vue éclatée d'un  
moteur asynchrone  
standart.  
Source : CEG Srl,  
motori elettrici

néaires sont semblables à ceux des machines à champ tournants (mais ne seront pas approfondis ici).

Les **machines à courant continu (MDC)** sont à l'origine de la motorisation électrique mais ont été rapidement évincées pour les applications d'entraînements industriels. En ce qui concerne leur contrôle aisé et la qualité du couple, elles répondent encore aujourd'hui aux exigences des entraînements à hautes performances. Leur construction et leur entretien représentent cependant beaucoup de travail et sont coûteux. Beaucoup de machines à champ tournant se base sur le mode de fonctionnement de la machine à courant continu. Ceci conduit à des similitudes, en particulier pour les principes de régulation. Les explications de la machine à courant continu servent surtout à la compréhension des bases des machines électriques.

On retrouve également la topologie de la machine à courant continu dans les très répandues moteurs universels. On peut les exploiter directement ou grâce à un variateur de tension sur le réseau alternatif monophasé. C'est pour cette raison qu'on les retrouve dans de nombreux appareils électroménagers (par exemple dans les aspirateurs). En raison de leur similitude avec les moteurs à courant continu, nous ne nous attarderons pas sur le fonctionnement des moteurs universels. En ce qui concerne les entraînements rotatifs, c'est la **machine à champ tournant** qui occupe la place la plus importante.

Il en existe plusieurs types différents dont le point commun est qu'un champ magnétique circule, donc tourne, dans l'entrefer, entre le stator et le rotor. Le champ magnétique est caractérisé par une ou plusieurs paires de pôles qui sont à chaque fois constitués d'un pôle nord et d'un pôle sud. On peut différencier les deux principaux types de machines à champ tournant en fonction de la vitesse de rotation du rotor par rapport à la vitesse de rotation du champ statorique.

■ Dans les **machines synchrones (MS)**, en fonctionnement stationnaire, le rotor tourne à la même vitesse que le champ, de façon synchrone à celui-ci.

■ Dans les **machines asynchrones (MAS)**, le rotor sous charge ne tourne plus à la même vitesse que le champ, il tourne de façon asynchrone par rapport au champ. En tant que moteur, il tourne légèrement plus lentement, en tant que générateur, légèrement plus rapidement que le champ. C'est uniquement sans charge, en marche à vide, que le rotor tourne quasiment de manière synchrone par rapport au champ.

Avec l'amélioration et la réduction des coûts des semi-conducteurs et également de la précision de régulation de la machine à champ tournant, cette dernière s'est imposée rapidement dans les domaines pour lesquels on utilisait jusque-là des machines à courant continu, comme par exemple dans les convoyeurs, les laminoirs ou les remontées mécaniques.

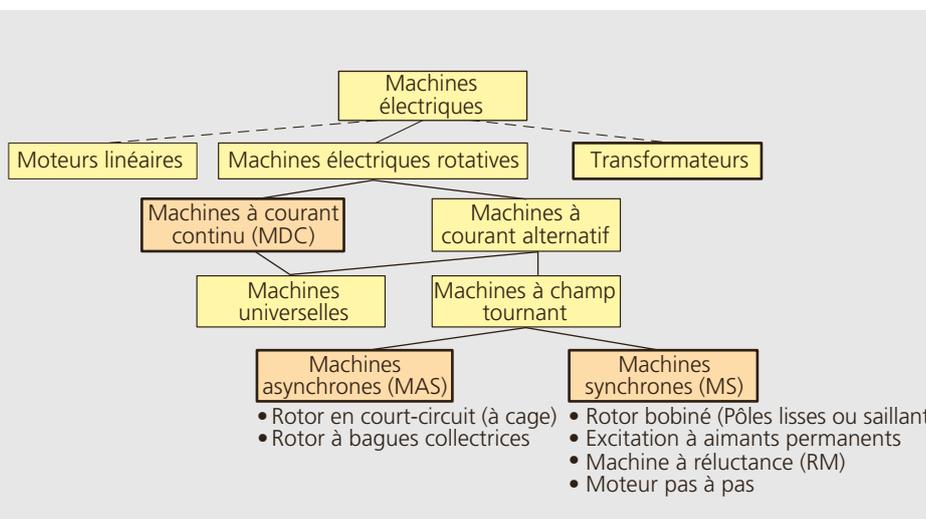


Figure 3.2 : Classification des machines électriques. Les types de machines encadrés en gras seront étudiés dans les chapitres suivants.

La **machine asynchrone** est le type de machine le plus répandu dans les entraînements. La plupart du temps, on la trouve en version triphasée avec rotor type cage d'écureuil qui consiste en un bobinage court-circuité. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium (pour les modèles de performances plus basses), mais on peut aussi rencontrer du cuivre (pour les modèles de hautes performances).

La machine asynchrone est robuste, économique à produire et à entretenir. Elle peut atteindre une vitesse de rotation élevée, résiste à la surcharge pour de courtes durées et est, grâce à sa possibilité d'affaiblissement du champ, très appréciée pour les entraînements dont le rapport de vitesse opérationnel est élevé. La construction de cette machine représente un inconvénient lors du refroidissement du rotor, qui est sujet à des pertes. Ceci s'avère particulièrement problématique lors d'une utilisation avec un couple élevé et une vitesse de rotation basse. Un autre inconvénient est le fait que le champ magnétique tournant doit être produit par le biais d'un courant de magnétisation, présent au stator. Ceci limite le facteur de puissance ainsi que le rendement de la machine asynchrone.

Pendant longtemps, les **machines synchrones** n'ont été utilisées pratiquement que dans des plages de puissances élevées. Leur utilisation la plus répandue est en tant que générateur dans des centrales hydrauliques ou thermiques. Avec l'introduction de convertisseurs et le développement rapide des aimants permanents pendant les dernières décennies du 20<sup>ème</sup> siècle, l'industrie de la machine synchrone a pris de l'importance. Aujourd'hui, la machine synchrone à excitation permanente est la plus utilisée comme servomoteur pour les entraînements de positionnement. Elle peut également faire valoir ses atouts face à la machine asynchrone dans les entraînements à haute puissance. La machine synchrone est très répandue dans les micromoteurs de grandes séries, sous forme de moteur à commutation électronique (EC) (par exemple dans l'horlogerie,

la mécanique de précision, l'industrie automobile).

Dans les machines synchrones, les aimants permanents ou les bobinages électriques génèrent un champ magnétique au rotor. Grâce aux aimants permanents à haute énergie disponibles de nos jours, un rendement élevé et de hautes densités de couples peuvent être atteints, ce qui permet la réalisation de constructions très compactes. Si on utilise une machine synchrone électriquement excitée, on a le grand avantage de pouvoir varier l'absorption respectivement la production de puissance réactive de la machine par le biais de l'excitation. Avec un convertisseur, on peut régler le courant de façon à ce que le courant qui circule dans le stator soit un courant purement générateur de couple et qu'ainsi les pertes ohmiques, l'échauffements et les dilatations thermiques qui en découlent soient inférieures à ceux de la machine asynchrone. En plus, lorsque le nombre de pôles est important, la machine synchrone offre une capacité de surcharge élevée. Sa construction plus compacte que celle de la machine asynchrone est utilisée dans les servomoteurs demandant une forte dynamique. Le volume et le moment d'inertie réduits du rotor permettent des temps d'établissement de la vitesse plus courts et des pertes moindres lors des phases d'accélération et de freinage.

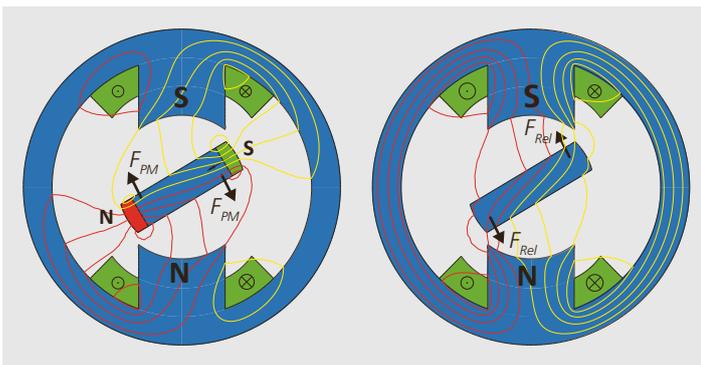
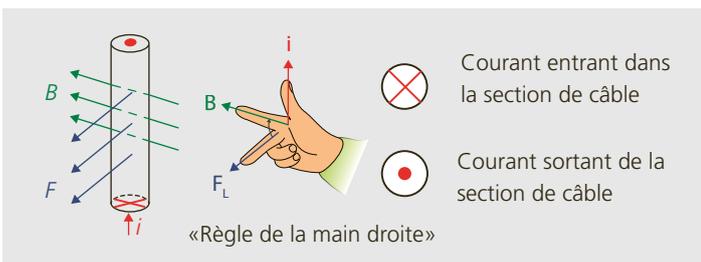
Dans les machines à réluctance, le rotor tourne également de manière synchrone avec le champ tournant du stator. Contrairement aux machines synchrones électriquement excitées ou excitées par aimants permanents, le rotor des machines à réluctances est purement passif, constitué d'un paquet de tôles en fer doux. Le design du paquet de fer permet de définir des directions magnétiques préférentielles. Ainsi, le rotor peut produire du couple en s'alignant avec le champ statorique. Les **moteurs linéaires** fonctionnent en suivant le même principe que les machines à champ tournant. Ils sont composés d'une machine synchrone ou asynchrone «déroulée» dont l'alimentation se fait de manière analogue. Les **moteurs pas à pas** et les **moteurs à réluctance variable commutés** (Switched

Reluctance Motors, SRM) ont eux aussi un champ tournant dans l'entrefer, mais ils sont alimentés par des courants en forme de bloc.

Les transformateurs sont également classifiés comme des machines électriques. Ils sont l'élément central de la technique des courants alternatifs. Avec les transformateurs, les tensions et les courants peuvent être convertis pour que d'une part ils conviennent à l'application et d'autre part pour que l'énergie soit transportée sur de longues distances. Les transformateurs électriques peuvent être monophasés et triphasés. Il existe également de nombreuses formes spéciales, par ex. dans les alimentations à découpage ou de manière plus générale pour l'électronique de puissance.

**Figure 3.3 :**  
Force de Lorentz sur un conducteur parcouru par un courant qui est plongé dans un champ magnétique avec représentation de la «règle de la main droite». A droite, symboles représentant la direction du courant.

**Figure 3.4 :**  
Simulation d'une force sur un corps magnétique dans un champ magnétique avec l'exemple d'un aimant permanent (à gauche) et d'un rotor à réluctance (à droite).



## 3.2 Champs magnétiques

### 3.2.1 Génération de force

La transformation d'énergie électrique en énergie mécanique a lieu quand des forces sont exercées sur des surfaces ferromagnétiques ou lorsque des conducteurs plongés dans un champ magnétique sont parcourus par un courant. La partie mobile d'une machine électrique (le rotor) agit comme transmetteur entre l'énergie électrique et mécanique. Les deux principes de force doivent être observés de plus près :

La **force de Lorentz** se crée à partir du produit d'une induction magnétique  $B$  et d'un courant  $i$  dans un conducteur de longueur  $l$ . Seules les composantes  $B$  et  $i$ , perpendiculaires l'une par rapport à l'autre contribuent à la production de force. La force résultante est à son tour perpendiculaire aux deux autres grandeurs. Pour une disposition perpendiculaire, la formule suivante s'applique :

$$F_L = i \cdot B \cdot l$$

Force sur un conducteur	$F_L$	N	
Densité de flux magnétique	$B$	$T = Vs/m^2$	Tesla

La **force réluctante** agit sur des corps magnétisables de façon à ce que l'énergie dans le champ magnétique soit minimisée (les champs sont alignés). Si un aimant permanent se trouve dans un champ magnétique extérieure  $B$ , une force proportionnelle au produit du champ magnétique coercitif  $H_{C,PM}$  de l'aimant permanent et de l'induction magnétique  $B$  est produite.

$$F_{PM} \sim H_{C,PM} \cdot B$$

Force exercée sur un aimant permanent	$F_{PM}$	N
Champ coercitif de l'aimant permanent	$H_{C,PM}$	A/m

La force se dirige de sorte qu'elle essaye d'aligner les deux champs (sur la figure 3.4, à gauche, cela se traduit par un alignement du pôle sud vert de l'aimant avec le pôle nord de l'électroaimant (courant d'induit).

Les machines à réluctance ont un rotor purement passif, ce qui signifie qu'elles sont construites sans aimant permanent. La densité de force augmente proportionnellement au carré de l'induction magnétique  $B$  et ici aussi la force résultante essaye d'aligner les corps magnétiques dans l'axe du champ magnétique. Sur la figure 3.4, à droite, cela signifie un alignement du pôle du rotor en position de la plus faible résistance magnétique, autrement dit du plus petit entrefer, par rapport au pôle du stator.

$$F_{Rel} \sim B^2$$

Force exercée sur le rotor d'une machine à réluctance	$F_{Rel}$	N
---	-----------	---

### 3.2.2 Tension induite

La loi de l'induction décrit le rapport entre la tension aux bornes, le courant aux bornes et la variation du flux dans une boucle conductrice, traversée par un flux magnétique. La disposition ainsi que la définition de la polarité sont représentés dans la figure 3.5.

Le flux magnétique  $\phi$  se forme à partir de l'intégrale de la densité du flux magnétique  $B$  à travers une surface  $A$ . Avec une densité de flux constante qui pénètre verticalement

une surface, le calcul est réduit à un simple produit. Dans des dispositions avec du fer et de l'entrefer, comme c'est le plus souvent le cas dans les machines, cette condition est largement remplie. Si la surface comprend  $N$  spires, on a alors un flux totalisé  $\Psi$ .

Flux magnétique	$\phi$	Vs	$\phi = B \cdot A$
Flux totalisé de l'enroulement	$\Psi$	Vs	$\Psi = N \cdot \phi$

Selon la loi d'induction, pour une boucle s'applique (figure 3.5) :

$$R \cdot i + \frac{d\phi}{dt} - u_{12} = 0$$

Les trois opérantes sont :

- la chute de tension ohmique dans le conducteur due au courant  $R \cdot i$
- la tension induite par un changement du flux dans la boucle  $d\phi/dt$
- la tension aux bornes  $u_{12}$

En fonction de la variation temporelle du flux  $\phi$  qui traverse la boucle, avec les bornes ouvertes (courant  $i = 0$ ) une tension  $u_{12}$  s'applique :

$$u_{12} = \frac{d\phi}{dt}$$

Si, à la place de la boucle, nous avons affaire à un enroulement avec  $N$  spires, ce sera :

$$u_{12} = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\Psi}{dt}$$

La variation du flux peut être provoquée par les causes suivantes (figure 3.6 a, b, c) :

- a) **Tension induite de transformation** : dans ce cas, un champ magnétique généré extérieurement pénètre la boucle conductrice. Quand ce flux magnétique  $\phi$  varie dans le temps, une tension est produite :

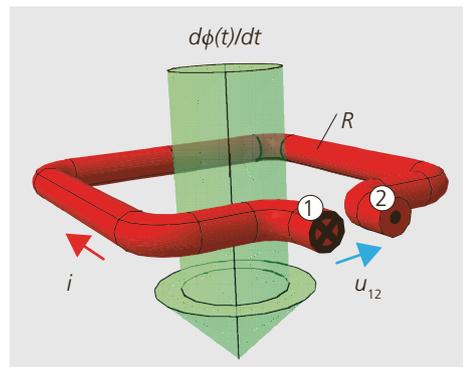


Figure 3.5 : Boucle conductrice dans un champ magnétique.

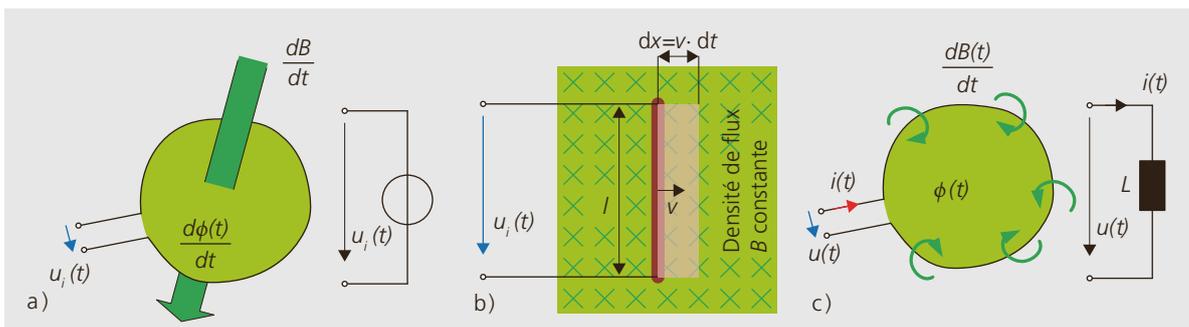


Figure 3.6 : Loi d'induction  
 a) tension induite de transformatrice  
 b) tension induite de mouvement  
 c) induction propre.

$$u_i = \frac{d}{dt} \phi(t)$$

Le schéma équivalent de cette disposition est une source de tension avec  $u_i$ .

b) **Tension induite de mouvement** : quand, dans un champ avec une densité du flux  $B$ , la surface  $A$  de la boucle change, le flux change avec  $d\phi = B \cdot dA$ . Sur la figure 3.6 b), ce changement de surface est représenté par des conducteurs rouges se déplaçant à vitesse  $v$ .

Avec  $dA = l \cdot dx$  et  $v = dx/dt$  nous obtenons :

$$u_i = B \cdot l \cdot v$$

c) **Induction propre** : lorsqu'un courant  $i(t)$  circule dans une boucle ou dans une bobine avec une inductance  $L$ , cela crée le flux totalisé  $\Psi(t) = L \cdot i(t)$ . En cas de variation temporelle du courant, celui-ci engendre également un champ magnétique qui varie dans le temps. Cette tension est calculée grâce à la loi d'induction :

$$u = \frac{d\Psi}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

Le schéma équivalent est une inductance.

### 3.2.3 Solénation, densité de flux et intensité du champ

Le champ magnétique qui lie l'électricité et les forces mécaniques est produit par la circulation d'un courant électrique ou par des matériaux à aimantation permanente. Les champs magnétiques sont libres de sources, le flux circule le long de lignes de champs fermées sans début ni fin.

La **loi d'Ampère** stipule que l'intégrale de l'intensité du champ magnétique  $H$  dans la direction du déplacement le long d'une ligne fermée  $l$ , correspond au courant passant dans la surface délimitée par  $l$  et est appelé la solénation  $\theta$  (figure 3.7).

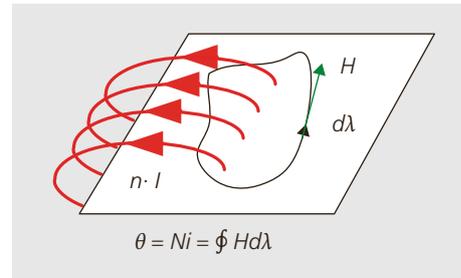


Figure 3.7 : Illustration de la loi d'Ampère.

Courant totalisé (solénation)	$\theta$	A	$\theta = N \cdot i$
Intensité du champ magnétique	$H$	A/m	

Le circuit magnétique est constitué de matériaux qui sont magnétiquement plus ou moins perméables. On peut guider le champ magnétique de façon ciblée en utilisant des matériaux perméables comme par exemple le fer. Etant donné que les parties mobiles doivent être séparées des parties statiques, on trouve aussi des intervalles d'air dans le circuit magnétique des machines électriques. La figure 3.8 représente une version simplifiée d'un circuit magnétique. Un courant  $i$  dans une bobine avec  $N$  spires produit un champ magnétique. Celui-ci est en grande partie conduit dans le fer à haute perméabilité  $\mu$  et traverse l'entrefer de distance  $\delta$ . Si l'on présume un champ magnétique constant le long du parcours d'intégration par segment, l'intégrale se réduit à une simple équation d'addition, composée des produits de  $H$

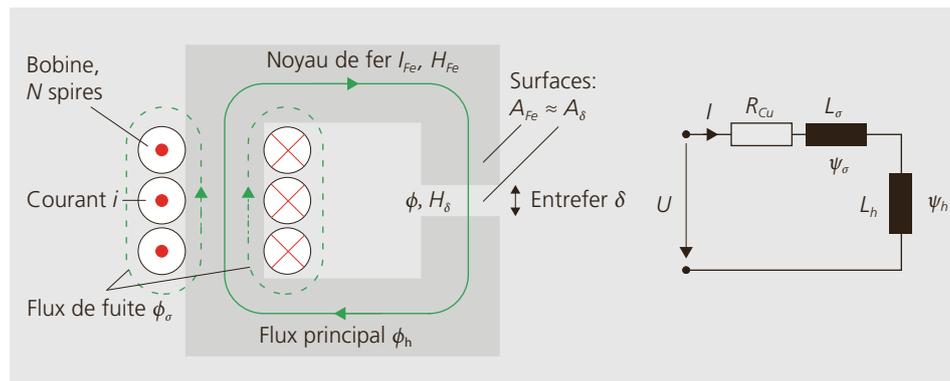


Figure 3.8 : Gauche : Circuit magnétique avec flux principal  $\phi_h$  et flux de fuite  $\phi_\sigma$ . Droite : schéma électrique équivalent avec les flux totalisés  $\psi_\sigma = N\phi_\sigma$ ,  $\psi_h = N\phi_h$  et la résistance de la bobine  $R_{Cu}$ .

multiplié par la longueur  $l$ , pour chaque élément.

$$H_{\delta} \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} = N \cdot i = \theta$$

Etant donné que le flux magnétique forme une boucle fermée, le flux total est toujours le même. Il reste donc constant lors qu'il quitte une surface. Si on admet que la section transversale du flux dominant  $A_{Fe} \approx A_{\delta}$  ne change pas, on admet :

$$\phi = B_{\delta} \cdot A_{\delta} = B_{Fe} \cdot A_{Fe}$$

Et donc :

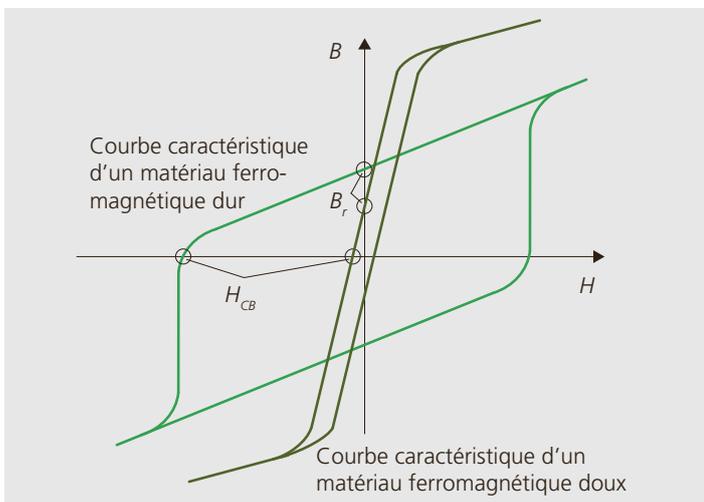
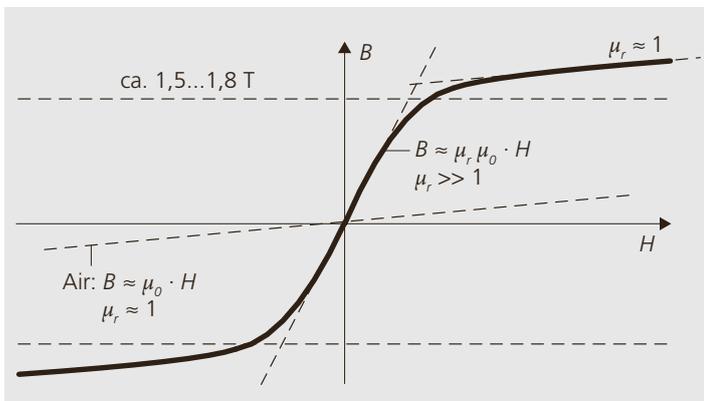
$$B = B_{\delta} = B_{Fe}$$

Le rapport entre la densité du flux et l'intensité du champ magnétique est déterminé par l'équation des matériaux avec la proportionnalité  $\mu$  :

$$B = \mu \cdot H = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

Figure 3.9 : Courbe de magnétisation de matériaux ferromagnétiques.

Figure 3.10 : Courbe de magnétisation du fer doux (tôles magnétiques) et de ferrite dure (aimant permanent) avec  $B_r$  et  $H_{CB}$ .



Perméabilité magnétique	$\mu$	Vs/Am
Perméabilité du vide	$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$ Vs/Am
Perméabilité relative d'un matériau	$\mu_r$	-

Dans un cas idéalisé, on néglige le fait qu'une partie du flux forme un champ de fuite et ne circule pas dans le circuit principal (figure 3.8). On différencie pour cette raison le flux principal  $\phi_h$  du flux de fuite  $\phi_{\sigma}$  et, par conséquent, l'inductance principale  $L_h$  de l'inductance de fuite  $L_{\sigma}$ . Un exemple pour illustrer cela est le flux de fuite d'une bobine qui fait qu'une partie du flux ne circule pas à travers l'entrefer.

Alors que les matériaux non magnétiques comme l'air, le cuivre et l'aluminium présentent une perméabilité relative de  $\mu_r = 1$ ,  $\mu_r$  se comporte de façon pas du tout linéaire avec les matériaux ferromagnétiques comme le fer, le nickel ou le cobalt. Cette dépendance est représentée par la courbe d'aimantation sur la figure 3.9. En cas de faible induction,  $\mu_r$  est  $\gg 1$ . En cas d'induction croissante, le matériau commence à saturer et le flux n'augmente alors plus qu'avec le taux de perméabilité de l'air ( $\mu_r \approx 1$ ). En raison du besoin élevé en solénoïdation et donc en courant, toute activité dans la zone de saturation est à éviter. Dans les machines électriques et transformateurs, les parties ferromagnétiques sont dimensionnées de façon à ce que leur densité de flux maximale en fonctionnement se situe dans le secteur du coude de la courbe caractéristique. Si on utilise un matériau dans la zone de saturation, on doit, à cause de l'augmentation du courant, tenir compte de la hausse des pertes et des besoins en puissance réactive de la machine. Une densité de flux trop faible indique que le circuit magnétique est surdimensionné et qu'une

Tableau 3.1 : Matériaux magnétiques permanent et leurs caractéristiques principales.

Matériau	Ferrite	NdFeB	SmCo	
$B_r$	0,35–0,45	1,2–1,45	0,85–1,1	T
$H_{CB}$	120–280	900–1100	650–900	kA/m
$H_{CJ}$	150–320	1000–2600	1200–1500	kA/m
$\alpha_{Br}$	-0,2	-0,12	-0,03	%/K
$\alpha_{HcJ}$	0,3	-0,1	-0,2	%/K
Température de service admissible	ca. 250	ca. 150	ca. 180	°C

partie significative de l'investissement en matériaux est inutile.

Lors de l'inversion magnétique de matériaux ferromagnétiques apparaît une hystérèse comme démontré à la figure 3.10 qui se caractérise par :

■ **Une induction rémanente  $B_r$**  : qui correspond à la densité du flux restante, lorsque l'on ramène l'intensité du champ  $H$  de la zone de saturation à zéro.

■ **Un champ magnétique coercitif  $H_{CB}$**  : qui correspond à l'intensité de champ nécessaire pour ramener la densité du flux à zéro.

En raison de leur conductivité élevée, on utilise dans les machines électriques des matériaux ferromagnétiques avec un faible  $H_{CB}$  appelé matériaux ferromagnétiques doux. Les matériaux avec un  $B_r$  élevé sont utilisés comme aimants permanents. Ils ont également un  $H_{CB}$  magnétiques durs (voir figure 3.9). Les caractéristiques magnétiques changent en fonction de la température, on mesure cette influence grâce au coefficient de température  $\alpha$ . Quand la température augmente,  $B_r$  et la plupart du temps  $H_{CB}$ , diminuent. Cela explique que la température de services admissible des aimants dans les machines soit plus basse que dans les fiches techniques. Quand l'aimant est sollicité au-delà du «champ magnétique coercitif de polarisation»  $H_{Cj}$ , il résulte une désaimantation permanente de l'aimant. Les valeurs limites de température ne doivent en aucun cas être dépassées.

Dans les machines à haute densité de force qui ont un bon rendement, on utilise principalement des aimants permanents «terres rares» avec des  $B_r$  et  $H_{CB}$  élevés. Les matériaux néodyme-fer-bore (NdFeB) en sont un bon exemple. Les matériaux en SmCo présentent un meilleur comportement à la température. Une sélection de matériels est donnée au tableau 3.1.

Les aimants en ferrite représentent une alternative meilleure marché pour des cas où les attentes en rendement et densité de puissance sont moindres. Les propriétés des aimants se sont beaucoup développées jusqu'aux années 1990, ce qui a permis au champ d'application des machines élec-

triques de considérablement s'élargir. Depuis l'introduction des aimants NdFeB, les prix n'augmentent plus que sensiblement.

### 3.2.4 Calcul de l'inductance

La relation entre le flux  $\phi$  lié à un conducteur électrique de  $N$  spires, le flux totalisé  $\Psi$ , et le courant  $i$  est décrite par l'inductance  $L$  :

$$\Psi = N\phi = Li$$

Inductance	$L$	$H = \frac{V_s}{A}$	Henry
------------	-----	---------------------	-------

Le calcul exact des circuits magnétiques est exigeant. Les formules exactes ou approximatives sont résumées dans des tableaux pour différentes formes standard (par exemple conducteur à deux fils, bobine cylindre longue, bobine annulaire). Une fois que l'inductance  $L$  d'un composant magnétique est connue, elle peut être utilisée.

Les composants inductifs réels possèdent toujours des pertes par effet Joules dans les conducteurs. De plus, des pertes dans le circuit magnétique peuvent survenir en raison de la réaimantation. Ces pertes sont souvent dépendantes du courant (saturation) et de la fréquence (déplacement du courant : «effet pelliculaire et de proximité»).

Dans les machines et transformateurs, l'inductance des bobines à noyaux ferromagnétiques avec et sans entrefer est intéressante. Leur calcul est basé sur la structure de la figure 3.8.

Le flux de fuite est négligé, de sorte que le flux  $\phi$  est considéré constant sur tout le trajet. Ceci est valable si l'entrefer  $\delta$  est petit par rapport aux dimensions de la zone centrale  $A_{Fe}$  et que l'induction magnétique  $B$  dans l'entrefer et dans le fer sont constantes. Dans ce cas :

$$B = \mu_0 H_\delta = \mu_0 \mu_r H_{Fe} \rightarrow H_{Fe} = \frac{H_\delta}{\mu_r}$$

Inséré dans l'équation d'Ampère, il en résulte pour la solénoïde :

$$Ni = H_{Fe} l_{Fe} + H_\delta \delta = \frac{H_\delta}{\mu_r} l_{Fe} + H_\delta \delta = H_\delta \left( \frac{l}{\mu_r} + \delta \right)$$

En utilisant l'induction magnétique  $B$ , la surface du noyau  $A = A_{Fe} \approx A_\delta$  et le nombre de spires  $N$  le flux totalisé  $\Psi = B \cdot A \cdot N$  est déterminé et l'inductance  $L$  peut être calculée en substituant le courant de la loi d'Ampère par :

$$L = \mu_0 \mu_R \frac{AN^2}{l_{Fe} + \delta \mu_R} = \mu_0 \frac{AN^2}{\frac{l_{Fe}}{\mu_R} + \delta}$$

S'il n'y a pas d'entrefer  $\delta$ , le terme  $\delta \cdot \mu_R$  est supprimé et l'inductance  $L$  sera maximale. Dans le cas contraire quand  $\delta \cdot \mu_R$  est beaucoup plus grand que  $l_{Fe}$ , le chemin dans le fer peut être négligé pour le calcul de l'inductance.

■ **Constante  $A_L$**  : Pour les noyaux disponibles dans le commerce, la valeur dite  $A_L$  est généralement donnée par les fabricants. Cette valeur tient compte de la forme du noyau, du matériau et des éventuels entrefers. Avec une grandeur  $A_L$  donnée, l'inductance est calculée comme suit :

$$L = A_L N^2$$

(Attention : parfois la grandeur  $A_L$  est donnée en nH/spires)

■ **Energie d'un champ magnétique** : L'énergie stockée dans un composant inductif peut être calculée de deux manières : en utilisant l'inductance  $L$ , si celle-ci est connue, et le courant  $i$  au travers de l'inductance, ou en utilisant l'induction magnétique  $B$  et son champ  $H$  associé. Le produit doit être intégré sur tout le volume  $V$  dans lequel le champ n'est pas égal à zéro. Cette approche est souvent utile si le volume peut être délimité sur la base de considérations pratiques, car en dehors de cela, le champ est si faible qu'aucune contribution pertinente n'est apportée. C'est souvent le cas dans les selfs avec entrefer ou les machines électriques

$$W = \frac{L}{2} i^2 = \frac{1}{2} \int_V BH dV$$

■ **Formule du transformateur** : Le calcul des tensions harmoniques sur une inductance ou un transformateur est connue sous le nom de «formule du transformateur». Elle s'applique aux bobines et aux

transformateurs à noyau ferromagnétique. Les éléments de la structure suivants sont connus : l'induction admissible  $\hat{B}$  dans le matériau ferromagnétique, la surface du noyau  $A_{Fe}$ , le nombre de spires  $N$  et la fréquence  $f$ . Pour la valeur efficace de la tension, il s'en suit :

$$U_{i(eff)} = \frac{1}{\sqrt{2}} N A_{Fe} 2\pi f \hat{B} = 4,44 f N A_{Fe} \hat{B}$$

■ **Courant magnétisant avec alimentation en tension** : Pour un quelconque élément avec une inductance  $L$ , le courant  $i(t)$  en fonction de la tension  $u(t)$  vaut :

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau$$

Pour une tension sinusoïdale de valeur efficace  $U$  et une fréquence  $f$  le courant efficace magnétisant  $I_\mu$  une fois le phénomène transitoire d'enclenchement passé, vaut :

$$I_\mu = \frac{U}{2\pi f \cdot L}$$

### 3.2.5 Influence de la saturation sur l'inductance

Dans les considérations précédentes, les composants inductifs étaient supposés constants et indépendants du courant ( $B = \mu H$ ). Cependant, dès l'utilisation de noyaux ferromagnétiques, la non-linéarité et la saturation doivent également être prises en compte pour des considérations plus précises ou des modulations importantes. Puisqu'une description mathématique n'est pas facile, le comportement du noyau est décrit avec des simplifications. Une possibilité est d'approximer la caractéristique de magnétisation par des droites avec seulement deux pentes : une  $\mu_r \gg 1$  en dessous et  $\mu_r = 1$  au-dessus de la saturation. En saturation, le matériau magnétique est «remplacé» par de l'air, comme représenté à la figure 3.11.

■ **Saturation du noyau ferromagnétique en fonctionnement établi** : Les effets de la saturation en fonctionnement stationnaire peuvent être illustrés par une expérience simple : une bobine est alimentée par une source de tension. La forme du courant est sinusoïdale jusqu'à ce que la limite de saturation est atteinte – mais au-

dessus de la saturation, elle augmente très fortement, comme le montre la figure 3.13. Une telle forme d'onde de courant est typique lorsqu'une self ou un transformateur fonctionne avec une tension trop élevée (ou une fréquence trop basse). Ce cas de fonctionnement peut être critique pour les composants si la demande en courant devient trop élevée.

■ **Saturation du noyau ferromagnétique en fonctionnement transitoire :** Un deuxième cas de fonctionnement dans lequel la saturation peut avoir un effet est lorsque la tension d'un composant correctement dimensionné n'est pas allumée au moment optimal dans le temps, c'est-à-dire si la valeur initiale du flux ou du courant magnétisant ne correspond pas à la tension. Figure 3.14 illustre le «courant d'appel» qui se produit et qui décroît durant plusieurs périodes en raison des pertes ohmiques et fer.

### 3.2.6 Loi de similitude des composants électromagnétiques

La tension sinusoïdale aux bornes d'une bobine est donnée selon la formule du transformateur :  $U = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe}$ . Avec une induction maximale et un nombre de spires donnés, la tension admissible  $U$  augmente proportionnellement avec la surface du fer  $A_{Fe}$ . Si la densité de courant et le nombre de spires sont maintenus constants, le courant admissible  $I$  augmente proportionnellement avec la surface de l'enroulement. La densité de courant  $J$  pour les grandes bobines, les transformateurs et les machines est de l'ordre de 2 à 10 A/mm<sup>2</sup> en fonction du type de refroidissement. Pour le courant, on a  $I = J \cdot A_{Cu}$ . Ce qui suit s'applique ainsi à la puissance (avec un nombre constant de spires):

$$S = U \cdot I = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot J \cdot A_{Cu}$$

donc  $\sim A_{Fe} \cdot A_{Cu}$  comme dans la figure 3.13.

Figure 3.11 :  
Saturation d'un noyau en régime établi. Gauche : circuit de mesure; droite : forme du courant et de la tension.

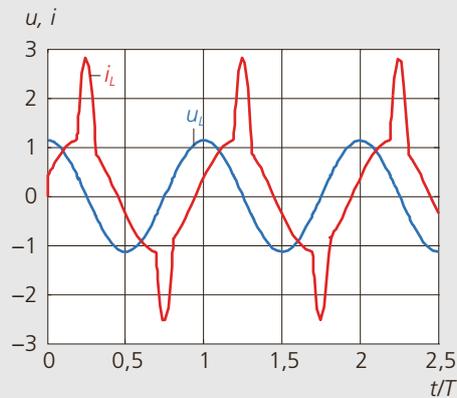
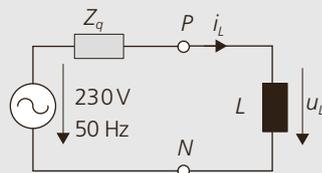
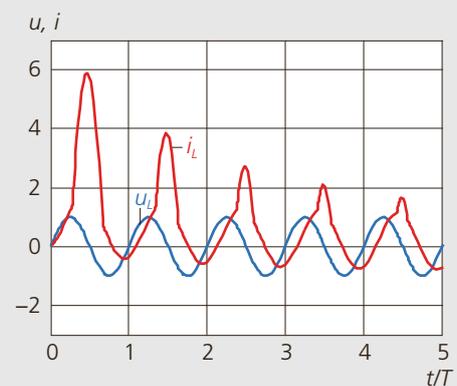
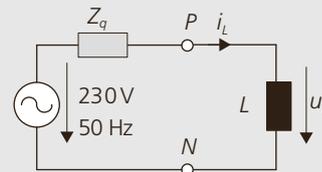


Figure 3.12 :  
Sur-courant transitoire dû à la saturation : gauche circuit de mesure. Droite : forme du courant et de la tension.



Si les dimensions d'un transformateur sont augmentées dans toutes les directions d'un facteur  $k$ , alors :

- la puissance augmente d'un facteur  $k^4$  (les surfaces de fer et de cuivre augmentent au carré)
- Le volume augmente d'un facteur  $k^3$  et ainsi également les pertes (par exemple.  $P_{Fe}$  avec des pertes par kg constantes)
- la surface augmente d'un facteur  $k^2$ , ce qui est déterminant pour le refroidissement.

Le prix par VA, tout comme les pertes, diminuent donc avec l'augmentation de la taille. Le rendement augmente avec elle. D'un autre côté, le refroidissement devient de plus en plus complexe, c'est pourquoi les transformateurs et les machines plus grands doivent être refroidis activement.

### 3.3 Transformateurs

Les transformateurs sont constitués d'enroulements plus ou moins fortement couplés par des flux magnétiques. Dans le domaine de la conversion d'énergie, les enroulements sont réunis par un noyau ferromagnétique commun. En plus des transformateurs simples à deux enroulements, il existe diverses conceptions spéciales telles que des autotransformateurs avec un seul enroulement ou des transformateurs avec trois enroulements ou plus. Les transformateurs triphasés sont d'une grande importance dans la conversion d'énergie électrique. Les transformateurs ont un rendement élevé qui augmente avec sa puissance. Les pertes d'un transformateur de 100 kVA sont de 2 % environ et d'environ 1 % pour 1 MVA. Selon les normes UE 548/2014, ces pertes doivent être réduites à 1,4 % ou 0,83 % pour les nouveaux transformateurs à partir de 2021.

#### 3.3.1 Transformateur monophasé équivalent

La représentation de la figure 3.15 symbolise un transformateur avec deux enroulements sur le même noyau. Il existe plusieurs formes de noyaux comme par exemple un noyau en E ou un noyau torique, comme montré à la figure 3.14.

Figure 3.13 :  
Illustration de la loi de similitudes.

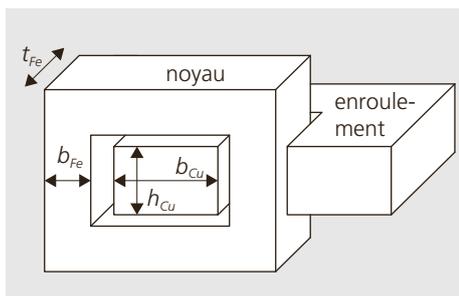


Figure 3.14 :  
Transformateur monophasé.  
Gauche : noyau en E, droite : noyau torique.  
Source : Wagner + Grimm AG

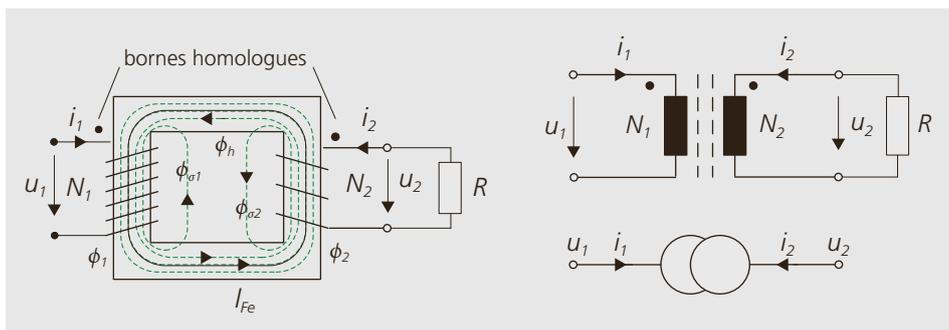


Figure 3.15 :  
Transformateur.  
Gauche : circuit magnétique, droite : symbole électrique.

Dans la pratique, les bobines seront si possibles bobinées l'une sur l'autre afin d'obtenir un plus grand couplage.

■ **Désignations** : Fondamentalement, les enroulements et les grandeurs associées peuvent être simplement numérotés :  $X_1, X_2, \dots$ . Dans le cas de deux enroulements, les termes enroulement primaire et secondaire sont utilisés et par conséquent tension ou courant primaire et secondaire. L'enroulement primaire est (dans la plupart des cas) l'enroulement à travers lequel la puissance circule dans le transformateur. Le nombre de spires est noté  $N_x$ . Ces interrelations s'appliquent aux valeurs instantanées (minuscules,  $u, i, \dots$ ) et efficaces (majuscules  $U, I, \dots$ ).

■ **Conventions** : dans ce livre, tous les enroulements du transformateur sont définis comme des consommateurs. Cependant, toutes les définitions sont possibles ! Les directions d'enroulement (bornes homologues) sont affichées avec des points. Si les courants circulent dans le transformateur en direction des points, les flux s'additionnent. Si les tensions sont mesurées comme présentées avec les directions de références illustrées, elles sont en phase.

■ **Symbole électrique** : à la figure 3.15 à droite, deux symboles de circuit pour les transformateurs sont représentés : En haut, deux inductances couplées au moyen d'un noyau (indiqué par les lignes verticales). Ce symbole est courant dans l'électronique et l'électronique de puissance. L'illustration en-dessous avec deux cercles qui se chevauchent est utilisée dans la transmission d'énergie.

■ **Couplage magnétique** : le flux  $\phi_1$  engendré par le courant primaire ne traverse pas totalement l'enroulement secondaire, pas plus que le flux  $\phi_2$  causé par le courant secondaire ne traverse complètement l'enroulement primaire. Le flux commun  $\phi_h$  des deux enroulements est appelé flux principal et les composantes qui ne traversent qu'un seul enroulement sont appelées flux de fuite  $\phi_{\sigma 1}$  et  $\phi_{\sigma 2}$ .

La relation entre le flux et le courant est décrite par une inductance attribuée à chaque composante du flux. Ce qui suit s'applique aux flux de fuite :

$$\psi_{\sigma 1} = N_1 \phi_{\sigma 1} = L_{\sigma 1} i_1$$

$$\psi_{\sigma 2} = N_2 \phi_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} i_2$$

■ **Rapport des tensions** : Pour l'ensemble des flux il y a :

$$\psi_1 = L_{\sigma 1} i_1 + N_1 \phi_h \quad \text{und} \quad \psi_2 = L_{\sigma 2} i_2 + N_2 \phi_h$$

Si les flux de champ principal  $\phi_h$  sont isolés et dérivés ( $u = d\psi/dt$ ) il en résulte pour les tensions :

$$u_2 = \frac{N_2}{N_1} u_1 - \frac{N_2}{N_1} L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt}$$

Pour des petits courants  $i_1, i_2$  ou de petites inductances  $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$  la chute de tension sur les inductances de fuites peut être négligée. Il en résulte le rapport de transformation à vide  $\ddot{u}$  du transformateur, exprimé uniquement par le rapport du nombre de spires :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1} = \ddot{u}$$

■ **Rapport des courants** : La relation entre le courant primaire et secondaire peut être établie en utilisant la loi d'Ampère. Avec un noyau de fer correctement dimensionné, la densité de flux magnétique  $B$  et l'intensité du champ  $H$  peuvent être considérés constants sur le chemin le long du noyau ferromagnétique ce qui implique que :

$$\oint H d\lambda = H_{Fe} l_{Fe} = \frac{B_{Fe}}{\mu_0 \mu_R} l_{Fe} = N_1 i_1 + N_2 i_2$$

Il en résulte pour les courants :

$$i_2 = -i_1 \frac{N_1}{N_2} + \frac{B_{Fe} l_{Fe}}{\mu_0 \mu_R N_2} = -i_1 \frac{N_1}{N_2} + i_\mu$$

La composante du courant  $i_\mu$  est généralement faible par rapport aux courants  $i_1$  et  $i_2$  : L'induction maximale dans le noyau est de  $\hat{B} \approx 1,5 \text{ T}$  et la perméabilité relative  $\mu_R$  dans le fer est de plusieurs milliers, la longueur du chemin dans le fer  $l_{Fe}$  est gardée aussi courte que possible et est également divisée par le nombre de spires  $N_2$ .  $i_\mu$  est appelé le courant magnétisant et est modélisé à la figure 3.16 par l'inductance de champ principal  $L_h$ .

Si  $i_\mu$  est également négligé, il en résulte le rapport de transformation idéal des courants :

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{\ddot{u}}$$

Les rapports de transformation des courants et des tensions peuvent également être identifiés avec le bilan de puissance du transformateur sans perte :

$$P_1 = u_1 i_1 = -P_2 = -u_2 i_2 = -u_1 N_2 / N_1 (-i_1 N_1 / N_2)$$

Ces relations sont illustrées à la figure 3.16 sous la forme d'un circuit équivalent composé de résistances, d'inductances et d'un transformateur idéal. De plus, les pertes ohmiques («pertes cuivre») sont représentées par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Lorsque le circuit magnétique est aimanté il se produit des pertes par hystérésis et courants de Foucault qui augmentent de façon quadratique avec l'induction et donc la tension. Elles sont modélisées avec une résistance  $R_{Fe}$  en parallèle avec l'inductance de champ principal.

■ **Conversion à un niveau de tension commun** : Les calculs avec un transformateur peuvent être simplifiés si les côtés primaire et secondaire sont combinés dans un circuit sans transformateur. Des conversions sont nécessaires pour cela. Les valeurs converties sont signalées par ('). Le rapport de transformation idéal est sup-

primé et le schéma équivalent de la figure 3.17 s'applique :

■ **Tensions et courants** :

$$u'_2 = u_2 \cdot (N_1/N_2) = u_2 \cdot \ddot{u}$$

$$i'_2 = i_2 \cdot (N_2/N_1) = i_2 / \ddot{u}$$

■ **Éléments équivalents** : Afin que les puissances actives et réactives dans la résistance et l'inductance de fuite du secondaire restent inchangées, il en découle :

$$P_V = R'_2 \cdot i'^2_2 = R_2 \cdot i^2_2 \Rightarrow R'_2 = R_2 \cdot \ddot{u}^2$$

$$Q_V = X'_{\sigma 2} \cdot i'^2_2 = X_{\sigma 2} \cdot i^2_2 \Rightarrow X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \cdot \ddot{u}^2$$

$$\Rightarrow L'_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} \cdot \ddot{u}^2$$

■ **Charge** : De la même manière une impédance de charge  $Z_2$  peut être adaptée de la façon suivante :

$$Z'_2 = \frac{u'_2}{i'_2} = \frac{u_2 \ddot{u}}{i_2 / \ddot{u}} = Z_2 \cdot \ddot{u}^2$$

Toutes les impédances sont ainsi transformées avec le carré du rapport du nombre de spires !

**3.3.2 Détermination par mesure des éléments du schéma équivalent**

Dans le cas des transformateurs, les grandeurs du circuit équivalent peuvent être déterminées à partir des mesures de la résistance de l'enroulement, d'un essai en court-circuit et d'un essai à vide. Un analyseur de puissance ou des instruments de mesure unitaire et un ohmmètre sont nécessaires.

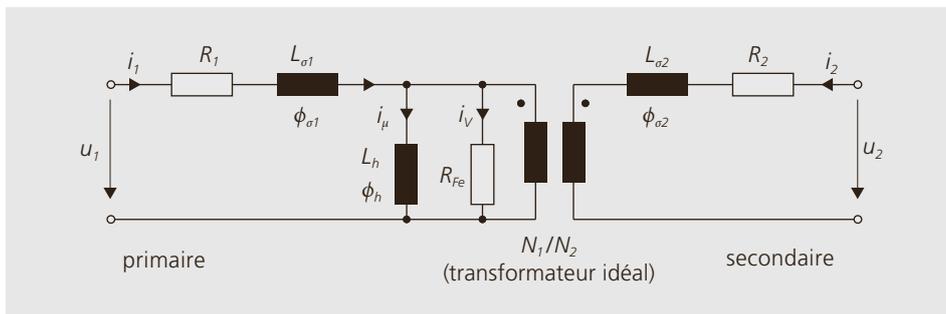


Figure 3.16 : Circuit équivalent complet d'un transformateur.

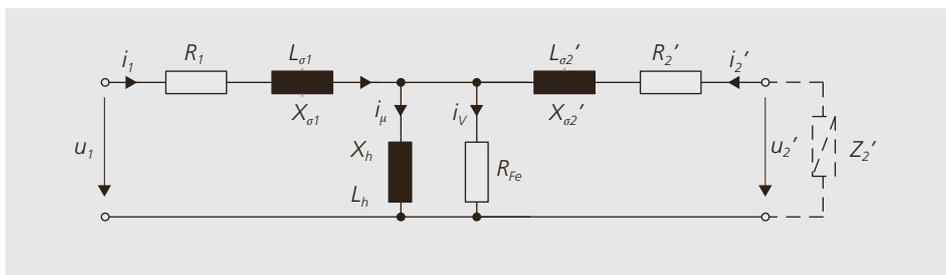


Figure 3.17 : Schéma équivalent pour un niveau de tension commun.

■ **Essai à vide** : Lorsque le secondaire est ouvert, la tension alternative nominale  $U_N$  est appliquée côté primaire et la puissance active  $P_0$  et le courant à vide  $I_0$  sont mesurés (figure 3.18). À vide, la résistance en série  $R_1$  et la réactance  $X_{\sigma 1}$  peuvent être négligées (le courant traversant les éléments et donc la chute de tension est faible) et le schéma peut approximativement être simplifié comme suit :

$$R_{Fe} = \frac{U_N^2}{P_0}$$

$$X_h = \frac{U_N^2}{Q_0} \text{ avec } Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = \sqrt{(U_N I_0)^2 - P_0^2}$$

■ **Essai en court-circuit** : Lorsque le côté secondaire est en court-circuit, la tension primaire  $U_1$  est augmentée jusqu'à ce que le courant nominal  $I_N$  circule. En plus de la tension  $U_1 = U_k$ , les puissances consommées  $S_k$  et  $P_k$  sont mesurées. Dans le cas d'un court-circuit,  $R_{Fe}$  et  $X_h$  (qui sont parallèles avec  $X'_{\sigma 2}$  et  $R'_2$ ) peuvent être négligés en première approximation (les tensions aux bornes des éléments et donc les courants sont faibles) et il s'ensuit :

$$R_T = R_1 + R'_2 = \frac{P_k}{I_N^2}$$

$$X_T = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2} = \frac{Q_k}{I_N^2} \text{ avec } Q_k = \sqrt{S_k^2 - P_k^2}$$

La répartition de la résistance totale mesurée  $R_T$  peut être vérifiée et comparée aux mesures ohmiques des deux résistances d'enroulement. Une répartition de la réactance  $X_T$  entre le côté primaire et le côté secondaire n'est pas possible – on suppose généralement que les deux sont identiques, ce qui est confirmé d'un point de vue pratique. Les inductances individuelles résultent de la division des réactances mesurées par la pulsation électrique utilisée pour la mesure.

Dans le cas de grandes inductances de fuite ou de petites inductances de champ principal, cette détermination approximative des éléments peut être insuffisante et les résultats des deux mesures doivent être résolus mathématiquement.

### 3.3.3 Circuit équivalent simplifié, impédance de court-circuit

Pour des applications pratiques, les circuits équivalents sont souvent simplifiés : dans un premier temps, la résistance  $R_{Fe}$ , qui modélise les pertes de fer, est omise, comme le montre la figure 3.20 à gauche. Dans le cas de gros transformateurs, le courant magnétisant est faible par rapport au courant nominal. Pour cette raison, il est courant dans l'ingénierie électrique d'omettre l'inductance principale  $L_h$  et de combiner les résistances et les impédances de fuite, comme le montre la figure de droite. Les circuits équivalents s'appliquent de la même manière aux transformateurs monophasés et triphasés! Dans le cas triphasé, cependant, ils doivent être appliqués à chaque phase. Par souci de simplicité, ils ne sont partiellement pas marqués (').

La tension qui doit être appliquée au transformateur pour qu'il circule le courant nominal lors de l'essai en court-circuit, est une grandeur caractéristique des transfor-

Figure 3.18 : Essai à vide avec les instruments de mesure nécessaires.

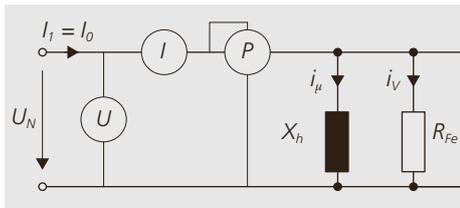


Figure 3.19 : Essai en court-circuit.

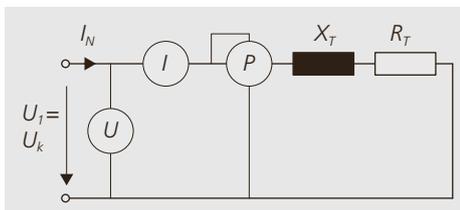
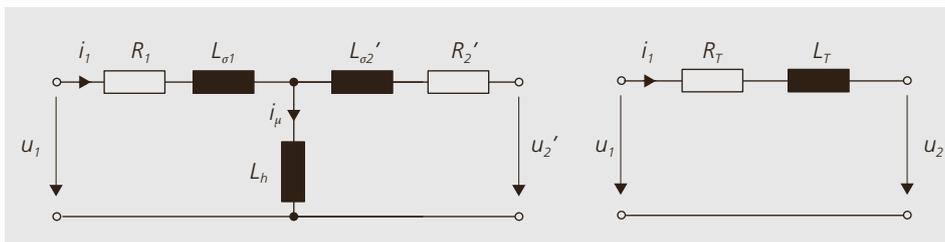


Figure 3.20 : Circuits équivalents simplifiés. Gauche sans pertes fer; droite : sans pertes fer et sans inductance de champ principal.



moteurs et est nommée la tension de court-circuit  $U_k$  :

$$U_k = I_N \cdot Z_T \text{ mit } Z_T = R_T + jX_T$$

La tension de court-circuit  $U_k$  est souvent donnée en %.

$$\varepsilon_c = \frac{U_k}{U_N} = \frac{I_N \cdot Z_T}{U_N}$$

Au lieu de  $\varepsilon_c$  on trouve dans la littérature la dénomination  $u_k$  (en %). Le courant de court-circuit lorsque le transformateur est connecté à un réseau fixe vaut :

$$I_k = \frac{U_N}{Z_T} = \frac{I_N}{\varepsilon_c}$$

Cela signifie que, par exemple, un transformateur avec  $\varepsilon_c = 4\%$  doit être conçu pour supporter thermiquement et mécaniquement un courant de court-circuit (jusqu'à son extinction !) de  $25 I_N$ . Alors que l'impédance de court-circuit primaire des petits transformateurs est principalement déterminée par les options de conception (plus la puissance est petite, plus  $\varepsilon_c$  est grand), pour des puissances plus importantes,  $\varepsilon_c$  est spécifiquement contraint pour que le courant soit défini en cas de défauts : les transformateurs de distribution inférieurs à 1 MVA ont généralement un  $\varepsilon_c$  entre 4...5 %. Pour des puissances élevées,  $\varepsilon_c$  peut atteindre jusqu'à 12 %.

### 3.3.4 Transformateurs triphasés

Les transformations de courants et de tensions dans un système triphasé peuvent être effectuées avec un transformateur

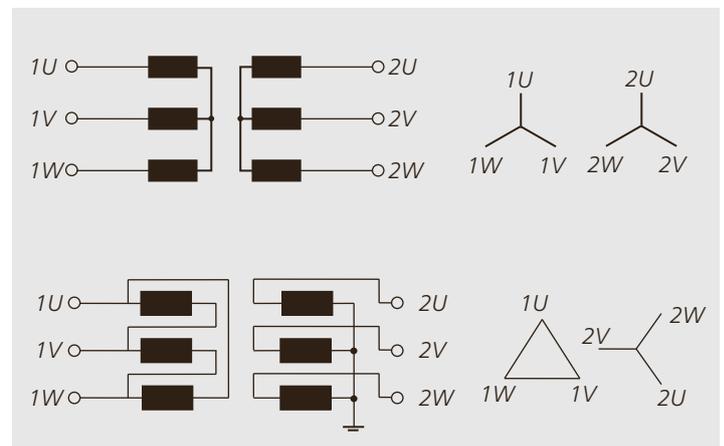
monophasé par phase. Dans le cas de très grandes puissances, cela se fait parfois de cette façon. Afin d'économiser le matériau du noyau, les transformateurs triphasés, comme le montre la figure 3.21, sont construits avec des noyaux à trois branches.

■ **Groupe de couplage** : Les côtés primaire et secondaire du transformateur triphasé peuvent être connectés en étoile ou en triangle. Le type de circuit est souvent mixte, par ex. triangle du côté primaire et étoile du côté secondaire. Cela permet des rotations de phase entre le côté primaire et le côté secondaire. Le type de circuit et la rotation de phase obtenus sont appelés «groupe de couplage». Une lettre majuscule est utilisée pour le côté primaire, une lettre minuscule pour le côté secondaire et un nombre ( $n \cdot 30^\circ$ ) pour la différence de phase entre le côté primaire et secondaire. La lettre N/n désigne un point étoile accessible. La figure 3.22 présente deux exemples.

Figure 3.21 :  
Transformateur  
triphase sec.  
Source : Wagner +  
Grimm AG



Figure 3.22 :  
Groupe de cou-  
plage Yy0 (en haut)  
und Groupe de cou-  
plage Dyn5 (en  
bas).



### 3.4 Machine à courant continu

#### 3.4.1 Construction et fonctionnement

Le fonctionnement de la machine à courant continu (MCC) se base sur le principe de la force de Lorentz :  $F = B \cdot l \cdot i$ . Deux pôles magnétiques produisent le champ d'excitation  $B$ , dans lequel on dispose sur un rotor mobile les conducteurs qui conduisent le courant  $i$ . La force  $F$  agit ainsi sur le conducteur. L'introduction de courant au rotor (aussi appelé induit) doit être faite de façon à ce que tous les conducteurs dans une même zone de pôle soient toujours traversés par le courant dans le même sens. Afin de produire une force constante, le sens du courant doit donc être inversé lors d'un changement de pôle.

Les éléments les plus importants du circuit magnétique de la machine à courant continu sont visibles sur la figure 3.23. Le stator est constitué de pôles inducteurs qui supportent le bobinage d'excitation permettant la construction du champ. L'épanouissement polaire est disposé de telle sorte qu'il englobe le plus grand nombre possible de conducteurs au rotor. A l'extérieur, la culasse assure la fermeture du flux magnétique.

l'inducteur. La machine est appelée à excitation séparée lorsque le courant d'excitation peut être défini indépendamment du courant rotorique. Dans ce cas, l'amplitude du champ peut être définie en ajustant le courant d'excitation.

Le rotor d'une machine à courant continu (figure 3.24) est composé d'un arbre d'entraînement, qui supporte un empilage de tôles dans lequel sont intégrés des con-

Figure 3.23 : Construction de base et images des lignes de champ d'une machine à courant continu. A gauche, uniquement avec le courant d'excitation  $i_E$  en fonctionnement à vide, à droite, avec en plus le courant de l'induit  $i_A$  et le champ déformé sous charge.

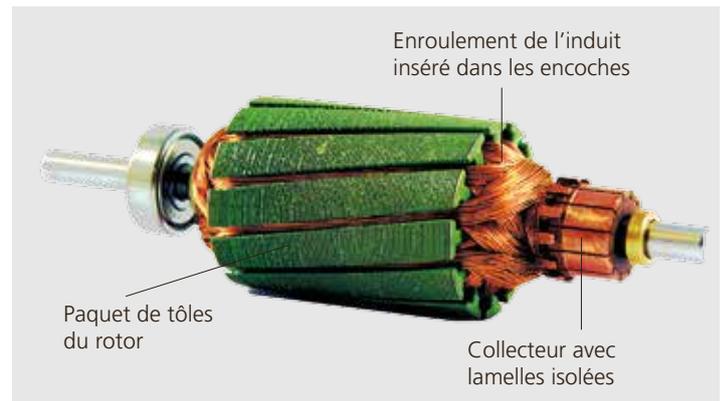
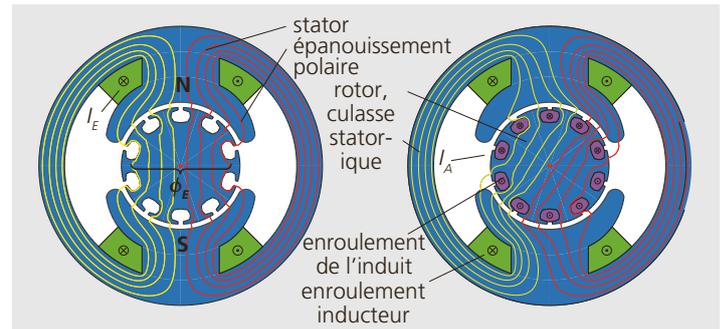
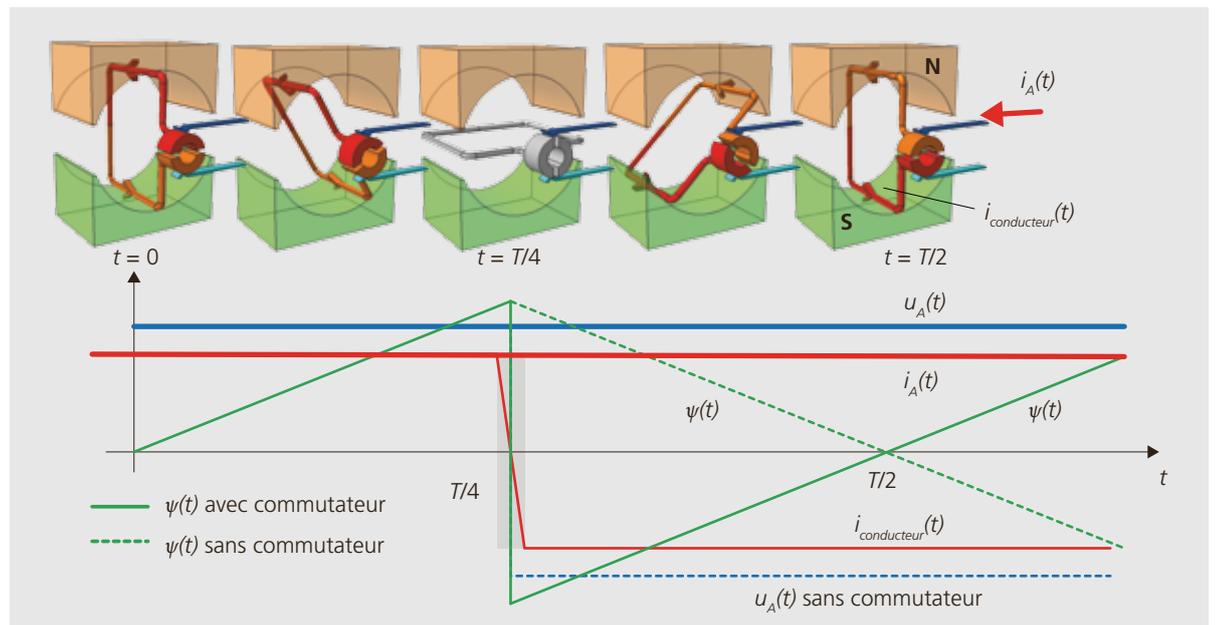


Figure 3.24 : Rotor avec collecteur et enroulement de l'induit.

Dans les machines électriquement excitées, le flux d'excitation  $\phi_E$  est produit par le courant continu qui circule dans le bobinage de

Figure 3.25 : Principe de commutation. En haut : bague rotative dans le champ d'excitation (pôle N, S), en bas : évolution pendant une rotation (la commutation du courant en zone neutre est marquée par une zone sombre), ligne discontinue : évolution sans commutateur.



ducteurs qui, avec leurs liaisons, forment les enroulements. Les liaisons des bobines sont conduites vers un collecteur qui repose également sur l'arbre et tourne solidairement avec le reste du rotor. Il est composé d'un cylindre de lamelles isolées les unes des autres, auxquelles sont reliées les bobines d'enroulement de l'induit, à leurs deux extrémités. Le collecteur et les balais fixes, qui agissent comme bagues collectrices et transmettent le courant au rotor par contact glissant, forment le commutateur.

Le principe de l'enroulement de l'induit avec un commutateur est représenté à la figure 3.25 par l'intermédiaire d'une boucle conductrice dans un champ magnétique à orientation radiale. Le flux totalisé  $\Psi$  change avec la position de la boucle. Afin que les côtés de la boucle qui sont parcourus par le courant d'induit  $i_A$  produisent un couple constant, la direction du courant doit être inversée à chaque fois qu'il change de pôle. C'est là le rôle du commutateur. L'introduction de courant dans l'enroulement d'induit se fait à travers les bagues collectrices. C'est ainsi que la direction du courant change dans les conducteurs, dès qu'ils arrivent dans la zone entre les pôles. Pendant cette commutation, un courant alternatif pratiquement rectangulaire circule dans l'enroulement de l'induit. On mesure une tension  $u_A(t) = U_A$  approximativement constante aux bornes de la machine. Sans le commutateur, on aurait affaire à une tension alternative aux bornes (représentée par la ligne bleue discontinue sur la figure 3.25).

### 3.4.2 Modélisation

Dans les enroulements du rotor, lors de la rotation, une tension proportionnelle à la vitesse de rotation est induite selon la loi de l'induction. Une tension continue apparaît aux bornes de l'induit car le commutateur, grâce à la connexion en série de bobines, provoque une sommation des tensions individuelles qui a toujours la même polarité. Ce principe de redressement est similaire à celui des redresseurs utilisés en électroniques de puissance, à la différence qu'il est réalisé par contact mécanique. Dans le flux toutes les grandeurs constructives sont pri-

ses en compte (disposition du bobinage, nombre de tours, fuites). Dans la machines à courant continu, on le définit comme constante de la machine  $k\phi$  :

$$U_i = k\phi \cdot \Omega$$

Tension induite de la machine	$U_i$	V
Constante de la machine à courant continu	$k\phi$	Vs
Vitesse angulaire mécanique	$\Omega$	rad/s

La valeur  $k\phi$  est une grandeur constante dans les machines à excitation permanente. Dans les machines plus grandes avec une excitation électrique et donc réglable,  $k\phi$  dépend du courant d'excitation et peut être représentée par une courbe caractéristique qui, comme la courbe de magnétisation, présente une forte propriété de saturation (figure 3.26).

Dès qu'un courant circule dans la machine, la tension induite ne peut plus être mesurée de l'extérieur car une chute de tension supplémentaire est créée par la résistance ohmique de l'enroulement. On différencie pour cette raison la tension induite interne  $U_i$  et la tension résultante aux bornes  $U_A$ . Le couple interne  $M_i$  peut être calculé à partir de la puissance interne  $P_i$  de la machine :

$$P_i = U_i I_A = \Omega \cdot M_i$$

$$M_i = \frac{U_i}{\Omega} I_A = k\phi \cdot I_A$$

La constante du moteur  $k\phi$  est donc aussi bien une constante de proportionnalité entre la tension induite et la vitesse de rotation qu'entre le couple et le courant. La puissance totalisée aux bornes de la machine doit, en plus de la puissance interne,

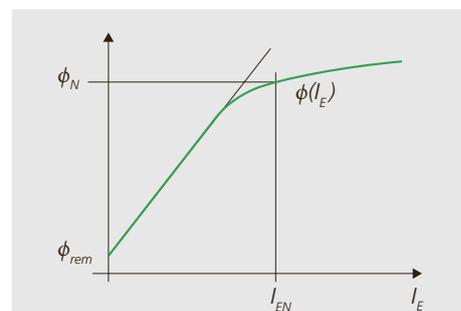


Figure 3.26 : Flux d'excitation en fonction du courant d'excitation. Le point nominal est environ situé dans la zone où la courbe commence à s'aplatir. Le flux rémanent  $\phi_{rem}$  persiste également sans courant d'excitation.

également couvrir les pertes cuivre de l'enroulement d'induit :

$$P_A = P_i + P_{V,A} = U_A I_A$$

$$= U_i I_A + I_A^2 R_A$$

Si on soustrait les pertes fer et les pertes par frottement de la puissance interne, on obtient la puissance mécanique transmise à l'arbre. Etant donné que les pertes fer sont difficiles à déterminer et comme elles présentent des dépendances similaires à celles des pertes par frottement, elles sont souvent calculées ensemble et perçues comme une seule composante perte  $P_{V,me}$ , qui est modélisée avec un couple de perte  $M_V$ . A partir de ces valeurs, on détermine la puissance transmise à l'arbre :

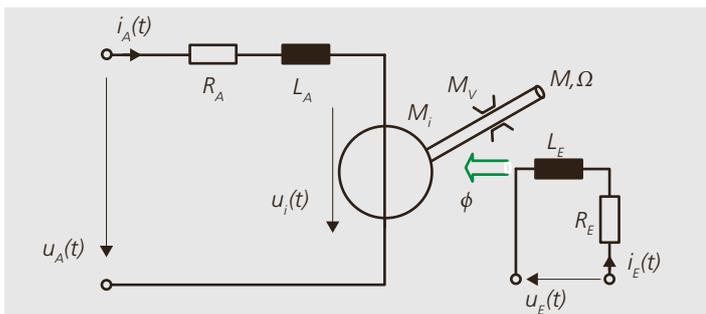
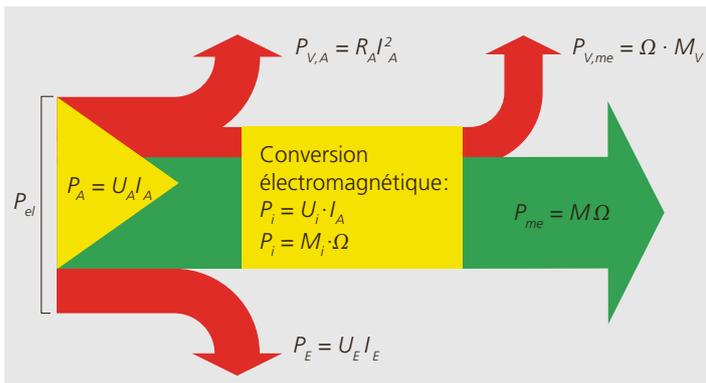
Figure 3.27 :  $P_{me} = \Omega (M_i - M_V) = \Omega \cdot M$

Flux de puissance de la machine à courant continu.

$$P_{me} = P_A - I_A^2 R_A - P_{V,me} = P_i - P_{V,me}$$

Figure 3.28 : Schéma électrique de la machine à champ tournant avec partie mécanique et circuit d'excitation.

Ce flux de puissance est représenté sur la figure 3.27. En fonctionnement stationnaire, toutes les valeurs sont constantes et les fonctions temporelles de la tension et du courant peuvent être remplacées par leurs valeurs moyennes. En régime stationnaire, les inductances n'ont aucun effet



dans le système. Si on néglige la chute de tension au niveau des balais, ces deux équations s'appliquent pour les circuits d'induit et d'excitation en régime stationnaire :

$$U_A = R_A \cdot I_A + U_i$$

$$U_E = R_E \cdot I_E$$

Sur les fiches techniques des machines à courant continu, on retrouve différentes constantes pour caractériser les propriétés de la machine. Toutes ces constantes sont dépendantes de la constante du moteur  $k\phi$  :

■ La constante de couple

$$k_T = \frac{M_i}{I_A} \approx \frac{M}{I_A} \approx k\phi$$

■ La constante de vitesse

$$k_n = \frac{n}{U_i} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{\Omega}{U_i} = \frac{60}{2\pi} \frac{1}{k\phi}$$

■ La constante de tension induite

$$k_U = \frac{U_i}{n} = \frac{1}{k_n} = \frac{2\pi}{60} k\phi$$

Constante de couple	$k_T$	Nm/A
Constante de vitesse	$k_n$	rpm/V
Constante de tension induite	$k_U$	V/(rpm)

Le schéma complet de la machine à courant continu est représenté sur la figure 3.28. Les valeurs présentées sont des variables et sont pour cette raison représentées par des lettres minuscules. Dans la source de tension  $u_i$ , la puissance de la machine est transformée. La résistance  $R_A$  et l'inductance  $L_A$  modélisent les effets du courant dans le circuit de l'induit. Il s'applique :

$$u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot di_A/dt + u_i$$

$$u_E = R_E \cdot i_E + L_E \cdot di_E/dt$$

### 3.4.3 Caractéristiques du fonctionnement stationnaire

Dans les machines DC à excitation séparée, le circuit rotorique et le circuit d'excitation sont alimentés en courant séparément. Les deux courants sont ainsi indépendants l'un de l'autre et le flux  $\phi = f(i_E)$  est indépendant de la charge.

Pour de faibles pertes mécaniques avec  $U_i = k\phi \cdot \Omega$  et  $M \approx M_i = k\phi \cdot I_A$ , on obtient une équation pour la courbe caractéristique «Vitesse de rotation-couple» à l'état stationnaire, sous la forme :

$$n = \frac{60}{2\pi} \cdot \Omega \approx \frac{60}{2\pi} \left[ \frac{U_A}{k\phi} - \frac{R_A}{(k\phi)^2} \cdot M \right]$$

$$= \frac{60}{2\pi} \frac{U_A}{k\phi} - \frac{60}{2\pi} \frac{R_A}{k\phi} \cdot I_A$$

Dans ce cas-là, au lieu de la vitesse angulaire  $\Omega$ , on introduit la vitesse de rotation  $n$  qui est normalement présente sur les fiches techniques. La vitesse de rotation

$$n_0 = \frac{60}{2\pi} \cdot \Omega_0 \approx \frac{60}{2\pi} \frac{U_A}{k\phi}$$

Vitesse de rotation	$n_0$	rpm
---------------------	-------	-----

à vide se présente lorsque le courant de l'induit  $I_A \approx 0$ . L'équation démontre qu'en partant de la vitesse de rotation à vide  $n_0$ , la vitesse de rotation baisse linéairement lorsque la charge augmente à cause de la chute de tension dans le circuit de l'induit. La figure 3.29 représente le comportement de la vitesse de rotation lors de différentes variations. Un changement de la tension d'induit  $U_A$  ou du champ principal  $\phi$  par le biais du courant d'excitation  $I_E$  influence la vitesse de rotation à vide  $n_0$  dans l'équation ci-dessus. Normalement, la tension nominale  $U_{AN}$  et le flux nominal  $\phi_N$  sont dimensionnés de telle façon qu'aussi bien la tension aux lames du collecteur que la saturation magnétique ne permettent plus d'augmentation notable. Ainsi les deux valeurs ne se modifient par rapport aux valeurs nominales que dans la direction  $U_A \leq U_{AN}$  et  $\phi \leq \phi_N$ .

Comme le montre la figure 3.30, on distingue deux zones de commande différente

pour l'alimentation de la machine à courant continu en régulation de vitesse :

■ Dans la zone de fonctionnement à couple/flux constant on alimente la machine avec une tension d'induit variable en conservant le flux nominal  $\phi_N$ .

■ Dans la zone de fonctionnement à tension constante, la tension d'induit reste à son maximum. On parvient à une augmentation supplémentaire de la vitesse de rotation grâce à une réduction du champ (affaiblissement du champ,  $I_E \sim 1/n$ ), ce qui conduit en même temps à une diminution du couple ( $M \sim 1/n$ ).

La limite supérieure de vitesse de rotation de la machine à courant continu est limitée mécaniquement, mais surtout par le collecteur. Si le circuit de l'induit et le circuit d'excitation peuvent être réglés indépendamment l'un de l'autre, la vitesse de rotation est réglable en continu sur une large plage de vitesse. La machine à courant continu peut être chargée avec le courant nominal  $I_{AN}$  sur tout son domaine d'exploitation, la tension d'induit augmente de façon linéaire jusqu'à la vitesse de base  $n_{eck}$  et reste ensuite constante à sa valeur nominale  $U_{AN}$ , ce qui correspond à une puissance constante à l'arbre. La combinaison de la zone de fonctionnement à couple constant en dessous de la tension nominale de la

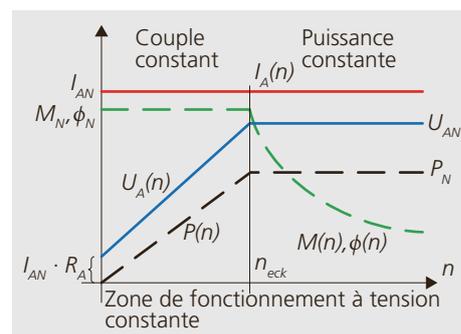
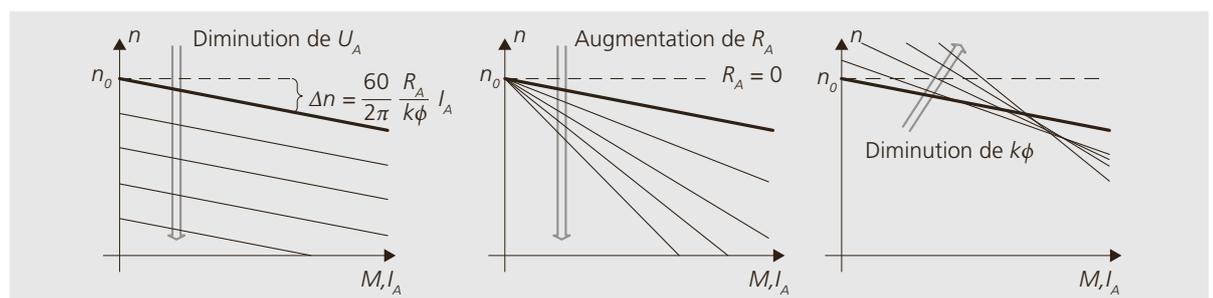


Figure 3.30 : Courbe caractéristique d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Figure 3.29 : Courbe caractéristique vitesse de rotation-couple par rapport au courant de l'induit  $I_A$  en cas de variation de tension, résistance et flux et  $M \approx M_i$ .



machine et de la zone de fonctionnement à tension constante au-delà de la vitesse de base est typique pour commander les entraînements à vitesses variables de sorte que la transition se fasse sans à-coups. Dans les explications qui suivent sur la commande des machines à champ tournant, nous expliquerons comment avec des méthodes mathématiques spéciales, on vise à atténuer ces propriétés.

Comme mentionné précédemment, la topologie de la machine à courant continu est utilisée dans les moteurs universels pour des entraînements à tension alternative monophasée. Les enroulements d'excitation et de l'induit sont alimentés en série. C'est pour cette raison qu'on parle de moteurs à excitation série. On ne parlera ici pas plus en détail de leur fonctionnement car on ne les rencontre que rarement dans les entraînements industriels.

### 3.4.4 Aspects spécifiques

Le schéma équivalent qui est utilisé dans les schémas électriques pour la représentation de la machine à courant continu est illustré à la figure 3.31. En plus de l'enroulement de l'induit, des enroulements auxiliaires sont incorporés. La raison à cela se trouve dans la réaction d'induit :

- Un champ magnétique se construit grâce au courant qui circule dans l'enroulement de l'induit. Ce champ magnétique appelé réaction d'induit agit contre le courant d'excitation.

- Etant donné que le champ est fortement déformé dans l'entrefer, cela peut créer des problèmes dans le système de commutation et conduire à de fortes hausses de la tension entre deux lamelles voisines. Cet effet associé au dépôt inévitable de poussière et de charbon peut conduire à des

courts-circuits et des étincelles au niveau des balais.

- C'est pour cette raison que les plus grosses machines sont équipées d'enroulement dit de commutation ou de compensation, qui ont pour but de freiner les effets dus à la réaction d'induit et d'ainsi améliorer le comportement de la machine et sa durée de vie.

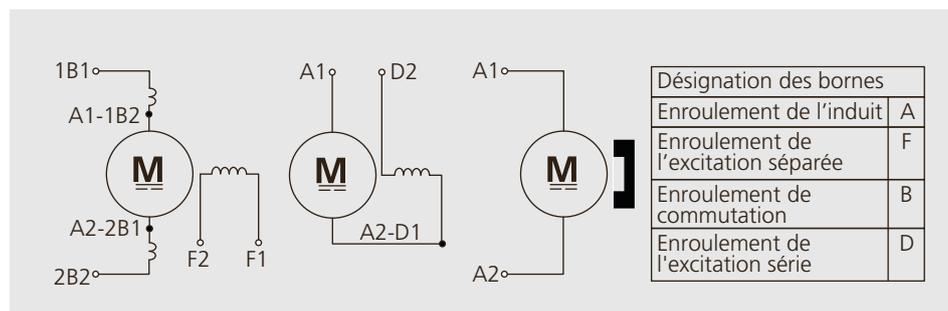
Ils sont marqués de différentes lettres. Les chiffres après les lettres désignent respectivement le début (1) et la fin (2) de l'enroulement correspondant. Si des mêmes types d'enroulements surviennent plusieurs fois, on les différencie grâce à un numéro précédant la dénomination. Certains enroulements, comme par exemple l'enroulement de commutation et l'enroulement de l'induit sont interconnectés à l'intérieur d'une même machine, ces connexions-là ne sont cependant pas visibles sur la boîte à bornes. Dans les machines électriquement excitées, plusieurs circuits sont possibles pour l'induit et pour l'excitation (figure 3.31) :

- **Machine DC à excitation séparée** : les tensions  $U_A$  et  $U_E$  sont réglées indépendamment l'une de l'autre ; la machine à excitation par aimants permanents correspond à ce circuit avec un courant d'excitation constant.

- **Machine DC à excitation parallèle** : le circuit d'excitation et le circuit de l'induit sont connectés en parallèle, on a donc  $U_A = U_E$ .

- **Machine DC à excitation série** : Le circuit de l'induit et le circuit d'excitation sont connectés en série (A1-A2-D1-D2, l'enroulement d'excitation en série est désigné par la lettre D), ainsi  $I_A = I_E$ ; la machine universelle connectée au réseau monophasé utilise ce type de connexion.

Figure 3.31 :  
Symboles d'une machine à courant continu excitée séparément et d'une machine à courant continu excitée par des aimants permanents avec dénominations des connexions.



### 3.5 Machine à champ tournant

#### 3.5.1 Construction du bobinage

Un champ tournant est créé lorsque qu'un aimant permanent ou un électroaimant tourne autour de son centre. Mais les champs tournants peuvent aussi se manifester quand des courants alternatifs temporellement décalés circulent respectivement dans des bobinages spatialement déphasés. Un bobinage de ce genre est présent dans toutes les machines à champ tournant. Il produit le champ magnétique tournant et contribue, avec le rotor, à la formation du couple. Les stators des machines à champ tournant sont constitués d'un paquet de tôles ferromagnétiques avec des encoches longitudinales qui accueillent le bobinage. Les bobines sont insérées dans ces encoches et doivent être menées à la fin du stator vers l'encoche qui est prévue pour le circuit de retour du courant. Les zones en dehors des empilements de tôles sont nommées têtes de bobines. Elles ne jouent aucun rôle dans la création du couple mais

sont nécessaires à la fonction globale du système d'enroulement.

En général, les machines à champ tournant opèrent dans les systèmes de tensions triphasés et sont caractérisées par le nombre de pôles magnétiques  $2p$ , qui sont produits par le bobinage. Puisque le pôle sud et le pôle nord se manifestent toujours par paire, on parle souvent du nombre de paires de pôles  $p$ .

Un bobinage triphasé symétrique est composé de trois enroulements de phase U, V et W, qui sont construits de manière similaire avec le même nombre de tours  $N$ . Dans les machines avec une paire de pôles, les axes des enroulements sont décalés mécaniquement de  $120^\circ$ . Quand le nombre de pôles augmente, l'angle se réduit. Sur la figure 3.33, on peut observer la disposition de l'enroulement pour des machines à 2 respectivement 4 pôles. Les enroulements sont représentés symboliquement et avec la description de l'insertion du bobinage dans les encoches respectives. Si on dispose le système d'enroulement représenté sur la fi-

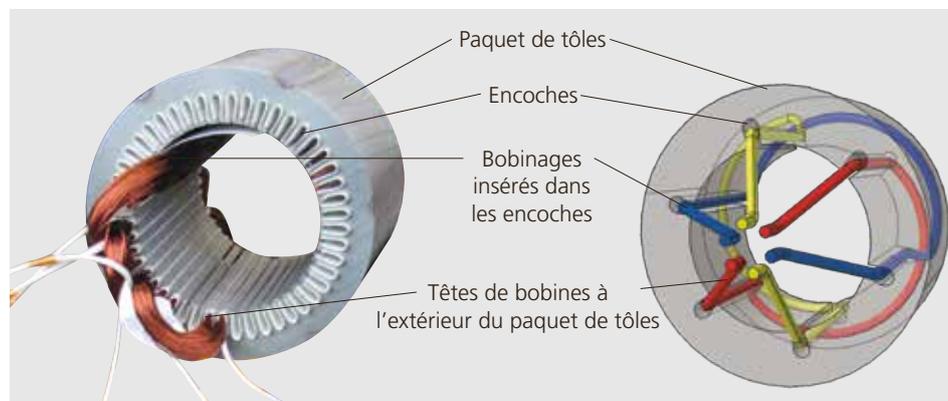


Figure 3.32 : Disposition du bobinage triphasé, à gauche : le paquet de tôles statorique lors de l'insertion des bobines, à droite : représentation schématisique du bobinage triphasé. Source : Landert Motoren AG

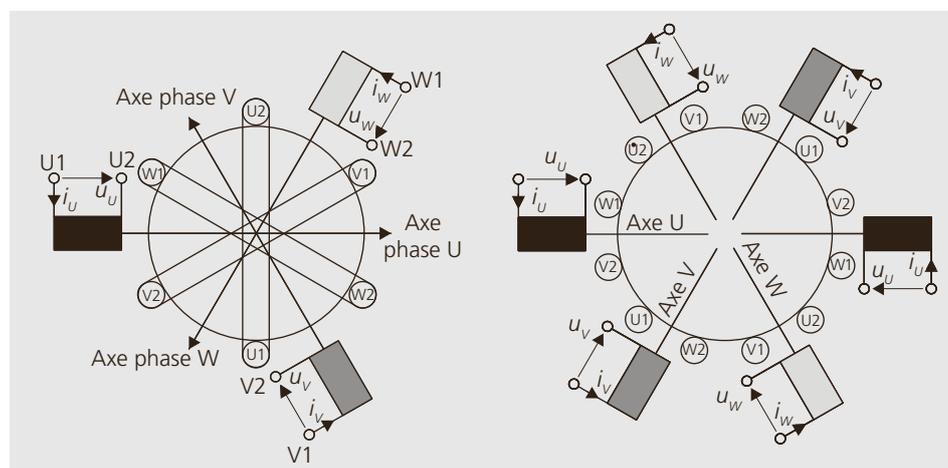


Figure 3.33 : Disposition des enroulements triphasés, à gauche : une machine à deux pôles, à droite une machine à quatre pôles.

gure 3.33 plusieurs fois le long du périmètre de la machine, on obtient une machine avec un plus grand nombre de paires de pôles (figure 3.33, à droite). A titre d'exemple, la figure 3.34 montre la disposition de l'enroulement et du champ magnétique d'une machine à champ tournant pour un nombre de paires de pôles  $p = 1$  et  $p = 2$ . Les 3 éléments de phase U, V, W peuvent être connectés en étoile ou en triangle, comme représenté sur la figure 3.35. Avec le couplage étoile, le  $1/\sqrt{3}$  de la tension de ligne est réparti sur une phase. Dans le couplage triangle, par contre, c'est la totalité de la tension de ligne qui est répartie sur l'enroulement. Dans le couplage triangle, il faut veiller à ce que les 3 phases soient magnétiquement symétriques afin d'éviter la formation de courants de circulation.

### 3.5.2 Formation du champ tournant

Dans les machines synchrones tourne un rotor qui par le biais d'électroaimants ou d'aimants permanents produit un champ magnétique constant dans le temps. Si le champ produit est réparti de façon sinusoïdale, le flux totalisé de chaque phase au stator présente également une forme sinusoïdale. En raison de la loi de l'induction, une tension également de forme sinusoïdale est créée. Son amplitude dépend de l'intensité et de la vitesse de rotation du

champ magnétique. La figure 3.36 présente ce phénomène. Les trois phases sont associées à un flux différent, en fonction de leur position respective par rapport au rotor. Lorsque le rotor tourne, une tension est donc induite dans les différentes phases au stator. Les tensions induites présentent un décalage de phase dû au déphasage spatial des trois phases.

Si on enlève le rotor et qu'on alimente les enroulements du stator avec un système de courant triphasé, on obtient le même champ magnétique que précédemment avec le rotor tournant. Ce champ tournant donne leur nom aux machines construite de cette façon : les machines à champ tournant.

Cet effet est obtenu par la superposition des courants de chaque phase. Le tracé des trois courants est représenté sur la figure 3.37. A chaque instant, le flux ou autres grandeurs peuvent être représentés comme phaseurs. La longueur des phaseurs dépend de la valeur instantanée du courant. Pour un système triphasé symétrique avec une position de phase  $\varphi_i = 0$  on a :

$$i_U = \hat{i} \cdot \cos(\omega t) ; i_V = \hat{i} \cdot \cos(\omega t - 120^\circ) ;$$

$$i_W = \hat{i} \cdot \cos(\omega t - 240^\circ)$$

En tenant compte de leur direction, les phaseurs de courant sont ensuite additionnés

Figure 3.34 :  
Champ magnétique dans une machine asynchrone à deux (à gauche) et à quatre pôles (à droite).

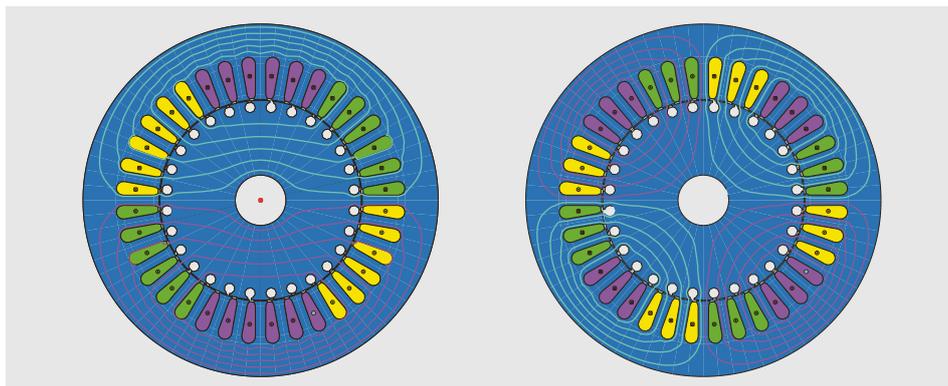
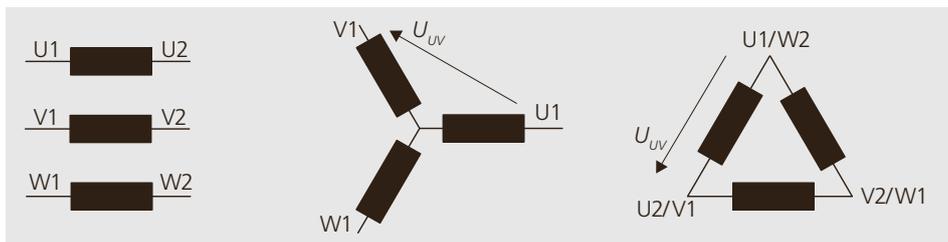


Figure 3.35 :  
Les 3 phases séparées puis couplées en étoile respectivement triangle.



vectorellement puis étirés par le facteur d'échelle 2/3. Ce calcul est usuel car ainsi la longueur du phaseur qui en résulte est équivalente à la longueur maximale des phaseurs des courants de phases individuelles. On peut ainsi démontrer que pour un bobinage à deux pôles, le phaseur de courant résultant réalise en une période une rotation de 360° pendant laquelle il con-

serve une longueur constante. Ce phaseur produit un champ magnétique dont la direction tourne. Dans la machine un champ magnétique tournant est donc créé par la superposition des effets des trois courants. La figure 3.38 montre les lignes de champ à deux instants successifs. Les lignes de champ indiquent la direction du flux magnétique dans la machine.

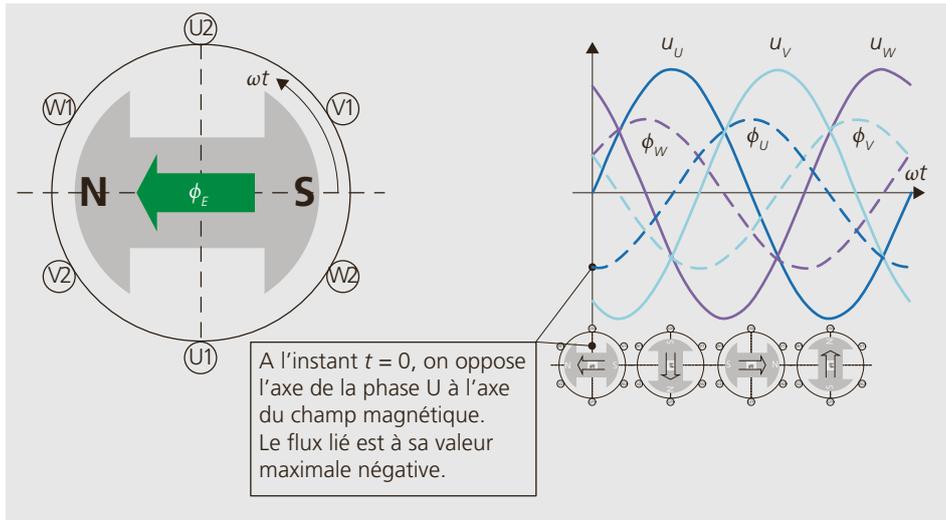


Figure 3.36 : Enroulement triphasé avec champ magnétique tournant. A gauche : la disposition et les directions de comptage, le rotor est à  $\omega t \hat{=} 0^\circ$ , à droite : les tensions induites et les flux liés lors de la rotation du rotor.

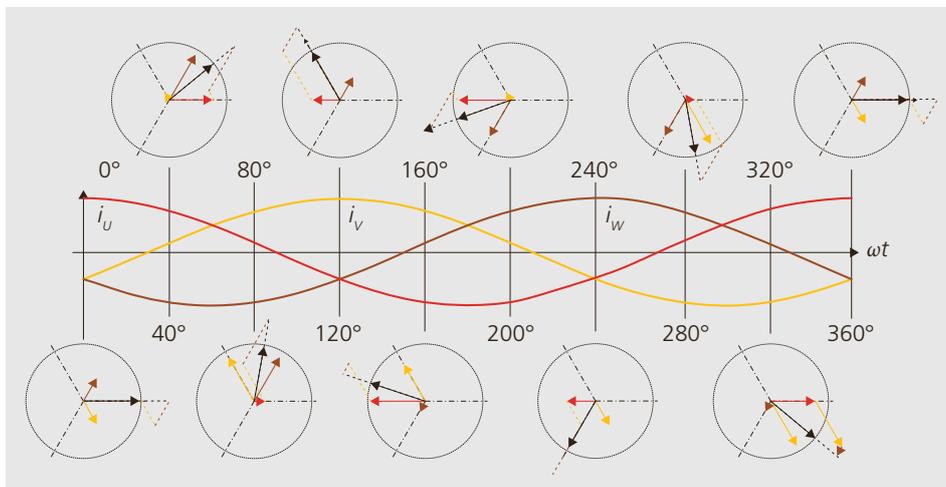


Figure 3.37 : Formation du vecteur spatial résultant pendant une période électrique.

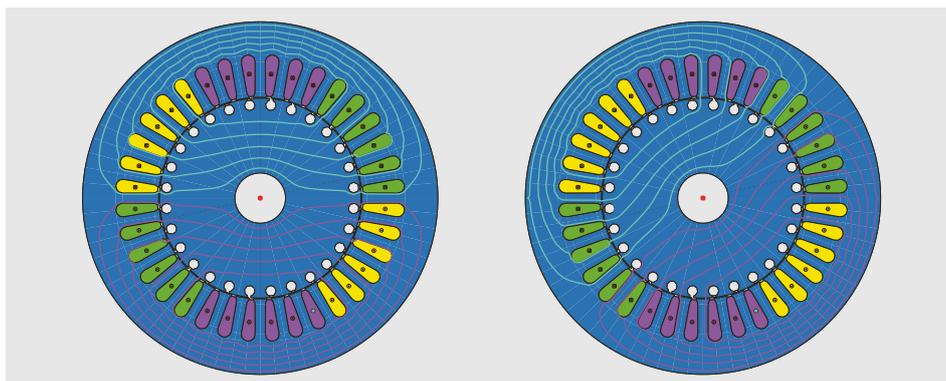


Figure 3.38 : Les lignes de champ dans une machine à deux pôles aux instants  $\omega t \hat{=} 0^\circ$  (à gauche) et  $\omega t \hat{=} 40^\circ$  (à droite) pour l'illustration du champ tournant.

Le phaseur, qui tourne dans un plan bidimensionnel, est qualifié de **vecteur spatial** car il indique la direction de l'effet des courants superposés dans la machine. Comme décrit précédemment, un phaseur de longueur et de vitesse de rotation constante est créé lorsqu'un bobinage symétrique triphasé est alimenté par un système de courant triphasé. La description mathématique du vecteur spatial se fait à l'aide du calcul vectoriel ou des nombres complexes. A cela, on ajoute un système de coordonnées orthogonal dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine et on le qualifie de système de coordonnées  $\alpha\beta$ . L'axe  $\alpha$  est disposé dans la direction de l'axe de l'enroulement U et l'axe  $\beta$  à  $90^\circ$  de celui-ci. Dans les domaines complexes, l'axe  $\alpha$  correspond aux composantes réelles et l'axe  $\beta$  aux composantes imaginaires. Ce système est représenté sur la figure 3.39. La formation du phaseur résultant est clairement démontrée par l'addition des trois vecteurs de chaque courant de phase individuel. Dans les notations complexes, on a pour le vecteur spatial d'un enroulement triphasé :

$$\begin{aligned} \dot{i}_S &= \frac{2}{3} \left( i_U \cdot 1 + i_V \cdot e^{j2\pi/3} + i_W \cdot e^{j4\pi/3} \right) \\ &= \frac{2}{3} \left[ i_U + i_V \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_W \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \end{aligned}$$

**Figure 3.39 :**  
A gauche : formation du vecteur spatial à partir des courants de phases et d'un facteur d'échelle de  $2/3$ . Au centre : les phaseurs des axes des enroulements. A droite : la projection du vecteur spatial dans le système de coordonnées  $\alpha\beta$ .

Si on définit un système de courants symétrique d'amplitude  $\hat{i}$  et de fréquence de rotation  $\omega$ , on obtient selon le calcul simplifié :

$$\begin{aligned} \dot{i}_S &= i_{S\alpha} + j i_{S\beta} = \hat{i} \cdot e^{j\omega t} \\ &= \hat{i} [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \end{aligned}$$

Vecteur spatial des courants statoriques	$\dot{i}_S$	A
--	-------------	---

Il devient alors évident que le phaseur  $\dot{i}_S$  présente une amplitude constante, indépendamment du temps et que son angle augmente proportionnellement avec le temps  $t$ . Il a donc une vitesse angulaire  $\omega$  constante.

Le même vecteur spatial peut aussi naître de l'effet de deux bobinages perpendiculaires dont les valeurs des courants correspondent aux composantes des phaseurs. Les deux axes sont désignés par  $\alpha$  et  $\beta$ . Cette conversion du système à 3 enroulements vers un système de remplacement à deux enroulements est appelée transformation de Clark. Cette transformation mathématique est symbolisée à la figure 3.40.

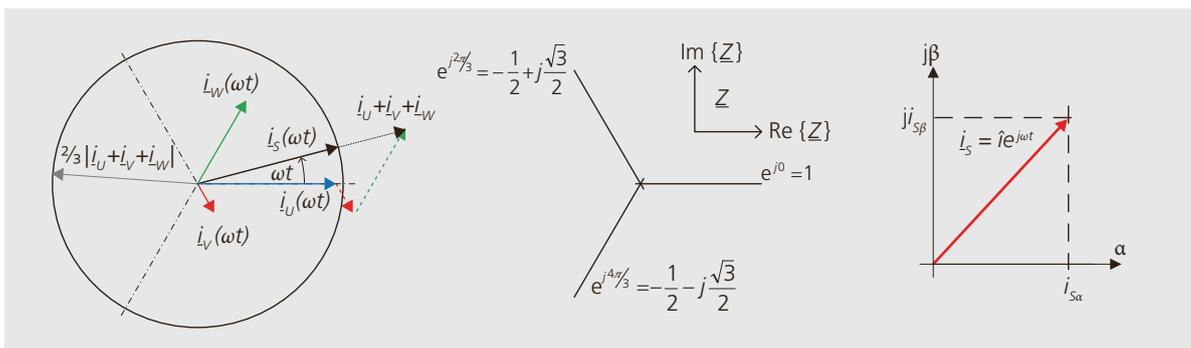
Pour des nombres de pôles plus élevés, lors d'une période entière des courants de phase, le champ tournant ne tourne plus que d'une distance correspondante à une fraction du périmètre. Malgré la fréquence électrique inchangée, la fréquence de rotation du champ diminue de manière inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles. La vitesse de rotation du champ magnétique en rpm devient ainsi :

$$n_s = \frac{60}{2\pi} \frac{\Omega_s}{p} = 60 \cdot \frac{f_s}{p}$$

Vitesse angulaire synchrone	$\Omega_s$	rad/s
Vitesse de rotation synchrone	$n_s$	rpm
Nombre de paires de pôles de la machine	$p$	-
Nombre de pôles de la machine	$2p$	-

### 3.5.3 Circuit magnétique de la machine à champ tournant

Le circuit magnétique de la machine est réalisé jusqu'à l'entrefer avec des tôles magnétiques. Ceci afin de maintenir à une li-



mite raisonnable l'intensité du champ  $H$  obtenue par la loi  $B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H$  grâce à la perméabilité relativement élevée du fer. Les lignes de champs et la densité de flux d'une machine asynchrone à quatre pôles sont représentées sur la figure 3.41. Le flux magnétique  $\phi$  se boucle par le chemin culasse du rotor – dents du rotor – entrefer – dents du stator – culasse du stator – dents du stator – entrefer – dents du rotor. Dans les culasses on voit respectivement les demi-flux de pôle. Des densités de flux maximales différentes sont produites selon les sections. Elles se trouvent environ dans les zones suivantes :

- Entrefer  $B_\delta = 0,6 \text{ T à } 1,1 \text{ T}$
- Dents  $B_z = 1,5 \text{ T à } 2,1 \text{ T}$
- Culasse  $B_j = 1,2 \text{ T à } 1,7 \text{ T}$

Dans les machines électriques, on différencie le **flux principal** des flux de fuite : le flux principal fait partie du flux qui circule à travers le rotor et le stator et qui contribue ainsi à la formation du couple de la machine. Les **flux de fuite**, quant à eux, sont

des parties du flux qui ne se bouclent qu'avec leur propre enroulement (ou aimant, en cas d'excitation à aimant permanent), mais ils ne participent pas à la création de couple. Les parties des fuites les plus importantes sont les suivantes :

- **Fuites d'encoches** : le flux se reboucle à travers l'encoche et ne traverse pas l'entrefer ; en règle générale la partie dominante.
- **Fuites dans les têtes de bobines** : les parties du flux en dehors du paquet de tôles ; importantes lorsque les têtes de bobines sont longues (faible nombre de pôles).
- **Fuites des têtes de dents** : le flux se reboucle dans la région de l'entrefer directement d'une tête de dent à sa voisine.
- **Fuites dues à l'inclinaison d'encoche** : la plupart du temps, on incline le paquet de tôles du stator ou du rotor d'une encoche le long de l'axe du moteur, afin de produire un couple le plus constant possible. A travers cette manœuvre, des flux de fuite supplémentaires sont créés.

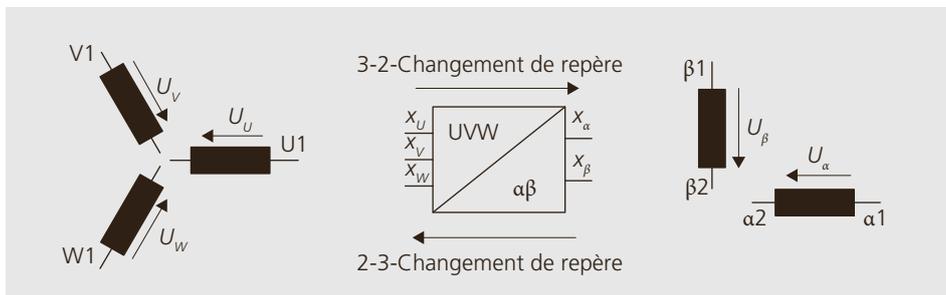


Figure 3.40 : Transformation de coordonnées du système triphasé vers le système diphasé  $\alpha\beta$ .

$2p$ ( $p$ )	2 (1)	4 (2)	6 (3)	8 (4)	10 (5)
$n$ en rpm	3000	1500	1000	750	600

Tableau 3.2 : Vitesse de rotation pour une alimentation 50 Hz, en rapport avec le nombre de pôles  $2p$  (avec le nombre de paires de pôles  $p$  entre parenthèses).

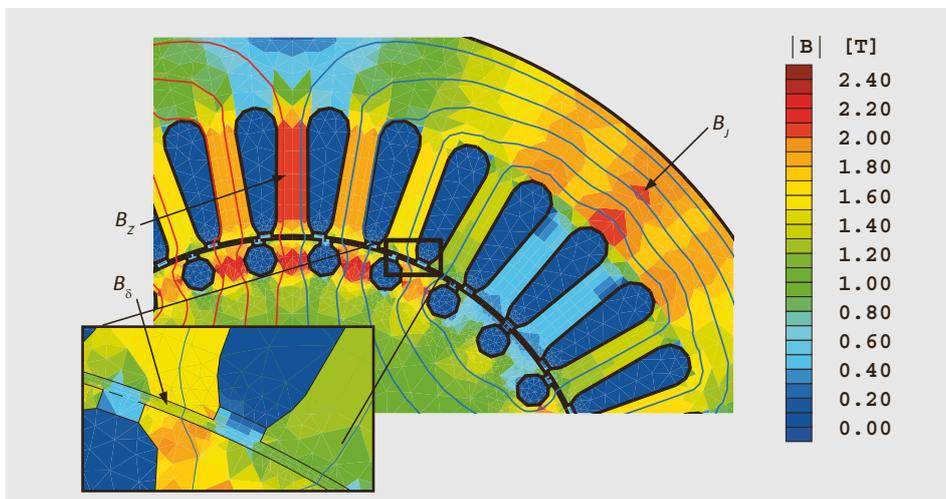


Figure 3.41 : Le circuit magnétique d'une machine asynchrone en marche à vide avec la répartition de la densité de flux et les lignes de champ.

## 3.6 Machine asynchrone

### 3.6.1 Construction et fonctionnement

La partie active de la machine asynchrone est constituée du stator avec un bobinage triphasé et du rotor. Les deux systèmes d'enroulement du stator et du rotor forment deux circuits magnétiques couplés, qui ensemble, génèrent le couple de la machine asynchrone. En raison de l'enroulement au rotor, on fait une distinction entre :

■ **La cage d'écoreuil ou le rotor en court-circuit**, constitué de tiges insérées dans des encoches qui sont reliées entre elles à leurs deux extrémités par des anneaux de court-circuit.

■ **Le rotor à bagues collectrices**, constitué d'un rotor bobiné dont les extrémités sont reliées à des bagues collectrices.

Dans une machine asynchrone, le champ tournant est produit par le courant circulant dans les enroulements statoriques. Si un couple veut être créé au rotor, un courant doit également circuler dans l'enroulement rotorique (principe de la force de Lorentz). Ceci se produit quand le rotor présente une différence de vitesse par rapport au champ tournant du stator, et ne tourne donc pas de façon synchrone. La différence relative des deux vitesses de rotation est appelée glissement. Une tension est induite dans l'enroulement du rotor par le mouvement relatif du rotor par rapport au champ statorique. Cette tension induite fait à son tour circuler un courant à travers la résistance de l'enroulement rotorique qui en interagissant avec le champ tournant, génère finalement un couple. En tenant compte du fonc-

tionnement par induction de tension au rotor, on retrouve souvent l'appellation de machine à induction pour la machine asynchrone à cage d'écoreuil. Les composants de la machine asynchrone sont visibles dans la vue en coupe de la figure 3.42.

Normalement, le rotor est, outre l'arbre, composé d'un corps ferreux feuilleté. Cependant, en cas de hautes charges mécaniques, par exemple une vitesse de rotation très élevée, on peut aussi avoir recours à des matériaux en acier massif. Pour la cage du rotor en court-circuit, on utilise des matériaux comme l'aluminium ou le cuivre (figure 3.43). Avec l'aluminium, l'enroulement de la cage peut être inséré directement dans le paquet de tôles de façon très facile en utilisant le procédé de moulage sous pression. Les cages en cuivre permettent d'atteindre un meilleur rendement grâce à leur conductivité plus élevée. Dans le domaine des moteurs jusqu'à une taille moyenne, on peut aussi utiliser du cuivre pour la fabrication par procédé de moulage sous pression.

Les rotors à bagues collectrices possèdent un rotor avec un enroulement, qui est ramené vers l'extérieur par le biais de bagues collectrices. Ce type de machine appelé machine asynchrone à double alimentation est



Figure 3.42 :  
Vue en coupe d'une  
machine asyn-  
chrone.  
Source : Siemens AG



Figure 3.43 :  
Rotor cage d'écu-  
reuil d'une machine  
asynchrone. En  
haut : construction  
avec une cage  
d'écoreuil en alumi-  
nium, en bas : cage  
en cuivre avec  
barres individuelles.  
Source : Landert  
Motoren AG

typiquement utilisée dans des domaines de puissance de > 50 MW (par exemple dans les centrales de pompage-turbinage ou les éoliennes).

L'entrefer entre le rotor et le stator de la machine est d'une importance fondamentale lors du dimensionnement. Il faut observer une longueur d'entrefer minimale afin de répondre aux exigences mécaniques et d'éviter tout risque de contact. A cause des tolérances de production, des déformations et vibrations prévisibles, il faut respecter un espace minimal. Le tableau 3.3 présente les avantages d'une grande et d'une petite distance d'entrefer  $\delta$ . En règle générale, la minimisation du courant de magnétisation est perçue comme la plus haute priorité, mais les pertes par frottement et ventilation peuvent aussi être significatives, en particulier dans les machines à haute vitesse. Pour des puissances du kW, l'entrefer est d'environ 0.3 mm et monte jusqu'à quelques mm pour des plus grandes machines. Dans le cas d'une marche à vide idéale, sans perte, la vitesse de rotation  $n$  de la machine asynchrone est égale à la vitesse synchrone  $n_s$  c'est-à-dire à la vitesse de rotation du champ tournant statorique :

$$n = n_s = \frac{60 \cdot f_s}{p}$$

Le rotor tourne à une vitesse angulaire mécanique  $\Omega_{me}$ , son axe forme un angle  $\gamma_R$  par rapport à l'axe  $\alpha$  de l'enroulement statorique. Cette définition ainsi qu'une représentation modélisée de la machine asynchrone sont représentés sur la figure 3.44. Sous charge se produit un glissement

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - p\Omega_{me}}{\omega_s} = \frac{f_R}{f_s}$$

qui fait que la fréquence rotorique devient  $f_R = s \cdot f_s$ . Le produit  $p\Omega_{me}$  prend en compte la réduction de la vitesse de rotation lorsque le nombre de pôles de la machine augmente.

Glissement	$s$	–
Fréquence rotorique	$f_R$	Hz

En fonction du glissement, la vitesse vaut

$$n = n_s (1 - s)$$

$$= \frac{60}{p} f_s (1 - s)$$

La tension induite au rotor  $U_{qR}$  augmente aussi proportionnellement au glissement en accord avec la loi de l'induction. Les courbes de  $f_R$  et de  $U_{qR}$  sont représentées sur la figure 3.45. Lors du glissement 1, le rotor est immobile et la tension induite  $U_{qR}$  atteint sa valeur maximale  $U_{qR0}$  et la fréquence rotorique  $f_R$  correspond à la fréquence sta-

**Avantages d'un petit entrefer  $\delta$**

- Peu de besoins en magnétisation (moins de pertes)
- Meilleure transmission radiale de la chaleur vers le stator (refroidissement)

**Avantages d'un grand entrefer  $\delta$**

- Peu de frottement (et donc peu de pertes par frottements)
- Moins de pertes harmoniques
- Meilleur refroidissement axial
- Tolérance de fabrication plus grande (coûts de production)

Tableau 3.3 : Avantages d'un petit respectivement d'un grand entrefer pour en déterminer la longueur.

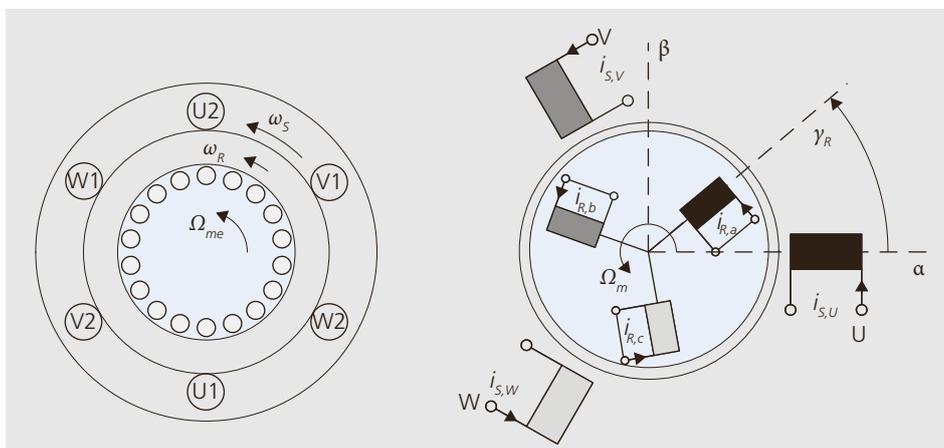


Figure 3.44 : Systèmes d'enroulement de la machine asynchrone à cage d'écurieuil à deux pôles. A gauche, représentée avec la disposition des conducteurs. A droite : avec les éléments équivalent.

torique  $f_s$ . La tension  $U_{qR}$  est une grandeur interne de la machine asynchrone et ne peut être mesurée que pour les machines à rotor à bagues collectrices dans l'état sans courant. Pour une vitesse de rotation synchrone ( $s = 0$ ), aucune tension n'est induite au rotor :  $U_{qR} = 0$ .

Lors du fonctionnement asynchrone avec glissement, la machine asynchrone crée un couple. La figure 3.46 montre, à gauche, la courbe caractéristique du couple lors d'une alimentation avec une tension et une fréquence fixes, en fonction de la vitesse de rotation  $n$  et du glissement  $s$ . Le couple est nul pour une vitesse de rotation synchrone. Il augmente ensuite lorsque le glissement croît, jusqu'au glissement de décrochage  $s_K$ , où le couple atteint sa valeur maximale, le couple de décrochage  $M_K$ . Il redescend ensuite et à  $s = 1$ , c'est-à-dire au repos, a la valeur qui est à disposition lors du démarrage et qui, pour cette raison, est appelée couple de démarrage  $M_A$ .

Dans la zone de travail de la machine asynchrone, le couple se trouve pour la fréquence nominale à environ  $\pm 50\%$  du couple de décrochage, le glissement quant à lui est dans la zone  $\pm s_K/2$ . Dans cette zone, le rapport couple – vitesse de rotation peut être vu comme approximativement linéaire. Sur la figure 3.46 on peut observer la linéarisation du couple par rapport à la fréquence rotorique  $f_R$  avec le courant statorique correspondant. En fonctionnement à vide, le courant de magnétisation  $I_\mu$  circule.

Le couple reste positif quand les vitesses de rotation sont négatives, ainsi, la direction de la puissance s'inverse, la machine absorbe de la puissance au niveau de l'arbre et la transmet au circuit électrique. Ce mode d'exploitation peut être utilisé pour le freinage.

En dessus de la vitesse de rotation synchrone, le signe du couple s'inverse. La machine utilise ici un fonctionnement en générateur hypersynchrone qui est utilisé dans des centrales électriques de petites puissances (environ jusqu'à 100 kW). La courbe caractéristique montre qu'un changement du mode générateur au mode moteur est possible sans interruption pour la machine.

En raison de la construction décrite, avec les deux enroulements couplés sur un même circuit magnétique, le circuit électrique de la machine asynchrone est similaire à celui du transformateur. Les grandeurs secon-

### 3.6.2 Modélisation et schéma équivalent

En raison de la construction décrite, avec les deux enroulements couplés sur un même circuit magnétique, le circuit électrique de la machine asynchrone est similaire à celui du transformateur. Les grandeurs secon-

Figure 3.45 : Tension et fréquence rotoriques en fonction du glissement respectivement de la vitesse de rotation.

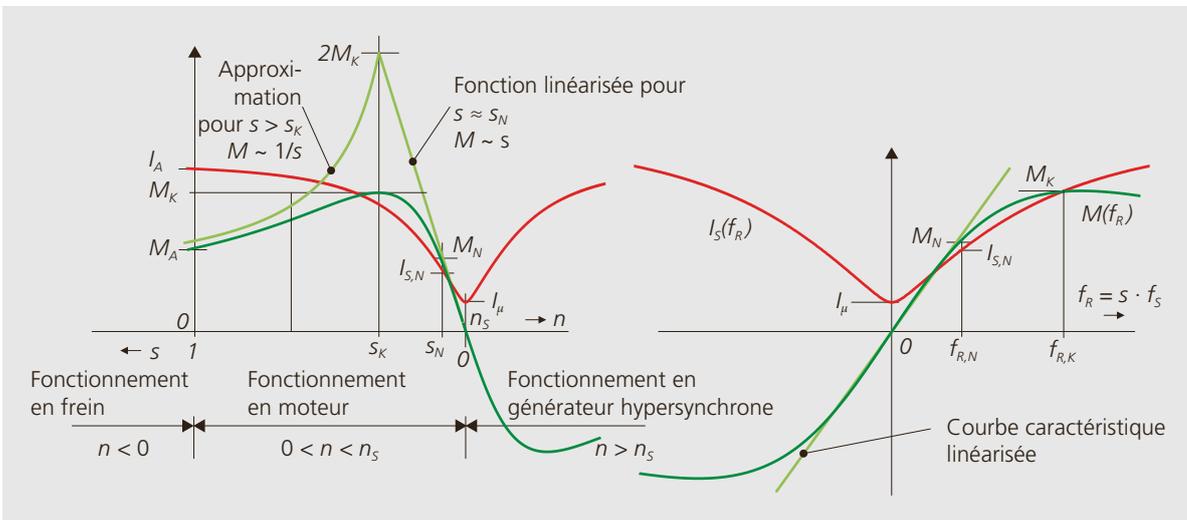
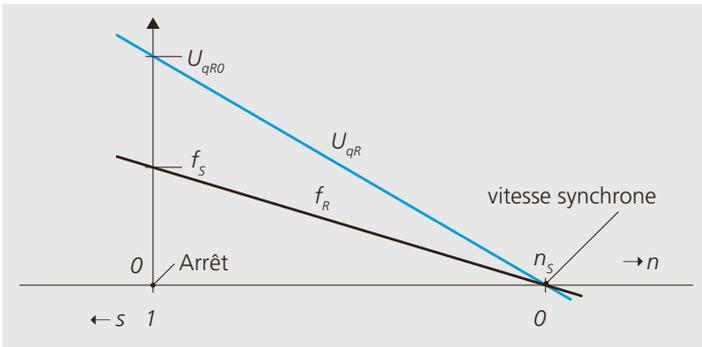


Figure 3.46 : Couple (vert) et courant au stator (rouge). Gauche : représenté en fonction de la vitesse et du glissement. Droite : en fonction de la fréquence rotorique. En vert clair les approximations pour  $s \gg s_K$  et  $s \ll s_K$ .

daïres sont également ramenées au côté primaire par l'intermédiaire du rapport de transformation. Il en résulte un seul circuit électrique, que l'on peut calculer avec la théorie des circuits à courant alternatif et dans lequel les éléments individuels ont une signification physique. Il faut tenir compte du fait que les circuits suivants ne s'appliquent respectivement qu'à une phase. Les courants et les tensions de l'alimentation doivent être observés en fonction du couplage de la machine et les données de la puissance sont à multiplier par le nombre de phases. Dans l'industrie les machines sont principalement triphasées. Dans ce qui suit ce nombre de phases sera adopté. La figure 3.47 représente, à gauche, sous forme de schéma équivalent, le modèle fondamental de la machine. Il est composé de deux circuits électriques qui sont magnétiquement couplés. Si c'est un modèle avec une cage d'écureuil, le circuit secondaire est court-circuité. Des inductances de fuite qui modélisent les flux magnétiques non-couplés apparaissent dans les deux circuits. Le courant de magnétisation  $I_\mu$  produit le flux principal de la machine qui est aussi couplé à l'enroulement du rotor et y induit une tension. Le stator a la fréquence  $f_s$  et le rotor, à l'opposé des transformateurs, a une fréquence  $f_r$  dépendante du glissement. A droite, sur le schéma équivalent modifié, les grandeurs rotoriques ramenées au stator apparaissent marquées d'une apostrophe ('). La résistance fer  $R_{Fe}$ , parallèle à

l'inductance principale, représente les pertes fer qui sont proportionnelles à  $U_q^2$ . La conversion comprend également la transformation de la fréquence rotorique en fréquence statorique. La résistance du rotor dépendante du glissement  $R'_R/s$  apparaît maintenant. Cela montre à la fois les pertes du rotor et les puissances internes de la machine. À  $s = 0$ , ceci tend vers l'infini et ainsi le courant du rotor devient nul. Pour représenter le fonctionnement de la machine, le schéma équivalent peut être grandement simplifié, en rassemblant les réactances de fuite du rotor et celle du stator en une seule réactance de fuite et en négligeant la résistance du fer  $R_{Fe}$  :

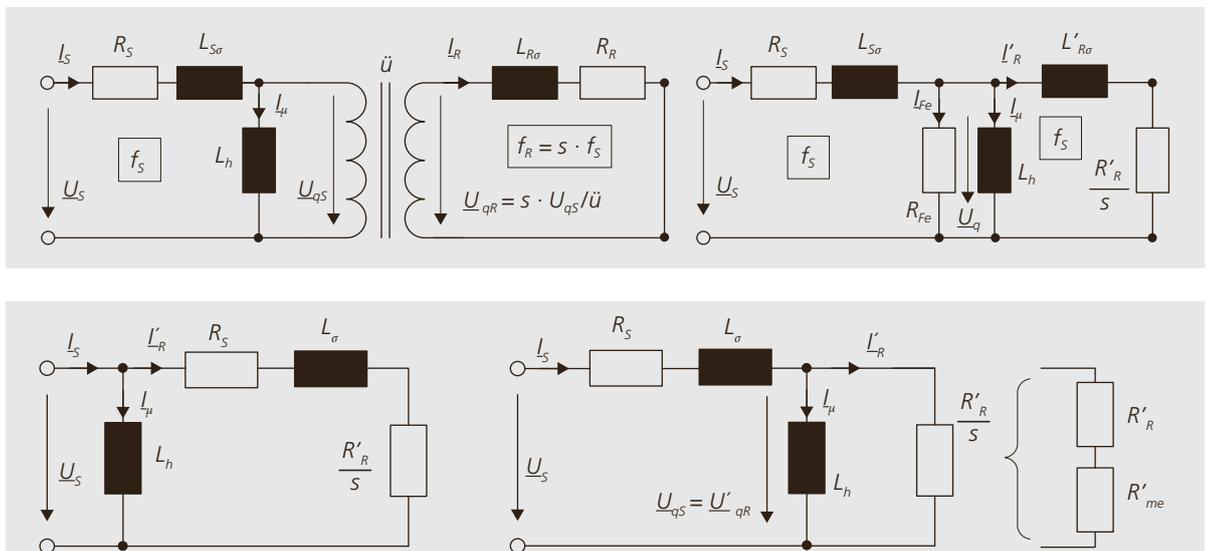
$$L_\sigma = L_{S\sigma} + L'_{R\sigma}$$

Etant donné que l'inductance principale est normalement clairement plus élevée que l'inductance de fuite, la branche transversale peut être positionnée avant ou après les éléments longitudinaux. Les deux variantes sont illustrées par la figure 3.48. Le but de telles simplifications est de pouvoir interpréter plus facilement chaque opération de fonctionnement. La représentation sur la figure 3.48, par exemple, est ainsi approp-

Figure 3.47 : Schéma électrique de la machine asynchrone avec rotor court-circuité. A gauche : deux circuits électriques couplés, à droite, rassemblés dans un même circuit électrique.

Figure 3.48 : Schéma équivalent. A gauche : courant de magnétisation indépendant de la charge. Au milieu : Inductance de magnétisation et résistance secondaire sous la même tension. A droite : répartition de la résistance rotorique.

Inductance principale et de fuite	$L_h, L_{S\sigma}, L_{R\sigma}$	H
Résistance du stator et du rotor	$R_{S\sigma}, R_R$	$\Omega$
Résistance de remplacement des pertes fer	$R_{Fe}$	$\Omega$
Rapport de transformation entre rotor et stator	$\ddot{u}$	-



riée à l'étude du fonctionnement sous charge. Ici, le courant de magnétisation est indépendant de la charge et peut facilement être réglé par la tension d'entrée. Par contre, pour l'étude du fonctionnement à vide, cette représentation n'est pas appropriée. Puisqu'aucun courant rotorique ne circule en marche à vide, il n'y aurait selon ce schéma aucune perte, ce qui n'est pas correct.

■ **Détermination des paramètres de la machine** : Quand les paramètres de la machine sont inconnus, une détermination expérimentale est nécessaire. L'alimentation s'effectuant à partir d'une source de tension variable, la tension, le courant et la puissance doivent donc être mesurés à chaque fois. Comme pour le transformateur, au minimum les essais suivants sont nécessaires :

1. Essai en courant continu pour mesurer la résistance du stator  $R_S$ .
  2. Essai en fonctionnement à vide (Machine non chargée,  $s \approx 0$ ) avec  $U_S = U_N$  et  $f_S = f_N$  pour déterminer  $R_{Fe}$  et  $L_S \approx L_h$ . Les pertes fer en marche à vide sont approximativement égales à celles en cas de charge, car les chutes de tension sur  $R_S$  et  $L_\sigma$  sont moindres.
  3. Essai en court-circuit (à rotor bloqué) avec  $I_S \approx I_N$  avec une tension  $U_S$  réduite et une tension  $f_S$  la plus petite possible pour déterminer  $R_S + R'_R$  et  $L_\sigma$ . Une fréquence  $f_S$  faible est nécessaire afin d'éviter des effets pelliculaires au rotor.
- Quand on utilise des onduleurs, on peut aussi déterminer les paramètres grâce à des routines d'auto-identification préprogrammés.

### 3.6.3 Fonctionnement stationnaire

Sur le schéma de la figure 3.47, la résistance  $R'_R/s$  est représentée comme un élément du circuit rotorique. Pour avoir accès à la puissance interne mécanique de la machine en partant du circuit équivalent, cette résistance peut être divisée en

$$\frac{R'_R}{s} = R'_R + R'_R \cdot \frac{1-s}{s} = R'_R + R'_{me}$$

La perte de puissance du circuit secondaire est produite dans la partie  $R'_R$ . La puissance interne mécanique  $P_i$  de la machine est transformée dans la résistance  $R'_{me}$  :

$$P_i = 3 \cdot R'_{me} (I'_R)^2.$$

Le couple interne  $M_i$  peut être estimé grâce à l'équation de Kloss'schen, en fonction du glissement et des valeurs de décrochage :

$$M_i \approx M_K \cdot \frac{2}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}}$$

En partant du couple interne, si on soustrait les pertes mécaniques et de frottement, on obtient le couple  $M_{me}$  disponible à l'arbre. Dans l'équation du moment apparaissent le glissement de décrochage  $s_K$

$$s_K = \frac{R'_R}{\sqrt{R_S^2 + (\omega_S L_\sigma)^2}} \approx \frac{R'_R}{\omega_S L_\sigma}$$

et le moment de décrochage  $M_K$ . Après rassemblement des inductances de fuites, on applique l'approximation suivante :

$$M_K \approx \frac{3 \cdot p \cdot U_S^2}{4\pi f_S \cdot \omega_S L_\sigma} = \frac{3 \cdot p \cdot U_S^2}{4\pi f_S \cdot X_\sigma}$$

Comme déjà mentionné plus tôt, on peut linéariser la courbe caractéristique du couple dans le domaine d'exploitation avec une petite fréquence rotorique  $f_R$  et un petit glissement ( $s < \frac{s_K}{2}$ ) de la machine asynchrone :

$$M_i \approx 2M_K \frac{s}{s_K} = 2M_K \frac{f_R}{f_{R,K}} = M_N \frac{f_R}{f_{R,N}}$$

Ce rapport linéaire  $M \sim s$  et  $M \sim f_R$  est représenté en vert clair à la figure 3.46. Il est particulièrement utile de pouvoir déterminer un autre point de fonctionnement à partir d'un point de fonctionnement connu au moyen d'une approximation linéaire. Par exemple le glissement de décrochage peut être déterminé à partir des grandeurs de la fiche technique du moteur :

$$s_K \approx 2 \frac{M_K}{M_N} s_N$$

De la même manière, la caractéristique de couple peut également être approchée pour  $s \gg s_K$ . Une courbe en  $1/s$  en résulte. Avec cette approximation, le couple de démarrage peut facilement être estimé

$$M_A = M(s=0) \approx 2M_K s_K$$

Cependant, il faut noter ici qu'en raison des effets pelliculaires dans le rotor (voir sections 3.6.5 et 5.2.2), ce calcul ne permet qu'une estimation approximative du couple

minimum de démarrage. La figure 3.49 représente le flux de puissance dans la machine asynchrone. La puissance électrique fournie, réduite des pertes dans le stator, est transmise au rotor, où elle subit d'autres pertes. Après la conversion en puissance mécanique, il faut encore déduire les pertes mécaniques. Enfin, on trouve la puissance mécanique nette disponible à l'arbre. En charge, il y a toujours des pertes rotoriques supplémentaires  $P_{VR}$ . Celles-ci dépendent de la répartition de la résistance rotorique. On obtient pour la puissance d'entrefer  $P_\delta$  transmise au rotor :

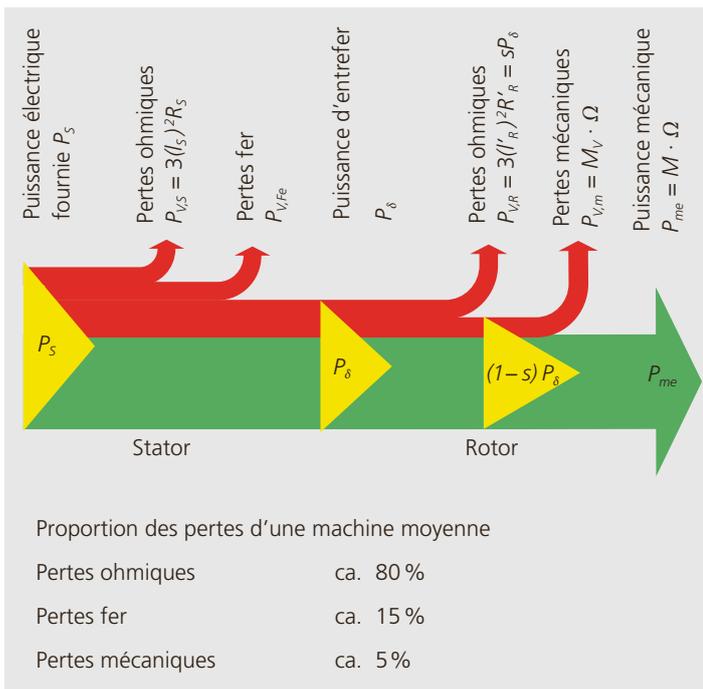
$$P_\delta = 3 \cdot \frac{R'_R}{s} (I'_R)^2 = 3 \cdot (R'_{me} + R'_R) (I'_R)^2$$

Et donc

$$sP_\delta = 3 \cdot (R'_R) (I'_R)^2 \text{ et } P_i = (1-s)P_\delta$$

Les pertes rotoriques sont donc proportionnelles au glissement ce qui, en cas de surcharge d'une machine asynchrone, est souvent la première cause de dommage des rotors. Les relations présentées peuvent être utilisées dans le calcul des répartitions des pertes rotor et stator en connaissant la puissance nominale mécanique d'une machine et sa puissance d'entrefer et ainsi pouvoir fractionner les pertes rotor et stator. Les différents points de fonctionnement peu-

Figure 3.49 : Flux de puissance d'une machine asynchrone.

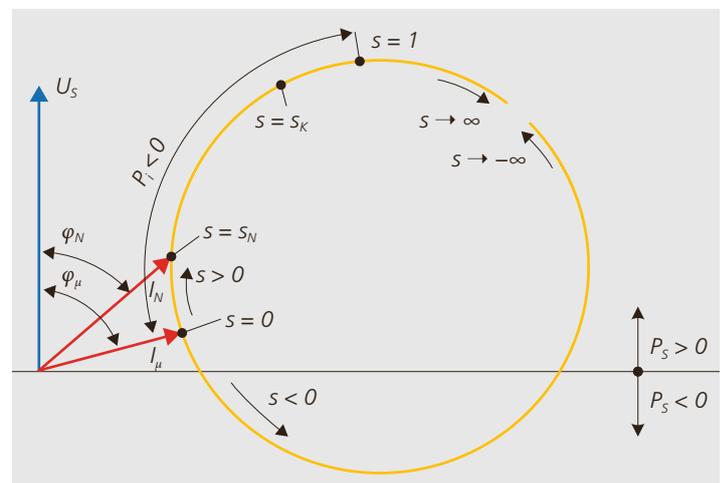


vent également être affichées sur un diagramme des phaseurs de courant, figure 3.50. On peut voir l'évolution du vecteur courant en fonction du glissement avec sa phase et aussi sa longueur. À  $s = 0$  et au ralenti, une puissance réactive presque pure est consommée. Au fur et à mesure que le glissement augmente, la machine passe en fonctionnement moteur. L'angle  $\varphi$  devient plus petit et le courant devient plus grand. A partir de  $s = 1$ , la machine fonctionne en mode de freinage et tire de l'énergie à la fois du réseau et de l'arbre. Toute la puissance est mise en œuvre dans le rotor, ce qui est critique pour son échauffement. A  $s < 0$ , la puissance circule de l'arbre dans la machine et une fois la compensation des pertes internes faite, elle devient le générateur et la puissance  $P_s$  devient négative. Il est à noter qu'avec un glissement très important, positif ou négatif, le point de fonctionnement tend vers la même valeur durant lequel le circuit rotorique devient purement inductif et le couple devient nul.

### 3.6.4 Modélisation de la machine asynchrone avec vecteurs spatiaux

Lors de la description du champ tournant, nous avons montré comment le fonctionnement des machines électriques peut être décrit mathématiquement à l'aide de vecteurs spatiaux. Après la transformation du système triphasé vers un système de coordonnées orthogonales ( $UVW \rightarrow \alpha\beta$ ) une nouvelle transformation vient maintenant s'ajouter pour la modélisation des machines électriques. Avec cette transformation,

Figure 3.50 : Position du phaseur du courant statorique en fonction de la variation du glissement. Dans le demi-plan supérieur, la puissance du stator est positive, dans le demi-plan inférieur, elle est négative. Avec un glissement nul, le stator consomme la puissance réactive magnétisante et comble les pertes. Le  $\cos \varphi$  est d'environ 0 et augmente avec l'augmentation du glissement.



le système  $\alpha\beta$  est converti en un système de coordonnées rotatif. On parvient ainsi à faciliter mathématiquement la description des procédés de la machine qui dépendent de sa rotation. Il en résulte un modèle qui décrit les valeurs de couple et de flux de manières découplées et qui correspond ainsi au comportement de la machine à courant continu. En outre, les grandeurs alternatives en régime stationnaire se transforment en grandeurs continues, ce qui offre une simplification bienvenue.

La figure 3.51 représente un vecteur spatial dans deux systèmes de coordonnées décalés l'un par rapport à l'autre tandis que la figure 3.52 représente quant à elle les blocs de transformation avec les systèmes d'enroulement respectifs. Avec un angle  $\gamma$  entre les deux systèmes, on a par exemple pour le vecteur de courant  $\underline{i}_S$  l'équation de transformation suivante :

$$\underline{i}_S^{xy} = \underline{i}_S^{\alpha\beta} e^{-j\gamma}$$

Si on se base sur le système de coordonnées  $xy$  pour définir une grandeur variable de la machine, l'angle  $\gamma$  sera décrit par la fonction temporelle  $\gamma(t)$ . En cas de vitesse de rotation constante, on a  $\gamma(t) = \omega t$ .

Une modélisation souvent utilisée pour le réglage des entraînements est d'aligner le

flux fixe rotorique dans le système de coordonnées  $dq$ . Les vecteurs spatiaux sont projetés sur un système de coordonnées qui est orienté dans la direction du flux rotorique et qui tourne avec celui-ci. Comme représenté sur l'image de la figure 3.53, les courants rotoriques créent un champ tournant à la vitesse angulaire  $\omega_R$  par rapport au rotor. Comme déjà démontré dans la définition du glissement, il en est de même :

$$\omega_S = \omega_R + p\Omega_{me}$$

ce qui signifie que la superposition du mouvement mécanique et du champ rotorique correspond à la vitesse du champ statorique. Avec  $\omega_R = s \cdot \omega_S$  la formule du glissement peut aussi être déduite.

Angle de l'axe du stator au champ rotorique	$\gamma$	rad
---	----------	-----

Si on utilise le schéma simplifié pour la description, conformément à la figure 3.54, le courant de magnétisation  $\underline{i}_\mu$  reproduit exactement le flux rotorique et correspond ainsi au courant  $\underline{i}_{S,d}$ . Le courant  $\underline{i}'_{R,r}$  qui circule dans la résistance rotorique  $R'_R$  est purement ohmique et de ce fait se trouve à  $90^\circ$  par rapport à  $\underline{i}_{S,d}$ . Il représente le courant générateur de couple  $\underline{i}_{S,q}$ . Il en résulte donc,

Figure 3.51 : Représentations du vecteur spatial dans différents systèmes de coordonnées.

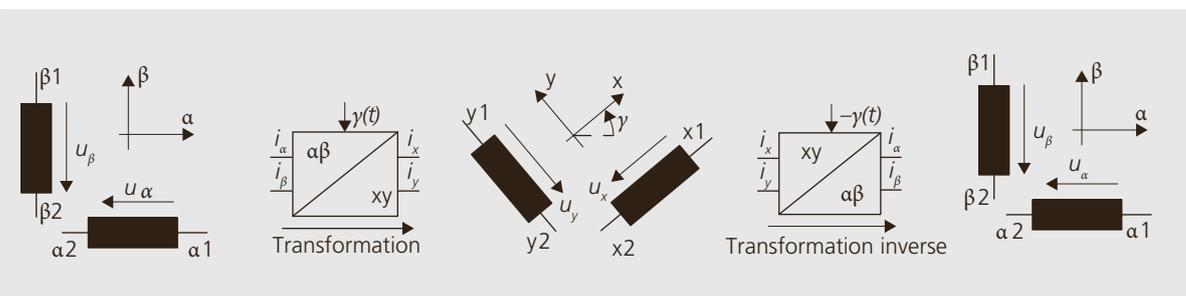
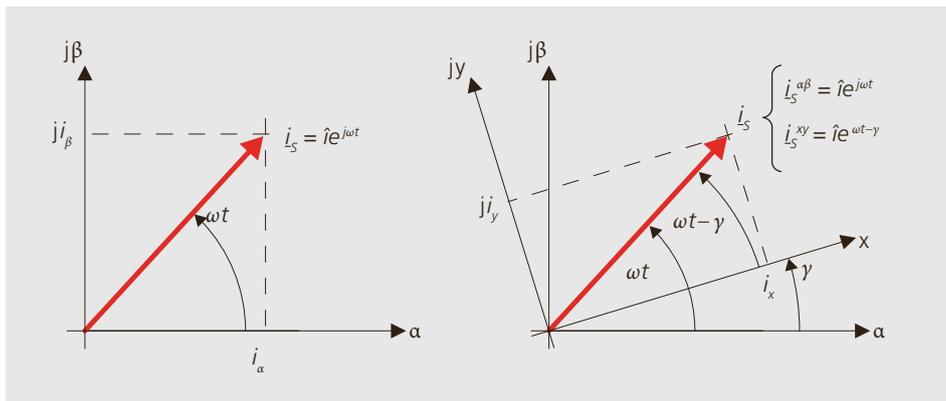


Figure 3.52 : Transformation entre un système de coordonnées avec stator fixe ( $\alpha\beta$ ) et avec système tournant ( $xy$ ).

pour le couple et la tension, des formules qui, à l'état stationnaire à un facteur près, correspondent à celles de la machine à courant continu :

$$M_i = \frac{3}{2} p \Psi_R' \cdot i_{s,q} = \frac{3}{2} p L_h i_{s,d} \cdot i_{s,q} = k_T \cdot i_{s,q}$$

$$U_{s,q} = \omega_s L_h \cdot i_{s,d} = \frac{2}{3p} k_T \cdot \omega_s$$

La raison de la variation par rapport à la machine à courant continu est due aux différentes normalisations des valeurs de courant et également au fait que le schéma équivalent ne représente qu'une des trois phases.

### 3.6.5 Aspects spécifiques de la machine asynchrone

Un important phénomène caractéristique de la machine asynchrone à cage d'écureuil est l'effet **pelliculaire** dans la machine. Ceci dénommé «Skin-Effect», se produit dans les conducteurs massifs, qui sont traversés par des courants alternatifs. Plus la barre conductrice est profonde et plus la fréquence du courant rotorique  $f_R$  est élevée, plus l'effet pelliculaire sera important. Ceci produit une augmentation de la résistance rotorique  $R_R$ . Ce phénomène est renforcé par des formes d'encoches spéciales

(figure 3.55) et utilisé de façon ciblée pour augmenter le couple de démarrage de certaines machines exploitées directement sur le réseau. Les machines asynchrones conçues pour une alimentation par variateur de fréquence sont, quant à elles, construites avec des encoches standards. Le but premier est ici d'avoir de faibles fuites d'encoches, afin d'optimiser la capacité de surcharge de la machine.

Pour réduire les couples parasites, le stator ou le rotor est incliné d'une encoche sur l'axe longitudinal de la machine. Cette disposition est visible sur la figure 3.43. Ainsi, l'influence des encoches sur la formation du couple est éliminée.

Dans les entraînements avec onduleur, des harmoniques apparaissent dans le courant, ce qui provoque :

- Des pulsations de couple
- Des bruits magnétiques résultants des effets de la force des champs harmoniques
- Une augmentation des pertes cuivre au stator et au rotor

Une augmentation de la fréquence de commutation de l'onduleur et de l'inductance de fuite  $L_\sigma$  limitent l'amplitude des harmoniques de courant. Une inductance de fuite élevée présente donc des avantages, celle-ci

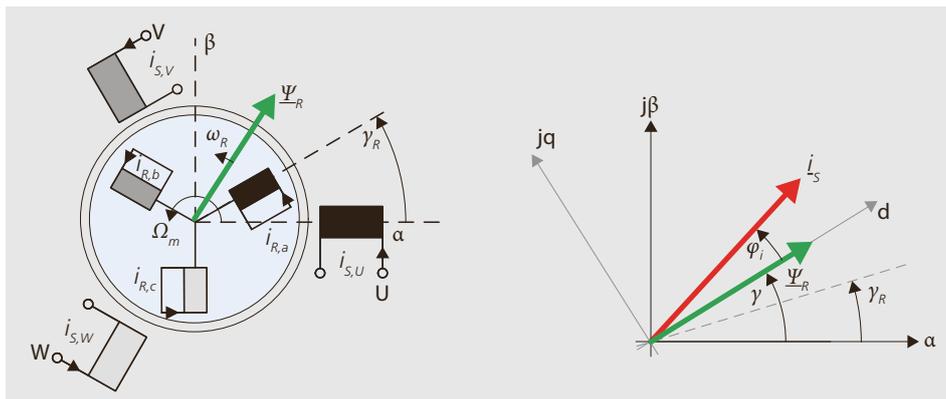


Figure 3.53 : Représentation du modèle et du vecteur spatial dans un système à flux rotorique fixe - dq de la machine asynchrone.

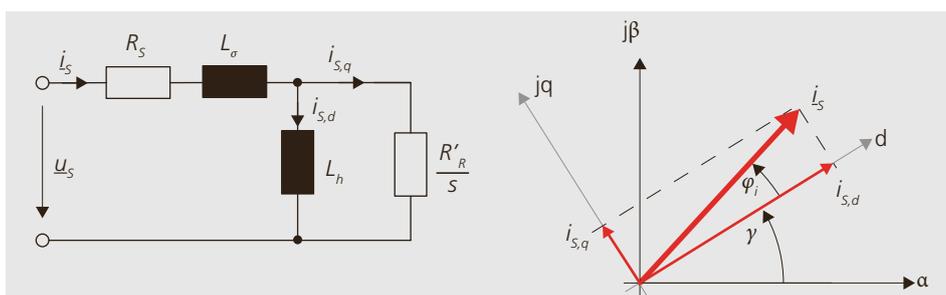


Figure 3.54 : Représentation simplifiée du vecteur spatial.

peut essentiellement être influencée par la forme des encoches au stator et au rotor. L'équation du couple de décrochage met cependant en évidence que l'augmentation de l'inductance de fuite se fait aux dépens du couple de décrochage qui est réduit, ceci limite par conséquent la capacité de surcharge ainsi que la zone de fonctionnement à puissance constante de la machine (voir chapitre 5.4).

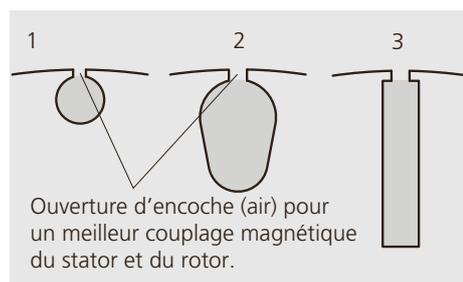
Avec un entrefer plus petit, le courant de magnétisation et les pertes en marche à vide pour un flux requis sont réduits. Pour réaliser un entrefer plus petit, il faut cependant des tolérances de production plus faible.

Un autre aspect essentiel concerne le matériau utilisé pour la cage du rotor. La plupart du temps, les cages sont réalisées en aluminium coulé, cependant l'aluminium est environ 35 % moins bon conducteur que le cuivre. Ceci provoque des pertes sensiblement plus grandes qui peuvent rapidement annuler les économies faites lors de l'achat et de la construction de la cage en aluminium.

Avec les cages moulées sous pression de n'importe quel type, il faut veiller, afin d'optimiser le rendement, à ce qu'uniquement les encoches et non leurs ouvertures, soient remplies avec un matériau conducteur. A cause de l'effet pelliculaire, les courants rotoriques induits par les courants harmoniques seront particulièrement poussés vers la surface des conducteurs et peuvent causer de hautes pertes voire même une surchauffe dans les rétrécissements d'encoche.

On peut normalement améliorer la forme du champ en augmentant le nombre d'encoches au stator, de telle sorte que les pertes dues aux harmoniques et les pertes additionnelles soient plus fortement réduites.

Figure 3.55 :  
Forme d'encoches du rotor dans la machine asynchrone : formes standard (1, 2) et rotor à effet pelliculaire (3).



## 3.7 Machine synchrone

### 3.7.1 Construction et mode de fonctionnement

La machine synchrone est utilisée comme générateur dans les centrales électriques depuis le début de l'électrification. Avec des turbogénérateurs, on atteint jusqu'à 1,5 GW dans les centrales à haute puissance. Deux exemples de générateurs synchrones sont représentés sur la figure 3.56.

Tout comme la machine asynchrone, la machine synchrone possède un stator avec un bobinage triphasé. Pour magnétiser la machine, le rotor est équipé soit d'un enroulement d'excitation alimenté en courant continu, soit d'aimants permanents. Un servomoteur avec des aimants permanents sur le rotor est illustré sur la figure 3.57. Si la machine synchrone est excitée électriquement, on peut régler la tension induite dans l'enroulement statorique sur un large spectre. On peut contrôler la puissance réactive de la machine par le biais de l'excitation. Cette technologie est particulièrement utilisée dans les grandes machines et les générateurs synchrones. La bobine d'excitation au rotor (bobine F sur la figure 3.58) est alimenté par un courant continu, il est transmis soit par des balais et les ba-



Figure 3.56 :  
Générateurs synchrones. En haut : machine à pôles saillants, en bas : machine à pôles lisses (turbogénérateur)  
Source : Alstom

gues collectrices, soit sans balais, grâce à une excitatrice à diodes tournantes.

Dans les machines synchrones à excitation séparée, on distingue deux types de construction : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants. Les **machines à pôles lisses** (figure 3.56 en bas) sont utilisées pour les applications à hautes vitesses en raison des forces centrifuges. On les retrouve surtout dans les centrales thermiques. La **machine à pôles saillants** (figure 3.56 en haut) est de construction plus simple, on la retrouve dans beaucoup d'applications de moteurs et de générateurs à rotation lente, comme par exemple dans les centrales hydrauliques.

Sur le modèle de la figure 3.58, un enroulement d'amortissement est aussi représenté (enroulements D et Q). Il est similaire à la cage d'écurieuil d'une machine asynchrone et amorti les oscillations de la machine synchrone quand elle fonctionne sans régulation directement sur le réseau. Elle ne sera

plus considérée par la suite car elle est supprimée dans les machines synchrones pilotées par un onduleur.

Les **machines synchrones à excitation permanente** sont utilisées dans l'industrie, dans l'automatisation et également dans les tractions électriques. Elles sont très compactes et présente une bonne capacité de surcharge. C'est pour cette raison que pour les applications servomoteurs on retrouve presque exclusivement des machines synchrones à excitation permanente. Leur modèle est représenté sur la figure 3.58, à droite. Depuis les années 1990 les machines synchrones sont devenues le type de machine dominant dans les servo-entraînements grâce à l'arrivée sur le marché de matériaux à aimantation permanente à haute densité d'énergie accessibles à des prix raisonnables.

Les aimants permanents sont difficiles à manipuler. Lors de la construction particulièrement, mais aussi lors du fonctionne-

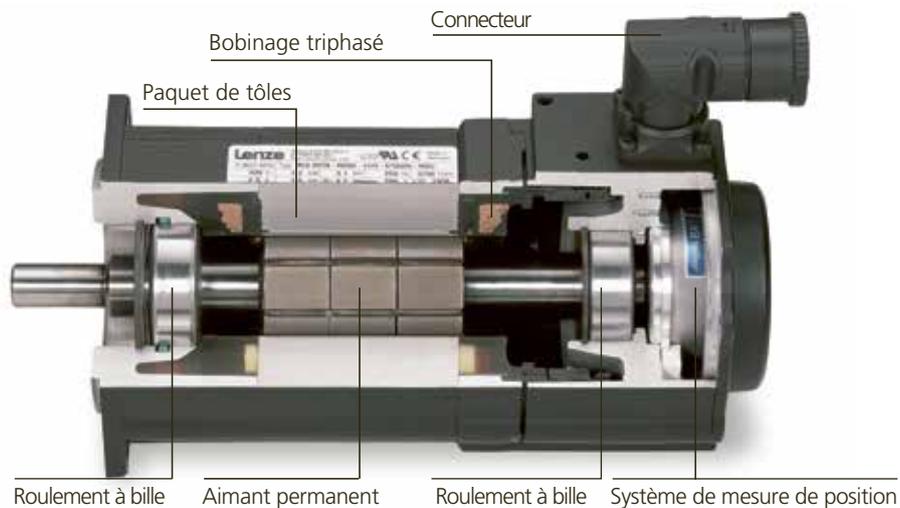


Figure 3.57 : Construction d'un servomoteur triphasé avec excitation à aimants permanents. Source : Lenze GmbH

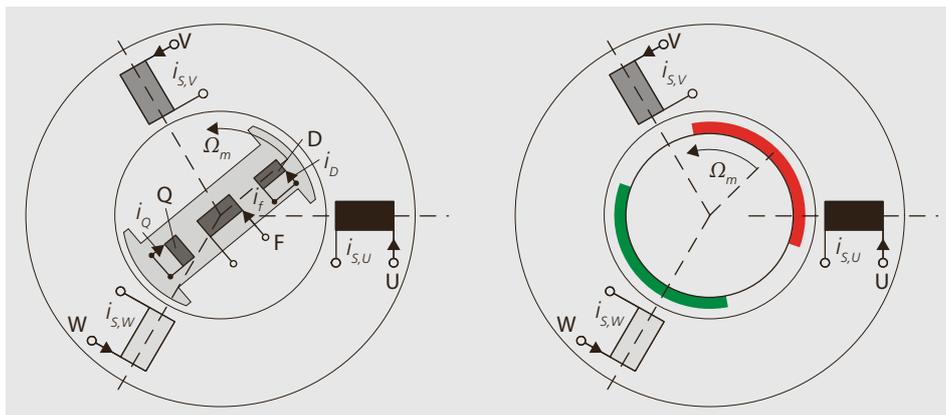


Figure 3.58 : Modèle d'une machine synchrone à 2 pôles ; à gauche avec enroulement d'excitation (F) et enroulement d'amortissement (D, Q) ; à droite avec aimants permanents montés en surface.

ment, les chocs et les secousses doivent être évités. De plus, il faut s'assurer lors de la conception, que les courants qui circulent ne causeront pas une démagnétisation durable des aimants et ceci pour toute la plage de fonctionnement. La possibilité d'affaiblissement du champ est donc ici limitée par rapport à celle de la machine asynchrone ou de la machine à courant continu. La machine ne peut développer un couple constant que dans le cas où le champ tournant du rotor et du stator présentent la même vitesse de rotation. Le champ rotorique tourne donc de façon synchrone avec le champ tournant du stator en fonctionnement stationnaire. C'est cette caractéristique qui lui a donné le nom de machine synchrone.

$$n = n_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p}$$

### 3.7.2 Modélisation et schéma équivalent

Lors de la rotation du rotor, une tension est induite par le champ rotorique dans l'enroulement du stator. Le rotor est parfois nommé roue polaire et la tension induite  $U_p$ , désignée comme force contre-électro-

motrice synchrone. Elle peut être mesurée aux bornes, en marche à vide, et dépend de l'intensité du champ magnétique et de la vitesse de rotation du rotor. Deux caractéristiques principales de la tension induite sont représentées à la figure 3.59. L'index  $N$  désigne la tension, le courant d'excitation et la fréquence au point de fonctionnement nominal. La construction décrite est modélisée avec un schéma équivalent de la machine synchrone sur la figure 3.60. La résistance inductive de l'enroulement est représentée dans l'inductance synchrone  $L_s$  ou par la réactance synchrone  $X_s$ .

En marche à vide, la tension aux bornes  $U_s$  correspond exactement à la tension polaire  $U_p$ . Le calcul avec les données de la machine donne pour la valeur efficace de la tension :

$$U_p = 2\pi f_s N \xi_s \phi_h / \sqrt{2} = \omega_s \psi_p / \sqrt{2}$$

Nombre de spires d'un enroulement statorique	$N$	–
Facteur de bobinage tenant compte de la répartition spatiale des bobinages	$\xi_s$	–

Pour la tension aux bornes d'une phase, s'applique selon le schéma équivalent :

Figure 3.59 : Tension induite  $U_p$  d'une machine synchrone. A gauche : par rapport au courant d'excitation  $I_f$  en cas de fréquence  $f_s$  constante et à droite : par rapport à la vitesse de rotation en cas d'excitation constante.

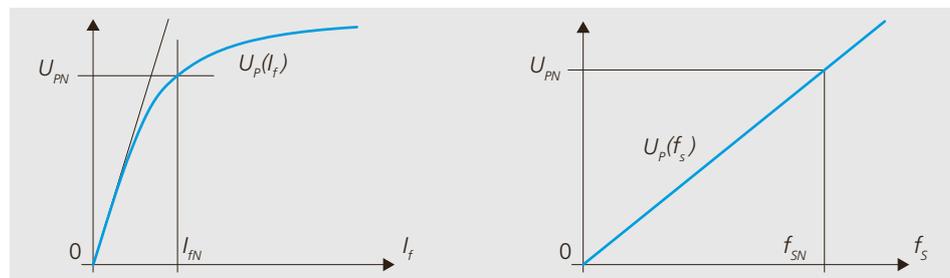
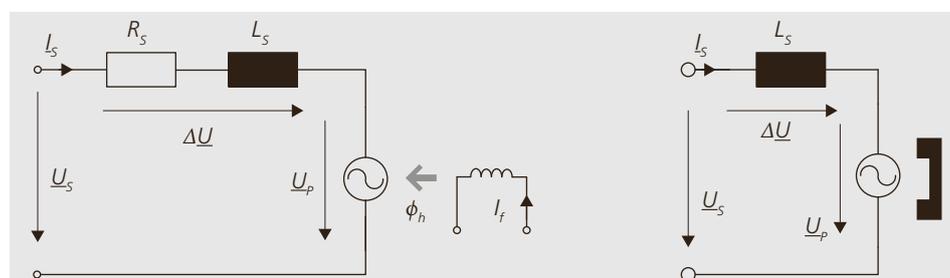


Figure 3.60 : Schéma équivalent de la machine synchrone. A gauche : excitation électrique avec le courant  $I_f$ . A droite : excitation à aimant permanent en né-gligeant  $R_s$ .



Inductance synchrone	$L_s$	H	
Réactance synchrone	$X_s$	$\Omega$	$X_s = \omega_s \cdot L_s$
Amplitude du flux d'excitation	$\phi_h$	Vs	
Amplitude du flux principal	$\psi_p$	Vs	$\psi_p = N \cdot \xi_s \cdot \phi_h$
Tension induite	$U_p$	V	

$$\underline{U}_S = \underline{U}_p + \Delta \underline{U} = \underline{U}_p + \underline{I}_S (R_S + jX_d)$$

Ou pour le courant statorique

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{U}_S - \underline{U}_p}{(R_S + jX_S)} = \frac{\Delta \underline{U}}{(R_S + jX_S)}$$

Dans la machine synchrone à excitation permanente, le flux d'excitation  $\phi_h$  n'est pas réglable car il est généré par les aimants permanents. Ceci mène à une tension induite  $U_p$  qui est définie, pour une vitesse de rotation et un bobinage statorique (nombre de spires) donnés.

### 3.7.3 Comportement pour un fonctionnement stationnaire

La puissance interne de la machine est donnée par l'équation suivante, en négligeant les pertes statorique et en fonction des grandeurs de phases :

$$P_i = 3 \cdot U_S I_S \cos \varphi$$

Elle dépend donc du courant, de la tension et de leur position de phase respective. Les états de fonctionnement possibles sont

clairement représentés par les diagrammes vectoriels sur la figure 3.61. On différencie quatre quadrants d'opération en fonction de la position de phase, dans lesquels les puissances active et réactive peuvent être positives ou négatives. Dans une machine synchrone, un couple est produit par la rotation du rotor par rapport au champ tournant statorique. L'angle résultant est nommé angle de charge ou angle interne  $\vartheta$  et correspond à l'angle entre la tension aux bornes  $U_S$  et la tension induite  $U_p$ . Dans le fonctionnement en générateur le rotor «se hâte» devant le champ statorique, il tire donc, pour ainsi dire, le champ statorique derrière lui (dans la moitié inférieure). Dans le fonctionnement moteur, le rotor «poursuit», ici c'est donc le champ statorique qui tire le rotor «derrière lui» et le rotor est retenu par la charge (moitié supérieure). Quand la tension du réseau et la tension induite de la machine sont en phase, la puissance active est nulle. C'est ce qu'on appelle le fonctionnement en compensateur synchrone. La machine absorbe de la puissance réactive ( $Q > 0$ ), quand la tension

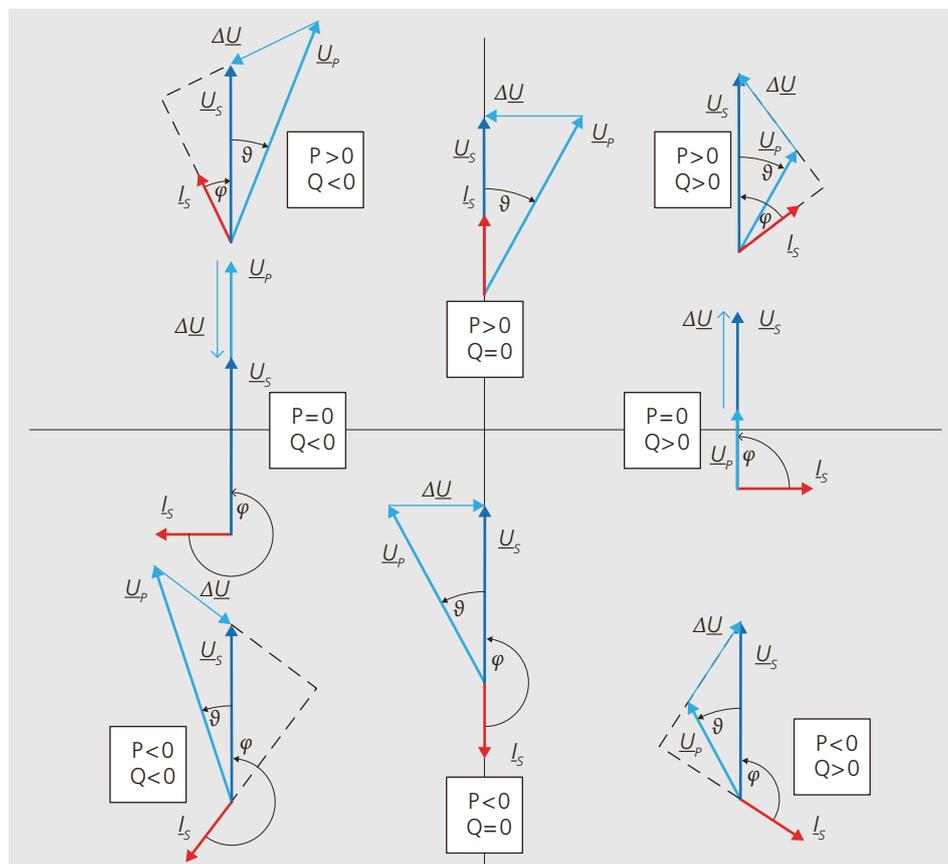


Figure 3.61 : Quadrants d'opération de la machine synchrone. Moitié supérieure : moteur, en bas : générateur. Moitié gauche : fonctionnement capacitif, moitié de droite : fonctionnement inductif.

**Figure 3.62 :**  
*Courbe caractéristique du couple de la machine synchrone en cas d'alimentation à fréquence constante, vert foncé pour l'excitation nominale, vert clair pour l'excitation augmentée.*

**Figure 3.63 :**  
*Courbes caractéristiques des fonctionnements de la machine synchrone à excitation permanente sans zone de fonctionnement à puissance/tension constante (zone d'affaiblissement du champ).*

aux bornes  $U_S$  est plus élevée que la tension induite (moitié de droite), dans le cas contraire, elle produit de la puissance réactive (moitié de gauche). Cette relation peut aussi être interprétée comme renforcement ou affaiblissement du champ de la machine. Le courant  $I_S$  en avance sur la tension aux bornes  $\underline{U}_S$  affaiblit le champ magnétique de la machine car la tension induite est trop élevée par rapport à la tension d'alimentation. Cette caractéristique est utilisée lors du fonctionnement en générateur pour couvrir les besoins en puissance réactive du réseau. Lors d'une utilisation avec une vitesse de rotation variable de l'onduleur, ceci permet un prolongement du fonctionnement jusqu'à la zone de désexcitation. Quand  $\cos\varphi = 1$ , le courant est en phase avec la tension du réseau et la puissance réactive est nulle. L'équation de la puissance peut aussi être vue en fonction de l'angle de charge/interne. En négligeant les pertes, on a :

$$P_{el} = P_{me} = -3U_S \frac{U_p}{X_S} \sin \vartheta$$

Et pour le couple :

$$M = M_i = \frac{60 \cdot P_S}{2\pi n_S} = \frac{p \cdot P_S}{2\pi f_S}$$

$$= -\frac{3 \cdot 60 \cdot U_S}{2\pi n_S} \frac{U_p}{X_S} \sin \vartheta = -M_k \sin \vartheta$$

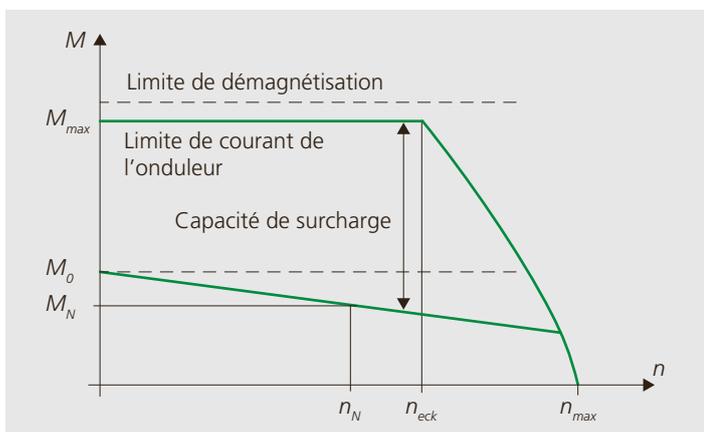
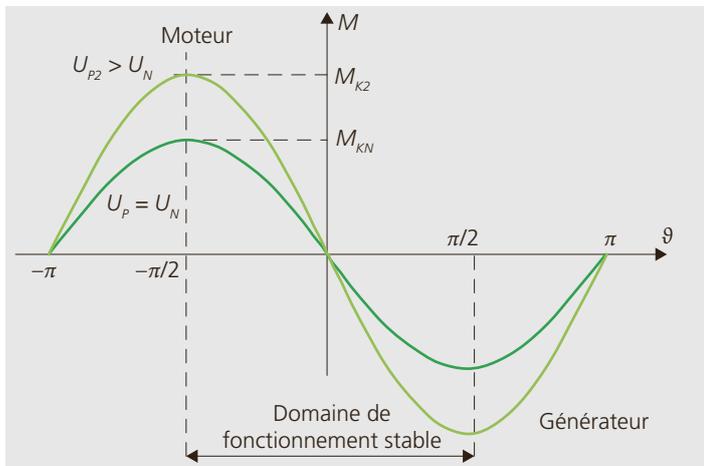
L'angle de charge / angle interne $\underline{U}_S$ à $\underline{U}_p$	$\vartheta$ rad	$\angle(\underline{U}_S) -$ $\angle(\underline{U}_p)$
--	-----------------	--

Un fonctionnement stable est uniquement possible dans la zone  $-90^\circ < \vartheta < 90^\circ$ . La courbe caractéristique visible sur la figure 3.62 n'est valable que pour le fonctionnement stationnaire avec un courant d'excitation  $I_f$  constant ou avec une magnétisation permanente. Avec la machine synchrone à excitation permanente lors d'un fonctionnement avec un onduleur, la vitesse de rotation de la machine peut être changée en adaptant la fréquence d'alimentation. La machine a dans ce cas des courbes caractéristiques vitesse de rotation-couple, comme représentées sur la figure 3.63. Elles sont la base pour le dimensionnement d'un entraînement à vitesse variable.

■ **La charge continue :** le couple à l'arrêt  $M_0$  est le moment admis thermiquement à l'arrêt. À l'arrêt il n'y a que des pertes cuivre. Quand la vitesse de rotation augmente, les pertes fer et par frottements augmentent elles-aussi. Si le refroidissement n'est pas amélioré, la charge continue permise est réduite. Le couple nominal  $M_N$  à la vitesse de rotation nominale est donc inférieur au couple instantané  $M_0$ .

■ **La limite de démagnétisation :** il y a une limite de courant pour laquelle les aimants sont irréversiblement démagnétisés. Etant donné que cette limite dépend de la température, elle devrait être donnée pour la température maximale de fonctionnement. Pour le fonctionnement avec onduleur, les pertes additionnelles dues aux harmoniques de courants doivent être prise en compte pour les calculs d'échauffement.

■ **La limite de courant de l'onduleur :** la valeur limite du courant de l'onduleur devrait se trouver en dessous de la valeur limite du moteur.



■ **La capacité de surcharge** : pour des courtes durées, le moteur peut fonctionner jusqu'aux valeurs limite de courant de l'onduleur. La durée admise de cette surexploitation dépend de la durée du cycle et de la constante de temps thermique du moteur.

■ **La vitesse de fonctionnement maximale** : la vitesse de rotation est limitée par la vitesse périphérique maximale admise par le rotor, par les vibrations de flexions et par les efforts admissibles aux paliers.

■ **La limite en tension** : à partir de la vitesse de base  $n_{Eck}$ , il n'y a plus assez de tension à disposition pour atteindre le couple maximal. Pour une augmentation supplémentaire de la vitesse de rotation, le courant doit être réduit.

### 3.7.4 Modélisation de la machine synchrone avec vecteurs spatiaux

Comme pour la machine asynchrone, la description du comportement est facilitée avec la méthode du vecteur spatial. Pour la machine synchrone, on peut également définir un système de coordonnées qui tourne avec le champ rotorique. Contrairement à la machine asynchrone, le système est ici aligné de manière fixe avec le rotor. Le système de coordonnées ainsi défini au rotor est désigné par les axes  $d$  et  $q$ . L'axe  $d$  est orienté dans l'axe du flux du rotor (figure 3.64). Pour la transformation, l'angle  $\gamma$

entre le rotor et le stator doit être connu. Si on projette le phaseur du courant sur les deux axes du système de coordonnées, les composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant apparaissent. Sur la figure 3.65, le modèle équivalent diphasé est représenté avec les enroulements respectifs qui se trouvent dans les deux axes du système de coordonnées correspondant. Le modèle du vecteur spatial, produit (comme c'était déjà le cas pour la machine asynchrone) une description qui ressemble beaucoup à celle de la machine à courant continu. L'observation avec vecteurs spatiaux dans un système de coordonnées au rotor fixe est la méthode standard pour la modélisation et le réglage de la machine synchrone dans des applications industrielles. La séquence des étapes de transformation nécessaires à l'implémentation de cette méthode est représentée sur la figure 3.66.

Lors d'une observation générale, les entrefers dans l'axe longitudinal (axe  $d$ ) et dans l'axe transversal (axe  $q$ ) doivent être considérés séparément. On a donc besoin de valeurs d'inductance synchrone  $L_s$  dans l'axe longitudinal (direct) et dans l'axe transversal (quadrature), elles sont désignées par  $L_d$  et  $L_q$ . Grâce à la transformation sur le système de coordonnées orthogonal tournant  $dq$ , on obtient un système d'équation facile pour les équations de tension :

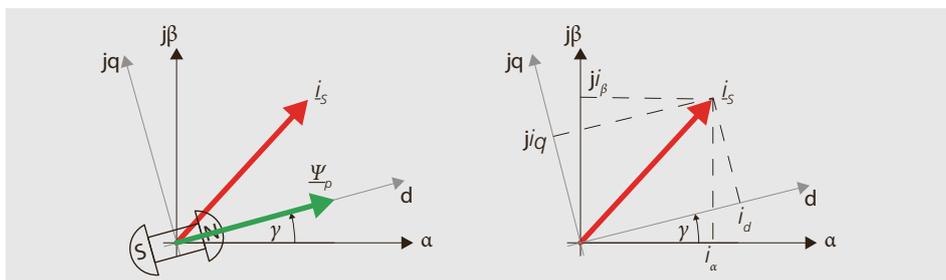


Figure 3.64 : Représentation du vecteur spatial dans un système de coordonnées lié au champ tournant du rotor.

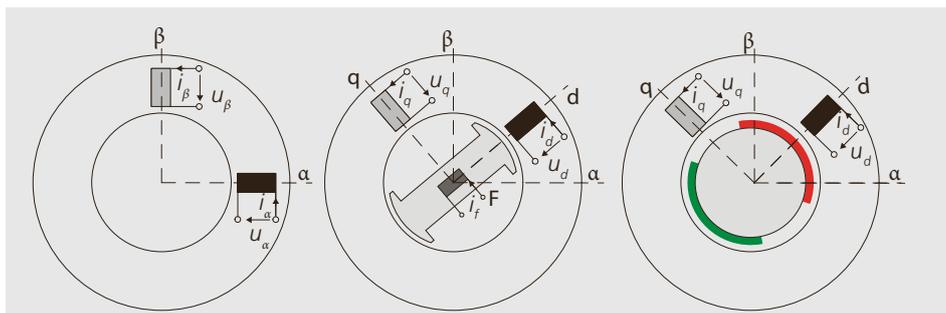


Figure 3.65 : Différents systèmes de repères de la machine synchrone. A gauche ; système  $\alpha\beta$  repère au stator ; au milieu : système  $dq$  repère au rotor dans une machine à rotor bobiné ; droite : excitation à aimant permanent.

$$u_d = R_S i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_S \cdot \Psi_q$$

$$u_q = R_S i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_S \cdot \Psi_d$$

$$\text{avec } \Psi_d = L_d i_d + \Psi_p \text{ et } \Psi_q = L_q i_q$$

La tension dans les deux axes est composée :

- De la chute de tension ohmique due à la résistance de l'enroulement
- De la chute de tension inductive due aux variations du courant
- Une tension induite dépendante de la vitesse de rotation, qui est produite par le flux présent dans les autres axes.

Les équations mènent aux schémas équivalents pour les deux axes de la figure 3.67. L'utilité de cette représentation est rendue visible par le fait que toutes les grandeurs deviennent continues dans un repère lié au champ rotorique en fonctionnement stationnaire. Le couple interne résultant est calculé comme suit

$$M_i = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$$

$$= \frac{3}{2} p [\Psi_p i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

Le premier terme de la somme correspond directement à l'effet de la force de Lorentz, le deuxième terme représente la force de réluctance, comme elle apparaît dans les machines à réluctance et les machines à pôles saillants. Sans la force de réluctance, la comparabilité avec la machine à courant continu devient visible :

$$M_i = \frac{3}{2} p \cdot \Psi_p i_q = k_T i_q$$

Beaucoup de machines synchrones à excitation permanente présentent la caractéristique  $L_d \approx L_q$ . En imposant un courant  $i_q$  pur, on atteint le rapport couple par unité de courant (Nm/A) maximal. Le schéma équivalent de ce cas est représenté à la figure 3.68, à gauche. A partir du courant  $i_s$  on peut construire le diagramme vectoriel qui illustre les rapports de tension dans la machine (figure 3.68, à droite). Quand le courant  $i_s$  est en avance sur la tension induite, ce qui correspond à un courant  $i_d$  négatif, une composante de tension qui agit contre la tension induite  $u_p$  se crée sur l'inductance  $L_d$ . Le champ est ainsi affaibli et la machine se trouve en zone de fonctionnement à tension respectivement puissance constante. Dans les fiches techniques de machines synchrones à excitation permanente, la plupart du temps, la constante de couple  $k_T$  et la constante de tension induite  $k_U$  sont données, comme déjà présenté dans le paragraphe 3.4.2 pour la machine à courant continu.

$$u_p = k_U \cdot n$$

$$M_i = k_T \cdot i$$

Il est à noter que ces informations concernent principalement les valeurs effectives des grandeurs aux bornes et conduisent à différentes conversions. Pour des grandeurs de phase, on a :

$$k_T = 3 k_U \frac{60}{2\pi}$$

Figure 3.66 : Transformation des coordonnées des vecteurs spatiaux entre les différents repères.

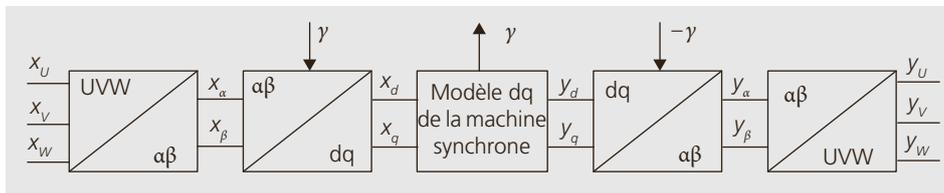
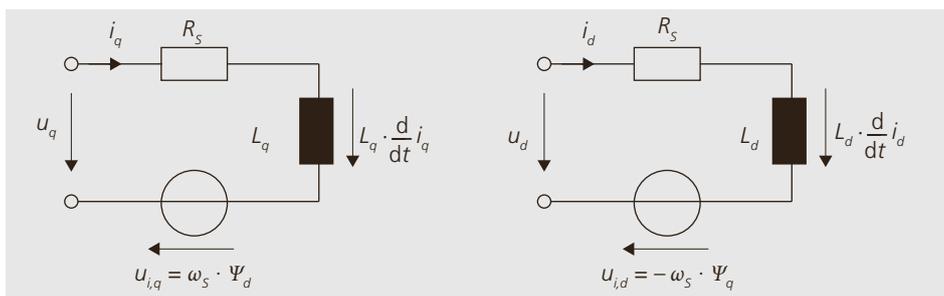


Figure 3.67 : Schéma équivalent des deux axes de la machine synchrone dans le système dq.



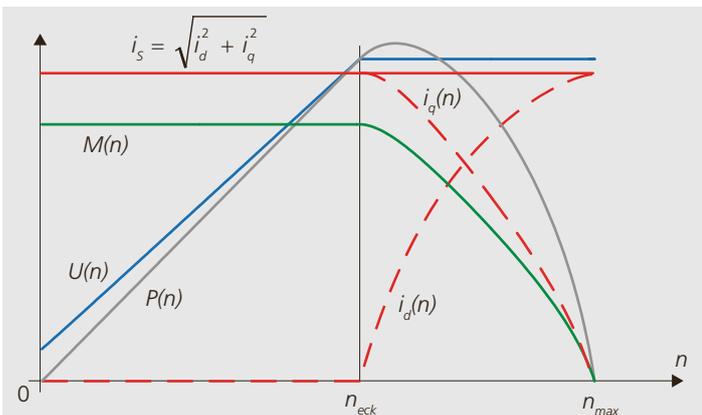
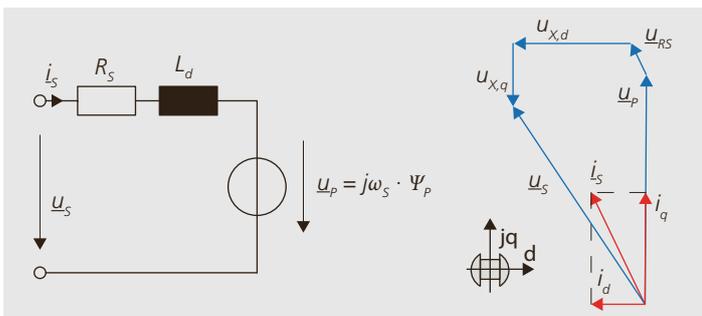
Et pour les grandeurs de ligne :

$$k_T = \sqrt{3} k_U \frac{60}{2\pi}$$

Comme pour la machine à courant continu et pour la machine asynchrone, la vitesse de rotation en cas de tension constante peut aussi être augmentée pour la machine synchrone quand elle fonctionne dans la zone d'affaiblissement du champ. Pour la machine synchrone à excitation permanente, comme illustré sur figure 3.68, un courant  $-i_d$ , qui affaiblit le champ est imposé. Pour limiter l'échauffement des enroulements, le courant  $i_q$  qui génère le couple doit être réduit, ce qui provoque une baisse du couple disponible. Les courbes caractéristiques des zones de fonctionnement à couple constant respectivement puissance constante sont représentées sur la figure 3.69.

Figure 3.68 : Schéma équivalent et diagramme vectoriel d'une machine synchrone quand  $L_d = L_q$ .

Figure 3.69 : Elargissement du domaine de fonctionnement de la machine synchrone à excitation permanente dans la zone d'affaiblissement du champ.



### 3.7.5 Aspects spécifiques de la machine synchrone à excitation permanente

Dans le domaine de l'affaiblissement du champ, la tension aux bornes est maintenue faible depuis l'extérieur par un courant négatif  $i_d$ . Si, pour une quelconque raison, l'onduleur ne peut plus livrer le courant qui affaiblit le champ, la tension aux bornes aug-

mente et peut détruire l'onduleur. Le domaine permis pour l'affaiblissement du champ est donc limité. Ce type de fonctionnement est complexe et exige des modules de commande qui offrent les mesures de protection nécessaires. Le rotor d'une machine ne peut être que peu refroidi ou de manière très compliquée. Contrairement à la machine asynchrone, il ne résulte avec la machine synchrone aucune perte liée à la charge. Les pertes des machines synchrones à rotor bobiné dépendent du courant d'excitation. Si l'excitation est réalisée grâce à des aimants permanents, les pertes rotoriques sont significativement réduites. Il faut cependant garder en tête que les matériaux à aimantation permanente présentent également une certaine conductivité. Des courants de Foucault sont induits au rotor par les harmoniques du courant statorique. Ils provoquent des pertes et, dans des cas extrêmes, un échauffement inadmissible des aimants qui peut causer leur endommagement.

La machine synchrone à excitation permanente est devenue le type standard pour les servomoteurs. Elle a atteint une meilleure capacité de surcharge que la machine asynchrone, tout en gardant des dimensions plus compactes. L'introduction des bobinages concentriques a permis une claire augmentation de la capacité de puissance. Ce type de bobinage, largement répandu dans les machines modernes, permet d'implémenter un nombre de pôles élevés, même avec un nombre d'encoche faible. Grâce à cela, le circuit magnétique peut être mieux exploité et les têtes de bobines peuvent être gardées très courtes. Etant donné que la capacité de surcharge de la machine synchrone augmente avec le nombre de pôles, on obtient des machines extrêmement dynamiques que l'on peut utiliser dans les applications de servocommande. Sur la figure 3.70, on peut observer le principe de ce type de bobinage, en comparaison avec un bobinage réparti conventionnel (voir figure 3.32). Une autre raison de la large diffusion de la machine synchrone à excitation permanente se trouve dans l'amélioration de la densité énergétique et dans le même temps de la baisse des prix des aimants permanents à base de terres rares (tableau 3.1).

### 3.7.6 Moteurs à réductance synchrone

La construction de machine synchrone la plus simple est la machine à réductance (SynRM). Dans son mode de fonctionnement et sa modélisation, elle correspond à la machine synchrone, la seule différence est qu'ici, la dissymétrie magnétique  $L_d \neq L_q$  est utilisée pour créer un couple. Le rotor ne transporte pas d'excitation magnétique, le flux  $\psi_p$  est nul. Un taux élevé d'asymétrie magnétique est atteint grâce à des barrières de flux internes. Avec cette topologie, on

peut atteindre de haut rendement. Pour cette raison, et à cause de l'absence d'aimants permanents, la SynRM est dans la ligne de mire des développements actuels. La figure 3.71 présente la construction d'une machine à réductance avec des barrières de flux internes. La modélisation de la SynRM se fait à l'aide de la théorie des vecteurs spatiaux. Les axes dq sont définis selon la figure 3.71. Le design du rotor occasionne une grande inductance sur l'axe d et une petite sur l'axe q, car le chemin du

Figure 3.70 : Bobinage concentrique d'une machine synchrone à excitation permanente moderne. A gauche : modèle d'exposition d'une réalisation pratique (Source : Landert Motoren AG) ; à droite : principe de construction des bobinages.

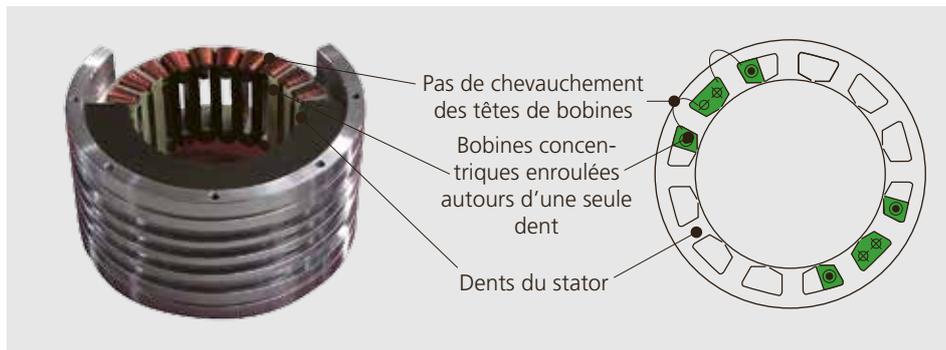


Figure 3.71 : A gauche : Moteur à réductance synchrone à quatre pôles avec rotor à barrières de flux internes (Source : ABB) ; A droite : modélisation dans la théorie à deux axes.

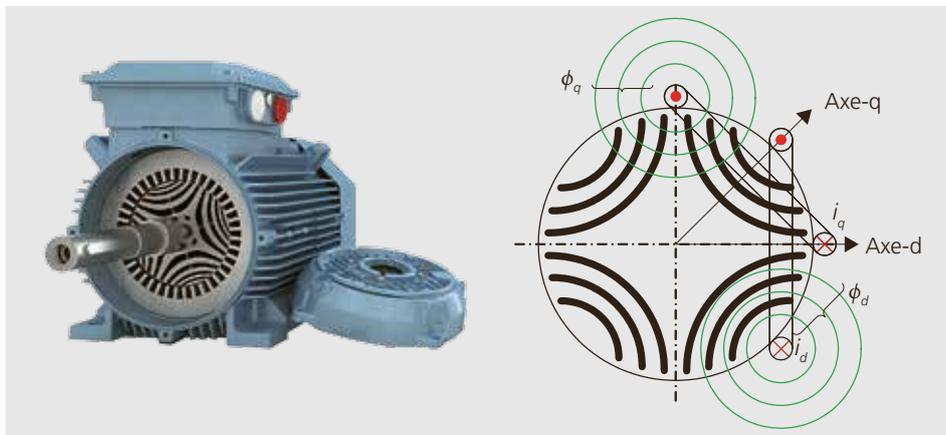
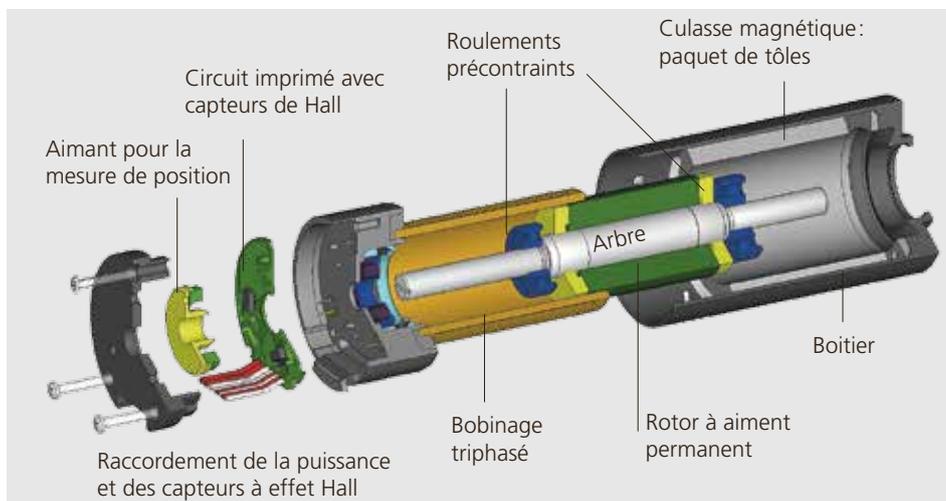


Figure 3.72 : Construction d'un moteur à commutation électronique avec un bobinage de type sans fer et un rotor excité par aimants permanents. Source : Maxon Motor AG



flux  $\phi_d$  traverse de plus petits espaces d'air que  $\phi_q$ . Selon la formule du chapitre 3.6.4, le couple dépend directement de la différence entre les deux inductances. Comme pour la machine synchrone à excitation permanente, le fonctionnement s'opère quasiment sans pertes rotoriques. Cependant, le champ magnétique dans l'entrefer doit être produit par l'enroulement statorique. Cela a pour conséquence une nette baisse du facteur de puissance et du  $\cos\phi$  par rapport à la machine synchrone à excitation permanente. Etant donné que le moteur à réluctance doit fonctionner avec un onduleur pour les applications désignées, le  $\cos\phi$  peut être compensé, cet inconvénient n'a donc pas d'influence sur le courant du réseau.

### 3.7.7 Moteurs à commutation électronique

Les moteurs à commutations électronique (Electronically Commutated) sont en principe construits de la même façon que la machine synchrone à excitation permanente. Même si toutes les machines qui fonctionnent avec un onduleur sont commutées de manière électronique, ce terme n'est d'usage que pour les petites machines qui sont utilisées comme actionneurs. On utilise aussi l'appellation BLDC (Brushless-DC, machine à courant continu sans balais). Les exigences particulières dans ce domaine ont mené à une forme de construction qui se différencie clairement des moteurs d'industrie plus grands. La figure 3.72 montre un modèle de moteur à commutation électronique typique en vue éclatée. Les moteurs à commutation électronique sont alimentés par des courants alternatifs

respectivement des tensions alternatives en forme de bloc, comme on les rencontre dans l'enroulement de la machine à courant continu. Cette ressemblance est la raison de

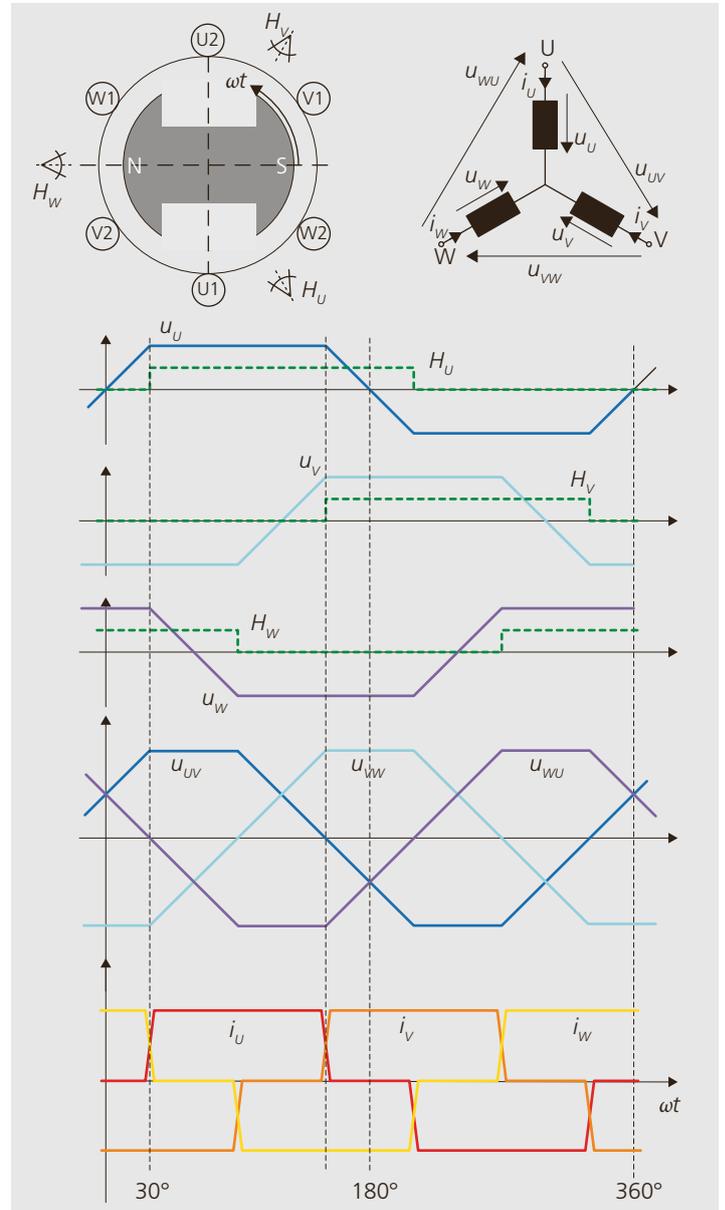
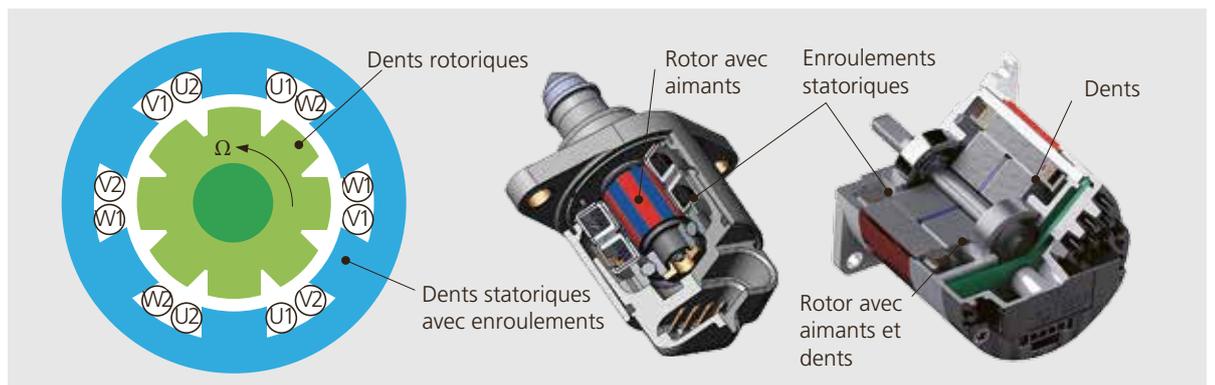


Figure 3.73 : Séquence de commutation d'un moteur à commutation électronique. Les capteurs de Hall  $H_u$ ,  $H_v$  et  $H_w$  qui renseignent sur la position du champ rotorique sont présentés symboliquement.

Figure 3.74 : Construction de moteurs pas à pas. A gauche : schéma d'un moteur pas à pas à réluctance, au milieu : moteur à aimants permanents, à droite : moteur pas à pas hybride. Source : Sonceboz SA



l'appellation BLCD. Dans chaque phase, un courant circule seulement pendant  $120^\circ$  par demi-période. Une des phases est toujours sans courant. Le courant est imposé de façon à ce que le couple maximal soit généré. Dans le cas idéal, avec des tensions induites trapézoïdales, un couple constant est créé par l'imposition d'un courant rectangulaire ou bloc comme sur la figure 3.73.

### 3.7.8 Moteurs pas à pas

Dans les moteurs pas à pas, le champ magnétique statorique ne se déplace pas de manière continue mais par «pas». A chaque nouvelle position du champ statorique, le rotor est déplacé au pas suivant. Sur la figure 3.74, à gauche, si on alimente successivement les enroulements U, V et W en courant, le rotor s'aligne avec la dent la plus proche sur l'axe du champ statorique. Cela produit une rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. La vitesse dépend du nombre de pôles statoriques et rotoriques ainsi que de la fréquence des pas appliquée. La longueur d'un mouvement de pas est donnée par le nombre de dents. Les moteurs pas à pas suivent en principe le champ appliqué et peuvent fonctionner sans capteur fournissant un retour quant à la position (encodeur, capteur de position ou autres). Quand les moteurs sont surchargés, le rotor ne peut plus suivre le champ et des pertes de pas se produisent.

Les rotors des moteurs pas à pas sont rarement réalisés avec des matériaux exclusivement ferreux. La plupart du temps, les moteurs pas à pas à aimants permanents ont une surface rotorique lisse ou sont des moteurs pas à pas hybrides, dans lesquels le rotor présente aussi une structure dentée, en plus des aimants. Des images en coupe de ces deux types sont représentées sur la figure 3.74. Les moteurs pas à pas hybrides atteignent une densité de puissance plus élevée. Les moteurs pas à pas sont souvent des actionneurs de puissance et de coûts de production faible fabriqués pour des grandes séries.

## 3.8 Pertes

### 3.8.1 Pertes de puissance

Pour les enroulements statoriques, il n'y a pratiquement plus que les conducteurs en cuivre isolés qui sont utilisés. Dans les cages d'écureuil des machines synchrones et asynchrones, par contre, on utilise différents matériaux conducteurs. Aussi bien l'aluminium que les alliages de cuivre font preuve d'une conductivité électrique réduction par rapport à celles du cuivre. La circulation du courant provoque des pertes (appelées pertes ohmiques ou parfois pertes cuivre). Du à la dépendance en température de la résistance, ces pertes sont plus élevées quand la température augmente :

$$P_{cond.} = R \cdot I^2$$

$$R(\vartheta) = R_{20} \cdot [1 + \alpha_T(\vartheta - 20^\circ\text{C})]$$

Résistance comme valeur dépendante de la température	$R(\vartheta)$	$\Omega$	
Température	$\vartheta$	$^\circ\text{C}$	
Résistance du conducteur à $20^\circ\text{C}$	$R_{20}$	$\Omega$	
Coefficient de température des matériaux utilisés	$\alpha_T$	$\text{K}^{-1}$	K : Kelvin

Le fait que la résistance dépende de l'échauffement est un effet notable. Avec le cuivre et l'aluminium on a par exemple un coefficient de température  $\alpha_T = 0,4\%/K$ . Lors d'une augmentation de température de 100 K, la résistance augmente de 40%. Avec les températures admises dans les machines électriques, résultent des valeurs typiques pour les densités de courant, c'est-à-dire courant/section du conducteur, qui sont fortement influencés par le type de refroidissement :

■ Pour de petites machines fermées :  
1,5 A/mm<sup>2</sup> à 5 A/mm<sup>2</sup>

■ Pour des machines à refroidissement par ventilation forcée : 5 A/mm<sup>2</sup> à 10 A/mm<sup>2</sup>

Dans le bobinage, toutes les parties à l'intérieur et à l'extérieur de la partie active

(tête de bobine, raccordements, etc.) contribuent aux pertes. Entre les parties du conducteur qui se trouvent au milieu du paquet de tôles du stator ou du rotor et les parties dans la tête de bobine, de fortes différences de températures dues au refroidissement se manifestent. Elles doivent être prises en considération pendant le design. A partir d'une certaine fréquence de fonctionnement, un effet pelliculaire peut aussi apparaître dans les matériaux conducteurs. Ceci provoque une réduction de la section active du conducteur et une augmentation des pertes. L'effet pelliculaire augmente quand la section des conducteurs est plus importante. C'est pour cette raison que les enroulements des machines électriques sont composés de torons de fils individuels qui sont parallèles et isolés les uns des autres. Des bobinages de ce genre sont visibles sur la figure 3.75. Avec des sections plus fines, le bobinage devient en outre mécaniquement plus flexible, ce qui facilite son insertion dans le paquet statorique par l'étroite ouverture de l'encoche.

### 3.8.2 Pertes fer

Les pertes fer sont composées de pertes par hystérésis et des pertes par courant de Foucault. Les **pertes par hystérésis** se produisent lors du procédé de démagnétisation en parcourant le cycle d'hystérésis. Sur la figure 3.76, à gauche, le cycle est parcouru le long des flèches. Les pertes sont proportionnelles à la surface d'un cycle d'hystérésis  $A_H$  et à la fréquence. En raison de la conductivité électrique des tôles, une variation de champ magnétique provoque des courants de Foucault, et des **pertes par courant de Foucault** en résultent. Ces pertes

sont proportionnelles au carré de l'induction dans le matériau et au carré de la fréquence.

$$P_{Hysteresis} \sim f \cdot B^2$$

$$P_{Foucault} \sim f^2 \cdot B^2$$

Un empilement de tôles est esquissé sur la figure 3.76, à droite. Le courant  $i(t)$  provoque une répartition de la densité du flux  $B(t)$ . Avec le courant alternatif, le flux change ce qui induit une tension et donc des courants de Foucault  $i_W$  dans les matériaux conducteurs.

Les **pertes par hystérésis** peuvent être réduites avec l'utilisation de tôles de haute qualité et surtout par la diminution de la fréquence de fonctionnement, ce qui, à vitesse de rotation donnée, n'est réalisable qu'en réduisant le nombre de pôles. Une utilisation magnétique du fer plus faible réduit également les pertes, elle doit cependant être compensée par un surdimensionnement de la machine et donc des frais de matériel plus élevés. Les pertes par courant de Foucault peuvent également être réduites en utilisant des épaisseurs de tôles plus fines, isolées les unes des autres. La totalité des pertes fer est synthétisée par un chiffre de pertes  $v_{15}$  qui permet une comparaison des différentes types de tôles. La désignation des tôles est construite selon l'exemple suivant :

- Désignation : M250-50A
- M : lettre nominale pour tôle magnétique selon la norme EN 10027-1
- 250 : le centième des pertes  $v_{15}$  à 1,5 T et 50 Hz en W/kg, dans l'exemple 2,5 W/kg
- 50 : le centième de l'épaisseur de tôle en mm, dans l'exemple 0,5 mm

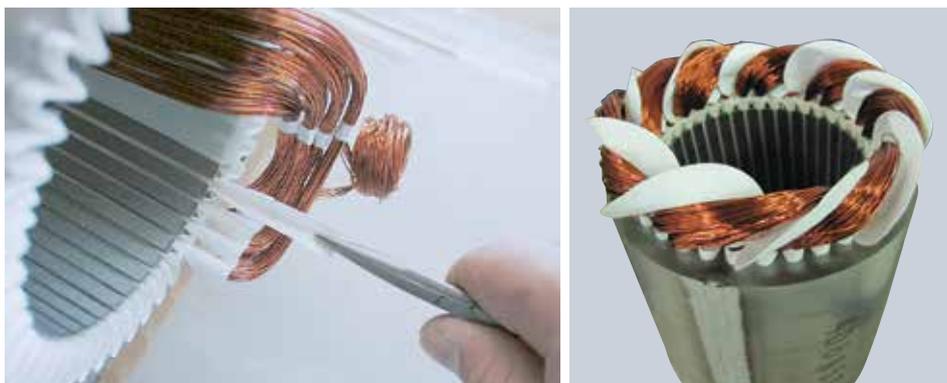


Figure 3.75 : Insertion d'un enroulement dans un paquet statorique et stator après insertion complète du bobinage. Source : e + a Elektromaschinen und Antriebe AG (à gauche) ; Landert Motoren AG (à droite)

Quand les grandeurs de fonctionnement divergent des valeurs nominales, on estime l'ensemble des pertes fer comme suit :

$$P_{Fe} \approx m_{Fe} \cdot v_{15} \cdot \left( \frac{\hat{B}}{1,5 T} \right)^2 \cdot \left( \frac{f}{50 Hz} \right)^{1,6} \cdot k_B$$

Puissance de perte spécifique	$v_{15}$	W/kg	
Facteur complémentaire dû à l'effet d'estampage	$k_B$	-	ca. 1,3

Le facteur  $k_B$  décrit l'augmentation des pertes produites par le procédé d'estampage dans une tôle. Les contraintes mécaniques déforment la structure du matériau et en dégradent les propriétés magnétiques. Les aimants permanents ont aussi une certaine conductivité électrique. Des pertes par courant de Foucault peuvent aussi se produire dans les aimants montés en surface dû aux pulsations du champ magnétique. Ces pertes contribuent à l'échauffement de l'aimant. Ce phénomène est négligeable pour les aimants permanents insérés ou enterrés.

### 3.8.3 Pertes mécaniques

Toutes les pertes mécaniques qui se produisent dans une machine électrique sont liées au frottement. Des pertes de frottements se produisent dans l'entrefer, dans les éventuelles cavités servant au refroidissement ou aux extrémités du rotor (têtes de bobines ou extrémités de la cage d'écureuil). Les pertes dans l'entrefer sont particulièrement importantes dans les machines asynchrones avec un petit entrefer. Pour minimiser ces pertes, il faut concevoir le circuit d'air de façon à ce qu'un écoulement trop turbulent soit évité. Pour cela on utilise des méthodes

théoriques et numériques et la plupart du temps on a recours à l'expérimentation. Dans l'écoulement laminaire, les pertes par frottement sont proportionnelles à la vitesse de l'écoulement, alors qu'elles augmentent avec le carré de la vitesse pour un écoulement turbulent. C'est pour cette raison que l'effet de refroidissement est limité en cas d'écoulement purement laminaire. Ainsi, la conception de la machine représente un problème par rapport à la forme et à la vitesse de l'écoulement car elle doit remplir divers critères, parfois contradictoires. Dans les machines avec un ventilateur monté directement sur l'arbre, la puissance de ventilation augmente avec le carré voir le cube de la vitesse de rotation. En cas de vitesse de rotation élevée, celle-ci domine par rapport aux autres pertes par frottement.

Le frottement de palier dans la machine peut se manifester sous forme de frottement statique ( $M_{frott.,statique}$ ) et dynamique ( $M_{frott.,dynamique}$ ). Quand on doit positionner l'axe et lors de vitesses de rotation très basses, le frottement statique peut poser des difficultés dans la boucle de régulation. Des transitions non continues entre le frottement statique et dynamique et inversement expose la machine à un risque d'oscillations. Les frottements dynamiques peuvent être approximés comme étant constants, ce qui donne également un couple de freinage constant. De cela résultent des pertes proportionnelles à la vitesse de rotation. Le tracé du couple de perte est esquissé sur la figure 3.77.

Figure 3.76 : Courbe d'hystérésis d'une tôle magnétique (à gauche); noyau de fer feuilleté avec le courant de l'enroulement  $i$ , densité de flux  $B$  et courants de Foucault  $i_w$  (à droite).

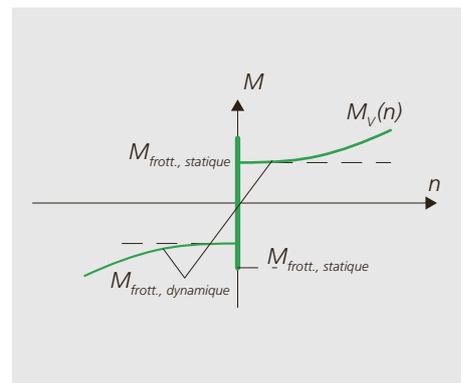
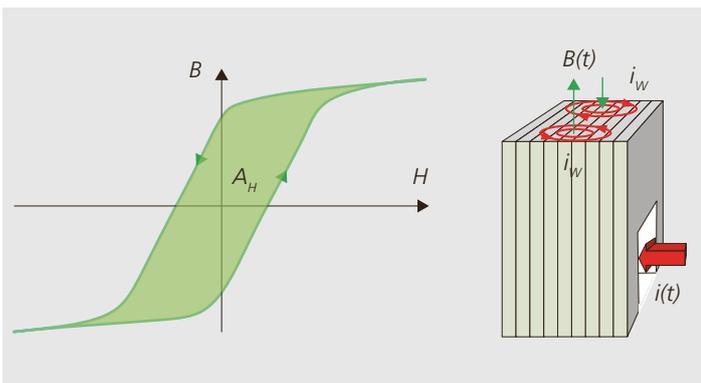


Figure 3.77 : Dépendance du couple de perte  $M_V(n)$  par rapport à la vitesse de rotation dans une machine électrique.

### 3.9 Construction des machines

#### 3.9.1 Dimensionnement approximatif

Dans une machine électrique, le flux magnétique est limité par la saturation du fer et le courant dans l'enroulement est limité par l'échauffement admis. La vitesse de rotation de la machine ne dépend par contre d'aucun de ces deux états, elle est par contre restreinte par des limites mécaniques. Il en découle que le couple, en tant que produit de la force et du bras de levier, peut être directement ramené aux grandeurs courant et flux et doit être considéré comme limité dans un certain éventail pour une géométrie et un type de refroidissement donné. La surface rotorique de la machine à disposition  $A_R$  selon la figure 3.78, permet une estimation directe du couple.

$$M = F \cdot r = \sigma \cdot A_R \cdot r_R \\ = \sigma \cdot 2\pi r_R \cdot l_{Fe} \cdot r_R$$

La densité de force, qui est désignée par  $\sigma$ , est connue en tant que densité de force tangentielle dans les machines électriques.

$$\sigma = \frac{F}{A_R} = \frac{M}{2\pi r_R^2 l_{Fe}}$$

Densité de force tangentielle d'une machine électrique	$\sigma$	kN/m <sup>2</sup>
--	----------	-------------------

En résumé, cela signifie que :

■ Le volume et donc la taille d'une machine électrique sont essentiellement définis par le couple voulu. Ceci se reflète directement dans la loi de similitude pour les machines électriques :

$$M \sim \sigma \cdot l_{Fe} \cdot r_R^2 \sim \sigma \cdot l_{Fe} \cdot d_R^2$$

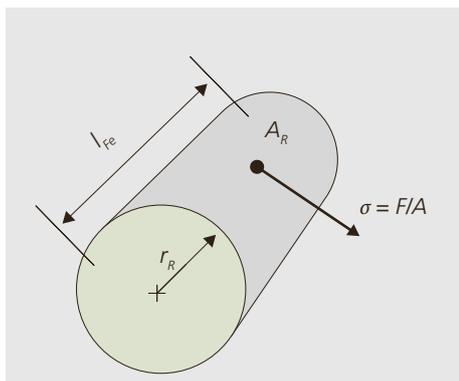


Figure 3.78 : Densité de force locale dans une machine électrique.

■ Plus l'exploitation de la machine est élevée, plus la densité de force tangentielle  $\sigma$  et donc la densité de puissance de la machine le sont aussi. Pour une technologie de moteur définie, on ne peut atteindre cet état qu'en améliorant le rendement ou le refroidissement.

■ La densité de force tangentielle sur la table 3.4, sert à l'estimation et non au calcul exact d'une machine. L'avantage est qu'elle permet d'estimer rapidement les dimensions d'une machine. Le diamètre extérieur du stator peut être approximativement estimé comme le double du diamètre extérieur du rotor.

Du point de vue mécanique, les paramètres suivants sont en outre limités :

■ La vitesse circonférentielle /périphérique du rotor se situe à  $v_R \approx 100$  m/s pour les moteurs standards. Dans les machines à grande vitesse, elle peut atteindre jusqu'à 230 m/s, grâce à des actions constructives ciblées.

■ Le rapport de la longueur du rotor avec le diamètre est limité par l'influence de l'aération et des pertes totales ainsi que par la flexion du rotor et le comportement de vibration en flexion. Le rapport  $l_{Fe}/d_R \leq 6$  peut se monter jusqu'à 6 voire 7. Un rapport adéquat pour des moteurs standard est d'environ 1.

#### 3.9.2 Types de construction et types de protections

En raison de la disposition de leur fixation et de leur position de travail, les machines électriques sont réparties par **formes de construction**. Celles-ci sont règlementées par la norme IEC 60034-7 et une des désignations suivantes est donnée sur leur plaque signalétique.

**Code I** : Abréviation formée des lettres IM (International Mounting), suivie des lettres B (horizontal) ou V (vertical) et d'un chiffre.

Tableau 3.4 : Valeurs de la densité de force tangentielle.

Mode de refroidissement et taille de la machine	Densité de force tangentielle kN/m <sup>2</sup>
Petites machines	2 .. 4
Machines moyennes ventilées	6 .. 10
Machines moyennes refroidie à l'eau	16 .. 20
Grosses machines à refroidissement direct	20 .. 50

**Code II :** Les lettres IM suivies de 4 chiffres (1<sup>er</sup> chiffre : configuration, 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> chiffre : montage, 4<sup>ème</sup> chiffre : géométrie de l'extrémité de l'arbre).

Une sélection de constructions normalisées est présenté au tableau 3.5.

Afin d'assurer l'interchangeabilité entre les différents constructeurs, les tailles des machines électriques sont normées en fonction de leur hauteur d'axe (IEC 60072-1), à part pour des applications spéciales. Les moteurs réalisés en fonctions de ces normes sont appelés moteurs standards.

Le type de protection spécifie la protection des personnes contre le risque de contact avec des parties mobiles ou de parties sous tension à l'intérieur du boîtier ainsi que la protection contre la pénétration de corps étrangers et d'eau. Ici, selon la norme 60034-5, les lettres IP (pour International Protection) sont suivies de 2 chiffres. Les types de protections les plus courants sont :

■ **IP55 :** protection contre les dépôts de poussière nuisibles et protection contre les jets d'eau provenant de toutes directions pour applications standards en intérieur.

■ **IP 65 :** Protection complète contre les dépôts de poussière et protection contre les jets d'eau provenant de toutes directions pour les servomoteurs et applications exigeantes.

En plus des différents types de protections, d'autres risques sont aussi à prendre en considération lors de la conception.

Il faut également prendre des mesures anti-explosions, quand des explosions peuvent être causées suite à l'exploitation ou en cas de dépassement de la température de surface. Dans ce cas-là, les températures d'incandescence et d'inflammation des matériaux en contact sont déterminantes pour le dimensionnement de la machines. Les normes de dimensionnement concernent la construction du la cage d'écureuil, de l'isolement, de la plaque à bornes et de la distance d'entrefer ainsi que la mise en œuvre de la ventilation sont mentionnées dans la série de normes 60079.

### 3.9.3 Systèmes d'isolation

Sous le terme d'isolation, on comprend en général un matériel qui sépare mécaniquement des corps avec des potentiels électriques différents, idéalement sans qu'un courant ne circule à travers l'isolation. Un champ électrique est produit dans l'isolation dû à la différence de potentiels. L'isolation doit supporter cette différence de potentiels sans se mettre à conduire ou à surchauffer. Le système d'isolation qualifie tout ce qui concerne l'isolation. Ses composantes sont :

■ **L'isolation principale,** qui sépare le fer des éléments du bobinage.

■ **L'isolation de phase,** qui isole les sections en contacts des différentes phases.

■ **L'isolation du conducteur,** qui est directement appliquée sur le fil électrique et isole un brin des autres brins connectés en parallèle.

Pendant le fonctionnement, une machine électrique chauffe à cause des différentes sources de pertes présentes. Les matériaux

**Tableau 3.6 :** Classes thermiques (température de fonctionnement admissible en °C) des systèmes d'isolation et des matériaux isolants possibles.

Classes thermique en °C	Ancienne classe d'isolation	Matériaux utilisés
105	A	Coton imprégné, bois, vernis à base d'oléorésine
120	E	Papier laminé imprégné, polycarbonate
130	B	Polyester (par exemple Mylar®)
155	F	Différents polyamides (par exemple Nomex®, Kapton®)
180	H	Silicone, fibre de verre, mica

**Tableau 3.5 :** Sélection de constructions normalisées de machines électriques.

	Abréviations	Description
	IM B3 (IM 1001)	Construction importante : boîtier avec pieds au sol, 2 flasques, arbre horizontal avec extrémité libre.
	IM B5 (IM 3001)	Appropriée pour un montage direct : boîtier sans pieds, bride sur le côté d'entraînement, 2 flasques, arbre horizontal avec extrémité libre.
	IM V1 (IM 3011)	Même utilisation que B5 : boîtier sans pieds, bride sur le côté d'entraînement, 2 flasques, arbre vertical avec extrémité libre.
	IM 7211	Construction habituelle pour les grosses machines : boîtier avec pieds, 2 paliers externes, fondation commune, arbre horizontal avec extrémité libre.

utilisés ont des températures de fonctionnement limitées. On différencie les classes d'isolation en fonction des températures maximales admises en continue et on définit ces dernières pour une altitude maximale d'utilisation de 1000 m. au-dessus de la mer, étant donné que les effets de refroidissement et d'isolation dépendent de la pression de l'air. Les classes thermiques, qui sont définies selon IEC 60085, remplacent les classes d'isolation usuelles autrefois et encore actuellement couramment utilisées (tableau 3.6).

Les enroulements sont constitués d'un ou plusieurs enroulements par phase. Chaque enroulement individuel est isolé grâce à des vernis ou des rubans isolants, de façon à ce qu'il résiste aux différences de potentiels présente au sein même de l'enroulement. Les bobinages individuels sont par la suite re-isolés dans leur ensemble et ainsi protégés mécaniquement par rapport au paquet de tôles et aux enroulements des autres phases dans l'encoche et dans la zone des têtes de bobines.

Les machines de classes d'isolation plus élevées, sont certes plus compactes et donc meilleur marché à construire, mais elles subissent plus de pertes à cause de leurs températures de fonctionnement élevées. Il faut également éviter un surdimensionnement de l'isolation, car une couche de matériau isolant supplémentaire diminue la place disponible pour le cuivre et augmente donc la résistance électrique et donc les pertes. Une augmentation de la température de fonctionnement d'environ 10 K réduit la durée de vie de l'isolation de moitié (selon la règle de Montsinger).

Le développement des modèles de machines électriques de série nécessite la plupart du temps un long développement et de longues vérifications du système d'isolation. Il faut faire spécialement attention aux flancs raides de tension lors de l'alimentation par variateur de fréquence et les problèmes de propagation d'onde qui apparaissent dans une bobine. Souvent, l'influence de l'alimentation par variateur de fréquence sur le système d'isolation n'est pas étudiée en détails, mais on prévoit un surdimensionnement à partir des valeurs empiriques

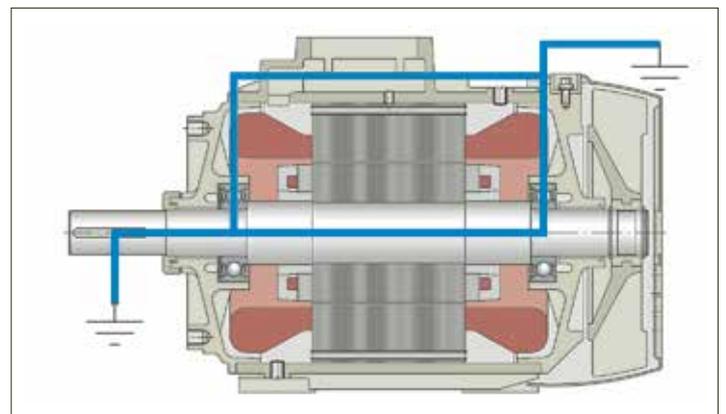
(par exemple en choisissant la prochaine tension d'isolation plus élevée). Dans les grandes machines, environ 10 % des défaillances sont dues à des problèmes d'isolation des enroulements. Dans les machines à basse tension, ce sont les défaillances des roulements qui prédominent.

### 3.9.4 Mécanique

Les paliers représentent l'interface entre les parties fixes et les parties mobiles de la machine. Ils sont dimensionnés à partir des vitesses de rotation et des charges mécaniques. Des différences de température ou des dilatations thermiques du stator et du rotor font qu'une machine doit être composée d'un palier fixe afin de pouvoir absorber des forces radiales et axiales et d'un palier libre pour le positionnement purement radial. Si cette règle n'est pas respectée, des forces supplémentaires sont produites sur le palier, ce qui réduit la durée de vie de la machine.

Des tensions de palier peuvent être causées sur le palier pour différentes raisons (par exemple une asymétrie dans le circuit magnétique, des transitoires lors de l'alimentation par l'onduleur). A partir d'une tension d'environ 20 V jusqu'à 60 V et en fonction du type de palier, des décharges disruptives de courant apparaissent. Ces **courants circulant à travers les paliers** détériorent la graisse et les trajectoires des billes et causent des défaillances précoces (figure 108). Il y a plusieurs solutions possibles : des filtres, une isolation du palier ou la fermeture du circuit électrique grâce à une connexion conductrice entre le stator et le rotor avec des contacts glissant spéciaux.

*Figure 3.79 : Machine à champ tournant avec roulements à billes avec tracé de l'itinéraire des courants de paliers qui peuvent apparaître lors de l'alimentation par onduleur. Source : Schaeffler AG*



Les types les moins chers, les plus robustes et donc, de loin les plus utilisés sont les **roulements à billes**. Pour une exécution normale, ils sont lubrifiés et atteignent sans entretien une durée de vie de 20 000 à 40 000 h. Il faut cependant observer qu'une surexploitation thermique des paliers et en particulier de la graisse peut clairement en réduire la durée de vie.

On utilise des systèmes lubrifiés à l'huile pour des charges ou une durée de vie plus élevées. Ces derniers présentent l'avantage que l'huile, en plus de la lubrification, contribue également au refroidissement du pa-

lier. On utilise aussi de plus en plus de paliers en céramique en cas de vitesse de rotation élevée. Les roulements à billes sont caractérisés par une haute rigidité du palier et de faibles pertes par frottement. Les points faibles des roulements à billes sont souvent l'excédent de graisse ou une cage du roulement qui tourne. Les roulements à billes sont généralement normalisés et donc interchangeables. Pour des conceptions de palier pour des utilisations spécifiques, tous les grands fabricants utilisent des programmes de calculs.

Les **paliers lisses** sont utilisés pour les charges, pour lesquelles les roulements à billes classiques ne suffisent plus. En raison du film lubrifiant nécessaire, ils ne sont pas appropriés pour les vitesses de rotation faibles et présentent en plus l'inconvénient d'être sujets à d'importantes pertes mécaniques et de nécessiter des travaux de maintenance contraignants (changement de l'huile normalement une fois par année) ainsi que de présenter parfois des fuites. Ils sont utilisés pour des applications spécifiques, en fonction de la charge et du besoin de rigidité et sont isolés de la même manière que les roulements à billes. Le refroidissement se fait normalement sans aide mais peut aussi être réalisé extérieurement en cas de très haute charge. Pour éviter la destruction de l'arbre et du palier, il faut prendre des mesures spéciales pour le transport et éviter les déplacements possibles de la machine.

Une vue d'ensemble des types de paliers est présentée à la figure 3.80. Les autres sortes de paliers sont des constructions spéciales et n'entrent pas en jeu pour les utilisations standards. Citons **le palier magnétique** qui peut faire office de remplaçant, c'est en principe un actionneur électrique séparé et revient donc très cher. Les avantages qu'il présente peuvent cependant en valoir la peine en cas de vitesse de rotation très élevée, quand par exemple les vitesses de rotation critiques de la chaîne cinématique peuvent être changées en variant la rigidité du palier, de façon à ce que le domaine de vitesse de rotation total puisse être utilisé. Une comparaison des trois types de roulements décrits est présentée dans le tableau 3.7.

*Figure 3.80 : Palier dans les machines électriques. En haut : systèmes de palier lisses ; en bas ; Roulements à billes.*  
Source : Schäfer Technik GmbH



*Tableau 3.7 : Vue d'ensemble et comparaison des roulements à billes, du palier lisse et du palier magnétique.*

Critères	Roulement à billes	Palier lisse	Palier magnétique
Charge	Petite à moyenne	Moyenne à importante	Petite
Vitesse de rotation	Moyenne	Élevée	Très élevée
Durée de vie	1–20 ans	Illimitée	20–50 ans
Maintenance	Graissage	Changement d'huile	Minime
Coûts/prix	Bas	Moyens	Élevés
Pertes	Moyennes	Élevées	Minimes
Bruit	Important	Minime	Moyen
Points faibles	Sensibilité aux chocs, usure, dommages lors du montage	Fuites d'huiles/étanchéité, tolérances d'usinage, transport	Capteur de position pour position correcte, palier de secours nécessaire (roulement à billes)

Lors du **dimensionnement de la rigidité** des machines électriques, il faut faire attention aux points suivants :

- Les forces statiques et les couples (ils agissent sur le stator et donc sur la carcasse ainsi que sur le rotor et donc sur l'arbre, l'extrémité de l'arbre et l'accouplement).
- Les forces centrifuges sur le rotor.
- Les tensions causées par les différents coefficients de dilatation (par exemple dans la combinaison acier, cuivre et isolation).

En plus des charges nominales, il y a aussi les charges de pointe qui entrent en jeu dans la conception. Par exemple le couple de décrochage pendant l'accélération, le couple et les forces de court-circuit qui sont particulièrement critiques, ainsi que les impacts de la charge.

Dans les machines électriques, il faut faire particulièrement attention aux oscillations qui peuvent être stimulées mécaniquement ou électriquement. La stimulation électrique est possible par les ondulations de couple dues aux harmoniques de courant lors du fonctionnement avec onduleur. Ce sont principalement les deux sortes d'oscillations suivantes qui se manifestent :

- **Vibrations de flexion** : l'arbre de la machine électrique est une structure élastique en acier. Le point d'appui se déplace à cause du balourd, ce qui cause des vibrations de flexion.
- **Vibrations de torsion** : un moteur est constitué de différentes masses oscillantes. Les arbres forment des ressorts de torsion. Les impacts de couple (unique ou répétés) provoquent des vibrations qui peuvent stimuler le système.

Les vibrations propres à la machine et les vibrations provoquées sont différentes. Les premières sont provoquées par l'impact de forces temporaires sur l'arbre. L'amortissement des chocs disponibles en permanence provoque sur la durée un véritable affaiblissement. En cas de vibrations de torsions, la stimulation se fait par un impact de force périodique, par exemple un balourd résiduel à cause duquel l'arbre oscille à la fréquence stimulante.

Quand la stimulation provoque une vibration à la fréquence propre de la machine, de fortes secousses et surexploitations peuvent être causées par la résonance, en cas de faible amortissement. Quand la vitesse de rotation correspond à la fréquence propre de l'arbre, on parle de vitesses de rotation critique. Les machines de petites et moyennes tailles peuvent la plupart du temps fonctionner de façon sous-critique, car la vitesse de rotation est normalement en dessous des toutes les vitesses de rotation critiques.

Les rotors des machines électriques doivent être équilibrés avant le montage. Ceci se fait en ajoutant des poids ou en enlevant de la matière. Les éléments d'équilibrage ont une grande influence sur la charge du palier et doivent être exactement planifiés et définis pour les entraînements qui doivent fonctionner avec peu de vibrations.

### 3.9.5 Plaque signalétique

Selon la norme IEC 60034-1, chaque machine électrique doit être équipée d'une plaque signalétique en un matériel durable bien lisible indiquant la puissance ou le type. En plus des indications du constructeur (nom, adresse physique, numéro de type et de série), les nouvelles plaques contiennent également un code électronique contenant des informations comme l'année de construction, l'adresse du constructeur et les informations les plus importantes et liens internet. Les informations obligatoires sont spécifiées dans la norme, mais leur ordre et l'ajout d'informations supplémentaires est libre.

Deux plaques de puissance, celle d'un moteur standard et celle d'un servomoteur sont présentés sur les figures 110 et 111.

Les servomoteurs se différencient des moteurs standards premièrement par le fait qu'ils peuvent être utilisés à une vitesse de rotation variable. C'est pour cette raison qu'on trouve peu de données indiquant la puissance sur leurs plaques mais plutôt des valeurs de couples, pour différentes vitesses de rotation.

Figure 3.81 :  
Plaque signalétique  
d'un moteur  
standard.

Logo du fabricant		Type de machine	
① 3~ Moteur	Numéro de série	Désignation du fabricant	
② P ... kW	⑦ Duty S1   cos $\varphi$	⑫ m ... kg	
③ n ... 1/min	⑧ f ... Hz	⑨ Cl. F	⑬ IC
④ U ... V $\Delta$	I ... A $\Delta$	⑩ IE 1	⑭ IM
⑤ U ... V $\Delta$	I ... A $\Delta$	IE 1	⑮ IP
⑥ IEC 60034		⑪ CE...	QR-Code
Nom du fabricant			
MADE IN ...			

①	Type : Moteur à champ tournant, nombre de phases
②	Puissance nominale pour vitesse de rotation nominale
③	Vitesse de rotation nominale à l'arbre
④	Grandeurs électriques dans un couplage étoile
⑤	Grandeurs électriques dans un couplage triangle
⑥	Norme sous-jacente
⑦	Mode de fonctionnement
⑧	Fréquence nominale
⑨	Classe d'isolation ou classe thermique
⑩	Classe de rendement et rendement
⑪	Prescriptions et certificats
⑫	Poids de la machine complète
⑬	Type de refroidissement
⑭	Forme de construction
⑮	Forme de protection

Tableau 3.8 :  
Données impor-  
tantes sur les  
plaques signalé-  
tiques des moteurs  
standards.

Figure 3.82 :  
Plaque signalétique  
d'un servomoteur.

Logo du fabricant		Type de machine	
① 3~ Moteur	Numéro de série	Désignation du fabricant	
② $M_0$ ... Nm	⑤ $I_0$ ... A	⑦ $n_{max}$ ... 1/min	
③ $M_N$ ... Nm	⑥ $I_N$ ... A	⑧ $n_N$ ... 1/min	
④ $U_N$ ... V	⑨ f ... Hz	⑩ Cl. F	⑫ IC
⑮ Encoder ...		⑪ m ... kg	⑬ IM
⑯ Frein ... VDC, ... Nm			⑭ IP
⑰ IEC 60034		CE...	QR-Code
Nom du fabricant			
MADE IN ...			

①	Type : Moteur à champ tournant, nombre de phases
②	Couple à l'arrêt $M_0$
③	Couple nominal $M_N$
④	Tension nominale $U_N$
⑤	Courant à l'arrêt $I_0$
⑥	Courant nominal $I_N$
⑦	Vitesse de rotation maximale admise $n_{max}$
⑧	Vitesse de rotation nominale $n_N$
⑨	Fréquence nominale $f_N$
⑩	Classe d'isolation ou classe thermique
⑪	Poids de la machine complète
⑫	Type de refroidissement
⑬	Forme de construction
⑭	Forme de protection
⑮	Dénomination du capteur de position
⑯	Données des freins intégrés (moteurs PM)
⑰	Norme sous-jacente
⑱	Prescriptions et certificats

Tableau 3.9 :  
Données impor-  
tantes sur les  
plaques signalé-  
tiques des servo-  
moteurs.

# Électronique de puissance

## 4.1 Fonction de base

La fonction de base de l'électronique de puissance (EdP) est la transformation (conversion) de grandeurs électriques (tensions, courants, fréquences) en une forme prédéterminée pour une application définie.

L'EdP est l'élément de liaison entre l'énergie électrique fournie (réseau 1) et son application (réseau 2 ou machine électrique). Les exemples sont les entraînements, les alimentations électriques pour l'alimentation d'appareillages électriques, le couplage de réseaux par convertisseurs statiques et plus encore. Par «électronique de puissance», «convertisseur de courant» ou en anglais «converter» sont sous-entendus les semi-conducteurs de puissance avec leur électronique de commande et de régulation. L'électronique de puissance est utilisée dans l'automatisation, la production et le transport d'énergie, les techniques d'entraînements et comme élément

de contrôle pour diverses applications et sous différentes variantes.

Les différentes fonctions de base d'un convertisseur de courant sont représentées à la figure 4.1.

Souvent les transformations se font sur plusieurs niveaux. Par exemple un convertisseur de fréquence typique convertit d'abord les grandeurs alternatives d'entrée en des grandeurs continues et ensuite transforme ces dernières en des grandeurs alternatives avec des nouveaux paramètres. Les différentes étapes et leurs désignations sont représentées à la figure 4.2.

La fonction concrète d'un circuit d'électronique de puissance est souvent difficilement reconnaissable de par sa construction physique. De plus, pour des raisons de sécurité, l'électronique est presque toujours «encapsulée». Par conséquent, celle-ci représente en général une «black-box» pour l'utilisateur.

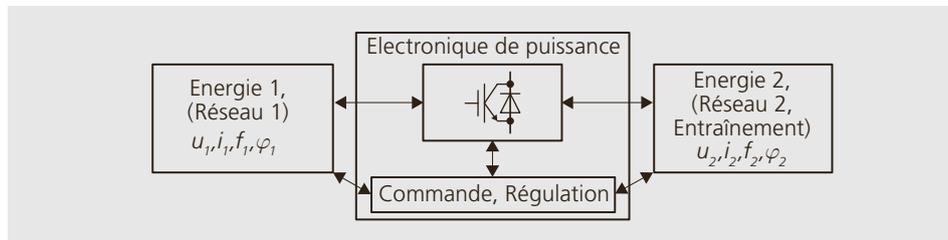


Figure 4.1 : Fonctions de base des circuits d'électronique de puissance.

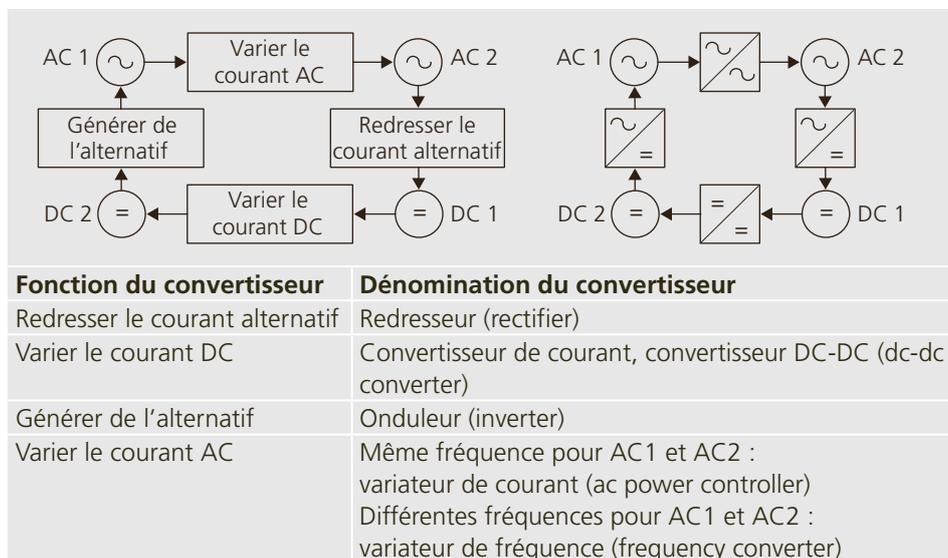


Figure 4.2 : Conversion. gauche : fonction ; droite : dénomination.

## 4.2 Dispositifs à semi-conducteurs

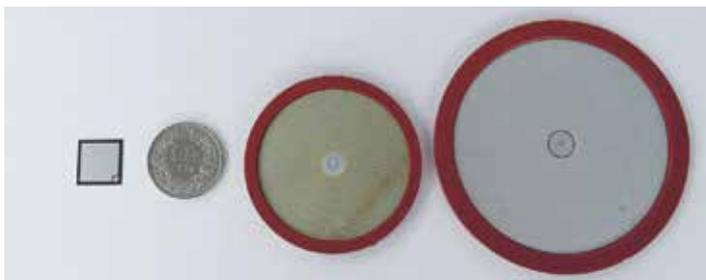
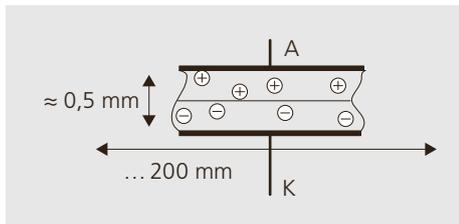
Les semi-conducteurs (SC) sont des éléments chimiques dont la conductivité électrique se situe entre les conducteurs (métaux) et les non-conducteurs (isolants). L'introduction d'impuretés (dopage) dans le SC pur permet de changer sa conductivité. Les dispositifs à semi-conducteurs dopés forment la base de tous les composants d'électronique de puissance à semi-conducteurs.

Leur histoire commence dans les années 50 du 20<sup>ème</sup> siècle avec les dispositifs bipolaires. En 1948, le transistor a été inventé dans les laboratoires Bell et en 1958 le thyristor a été mis sur le marché par General Electric. Les structures pour l'électronique de puissance, basées sur les effets de champs, n'ont été disponibles que dans les années 1980 (MOSFET).

Figure 4.3 : Disque semi-conducteur, exemple d'une simple diode pn.

Figure 4.4 : Dispositifs à silicium. De gauche : IGBT, 1 pièce de 1 franc pour comparaison, GTO et thyristor.

Figure 4.5 : Boîtier de composants de différents fabricants.



La matière de base pour la fabrication des composants est appelée wafer et se trouve sous la forme d'un disque très pur d'épaisseur de quelques dixièmes de millimètres et de diamètre allant jusqu'à 300 mm. La matière de base des semi-conducteurs est principalement le silicium (Si). Par le passé, le germanium (Ge) a également été utilisé. Depuis quelques années, les semi-conducteurs à base de carbure de silicium (carbure de silicium, SiC) et de nitrure de gallium (nitrure de gallium, GaN) gagnent en importance. Cependant, par rapport aux éléments en silicium conventionnels, leur part du volume total du marché reste faible.

Selon le composant qui doit être réalisé avec le SC, ils sont dopés alternativement avec des atomes étrangers pour avoir une déficience d'électrons (p-dopé) ou un excès (n-dopé). La figure 4.3 montre la structure d'une simple diode à jonction pn (élément à deux couches).

Les dispositifs à SC sont produits à partir des wafers. Une sélection est présentée à la figure 4.4. L'utilisateur ne voit lui que le boîtier qui est plus grand et qui assure un rôle d'isolation et de dissipation de la chaleur. Une sélection d'éléments pour des courants de quelques ampères et plusieurs centaines de volts (petit boîtier en plastique) et de kA et kV (grand boîtier en céramique-métal) sont présentés à la figure 4.5. Souvent, plusieurs groupes de dispositifs à SC sont regroupés en modules dans un boîtier.

Les dispositifs à SC constituent 3 fonctions de bases :

- Diodes, qui conduisent dans le sens direct et bloquent en sens inverse.
- Thyristors, qui conduisent dans le sens direct lorsque l'ordre leur est donné («amorcer»). Ils arrêtent de conduire lorsque le courant devient nul et se bloquent dans le sens inverse.
- Transistors, comme les MOSFET et les IGBT, se laissent enclencher («amorcer») et déclencher par une commande dans le sens direct et conduisent déjà avec une faible tension dans le sens inverse. La conduction dans le sens inverse est parfois garantie avec des diodes supplémentaires.

### Désignations

■ Les circuits avec des diodes et des thyristors sont définis comme des «**circuits à commutation naturelle**», puisqu'ils ont encore besoin d'une fonction externe pour assurer leur fonctionnement (habituellement la tension du réseau). Dans le cas des circuits avec FET et IGBT, l'instant de commutation n'est déterminé que par la commande. En conséquence, ils sont appelés «**circuits à commutation forcée**».

■ Si le courant passe d'une branche à l'autre dans un circuit d'électronique de puissance (ou aussi dans une machine électrique), on parle alors de **commuter**.

■ Les dispositifs SC sont aussi souvent abrégés **semi-conducteurs**.

#### 4.2.1 Diodes et thyristors

■ **Diodes** : Les diodes sont de par leur construction les dispositifs à SC les plus simples. Elles sont constituées par un disque SC qui présente une déficience en électrons d'un côté et un excès de l'autre (nommée couche n et couche p). Cette conception a comme conséquence que le courant sera bloqué ou conduit sans aucune action externe en fonction du sens de la tension appliquée. Les connexions de la diode sont l'anode A et la cathode C, par analogie à la technique des tubes électroniques (figure 4.6a).

■ **Conduire** (sens direct, état passant) : Pour une tension positive de l'anode à la cathode ( $u_{AK} > 0$ ) la diode conduit. Elle a dans ce cas une chute de tension  $u_F$  qui augmente avec le courant (figure 4.6b). Le courant maximum stationnaire  $i_F$  est limité par la valeur  $i_{F,n}$ . En cas de dépassement, la diode va surchauffer dû aux pertes trop importantes et conduira à sa destruction.

■ **Bloquer** (sens inverse, état bloqué) : Dans le sens du blocage, un faible courant inverse circule qui peut être dans la plupart du temps négligé. Si la tension négative devient par contre trop importante ( $u_{AK} < -u_{AK,max}$ ), la diode commence à conduire. À ce point de fonctionnement la tension est importante, et par conséquent aussi les pertes, conduisant dans la plupart des cas à la destruction de la diode.

#### ■ Transition état passant à l'état bloqué

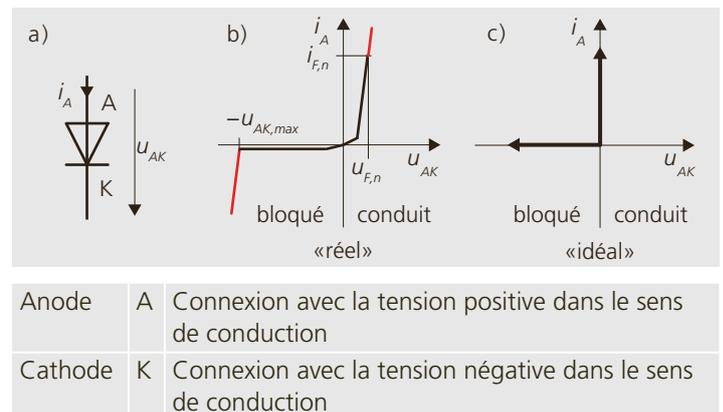
: Les diodes ont besoin d'un certain temps pour passer de l'état passant à l'état bloqué. Ce temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$  (reverse recovery time) est de quelques microsecondes pour des applications liées au réseau. Des diodes rapides utilisées pour des redresseurs à commutation forcée bloquent parfois en moins de 100 ns. La plupart du temps, la diode peut être considérée comme un élément idéal ; elle conduit pour une tension  $u_{AK} \geq 0$  et bloque pour une tension  $u_{AK} \leq 0$  comme illustré à la figure 4.6c.

Il existe des diodes en Silicium avec des tensions et des courants allant jusqu'à 10 kV/10 kA. Cependant, ces deux valeurs extrêmes ne sont simultanément atteintes. Les diodes sont utilisées dans presque tous les systèmes de commutation. Bien qu'elles soient simples d'un point de vue fonctionnement, leurs limites en termes de tension, courant et température doivent être respectées.

■ **Diodes Schottky en carbure de silicium (Silicon Carbide Schottky, SiC)** : les diodes SiC ont une tension directe légèrement inférieure à celle des diodes Si. Ce qui les distingue avant tout, c'est leur meilleur comportement dynamique. Ceci réduit les pertes de commutation et ainsi une commutation plus rapide peut être mise en œuvre. Les diodes SiC sont plus chères que les diodes Si et ne sont actuellement disponibles que pour des tensions et des courants limités.

■ **Thyristors** : La dénomination est issue de la combinaison de «Thyratron» et «Transistor». Bien que la construction des

Figure 4.6 : Diode – Symbole et caractéristique statique (rouge : zones qui conduisent à la destruction de l'élément).



thyristors soit plus compliquée que celle des diodes (quatre jonctions PN au lieu de deux), ils ont un comportement semblables. La grande différence est que le thyristor est aussi capable de bloquer pour une tension anode-cathode positive, comme présenté à la figure 4.7. Pour une tension anode-cathode positive  $u_{AK} \geq 0$ , une impulsion de courant  $i_G > 0$  («impulsion d'amorçage») sur la gâchette G, permettra de passer de l'état bloqué à l'état passant. La conduction stoppera lorsque le courant dans l'anode sera nul, c.-à-d.  $i_A \leq 0$ . Ceci est dépendant du circuit dans lequel l'élément est inséré. Le thyristor conventionnel ne peut pas être bloqué par la gâchette. Comme pour la diode lors du passage de l'état passant à l'état bloqué, c.-à-d. durant le temps de recouvrement inverse, un courant négatif de courte durée peut circuler.

Le courant maximal direct  $i_A$  ne doit pas être dépassé, sous peine de destruction rapide du thyristor. En cas de tension anode-cathode trop importante, le thyristor peut s'enclencher de manière incontrôlée. Dans la plupart des cas, ceci mènera à sa destruction.

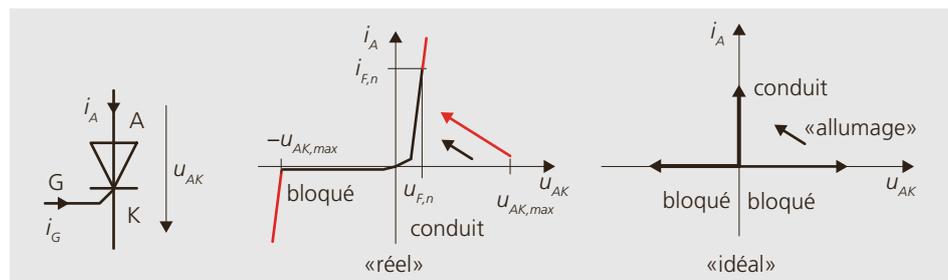
Pour les thyristors, comme pour les diodes les tensions et courants sont de l'ordre de

10 kV/10 kA (deux valeurs extrêmes pas simultanément atteintes). Les thyristors sont utilisés par exemple dans les applications de transport d'énergie en courant continu à haute tension (HVDC) pour des puissances dans le domaine du GW.

Les thyristors ont aussi été utilisés auparavant dans les entraînements. Aujourd'hui on les retrouve uniquement dans les applications à faible puissance pour le contrôle de l'angle de phase des démarrages progressifs (softstarter) des machines à champ tournant. Pour les grandes puissances (très grandes machines, HVDC) ils sont encore très répandus car ils sont robustes, faciles à fabriquer et présentent peu de pertes.

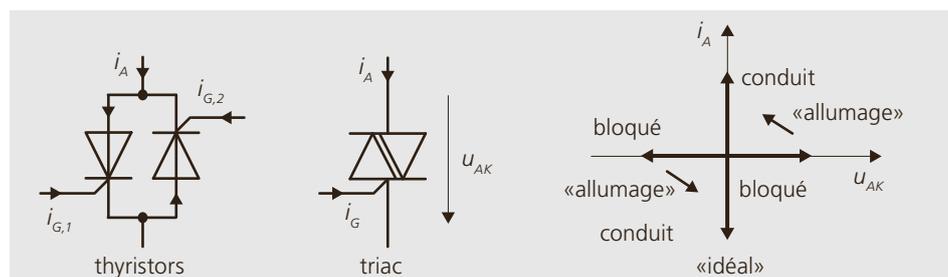
■ **Triac** : («Triode pour AC») Le courant au travers d'un thyristor ne peut être que positif. Pour des applications alternatives, un fonctionnement bidirectionnel est souvent requis. Ceci peut être réalisé avec la mise en antiparallèle de deux thyristors ou avec un triac. Si deux thyristors discrets sont utilisés, les deux gâchettes ( $i_{G1}$ ,  $i_{G2}$ ) doivent être amorcées avec deux alimentations séparées. Pour un triac, les deux thyristors sont réalisés sur le même cristal de semi-conducteur et nécessite ainsi pour les deux sens de courant un seul signal d'amorçage de la gâchette  $i_G$  (impulsion de gâchette).

Figure 4.7 : Thyristor – symbole et caractéristique statique (rouge : domaine dans lequel l'élément sera détruit).



Anode	A	Connexion avec la tension positive dans le sens de conduction
Cathode	K	Connexion avec la tension négative dans le sens de conduction
Gâchette	G	Connexion pour l'enclenchement

Figure 4.8 : Triac – Structure, symbole et caractéristique idéale.



Les Triacs sont conçus pour des puissances ne dépassant pas environ 10 kVA. Pour des puissances plus grandes, deux thyristors seront utilisés. Par conséquent, les triacs se trouvent principalement dans les outils portatifs monophasés, les appareils ménagers, les commandes d'éclairage (dimmer) et pour les démarrages progressifs de petits appareils.

**■ Commande des thyristors et triacs :** les thyristors et les triacs sont enclenchés par le biais de courtes impulsions de courant  $i_G$  (durée de l'impulsion de quelques microsecondes) sur leur gâchette. Une condition nécessaire pour assurer la conduction du thyristor est que le courant d'anode  $i_A$  ait atteint une valeur minimale, appelé courant de maintien, une fois l'impulsion de gâchette éteinte. Normalement le courant de maintien est plus petit que 1 % du courant nominal. Pour cette raison, dans plusieurs applications il est d'usage de travailler avec des impulsions de gâchette longue ou avec une chaîne d'impulsions. Les impulsions sont dans ce cas appliquées durant toute la durée de conduction du thy-

ristor. Cela dépend du circuit. Ainsi par exemple pour un pont triphasé, ou chaque thyristor conduit durant 1/3 de période (120°), les modèles de pulsations sont représentés à la figure 4.9. L'impulsion double est utilisée par sécurité lorsqu'une commutation a lieu dans l'autre moitié du pont.

**4.2.2 Semi-conducteur enclenchable et déclenchable**

Les semi-conducteurs commandables à l'enclenchement et au blocage offre une grande flexibilité pour la construction de convertisseurs. Ces semi-conducteurs sont :

**■ MOSFET** (Metall Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Les temps d'enclenchement les plus courts sont obtenus avec les MOSFET (figure 4.10a). Comme le nom le laisse entendre, ils sont commandés par un champ électrique et requièrent peu de puissance d'enclenchement. Les connexions sont désignées par le Drain D, la source S et la grille G. Les MOSFET sont les dispositifs les plus utilisés pour les puissances jusqu'à quelques kW. Les tensions nominales ty-

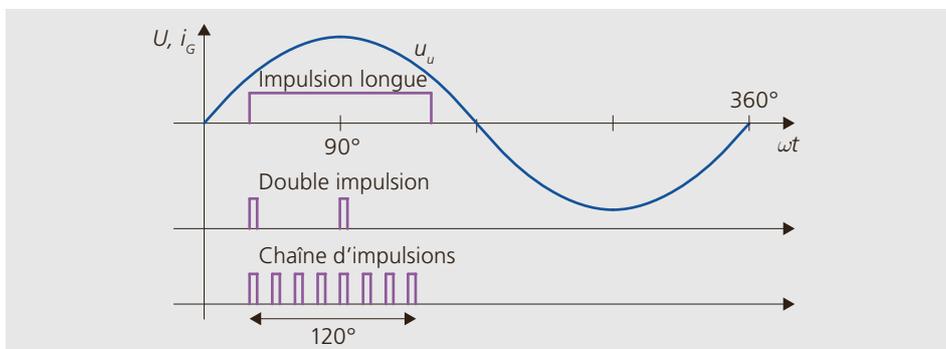


Figure 4.9 : Exemples d'impulsion d'amorçage pour les thyristors d'un pont triphasé.

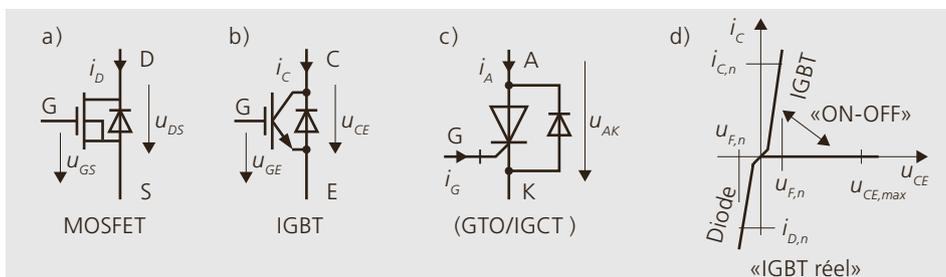


Figure 4.10 : Éléments semi-conducteurs commandables à l'enclenchement et au blocage ; caractéristique réelle d'un IGBT.

Drain, collecteur, anode	D, C, A	Connexion avec la tension positive dans le sens de conduction (de l'élément semi-conducteur)
Source, émetteur, cathode	S, E, K	Connexion avec la tension négative dans le sens de conduction (de l'élément semi-conducteur)
Gâchette, grille	G	Connexion pour l'enclenchement

piques sont inférieures à 600 V, car les pertes par conduction deviennent trop grandes avec une augmentation de la tension de blocage.

■ À l'avenir, les **transistors en nitrure de gallium (GaN) et en carbure de silicium (SiC)** seront de plus en plus utilisés. En raison de leur faible résistance à l'état passant et des faibles pertes de commutation, ceux-ci permettent des densités de puissance et des fréquences de commutation plus élevées. En termes de matériaux, des températures cristallines plus élevées que le silicium sont également acceptables. En raison de leur disponibilité, ils sont utilisés que dans la plage de puissance jusqu'à quelques kW pour le GaN et quelques 100 kW pour le SiC. La fiabilité et le prix limitent l'émergence généralisée de ces éléments connus depuis longtemps.

■ **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**. Les IGBT (figure 4.10b) combinent les propriétés des transistors à effet de champ au niveau de l'entrée avec la capacité à conduire un grand courant et des transistor-bipolaire et thyristor au niveau de la sortie. Les transistors bipolaires n'ont plus d'intérêts dans le domaine de l'électronique de puissance. Les IGBT sont les éléments les

plus importants dans la gamme de puissance d'environ 1 kW jusqu'à plusieurs MW. Les connexions sont désignées par le collecteur C, l'émetteur E et la grille G. Des IGBT plus puissants sont fabriqués par la mise en parallèle d'IGBT. La figure 4.11 montre un module IGBT de 900 A/4500 V constitué de 24 IGBT et 12 diodes. Les IGBT sont disponibles pour des tensions nominales allant jusqu'à 6,5 kV.

■ D'autres formes de **Thyristors blocables GTO (Gate-Turn-Off)** sont présentés à la figure 4.10c. GTO et IGCT (Integrated-Gate-Commutated-Thyristors) supportent des courants aussi élevé que les thyristors. La différence par rapport aux thyristors non commutable est symbolisée par la borne de la grille qui possède un petit trait oblique. Les GTO sont utilisés pour des gammes de puissance du MW. Ils ont besoin d'un circuit spécial de commande de grille, en particulier pour les éteindre (bloquer).

L'IGCT est une évolution du GTO avec une commande intégrée. Avec l'avènement de l'IGBT, l'importance et l'utilisation du GTO a été considérablement réduit. Comme pour les IGBT, les GTO sont construits avec des diélectriques pouvant supporter jusqu'à 6,5 kV.

Pour une utilisation dans les circuits habituels de conversion à semi-conducteurs, la conduction dans le sens inverse doit être définie. Ceci est le cas pour les MOSFET, puisque leur constitution interne à semi-conducteur comprend une diode en antiparallèle. Pour les autres éléments de puissance, une diode doit être ajoutée en antiparallèle. Cette diode est généralement déjà montée dans le même boîtier et est désignée par son symbole. La caractéristique de l'IGBT avec sa diode est représentée à la figure 4.10d : pour une tension collecteur-émetteur négative la diode conduit et la chute de tension est égale à la chute de tension directe de la diode  $u_F$ . S'il est enclenché par la grille, la tension de l'IGBT  $u_F$  varie en fonction du courant.

■ **Modèle de l'interrupteur idéal** : Pour les applications qui suivent, les dispositifs à semi-conducteurs seront modélisés par un interrupteur idéal S et également avec une diode idéale en antiparallèle, comme pré-



Figure 4.11 :  
Module IGBT 900  
A/4500 V. Haut  
complet, bas ou-  
vert.

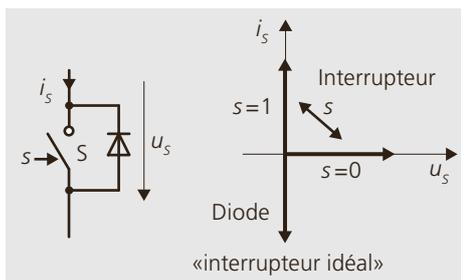


Figure 4.12 :  
Circuit équivalent  
pour un élément  
commandable à  
l'enclenchement et  
au blocage.

senté à la figure 4.12. Pour le signal de commutation  $s = 1$ , l'interrupteur sera enclenché pour  $s = 0$ , il sera éteint. La diode fonctionne indépendamment du signal de commutation.

■ **Commande des éléments à effet de champ** : Les signaux de commande de gâchette sont générés par le circuit de principe de la figure 4.13. Les IGBT et les MOSFET sont commandés par la tension de grille ( $U_{GE}$  respectivement  $U_{GS}$ ). Ils ont uniquement besoin d'un petit courant de gâchette  $i_G$  durant leur enclenchement, afin de charger les capacités parasites intrinsèques à l'élément SC  $C_{GE}$  et  $C_{CG}$ . L'évolution de la tension d'entrée est la même pour les deux éléments. Pour l'éteindre, il suffit pour le MOSFET de mettre la tension de grille à zéro (tension d'alimentation  $U_2 = 0$ ), alors que pour mettre l'IGBT dans un état bloqué, une tension de grille négative est préférée ( $U_2 < 0$ ), afin d'augmenter la tension de blocage. Le circuit de commande et de protection est disponible sous différents modèles. Il comprend généralement les fonctions suivantes :

■ Supervision des tensions  $U_1$  et  $U_2$  de l'IC de sorte que les fonctions de sécurité du circuit soient assurées.

■ Supervision des durées minimums d'enclenchement et de déclenchement  $t_{Ein,Min}$  et  $t_{Aus,Min}$ . Etant donné que l'enclenchement et le blocage du SC génèrent des pertes et par conséquent un échauffement, il faudrait éviter d'effectuer des commutations de manière rapprochée.

■ Supervision du courant  $i_C$  au travers du dispositif à semi-conducteur. Ceci est généralement réalisé sous la forme de la mesure de tension  $u_{CE}$  sur l'élément.

■ Blocage du réenclenchement pour une durée déterminée après une erreur.

Plus rarement les fonctions suivantes sont implémentées :

■ Supervision des accroissements du courant  $di_C/dt$  et de la tension  $du_{CE}/dt$  pour détecter plus rapidement les défauts.

■ Limitation des accroissements du courant et/ou de la tension («réglage») pour réduire les dysfonctionnements.

■ Feed-back d'une erreur au niveau supérieur.

■ Supervision de la température du contrôleur et du semi-conducteur.

Les deux résistances externes  $R_{G1}$  et  $R_{G2}$  sur la commande de la grille peuvent au besoin diminuer les vitesses d'enclenchement et de déclenchement du semi-conducteur. De nombreux IC de commande ne sont conçus que pour une seule résistance de grille. Comme les composants semi-conducteurs de puissance et leur commande n'ont pas les mêmes potentiels électriques que le reste de l'électronique qui alimente l'IC de commande et le signal d'enclenchement, le signal d'enclenchement doit être isolé galvaniquement du contrôleur. Pour cette raison, des systèmes optiques, magnétiques (optocoupleur, fibre optique, transformateur...) ou des «level-shifter» sont utilisés.

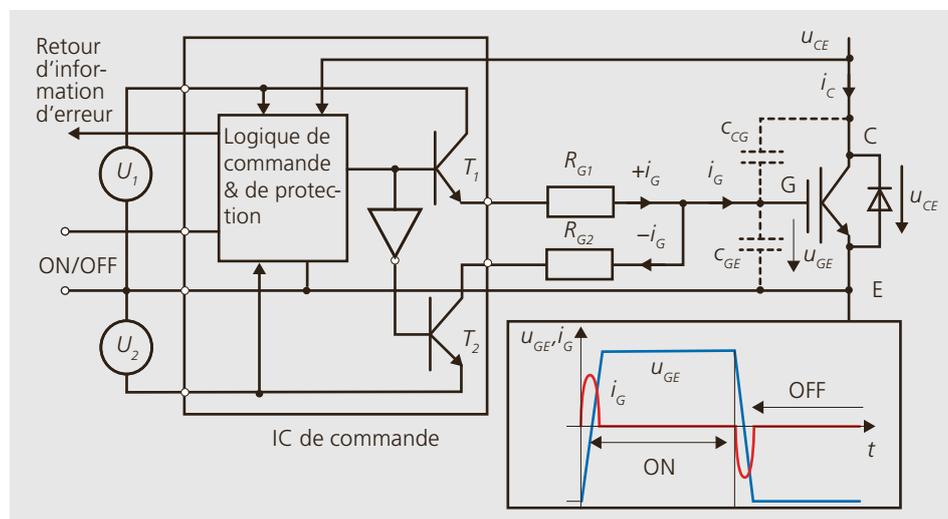


Figure 4.13 : Circuit de commande d'un IGBT (et, sans tension négative pour un MOSFET).

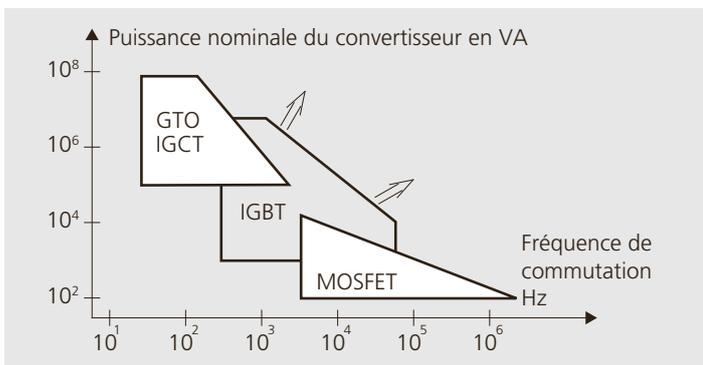
### 4.2.3 Domaines d'application et domaines de puissance

Les domaines d'application, les gammes de puissance et les fréquences de commutation typiques sont résumés dans le tableau 4.1. Les puissances et les fréquences de commutation typiques pour les plus importants semi-conducteurs sont représentées à la figure 4.14. Les limites de puissance et de fréquence de commutation augmentent en permanence.

Tableau 4.1 :  
Semi-conducteurs  
de puissance et do-  
maines d'applica-  
tion.

Figure 4.14 :  
Puissance et fré-  
quence de commu-  
tation pour diffé-  
rents composants.

Element	Puissance jusqu'à	Fréq. commutation	Application
Triac	10 kVA	...100 Hz	Perceuse, machine à laver, réglage de lumière, etc.
MOSFET	10 kVA	...1 MHz	Petits entraînements, éléments de commutation réseau
IGBT	10 MVA	...100 kHz	Entraînements, HVDC
GTO/IGCT	100 MVA	...1 kHz	Entraînements, Couplage réseau
Thyristor	1000 MVA	...100 Hz	HVDC, démarrage progressif



### 4.3 Limites de charge et protection des semi-conducteurs de puissance

Les semi-conducteurs de puissance (SCP) permettent de contrôler de grande puissance en une fraction de seconde. Lors de la construction de convertisseurs, différents points doivent être étudiés avec soin. Une sélection des plus importants sont donnés ci-dessous :

■ **Condition de commutation** : les semi-conducteurs commutables présentent une petite impédance lorsqu'ils conduisent et une grande au blocage. Il est donc important de noter que :

■ Deux sources de tension (ou condensateurs) ne peuvent être connectées au travers d'un SCP que lorsque la tension sur l'interrupteur est  $u_s = 0$ . Sinon, le courant  $i_s$  serait trop important et détruirait le SCP. Si cette condition de tension n'est pas remplie, une inductance  $L_s$  ou une résistance  $R_s$  pour la limitation de courant est introduite (figure 4.15 gauche).

■ Dans le cas normal, un SCP connecte d'un côté une source de tension (condensateur) et de l'autre côté une source de courant (inductance), figure 4.15 droite. Les inductances ne peuvent être connectées en série avec le SCP, seulement si le courant  $i_L$  a un chemin de roue libre lors de l'ouverture du circuit, comme par exemple à travers la diode dessinée  $D$ . Ceci aura comme conséquence de limiter la tension  $u_s$  sur l'interrupteur.

■ **Commande d'amorçage** : la commande veille à ce que le semi-conducteur commute au bon moment. En outre, la commande doit aussi s'assurer que le SCP soit complètement enclenché ou déclenché. La transition entre les deux états doit avoir lieu très rapidement puisque les pertes lors de cette commutation sont très importantes.

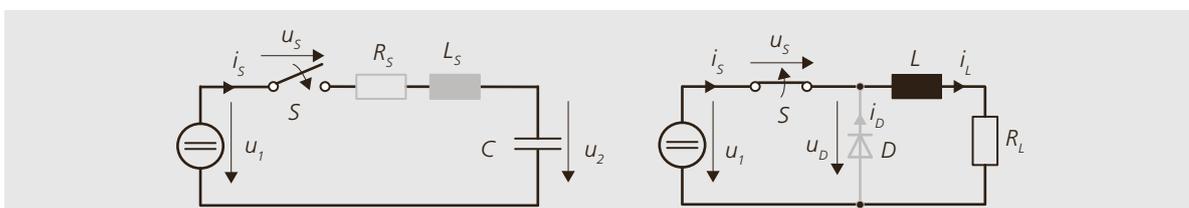


Figure 4.15 :  
Conditions d'en-  
clenchement/  
blocage des semi-  
conducteurs de  
puissance.

■ **Fréquence de commutation** : la fréquence maximale de commutation des SCP est dépendante de leur type. Pour les éléments de grande puissance, la fréquence de commutation est diminuée afin de limiter les pertes. Pour les puissances de l'ordre du MW, les SCP sont commutés à des fréquences inférieures à 1000 Hz.

■ **Protection contre les surtensions** : elle est assurée lors de la construction du convertisseur et par un circuit externe au SCP constitué de résistances, condensateurs et éventuellement de diodes («Snubber», circuit RCD).

■ **Surintensité de courant** : dans la mesure du possible le SCP est éteint avant qu'il ne soit détruit. Ceci nécessite une mesure directe ou indirecte très rapide et une réaction presque instantanée lors d'un dépassement de courant. La protection contre la surintensité est souvent intégrée directement à la commande de l'élément. Parfois des fusibles rapides sont aussi utilisés.

■ **Pertes dans les semi-conducteurs de puissance** : différentes pertes se produisent dans les SCP. Dès qu'un courant circule, des **pertes par conduction** apparaissent. Elles se calculent par le produit de la chute de tension directe et du courant direct :  $p_F = u_F \cdot i_F$ . La chute de tension directe  $u_F$  est elle-même dépendante du courant comme illustré dans la figure 4.16 gauche. Pour les transistors à effet de champ comme les MOSFET, la chute de tension est proportionnelle au courant et l'élément peut être ainsi modélisé par une résistance  $R_{DS}$  (résistance drain-source) :  $u_F = R_{DS} \cdot i_F$ . Malheureusement la résistance  $R_{DS}$  augmente proportionnellement avec la température.

Pour les éléments bipolaires tel que les diodes et les IGBT, la chute de tension est modélisée avec une source de tension  $u_{F0}$  et

une résistance différentielle  $r_F$  :  $u_F = u_{F0} + i_F \cdot r_F$ . Ces grandeurs sont données dans la fiche technique de l'élément (datasheet). Ainsi les pertes pour une forme de courant donnée peuvent être calculées avec précision.

Pour une **estimation des pertes**, une tension moyenne peut être utilisée : pour les diodes utilisées à la fréquence du réseau, une tension de 1,5 V peut être considérée lorsqu'elle conduit des courants constants. Pour de courtes pointes de courants élevées, qui apparaissent par exemple lors de la charge de condensateurs, la chute de tension monte jusqu'à environ 2 V.

Pour les IGBT 1200 V ou les MOSFET 600 V avec leur diode en antiparallèle, une chute de tension moyenne de  $u_F = 2 \text{ V}$  représente aussi une bonne approximation.

Avec cette approche, les pertes par conduction par SC se calculent avec la valeur moyenne du courant et la chute de tension :

$$P_L = u_F \cdot \bar{i}_F \approx 2 \text{ V} \cdot \bar{i}_F$$

En électronique de puissance, les SC sont uniquement utilisés dans les états «totalement enclenché» et «totalement bloqué». La transition entre les deux états doit être rapide car il y a durant cette transition de grands courants et tensions qui produisent des pertes par commutation dans le SCP. Des temps de commutation typiques pour des petits semi-conducteurs sont en général de la microseconde et pour les plus grands de quelques microsecondes. Dans ce court laps de temps, le semi-conducteur peut supporter ces importantes pertes sans un échauffement excessif.

Les pertes par commutation à l'enclenchement et au blocage du semi-conducteur sont dépendantes de plusieurs facteurs : En premier, elles sont proportion-

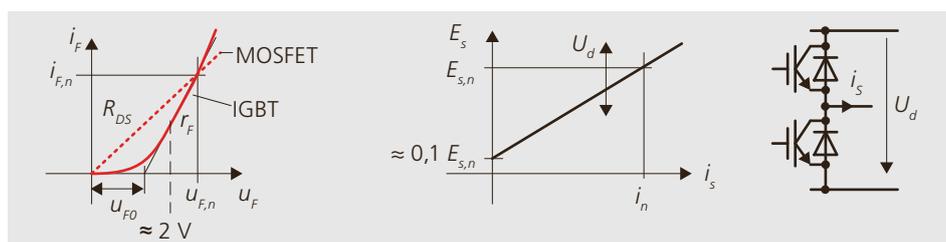


Figure 4.16 : Tension directe et pertes par commutation.

nelles à la fréquence. Par conséquent, au lieu des pertes par commutation  $P_s$  l'énergie dissipée par commutation  $E_s$  est donnée dans les fiches techniques. On retrouve aussi parfois séparément l'énergie dissipée lors de l'enclenchement et du blocage ( $E_s = E_{s,on} + E_{s,off}$ ) au point de fonctionnement nominal ( $U_n, i_n$ ). Cette énergie multipliée par la fréquence de commutation  $f_s$  donne les pertes par commutation.

Les pertes pour une commutation sont à peu près proportionnelles au courant commuté  $i_s$  (figure 4.16 milieu) et la tension commutée  $U_d$ . Pour un pont, les pertes par commutation pour un fonctionnement à vide (courant de charge nul) sont d'environ 10% des pertes à courant nominal. Pour les pertes par commutation, il résulte :

$$P_s = E_{s,n}(i_s) f_s U_d / U_n$$

Pour un enclenchement et blocage d'un SCP, les pertes par commutation et conduction sont du même ordre de grandeur. Par conséquent pour une augmentation de la fréquence de commutation de tels convertisseurs, il s'en suit souvent une diminution de la puissance admissible.

Pour les applications à la fréquence du réseau (triac, thyristors) les pertes par commutation sont généralement peu importantes.

Les pertes pour un enclenchement et un blocage par rapport à un interrupteur idéal sont comparés à la figure 4.17. On peut voir que les pertes se produisent parce qu'il y a simultanément une tension et un courant sur l'élément. De plus, les temps de retard à l'enclenchement/blocage  $t_{d,Ein}$  et  $t_{d,Aus}$  sur le semi-conducteur par rapport au signal de commande sont représentés à la même figure.

**Refroidissement :** La chaleur générée dans le semi-conducteur doit être dissipée de sorte que la température au milieu du cristal semi-conducteur ne dépasse pas la température admissible d'environ 150°C (suivant le SCP 125°C...175°C). Pour cette raison, le semi-conducteur avec son boîtier est monté sur un radiateur. Ce dernier dissipe la chaleur soit dans l'air ambiant ou à un système de refroidissement forcé à eau ou huile.

Pour l'évaluation du comportement thermique du SCP, un modèle basé sur l'électrotechnique est utilisé. Ainsi, la tempéra-

Figure 4.17 : Pertes par conduction et commutation lors de l'enclenchement/blocage d'un SCP.

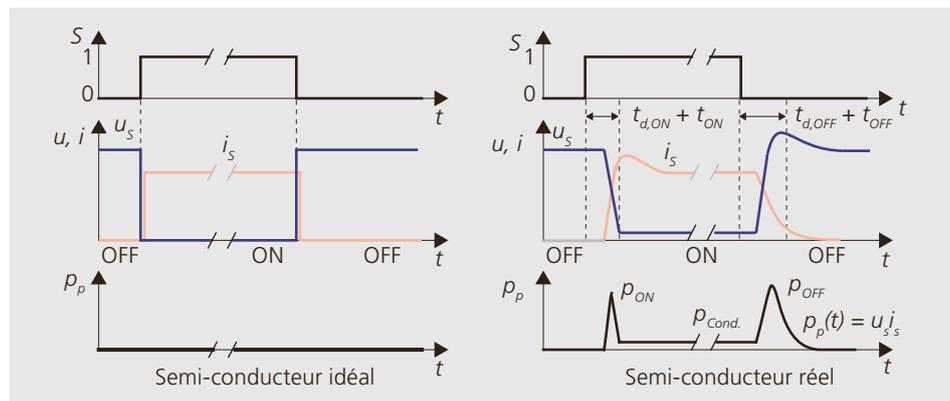
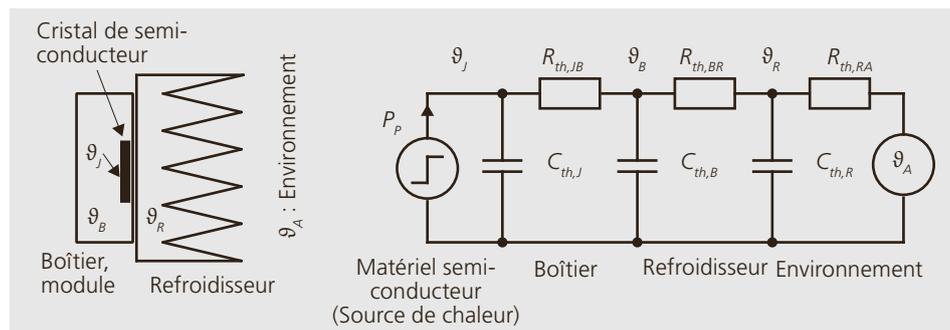


Figure 4.18 : Circuit équivalent pour le calcul de la température.



ture  $\vartheta$ , le flux de chaleur  $P_V$  et la capacité thermique  $C_{th}$  sont facilement modélisés. La figure 4.18 montre les résistances thermiques et les capacités thermiques principales d'un modèle thermique d'un SCP et son radiateur. Les pertes dans le cristal du SCP représentent la source de chaleur d'une puissance  $P_V$ . Le flux de chaleur s'écoule du cristal puis à travers son boîtier (module), son radiateur et son environnement. Pour le circuit équivalent :

- $\vartheta_{(V)J}$  : température de jonction (virtuelle,  $J$  : jonction)
- $\vartheta_B$  : température du boîtier du semi-conducteur ( $\vartheta_C$  : case)
- $\vartheta_R$  : température du radiateur ( $\vartheta_n$  : heat-sink)
- $\vartheta_A$  : température ambiante ( $\vartheta_A$  : ambient)
- $R_{th,JB}$  : résistance thermique semi-conducteur – boîtier, est donnée dans la fiche technique (th : thermal).
- $R_{th,BR}$  : résistance thermique boîtier – radiateur. Cette valeur est dépendante de la surface de contact et du montage. L'utilisateur doit garder cette valeur aussi petite que possible (usinage propre des surfaces de contact, pâte conductrice de chaleur, etc.)
- $R_{th,RA}$  : résistance thermique radiateur – environnement. Cette valeur se trouve dans la fiche technique du radiateur.

**Calcul de la température stationnaire**

Aux bornes de la résistance thermique  $R_{th}$  apparaît une température  $\Delta\vartheta$  lorsqu'elle est parcourue par un flux de chaleur  $P_p$ . Par analogie à l'électrotechnique :

$$\Delta\vartheta = R_{th}P_p$$

Température	$\Delta\vartheta$	K
Flux thermique	$P_p$	W
Résistance thermique	$R_{th}$	K/W
Capacité thermique	$C_{th}$	Ws/K

Construction des boîtiers (cellule)	Courant permanent	Résistance thermique			
		$R_{th,JG}$	$R_{th,GU}$ avec refroidissement		
			naturel	à air forcé	à eau
	A	K/W	K/W	K/W	K/W
Boîtier vissé	6..30	2,5..0.8	5,5..1,2	2,0..0,4	0,1...
Module	30..400	0,6..0.3	0,6..0,4	0,2..0,10	0,07..0,02
Disque	200..1000	0,1..0.04	0,5..0,25	0,2..0,08	0,04..0,01

La température  $\vartheta$  aux bornes d'une capacité thermique  $C_{th}$  vaut :

$$\vartheta = \frac{1}{C_{th}} \int_0^t P_p(t') dt' + \vartheta_0$$

Avec les analogies indiquées, le comportement thermique peut être calculé comme si il s'agissait de grandeurs électriques.

En fonctionnement stationnaire :

$$\begin{aligned} \vartheta_j &= R_{th}P_p + \vartheta_U \\ &= (R_{th,JG} + R_{th,GK} + R_{th,KU})P_p + \vartheta_U \end{aligned}$$

Des valeurs typiques de résistances thermiques pour différentes constructions de SCP sont résumées au tableau 4.2.

Le refroidisseur nécessite généralement beaucoup de place dans les convertisseurs et le dimensionnement optimal pour la dissipation de chaleur peut s'avérer compliqué : les refroidissements à air sont les plus simples à réaliser mais ils nécessitent



Figure 4.19 : Refroidisseur pour semi-conducteur.

Tableau 4.2 : Résistance thermique pour différentes formes de boîtiers.

beaucoup d'espace. En raison des relativement grandes résistances thermiques, la puissance à dissiper est limitée. Avec un refroidissement à air forcé, le transfert de chaleur du refroidisseur vers l'air ambiant est augmenté. Malheureusement les ventilateurs sont souvent la cause de bruit et de l'accroissement de poussière. Les refroidissements à air sont principalement utilisés pour des puissances sous les MW.

La figure 4.19 montre un dissipateur de chaleur à air dans lequel le semi-conducteur est pressé entre les deux moitiés du refroidisseur pour assurer un bon contact thermique.

De plus petites résistances thermiques et ainsi un plus petit volume peuvent être observés lors de l'utilisation d'un refroidissement à eau. Le liquide doit par contre lui aussi être refroidi et un risque de fuite est aussi à considérer. L'eau de refroidissement doit en général être traitée pour augmenter sa résistivité et sa propreté. Ceci nécessite un circuit de refroidissement avec des pompes et des systèmes de traitement à placer en dehors du convertisseur. Il est donc clair que ce type de refroidissement n'a économiquement de sens que pour de grandes puissances.

#### Calcul transitoire de la température

Pour les convertisseurs pour machines électriques non seulement le courant permanent admissible présente un grand intérêt, mais aussi la surcharge possible de courte durée. La température de jonction en fonctionnement dynamique peut être déterminée si les capacités thermiques sont connues. Le calcul de la température est analogue aux circuits RC. La détermination de la capacité thermique est généralement difficile et les circuits sont complexes. Par conséquent, des méthodes d'approximation ou mesures sont utilisées

dans la pratique. Ces deux approches ne seront pas discutées plus en détail.

**Augmentation de la puissance pour les semi-conducteurs :** Pour les convertisseurs puissants, les courants admissibles par semi-conducteur ne sont souvent pas assez grands. Pour augmenter le courant ou la tension, les SCP sont souvent connectés en parallèles ou en série (figure 4.20). Ainsi des éléments plus puissants sont possibles. Pour la mise en parallèle de SCP, une bonne distribution des courants doit être garantie. Inversement pour la mise en série la répartition de tension sur les éléments doit être uniforme. La répartition correcte des tensions et des courants doit être assurée aussi bien en statique que durant les opérations de commutation.

Ceci est réalisé par des adaptations de la géométrie du circuit et au moyen d'éléments passifs (résistances, inductances et capacités).

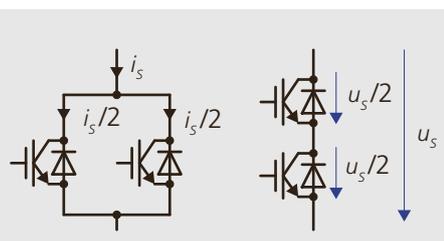


Figure 4.20 :  
Mise en parallèle /  
série de semi-  
conducteurs.

## 4.4 Sélection de convertisseurs à diodes et à thyristors

Nombreux circuits d'électroniques de puissance sont désignés sous le nom de montage en pont. Le terme remonte aux montages de mesures ou un instrument de mesure était monté «en pont» entre deux diviseurs de tensions résistifs, comme représenté à la figure 4.21 à gauche. La même structure de base a été construite plus tard avec les semi-conducteurs. Dans ce cas, le «pont» est le réseau lors d'une commutation naturelle ou la charge lors d'une commutation forcée. Le terme de pont en H fréquemment utilisé peut également être facilement compris à partir du circuit de mesure. À partir du montage en pont, les désignations de demi-pont ou de branche d'un pont pour la mise en série de deux semi-conducteurs et pont triphasé pour un système constitué de trois branches sont utilisées.

### 4.4.1 Redresseur à diodes monophasé avec charge capacitive

Le redresseur à diodes monophasé avec une charge capacitive est le circuit électronique connecté au réseau le plus couramment utilisé. On les retrouve par exemple dans les étages d'entrée des appareils électroniques grand public (radio, amplificateur, téléviseurs,...), d'électronique industrielle (appareil de mesure, de laboratoire,...), du matériel informatique (PC, imprimante, téléphone,...) et dans un

grand nombre d'autres applications. Bien qu'ils soient généralement de faible puissance, ils entraînent une charge substantielle du réseau de par leur grand nombre. La charge que représente le montage d'électronique de puissance pour le réseau consiste d'une part en une puissance active et d'autre part en une distorsion de la tension due à la chute de tension aux bornes de l'impédance interne du réseau provoquée par les distorsions de courant.

**Fonctionnement du redresseur :** Quatre diodes, qui sont reliées pour former un «pont» (aussi appelé «pont de Grätz»), constituent le circuit redresseur de la figure 4.22. Le pont est très souvent alimenté directement par le réseau – l'impédance  $L_S$  est dans ce cas uniquement l'impédance (faible) du réseau. Dans d'autres cas, la tension est adaptée avec un transformateur – l'impédance  $L_S$  représente alors l'inductance de fuite de ce transformateur. Une inductance supplémentaire  $L_d$  pour lisser le courant peut aussi être ajoutée au circuit DC du pont à diodes.  $L_S$  et  $L_d$  limitent la montée en courant et le pic de courant  $i_C$  circulant dans le condensateur  $C_L$  du circuit intermédiaire. La charge  $R_L$  sera alimentée par le condensateur lorsque le pont à diodes ne fournit aucun courant. Dans la moitié droite de la figure 4.22, les tensions et les courants  $i_1$  pour une petite inductance de lissage  $L_d \rightarrow 0$  et  $i_1'$  pour une grande inductance  $L_d \rightarrow \infty$  sont représentés. Pour un simple circuit redresseur les

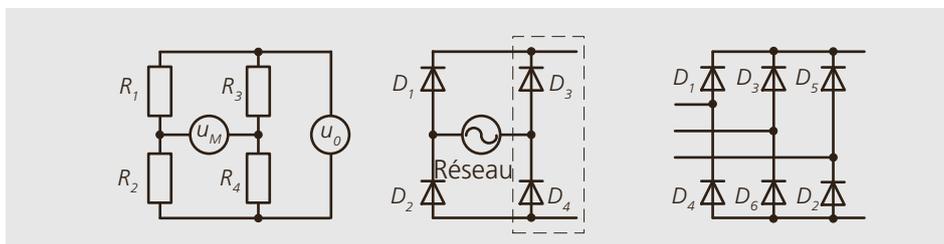


Figure 4.21 : Montage en pont. Gauche : pont de mesure ; centre pont en H avec branche ; droite : pont triphasé.

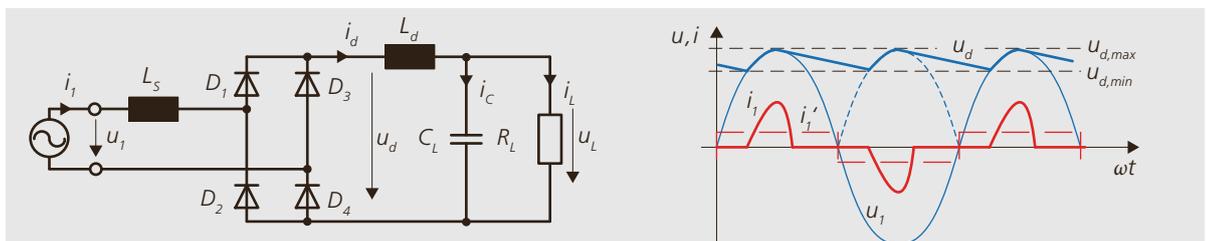


Figure 4.22 : Redresseur monophasé à diodes. Gauche : circuit, droite : courant et tension.

impédances  $L_s$  et  $L_d$  sont généralement très petites et peuvent être négligées pour une première analyse. De même, la charge peut être en première approche remplacée par une source de courant  $I_L = U_d/R_L$ , puisque la tension à la charge est relativement constante de par la capacité de lissage.

**Circuit intermédiaire :** pour de nombreux systèmes d'électroniques de puissance, les grandeurs alternatives (AC) sont transformées en grandeurs continues (DC) puis retransformées en grandeurs alternatives (AC). La partie continue (DC) constitue dans ce cas un lien entre les deux côtés AC et est décrite comme circuit intermédiaire.

**Tensions :** lorsque  $L_s$  et  $L_d$  sont négligés, la valeur de crête de la tension  $u_d$  sur le condensateur est égale à la tension du réseau  $u_1$  et il s'ensuit pour une tension sinusoïdale du réseau :

$$\hat{u}_d = \hat{u}_1 = \sqrt{2}U_1$$

Une fois que le circuit est chargé, la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur devient plus petite que la valeur de crête. La valeur moyenne minimale de la tension apparaît lorsque la charge consomme autant de courant que deux diodes conduisent continuellement – La tension du condensateur suit alors la tension redressée du réseau. Pour ce cas, la valeur moyenne de la tension peut se calculer avec la demi-période sinusoïdale :

$$\begin{aligned}\bar{u}_d = U_d &= \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{u}_1 \sin(\omega t) dt \\ &= \frac{2\hat{u}_1}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi} = 0,900 U_1\end{aligned}$$

Si la chute de tension sur les diodes est négligée, il s'ensuit une valeur moyenne de sortie du redresseur comprise entre :

$$0,900 U_1 \leq U_d \leq \sqrt{2}U_1$$

Pour une tension d'entrée du réseau de 230 V, le domaine se situe entre :  $207 \text{ V} \leq U_d \leq 325 \text{ V}$ . Pour éviter des ondulations de

tensions excessives, le condensateur du circuit intermédiaire est choisi relativement grand. Ainsi la valeur de tension moyenne pour une alimentation de 230 V est typiquement de 300 V.

**Ondulation de la tension du circuit intermédiaire :** la tension du circuit intermédiaire a une ondulation de fréquence double par rapport à celle du réseau, c.-à-d. 100 Hz pour un réseau 50 Hz. L'amplitude de l'ondulation est dépendante de la qualité du lissage.

**Courant réseau, analyse spectrale amplitude :** une analyse qualitative du courant réseau montre que pour la fondamentale de courant  $i_1$  un petit déphasage  $\varphi_1$  par rapport à la tension du réseau  $u_1$  apparaît – ceci n'est pas dérangeant et peu dans la plupart des cas être négligé. Cependant, le courant est fortement non-sinusoïdal, ce qui s'exprime par des harmoniques importantes dans le spectre de fréquence. Ces distorsions ne contribuent pas au transfert de puissance active, ils produisent uniquement de la puissance réactive, qui charge inutilement les câbles et les composants. De plus, les distorsions de courant sur l'impédance interne du réseau provoquent des distorsions de tension qui interfèrent alors avec d'autres consommateurs. Les inductances  $L_s$  et  $L_d$  aident à la réduction des amplitudes du courant réseau. Pour une très grande  $L_d$  le courant serait, dans le cas idéal, rectangulaire et le facteur de puissance, c.-à-d. le rapport entre la puissance active et apparente serait de  $\lambda = P/S = 0,900$ . En réalité pour des raisons de coût,  $L_d$  n'est si possible pas installée ou alors avec une faible valeur. Pour un circuit redresseur monophasé le courant dans le réseau possède en plus de la fondamentale toutes les harmoniques impaires, c.-à-d. 3, 5, 7, ... (pour une fréquence de la fondamentale à 50 Hz, 150, 250, 350 Hz, ...). L'amplitude des harmoniques décroît avec l'augmentation de la fréquence. Le pont étant symétrique, les harmoniques paires (2, 4, 6, ...) n'existent pas.

#### 4.4.2 Redresseur à diodes triphasé avec charge capacitive

Pour des puissances plus grandes que le kW, les redresseurs à charge capacitive sont principalement triphasés.

Ceci représente deux avantages importants :

- la charge est répartie de manière uniforme sur les trois phases du réseau.
- la fréquence à laquelle le circuit intermédiaire est chargé est de 300 Hz au lieu de 100 Hz et le condensateur de lissage peut être choisi plus petit.

Le circuit représenté à la figure 4.23 (pont triphasé) est fondamentalement le même que la version monophasée. L'alimentation triphasée produit cependant, vu du réseau, d'autres formes de courant et par conséquent un autre contenu harmonique et de déphasage. Généralement la forme du courant possède deux courtes impulsions déphasées de  $60^\circ$  par demi-période, comme le montre la figure 4.23 à droite. Comme pour le pont monophasé le domaine de la tension de sortie pour le pont triphasé peut aussi être défini. La tension maximale  $u_{d,max}$  est donnée par la valeur de crête de la tension composée (tension de ligne, entre phases) c.-à-d. par  $\hat{u}_{UV}$ ,  $\hat{u}_{VW}$  et  $\hat{u}_{WU}$ . Si ces tensions sont sinusoïdales et symétriques alors :

$$u_{d,max} = \hat{u}_{UV} = \sqrt{2}U_{UV}$$

Pour un système 400 V, la tension maximale vaut 566 V.

Si la charge est si importante que le condensateur suit toujours les valeurs pics de la tension redressée du réseau, la tension de charge peut être déterminée sur une plage de  $60^\circ$ , de  $60^\circ (T/6)$  à  $120^\circ (2T/6)$  :

$$\begin{aligned} \bar{u}_d = U_d &= \frac{1}{T/6} \int_{T/6}^{2T/6} \hat{u}_{UV} \sin(\omega t) dt \\ &= \frac{3\hat{u}_{UV}}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}U_{UV}}{\pi} = 1,35U_{UV} \end{aligned}$$

Dans un système 400 V, la valeur moyenne ne peut pas être inférieure à 540 V. La tension de sortie dépend de la charge et se trouve dans la plage :

$$1,35U_{UV} \leq U_d \leq \sqrt{2}U_{UV}$$

La plage de tension d'un pont triphasé est plus étroite que pour un pont monophasé. La tension stabilisée est estimée pour la plupart des applications.

**Ondulation de la tension du circuit intermédiaire :** la tension du circuit intermédiaire  $ud$  a une ondulation de six fois la fréquence du réseau, c.-à-d. 300 Hz pour une fréquence de réseau de 50 Hz. L'amplitude de l'ondulation est dépendante de la qualité du lissage.

**Courant réseau, analyse spectrale amplitude :** comme pour le pont monophasé, on s'intéresse au courant côté réseau. Pour le pont triphasé les harmoniques ont des fréquences multiples de la fréquence du réseau ( $6n \pm 1$ )  $f_N$  ; avec  $n = 1, 2, 3$  (pour une fréquence du réseau de 50 Hz : 250, 350 ; 550, 650, ... Hz). Les harmoniques paires (2, 4, 6, ...) ne sont pas présentes pour un pont triphasé symétrique.

Contrairement au pont monophasé, la troisième harmonique (la plus importante dans le cas monophasé) ainsi que ses multiples n'apparaissent pas.

Pour le pont triphasé le facteur de puissance  $\lambda$  idéal peut aussi être déterminé en

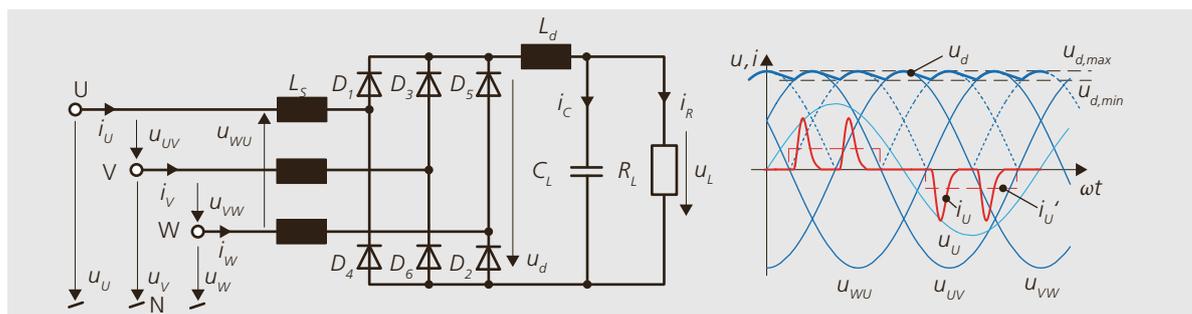


Figure 4.23 : Redresseur à diodes triphasé. Gauche : circuit, droite : courant et tension.

supposant des courants de forme rectangulaire, illustré par une grande inductance  $L_d$  :  $\lambda = P/S = 0,955$ . En réalité, cette valeur devient plus petite puisque le lissage n'est pas aussi bon.

#### Remarques sur les redresseurs à diodes avec une capacité de lissage

■ Les redresseurs à diodes présentés sont également appelés «redresseur non commandé». Ceci s'oppose aux redresseurs commandés à thyristors.

■ De manière isolée, on retrouve aussi de petits circuits redresseurs connectés au réseau constitués d'une seule diode. Ceux-ci sont limités en puissance et peu répandus.

■ Les circuits redresseurs d'une puissance excédant environ 100 W avec une charge capacitive ne devraient pas être directement connectés au réseau, car le premier courant de charge pourrait être trop grand. Par conséquent, un circuit de charge est nécessaire pour la première mise sous tension avec un condensateur déchargé, comme présenté à la figure 4.24 pour un pont triphasé. Il consiste en des résistances mises en série soit du côté alternatif ou du côté continu. Pour des petites puissances, des solutions avec des résistances dépendantes de la température (NTC, PTC) existent. Pour des puissances plus grandes, des circuits de charge

avec des transformateurs auxiliaires sont également utilisés. Dans ce cas, le circuit intermédiaire est chargé d'abord avec le circuit de charge avant d'enclencher le redresseur à diodes (figure 4.25). Ce circuit auxiliaire nécessite aussi une impédance  $Z_L$  pour limiter le courant d'appel.

■ Depuis quelques années, les redresseurs à diodes monophasés et triphasés de plus de 50 W ne peuvent plus être directement connectés au réseau, ceci à cause de la forme non-idéale des courants qui déforme la tension du réseau, comme décrit préalablement.

La forme du courant et donc les distorsions sur le réseau peuvent être corrigées avec des filtres, constitués d'inductances et de capacités.

Un circuit actif qui entraîne beaucoup moins de distorsions de courant est de plus en plus utilisé pour le cas où la connexion directe au réseau n'est plus permise. Une possibilité est la commutation forcée de circuit en pont (page 109).

■ Les condensateurs du circuit intermédiaire ont pour fonction de stocker l'énergie et peuvent donc représenter un danger. Par conséquent, il faut veiller de bien décharger le circuit intermédiaire avant de travailler sur le convertisseur ou ses périphériques. Ceci peut simplement se faire avec une résistance montée en parallèle au

Figure 4.24 :  
Circuit de charge  
avec résistances sur  
le secteur ou sur le  
circuit intermédiaire.

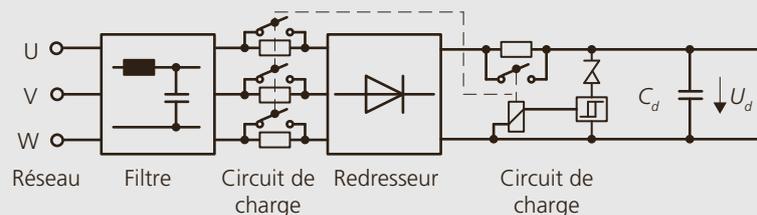
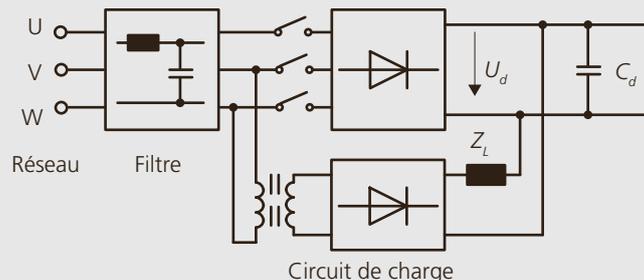


Figure 4.25 :  
Circuit de charge  
avec transformateur  
auxiliaire.



condensateur. La durée nécessaire qu'il faut attendre après l'arrêt du système jusqu'à ce que le circuit intermédiaire soit déchargé se trouve dans la fiche technique ou directement noté sur le système. Cela peut prendre plusieurs minutes.

■ Les condensateurs électrolytiques, qui ont une durée de vie limitée, sont généralement utilisés pour le circuit intermédiaire. Ils sont l'une des causes de pannes les plus fréquentes des convertisseurs.

#### 4.4.3 Circuits commandés à thyristors pour redresseur et onduleur

Les circuits redresseurs et onduleurs commandés à thyristors ont longtemps été les circuits les plus importants pour une large gamme d'applications. Ainsi une variation de vitesse avec un entraînement à machine à courant continu peut être facilement mise en œuvre. Etant donné que le moteur à courant continu exige une maintenance élevée, ce type d'entraînement n'est plus que rarement utilisé. Néanmoins, il se retrouve toujours dans l'industrie. La structure d'un tel entraînement avec un pont à thyristors pour l'alimentation de l'induit et un pont à diodes pour l'excitation est représentée à la figure 4.26. Cette structure simplifiée permet une utilisation dans 2

quadrants, c.-à-d. moteur dans un sens de rotation et frein dans le sens opposé. Aujourd'hui, les circuits à thyristors sont utilisés de manière sporadique pour la récupération d'énergie des entraînements à faible puissance. Du côté machine, ils sont encore utilisés dans des applications spéciales pour des puissances du MW, par exemple comme convertisseur de machines synchrones.

D'autre part, les circuits à thyristors sont très importants dans le domaine de la transmission d'énergie à très grande puissance (> 100 MW) pour les compensateurs statiques de puissance réactive et dans les HVDC.

Les circuits en pont avec thyristors sont relativement identiques aux ponts à diodes discutés précédemment, si ce n'est qu'ils sont généralement réalisés sans condensateurs de lissage. Pour le bon fonctionnement du convertisseur, l'inductance  $L_d$  est absolument nécessaire. Elle est dimensionnée pour qu'au point de fonctionnement nominal, le courant circule de manière continue dans  $L_d$ . Le circuit, la tension du réseau et le profil de courant idéalisé pour un pont à thyristor monophasé sont présentés à la figure 4.27.

**Fonction des thyristors :** L'instant d'enclenchement des thyristors est déterminé par un signal sur la gâchette. Ceci détermine l'angle à l'intérieure de la période de la tension à partir duquel la tension alternative est appliquée à la charge. C'est ce qu'on appelle «l'angle d'allumage» qui correspond à «l'amorçage» du thyristor. Si la tension sur le semi-conducteur est  $u_{AK} > 0$ , il peut être allumé. L'instant d'enclenchement le plus tôt est défini par l'ins-

Figure 4.26 : Machine à courant continu avec un convertisseur à thyristor sur l'induit.

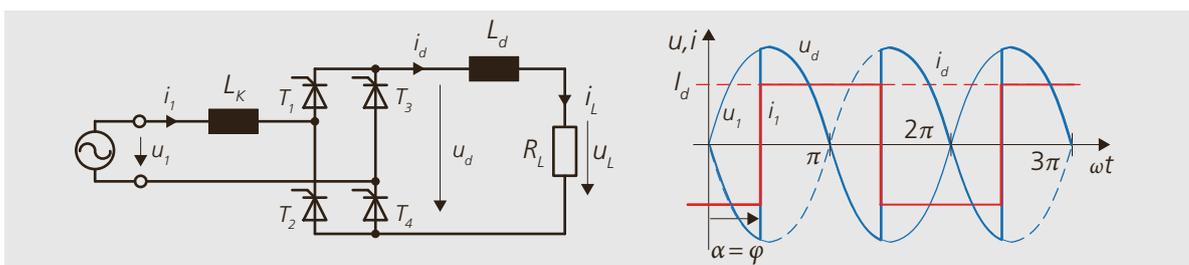
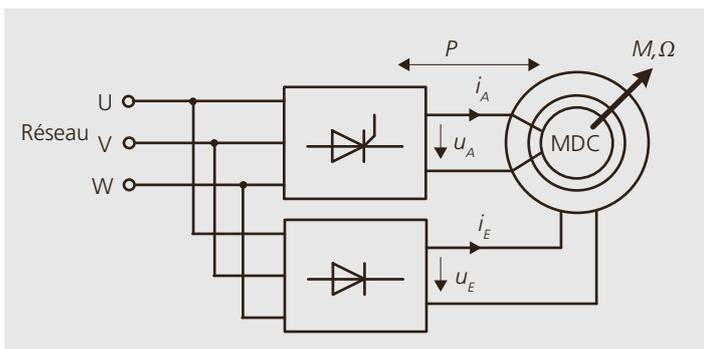


Figure 4.27 : Pont à thyristor monophasé. Gauche : circuit, droite courant et tension.

Angle d'allumage	$\alpha$	Moment d'enclenchement en degré ou en rad
------------------	----------	---

tant où les diodes d'un même montage commenceraient à conduire. Par rapport à ce point, l'enclenchement peut être retardé. Le retard à l'enclenchement est exprimé en angle  $\alpha$  par rapport à une période entière :  $0 \leq \alpha \leq \pi$ . En raison de la fonction redresseur (tension redressée en traitillé  $u_T$ ) la tension et le courant se répètent toutes les demi-périodes.

Les thyristors passent à l'état bloqué dès que le courant devient nul. Comme présenté à la figure 4.27 à droite, le déphasage  $\varphi$  du courant de réseau  $i_T$  par rapport à la tension  $u_T$  est directement déterminé par l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$  (signal de grille). On a :  $\varphi = \alpha$ .

Le circuit et les formes d'ondes du pont à thyristors triphasé sont représentés à la figure 4.28. Comme pour le pont à diodes triphasé, les trois phases contribuent ici à la formation de la tension continue. Comme pour le pont à thyristor monophasé, le signal d'amorçage peut être retardé de maximum une demi-période et se situe entre  $0 \leq \alpha \leq \pi$ .

**Valeur moyenne de la tension du circuit intermédiaire  $U_d$** : les valeurs maximales des tensions continues moyennes sont identiques à celles obtenues avec un pont à diodes, comme résumé au tableau 4.3. La tension peut être réduite par l'angle de retard à l'allumage  $\alpha$ . La variation a la même expression pour le pont monophasé et triphasé.

Les indices sur la tension ont les significations suivantes :  $_d$ , DC ;  $_i$ , idéal ;  $_o$ , pour un angle d'allumage  $\alpha = 0$  ;  $_a$  en fonction de l'angle d'allumage  $\alpha$ .

Le comportement de la tension moyenne du circuit intermédiaire en fonction de l'angle  $\alpha$  est appelé caractéristique de sortie et est présentée à la figure 4.29.

**Résumé des principales caractéristiques des circuits**

■ Dû aux caractéristiques des diodes et thyristors, le courant du circuit intermédiaire  $i_d$  peut seulement être positif.

■ La tension de sortie  $u_d$  peut être négative ou positive en fonction de l'angle d'allumage  $\alpha$ . Un courant positif et une tension négative produisent une puissance active négative – pour cela la charge doit être une source (par exemple, une machine à courant continu fonctionnant en génératrice). Ce mode de fonctionnement est appelé fonctionnement en onduleur.

■ L'angle d'allumage maximal doit toujours

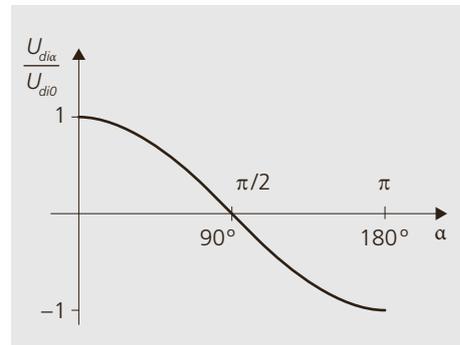
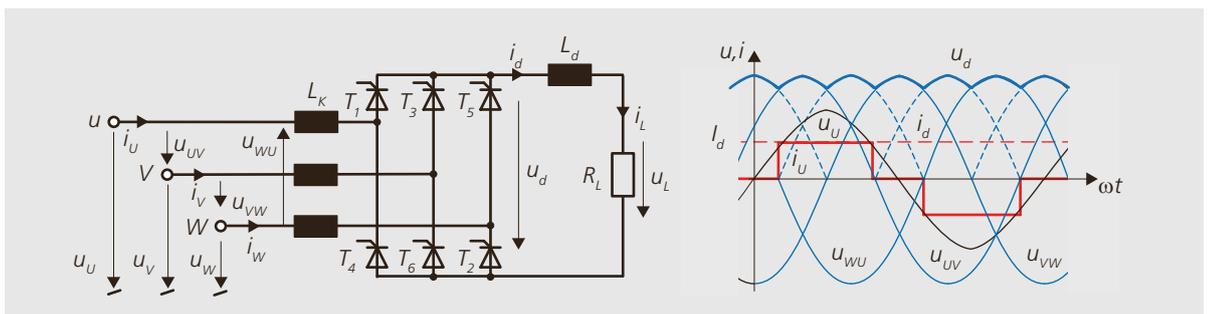


Figure 4.29 : Caractéristique de sortie d'un pont à thyristors.

Tableau 4.3 : Tension de sortie des ponts à thyristor.

Grandeurs	Pont monophasé	Pont triphasé
Val. max. $u_{di0}$ : (identique à un pont à diodes, $\alpha = 0$ !)	$U_{di0} = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi} = 0,900 U_1$	$U_{di0} = \frac{3\sqrt{2}U_{UV}}{\pi} = 1,35 U_{UV}$
Tension de sortie en fonction de l'angle d'allumage $\alpha$	$U_{dia} = U_{di0} \cos(\alpha)$	$U_{dia} = U_{di0} \cos(\alpha)$

Figure 4.28 : Pont à thyristors triphasé. Gauche : circuit, droite : courant et tension pour  $\alpha = 0$ .



être plus petit que  $\pi$  ( $180^\circ$ ) sinon l'onduleur peut «basculer» dans un mode redresseur en raison des retards supplémentaires. Une valeur limite pour éviter le basculement du convertisseur est d'environ  $0,9 \pi$ .

■ En raison du retard à l'enclenchement des thyristors, le courant dans le réseau sera «ralenti» par rapport à la tension du réseau – il est en retard. Le déphasage  $\varphi$  entre le courant et la tension est égal à l'angle d'allumage  $\alpha$ . Le déphasage entraîne une consommation de puissance réactive depuis le réseau.

■ Le fort lissage du courant du côté DC produit des courants idéaux rectangulaires du côté réseau, c.-à-d. un courant fondamental avec des harmoniques importantes.

## 4.5 Circuit à thyristors pour variateurs de tension alternative

Un variateur de tension alternative (variateur de courant alternatif, convertisseur AC) convertit les grandeurs d'entrée en des grandeurs de sortie de même fréquence. De plus, le signal de sortie contient, en fonction de la commande, des harmoniques supplémentaires dues à la modulation. Les variateurs de tension sont utilisés pour contrôler la tension efficace à fréquence fixe.

### 4.5.1 Variateur de tension alternative monophasé

Les variateurs de tension qui utilisent un triac comme élément de commutation sont la plupart du temps utilisés pour des petites gammes de puissance. Les applications principales sont des outils comme les perceuses, les meuleuses, les appareils ménagers et les régulateurs de puissance pour l'éclairage (Dimmer).

Le cas simple de la commande d'une lampe à incandescence avec ses signaux de courant et de tension est présenté à la figure 4.30. L'inductance  $L_s$  prend en compte l'inductance des conducteurs et l'éventuel filtre à haute fréquence. Cette inductance est faible et sera par la suite négligée. Le courant est proportionnel à la tension de la charge (charge purement ohmique,  $i = u/R$ ). La grande pente lors de l'enclenchement correspond à des composantes hautes fréquences de la tension qui sont tenues éloignées du réseau par des filtres réseau.

En général, la charge est constituée d'une inductance  $L$ , d'une résistance  $R$  et d'une contre-tension  $u_i$  comme présenté à la figure 4.31. Cette charge correspond à un moteur universel (moteur monophasé série) comme utilisé pour les entraînements de faible puissance. L'inductance  $L$  est ainsi

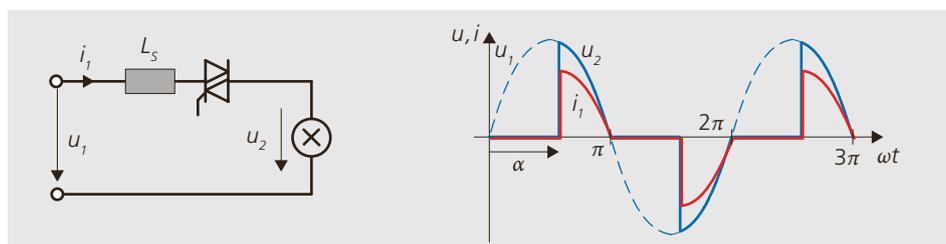


Figure 4.30 : Variateur de tension alternative avec une charge résistive. Gauche : circuit, droite : signaux.

formée par l'enroulement d'excitation connecté en série et la tension induite  $u_i$  est fonction du courant  $i_i$  et de la vitesse de rotation  $n$ .

Le déphasage du courant est déterminé par la charge et l'angle d'allumage du triac. Les courbes en fonction du temps montrent que le courant  $i_i$  est en retard par rapport à la tension  $u_i$ . En raison de l'inductance du réseau et surtout de l'inductance de charge, le courant a tendance à devenir plus «rond». Dans le cas présenté, le réseau est principalement chargé par la fondamentale déphasée. De par les grandes inductances de charge, les harmoniques de fréquences supérieures sont moins problématiques, car leurs amplitudes diminuent rapidement avec l'augmentation de la fréquence.

La tension de sortie des variateurs AC est une tension alternative. Par conséquent, la valeur de sortie  $U_2$  en fonction de la tension d'entrée  $U_1$  et de l'angle d'allumage  $\alpha$  pour les deux cas avec une charge purement résistive et une charge purement inductive est donné par (l'angle d'allumage doit être donné en radians) :

Charge purement **résistive** :

$$U_2 = U_1 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)} \quad \text{et}$$

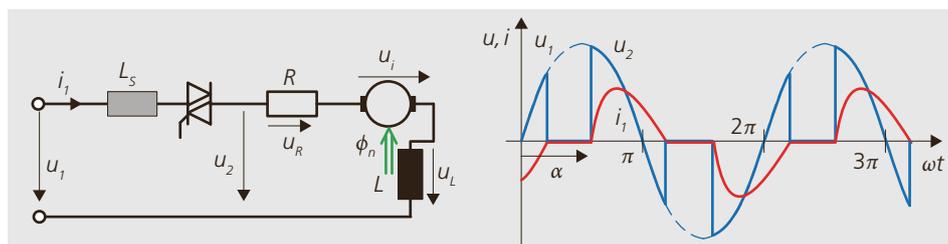
$$I_i = \frac{U_1}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)}$$

Charge purement **inductive** :

$$U_2 = U_1 \sqrt{2 \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha) \right)} \quad \text{et}$$

$$I_i = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L} \sqrt{\left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) (1 + 2 \cos^2 \alpha) + \frac{3}{2\pi} \sin(2\alpha)}$$

Figure 4.31 : Variateur de tension alternative avec un moteur comme charge. Gauche : circuit, droite : signaux.



Pour une charge **ohmique-inductive**, la tension et le courant de sortie ne peuvent plus être spécifiés par une équation simple. Les caractéristiques se situent entre les deux limites. Les caractéristiques de sortie résultantes sont présentées à la figure 4.32. Les limites suivantes du contrôle doivent être satisfaites pour un fonctionnement correct :

■ Pour une charge purement résistive :

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

■ Pour une charge purement inductive :

$$\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$$

■ Pour une charge ohmique-inductive la relation suivante pour l'angle d'allumage s'applique :  $\varphi \leq \alpha \leq \pi$  avec  $\varphi = \arctan(\omega L/R) \hat{=}$  angle de charge.

#### 4.5.2 Variateur de tensions triphasé (Démarreur progressif)

Les variateurs de tensions triphasés sont souvent utilisés pour les circuits de démarrage (démarrage progressif, Softstart) des grandes machines asynchrones. De cette façon, les courants de démarrage des machines et leurs répercussions sur les autres consommateurs peuvent être réduits. Une fois que les machines sont lancées, les circuits de démarrage sont souvent court-circuités par des contacteurs afin de réduire les pertes. Au cours des étapes de démarrage et de freinage, les convertisseurs induisent des effets sur le réseau.

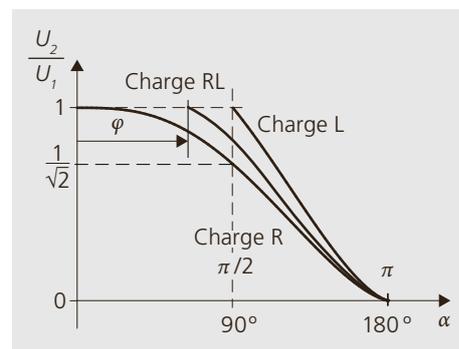


Figure 4.32 : Caractéristique de sortie du variateur de tension.

Le même circuit peut également être utilisé pour garantir un arrêt «en douceur» de l'entraînement.

Des démarreurs progressifs sont parfois imposés par les opérateurs de réseau à partir d'une certaine puissance. Le circuit le plus fréquemment utilisé est présenté à la figure 4.33.

Les courants du réseau qui apparaissent dans un tel circuit de démarrage sont fortement déformés pour des petits angles d'amorçage, comme présenté à la figure 4.34. Ces courants déformés sont généralement tolérés puisqu'ils n'apparaissent que durant le démarrage. En raison du déphasage entre le courant et la tension et les distorsions, une puissance réactive dépendante de l'angle d'allumage est générée.

**Fonction du circuit :** différentes méthodes existent pour le contrôle et la régulation des circuits de démarrage :

■ La tension est augmentée progressivement suivant une rampe de zéro à son maximum durant un temps défini préalablement. Cette procédure simple est suffisante pour la plupart des applications. Pour des raisons de sécurité, un contrôle de la valeur maximale du courant est recommandé.

■ Le circuit est équipé d'un régulateur de courant. Ceci permet d'accélérer avec un courant donné jusqu'à la tension maximale. Ainsi le temps d'accélération est variable – si le courant est trop petit pour la charge, il se peut que le moteur ne démarre pas.

■ Lors de l'arrêt de l'entraînement, des tensions, respectivement des courants de mêmes natures peuvent être définis, de telle sorte que la vitesse diminue avec la rampe souhaitée : par analogie au démarrage progressif on parle de ralentissement progressif.

■ Il existe aussi des dispositifs avec 2 triacs – la troisième phase est directement connectée.

### 4.5.3 Interrupteurs statiques

Les circuits monophasés et triphasés à thyristors peuvent également être utilisés comme «interrupteurs» en ne variant pas l'angle d'allumage. À ce moment les éléments fonctionnent comme un contacteur ou un relais durant de longues périodes en modes conducteur ou bloqué. L'avantage de ces «interrupteur» est l'absence d'usure. Ils sont utilisés pour des applications avec une fréquence de commutation élevée ou lorsque l'instant de commutation doit être défini avec précision (par exemple enclenchement au passage par zéro de la tension). Les semi-conducteurs doivent être rallumés à chaque période. Dans le commerce, les interrupteurs sta-

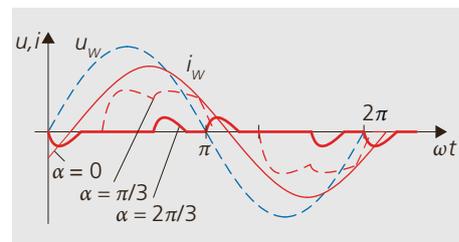


Figure 4.34 : Courant de réseau du démarrage progressif pour différents angles d'allumage.

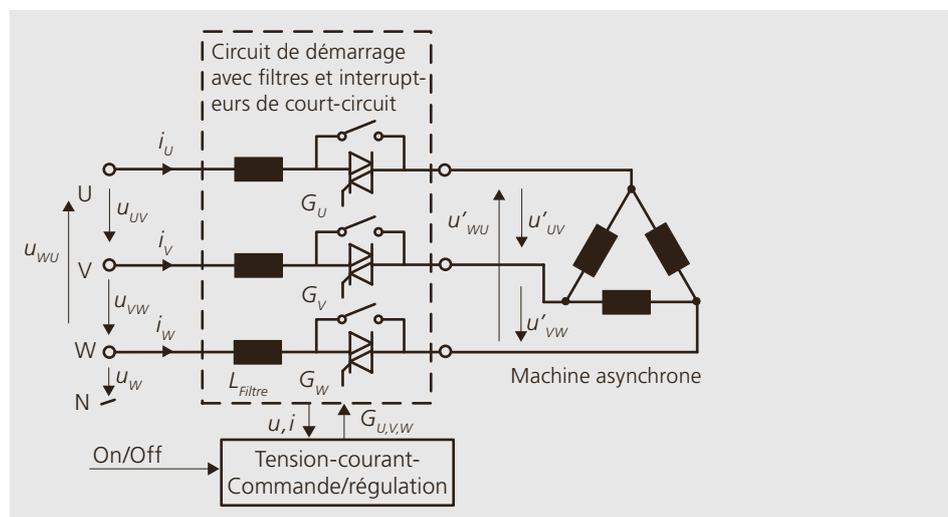


Figure 4.33 : Circuit pour démarrage progressif des machines asynchrones.

tiques sont disponibles sous les dénominations «relais statique», «solid state relay» ou aussi «contacteur à semi-conducteurs». La figure 4.35 montre une commande du moteur au moyen d'un relais semi-conducteur qui commute au passage par zéro de la tension, afin de minimiser les perturbations. A chaque passage par zéro de la tension, la détection de passage à zéro ( $u = 0$ ?) produit une impulsion courte – un signal optique donne l'ordre de commande, le triac est alors allumé et conduit jusqu'au prochain passage par zéro du courant.

## 4.6 Variateurs avec des éléments semi-conducteurs commutables

Les variateurs avec des semi-conducteurs commutables sont appelés «convertisseur à commutation forcée». Ceci diffère des circuits à diodes et à thyristors dans lesquels au moins une commutation vient des conditions externes.

### 4.6.1 Variateur de courant abaisseur

La tension d'entrée positive  $U_d$  (habituellement supposée constante) est convertie presque sans perte en une tension hachée  $u_a$  (a pour la sortie de l'actionneur), entre autres, au moyen de variateurs de courant abaisseurs. Les abaisseurs sont aujourd'hui présents dans presque tous les appareils électroniques comme les «régulateur de tension à découpage» ou «buck-converter» et «chopper» en anglais. Dans le cas des entraînements, ils sont utilisés pour l'alimentation des enroulements d'excitation ou pour les machines avec un seul sens de rotation et de couple (entraînement à 1 quadrant). La structure et les formes d'onde sont présentées à la figure 4.36.

Pour la discussion du circuit, on suppose que la valeur maximale de la tension  $u_R$  est inférieure à la tension d'entrée  $U_d$ .

La tension  $U_d$  est connectée avec le transistor  $Tr$  et avec la diode  $D$ . Ainsi, une tension

Figure 4.35 : Relais statique avec commutation au passage par zéro pour l'alimentation d'un moteur.

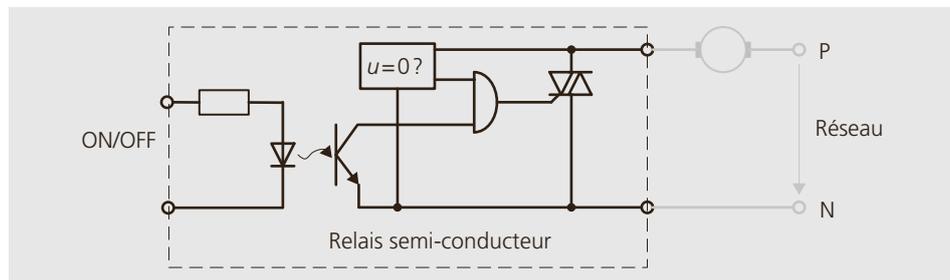
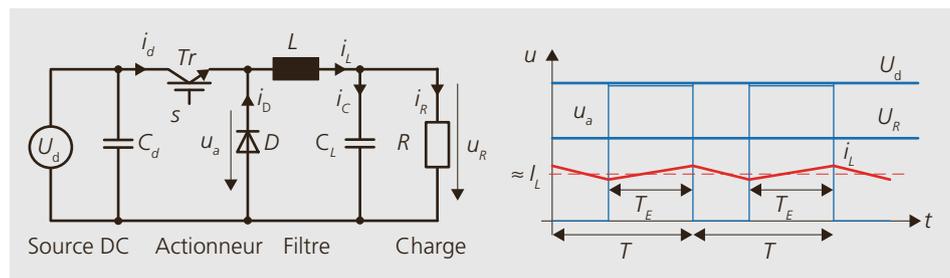


Figure 4.36 : Convertisseur abaisseur. Gauche : circuit, droite : tensions et courants.



positive est appliquée à l'inductance  $L$ , et le courant  $i_L$  augmente. Si  $Tr$  est éteint, l'inductance «tire» le courant  $i_L$  à travers la diode  $D$ .  $i_L$  diminue jusqu'à la prochaine commutation. Ce processus est répété pour chaque cycle d'enclenchement/déclenchement. Si le condensateur  $C_L$  est présent, la tension  $u_R$  est en outre lissée. La valeur de tension moyenne  $u_a$  peut être calculée directement à partir du rapport enclenchement/déclenchement  $m = T_E/T$  (rapport cyclique). La fréquence de pulsation  $f_T$  est déterminée par la période de pulsation  $T$  :  $f_T = 1/T$ .

La tension de sortie moyenne  $U_a$  en fonction de la durée d'enclenchement  $T_E$  et de la période de pulsation  $T$  est :

$$U_a = U_d T_E / T = m \cdot U_d$$

Elle est dans la gamme :  $0 \leq U_a \leq U_d$ .

À partir de la valeur moyenne du courant de charge  $I_L$  la valeur moyenne  $I_d$  se laisse calculer avec un bilan de puissance :

$$I_d = I_L T_E / T = m \cdot I_L$$

L'enclenchement du transistor  $Tr$  se fait au travers d'un modulateur, qui fournit un signal de consigne, le coefficient de modulation  $m(t)$ , pour l'enclenchement/blocage  $s(t)$  de  $Tr$ . Le modulateur et sa fonction de transfert sont discutés plus tard pour le pont en H.

Le filtre composé de  $L$  et  $C_L$  est efficace uniquement pour des opérations rapides. Les changements «lents» de la fonction de modulation  $m(t)$  ne sont pas filtrés et apparaissent dans la tension de sortie.

**Limites du convertisseur abaisseur :** On constate aisément en regardant le circuit, que la tension de sortie  $u_A$  ne peut pas être plus grande que la tension du circuit intermédiaire  $U_d$  :  $u_A \leq U_d$ .  $m(t)$  ne peut se situer que dans la plage  $0 \leq m(t) \leq 1$ .  $m(t)$  doit ainsi être limité. Comme les semi-conducteurs et les circuits sont limités en courant, la condition suivante est appliquée :  $i_L \leq I_{L,max}$ .

#### 4.6.2 Montage en pont monophasé

Le (circuit en pont monophasé à commutations forcées) pont en H est le circuit de référence pour les entraînements dynamiques avec moteurs à courant continu. Les circuits à thyristors sont utilisés pour les petites gammes de puissance et sont complètement supprimés pour des grandes puissances. Pour des puissances jusqu'à 1 kW, ils sont réalisés avec des MOSFET. Pour des puissances plus grandes, des IGBT sont utilisés, comme représenté à gauche de la figure 4.37.  $C_d$  a pour tâche de maintenir la tension positive  $U_d$  (au moins pour une courte durée) constante. L'inductance  $L_L$  sert à lisser le courant. Elle est souvent contenue dans la charge elle-même. Une inductance additionnelle n'est utilisée que si nécessaire.

Les ponts en H sont commutés de manière à ce qu'un seul interrupteur pour chaque branche soit toujours allumé,  $S_1$  ou  $S_2$ , ou,  $S_3$  ou  $S_4$ . Seulement pendant le processus d'enclenchement, les deux interrupteurs sont éteints pendant une courte période, afin de s'assurer qu'il n'y a aucun court-circuit de branche. Ainsi, chaque branche de pont peut être modélisée en tant que commutateur et les relations entre les tensions et les courants du pont en H peuvent être décrites simplement au moyen de la

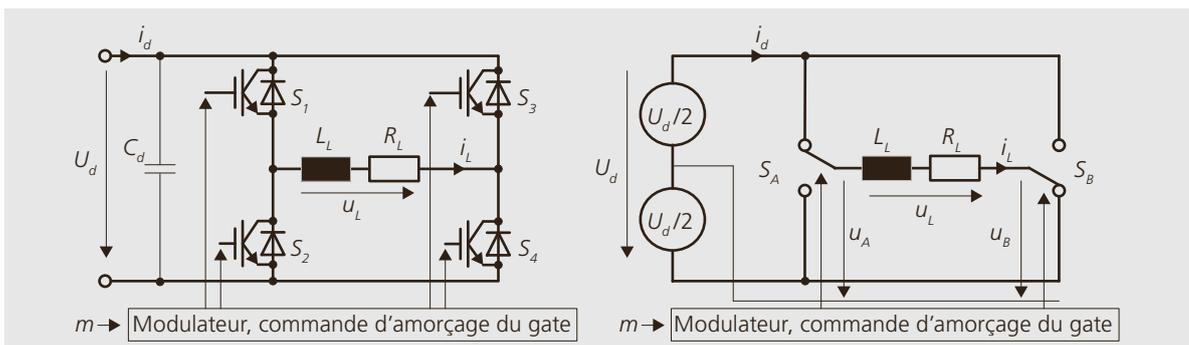


Figure 4.37 : Pont en H. Gauche avec des semi-conducteurs, droite avec interrupteur (sélecteur).

fonction de commutation  $s$ . La **fonction de commutation** détecte la position des «commutateurs» dans le modèle de droite du pont H sur la figure 4.37.

Si un interrupteur est en position haute, alors  $s = 1$  et vice versa en position inférieure  $s = -1$ . La fonction de commutation ne peut prendre en compte que ces deux états pour des interrupteurs idéaux (infiniment rapides et sans perte). Si la tension de circuit intermédiaire  $U_d$  est divisée en deux sources de tension avec un point milieu comme illustré à la Figure 4.37 à droite, les deux tensions auxiliaires  $u_A$  et  $u_B$  et la tension différentielle  $u_L$  valent :

$$u_A = \frac{U_d}{2} s_A; u_B = \frac{U_d}{2} s_B \quad \text{et} \quad u_L = \frac{U_d}{2} (s_A - s_B)$$

Il résulte pour la tension  $u_L$  sur la charge, les trois états  $u_L = +u_d; 0; -u_d$ . Pour le courant il s'en suit :

$$i_d = i_L(s_A - s_B) \quad \text{c.-à-d.} \quad i_d = +i_L; 0; -i_L$$

Si les deux fonctions de commutation sont identiques, la tension aux bornes de la charge et le courant du circuit intermédiaire sont nuls – Cet état est désigné comme **état zéro**. Si les fonctions de commutation sont différentes, la tension de sortie est positive ou négative – ces deux états sont appelés **états actifs**. La figure 4.38 montre trois fonctions de commutation et les tensions et courants de sortie qui en résultent. Dans la première section, la tension de sortie  $u_L$  varie entre  $+U_d$  et zéro, dans la seconde, la tension  $u_L$  est constante et nulle et dans la troisième va-

rie entre zéro et  $-U_d$ . L'image illustre comment, en faisant varier le rapport entre zéro et les états actifs, la tension moyenne de sortie varie et comment la polarité est définie en fonction de la nature des états actifs.

La commande de tension par la variation des temps d'activations des états actifs et zéro s'appelle la **modulation de la largeur des impulsions (PWM)**. Ainsi, dans la période de pulsation constante  $T$  le rapport de l'état actif à l'état zéro est commandé de telle sorte que la tension moyenne de sortie  $U_L$  souhaitée soit produite aux bornes de la charge. L'effet des composantes de tension à hautes fréquences sur le courant dans la charge est fortement réduit par l'effet de lissage de l'inductance de charge – «les composantes de tension hautes fréquences sont filtrées». Le rapport de l'état actif à l'état zéro peut également varier en fonction du temps de telle sorte qu'une tension alternative se produit aux bornes de la charge. De cette façon, le pont H devient un onduleur monophasé (DC à AC). Le bloc fonctionnel, qui génère les fonctions de commutation correspondantes  $s_A$  et  $s_B$  de n'importe quelle consigne désirée (par exemple sinusoïdale), est appelé **modulateur**. Il génère les fonctions de commutation nécessaires à partir d'une consigne dépendante du temps afin que la tension de charge filtrée corresponde à la valeur de consigne.

Des rapports très simples sont obtenus lorsque la mise à l'échelle du modulateur est choisie de telle sorte que la valeur de

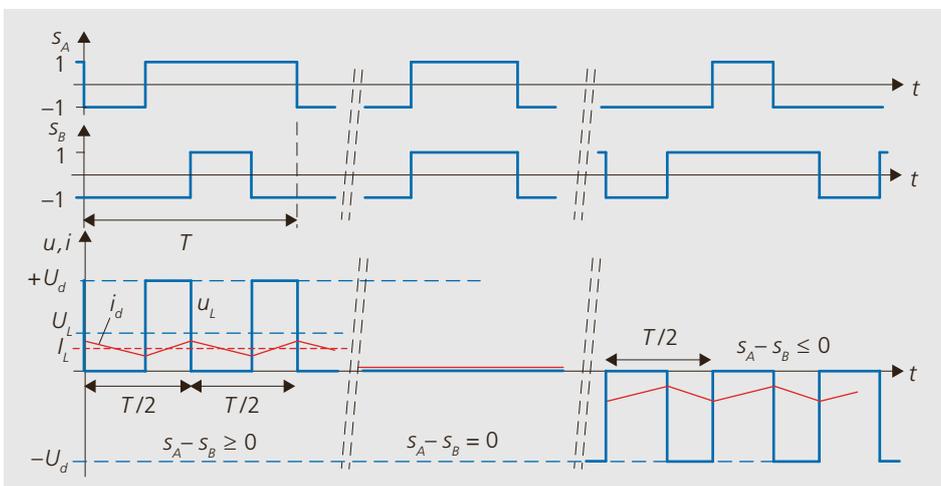


Figure 4.38 :  
Fonctions de commutation et courant/tension de sortie du pont en H.

consigne soit toujours comprise entre  $\pm 1$ . Une consigne ainsi mise à l'échelle s'appelle une **fonction de modulation  $m$** . La valeur de la fonction de modulation correspond au rapport du temps d'enclenchement des états actifs par période pour la période de commutation  $T$ . Les conditions suivantes s'appliquent :

$$u_L(t) = \frac{U_d}{2} \{s_A - s_B\} = U_d m(t) \text{ et}$$

$$i_d(t) = \frac{i_L}{2} \{s_A - s_B\} = i_L m(t)$$

La conversion de la fonction de modulation, variable dans le temps, en une fonction de commutation entraîne un petit retard temporel des variables de sortie de la fonction de modulation d'environ un quart de la période du PWM. Cependant, cela peut être négligé dans la plupart des cas. Il en résulte le modèle extrêmement simple pour le pont en H, comme présenté à la figure 4.39.

**Limites du pont en H :** On peut voir directement du circuit du pont que l'amplitude de la tension de sortie  $u_A$  ne peut pas être supérieure à la tension de circuit intermédiaire  $U_d$ , c.-à-d.  $|u_L| \leq U_d$ . En outre, les limitations actuelles des semi-conducteurs et des circuits doivent bien sûr être prises en compte. Il en résulte toujours :

$$|i_L| \leq i_{L,max}$$

#### Remarques par rapport au pont en H :

Les ponts H sont utilisés pour alimenter les moteurs à courant continu. Dans le cas des machines à aimants permanents, c.-à-d. les machines avec un champ constant, des entraînements simples et de faible encombrement à 4 quadrants peuvent être réalisés. Si un seul redresseur à diodes mono-phasé ou triphasé est utilisé du côté réseau, comme présenté à la figure 4.40, le flux d'énergie ne peut avoir lieu que du réseau à la charge. Pendant le fonctionnement en générateur, l'énergie produite chargerait le circuit intermédiaire jusqu'à ce que le semi-conducteur ou le condensateur soit détruit par une surtension.

Pour pallier ceci, un «circuit de freinage» additionnel constitué par un semi-conducteur de puissance, une mesure de tension avec la commande du semi-conducteur et une «résistance de freinage»  $R_B$  est ajouté. Dans ce cas, l'énergie produite par le générateur est convertie en chaleur.

Il est possible de régénérer l'énergie dans le réseau si le redresseur à diodes est remplacé par un circuit régénérateur.

#### 4.6.3 Pont triphasé

Pour les machines à champ tournant (synchrone et asynchrone, moteurs commutés électroniquement) un système de tension triphasée alternatif avec une fréquence, une amplitude et un sens de rotation variables est nécessaire. Ceci peut être généré avec un pont en H complété par une branche supplémentaire, ce qui forme un

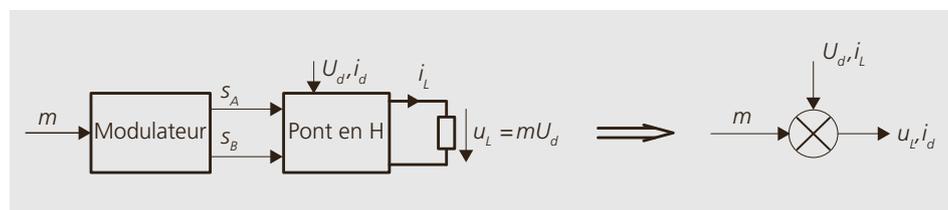


Figure 4.39 :  
Modèle du modulateur et pont en H.  
gauche circuit ;  
droite : modèle  
mathématique.

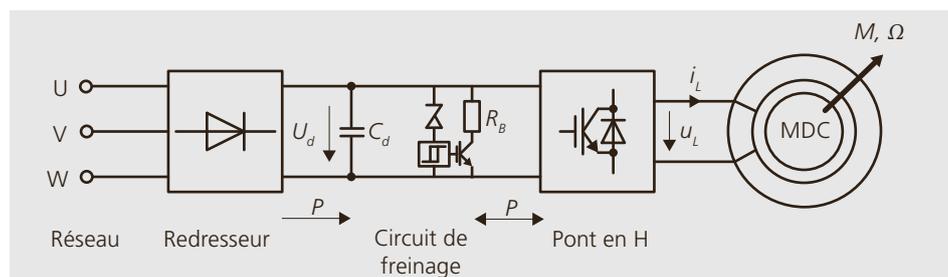


Figure 4.40 :  
Machine à courant  
continu avec un  
pont en H.

pont triphasé (figure 4.41 gauche). Les inductances grisées ne sont normalement pas montées, car les machines elles-mêmes sont suffisamment inductives. Pour une utilisation ultérieure, le convertisseur (sans charge) est représenté à droite sous forme simplifiée comme un bloc.

Comme pour le pont en H, les ponts triphasés peuvent également être décrits par des fonctions de commutation. Les conditions suivantes s'appliquent pour les tensions aux bornes des conducteurs externes :

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2}(s_U - s_V) \quad u_{VW} = \frac{U_d}{2}(s_V - s_W)$$

$$u_{WU} = \frac{U_d}{2}(s_W - s_U)$$

$$i_d = \frac{1}{2}(s_U i_U + s_V i_V + s_W i_W)$$

Pour la description des tensions et des courants filtrés, l'utilisation des fonctions de modulation présentées dans le pont monophasé sont de nouveau utilisées. Pour les trois branches :

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2}(m_U - m_V) \quad u_{VW} = \frac{U_d}{2}(m_V - m_W)$$

$$u_{WU} = \frac{U_d}{2}(m_W - m_U)$$

$$i_d = \frac{1}{2}(m_U i_U + m_V i_V + m_W i_W)$$

Pour que les modulateurs fonctionnent correctement, les fonctions de modulation  $m$  ne doivent jamais être supérieures à l'unité ( $|m| \leq 1$ ).

**Tension de sortie du pont triphasé :** Avec des fonctions symétriques de modulation sinusoïdale pour chaque branche du

pont, un système de tension symétrique à fréquence, amplitude et séquence de phase variables peut être généré aux bornes du convertisseur. L'amplitude des fonctions de modulation est désignée comme le **taux de modulation  $M$**  :

$$m_U = M \cos(\omega t) \quad m_V = M \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

$$m_W = M \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

Il apparaît entre les conducteurs les différences des trois fonctions de modulation  $m_U, m_V$  et  $m_W$ . En utilisant les théorèmes d'addition des fonctions trigonométriques, l'amplitude et la phase des différences ( $m_U - m_V, m_V - m_W, \dots$ ) peuvent être déterminées. Il en résulte pour  $m_U - m_V$  et donc pour  $u_{UV}$  :

$$m_U - m_V = M\sqrt{3} \cos(\omega t - \pi/6) \quad \text{et ainsi}$$

$$u_{UV} = \sqrt{3}M \frac{U_d}{2} \cos(\omega t - \pi/6)$$

L'équation montre la propriété bien connue, dans le cas de systèmes triphasés symétriques, que la tension de ligne est égale à  $\sqrt{3}$  fois celle de phase.

Avec le taux de modulation maximum possible  $M = 1$ , la valeur de crête et la valeur rms de la tension entre deux branches de pont (tension de ligne externe) valent :

$$\hat{u}_{UV} = \sqrt{3} \frac{U_d}{2} = 0,87 U_d \quad \text{et}$$

$$U_{UV} = \frac{\hat{u}_{UV}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{U_d}{2} = 0,61 U_d$$

**Augmentation du taux de modulation :**

Sous la condition que la charge n'a pas son point étoile relié et est alimenté par les trois phases, la **différence des amplitudes** des trois fonctions de modulation

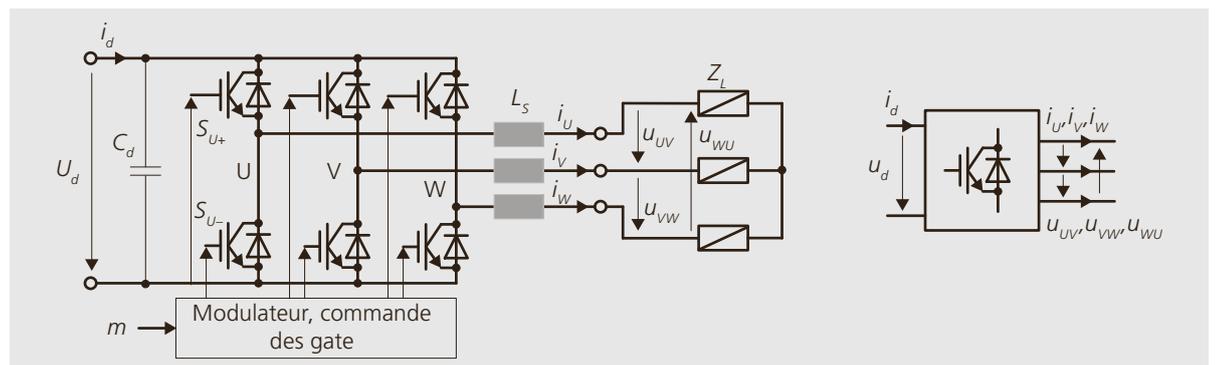


Figure 4.41 : Pont triphasé à commutation forcée.

peuvent être augmentée par une «astuce», qui est implémentée de nos jours sur tous les convertisseurs, sans pour autant que chaque modulation de fonction ne devienne plus grande que 1. Ainsi avec la même tension du circuit intermédiaire une tension de sortie plus élevée peut être générée. L'approche suivante est faite : aux fonctions symétriques de modulation harmonique  $m_U$ ,  $m_V$  et  $m_W$  une autre harmonique  $m_3$  est ajoutée (injectée) avec une fréquence triple et d'amplitude  $1/6$ . Cette fonction est toujours en opposition, là où les trois fonctions de base ont leur maximum, réduisant ainsi le maximum des fonctions de modulation, comme le montre la figure 4.42.

$$m_U = M \left\{ \sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$

$$m_V = M \left\{ \sin(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$

$$m_W = M \left\{ \sin(\omega t - 4\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$

Les valeurs maximales des fonctions de modulation  $m_U$ ,  $m_V$  et  $m_W$  auront alors un taux de modulation de  $M = 2/\sqrt{3} = 1,155$ . Ce qui est intéressant maintenant sont les valeurs maximale et efficace de la tension entre deux phases. Si  $u_{UV}$  est à nouveau considérée :

$$\begin{aligned} u_{UV} &= \frac{U_d}{2} (m_U - m_V) \\ &= \sqrt{3} M \frac{U_d}{2} \cos(\omega t - \pi/6) \end{aligned}$$

Pour la tension entre les trois phases, les troisième harmoniques ajoutées ne sont plus présentes – elles s'annulent!

Avec le taux de modulation maximum possible de  $M = 1,155$ , la valeur de crête et efficace de la tension de ligne est donnée par :

$$\hat{u}_{UV} = U_d \quad \text{et} \quad U_{UV} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}$$

Comme dans le cas des redresseurs triphasés à diodes, la valeur maximale de la tension du circuit intermédiaire peut être au maximum égale à la valeur de crête de la tension du réseau. Ainsi, la plus grande tension de sortie possible du pont triphasé est égale à la tension du réseau d'alimentation. En utilisant l'exemple du réseau 400 V, la valeur de crête de la tension du circuit intermédiaire vaut  $\hat{u}_d = 400 \cdot \sqrt{2} = 566$  V.

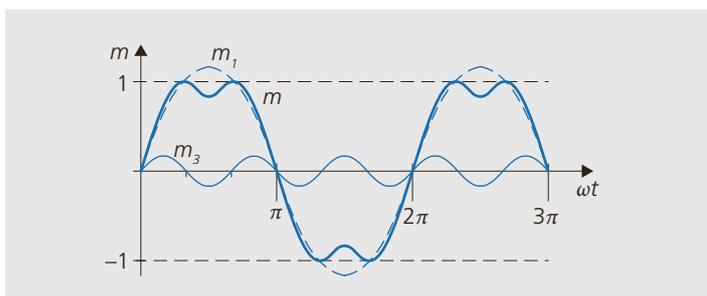
La valeur de crête de la tension de sortie est donc également de 566 V et enfin la valeur efficace maximale possible  $\hat{u}_{UV} = 566 \text{ V}/\sqrt{2} = 400$  V. En réalité, la tension de sortie est légèrement inférieure en raison des différentes chutes de tension. La propriété dérivée est intéressante lorsqu'une machine conçue pour la tension réseau est alimentée par un convertisseur : la tension de sortie du convertisseur peut juste atteindre les valeurs de la tension réseau (mais pas complètement).

#### 4.6.4 Génération des fonctions de commutation, tension de sortie

Il existe de nombreuses méthodes pour générer les fonctions de commutation pour les différents circuits. Comme on l'imagine facilement, leur complexité augmente avec la complexité des convertisseurs, c.-à-d. tandis que le modulateur pour un simple variateur est assez simple, un bon modulateur pour un convertisseur triphasé sera beaucoup plus complexe. Il existe un grand nombre de concepts de modulateurs, dont le plus simple est présenté en premier.

**Modulateur par signal porteur :** Considérons un modulateur pour une branche de pont d'un pont en H. Un signal de consigne pour la tension de sortie trapézoïdal de fréquence  $f_s$  et unitaire, de sorte qu'il varie entre  $\pm 1$ , est considéré. Un second signal est un «signal porteur» triangulaire avec une amplitude unitaire et une fréquence de commutation choisie de  $f_T = 1/T_T$ . Comme le montre la figure 4.43, la fonction de commutation peut être géné-

Figure 4.42 : Injection de l'harmonique 3 pour augmenter le taux de modulation.



rée directement en comparant les signaux de consigne et porteur (porteur < valeur de consigne :  $s = 1$  ; porteur > valeur de consigne :  $s = -1$ ). De tels modulateurs peuvent être implémentés simplement avec des circuits analogiques ou numériques.

Deux consignes typiques (correspondant à la fondamentale de la tension) et les impulsions correspondantes sont représentées à la figure 4.44. À gauche, on remarque comment la largeur d'impulsion varie en fonction de la consigne, ce qui est également appelé la **modulation de la largeur des impulsions** (PWM). La figure laisse supposer que les tensions commutées contiennent, en plus de la fondamentale souhaitée, des composantes de fréquences dans la gamme de la fréquence de commutation  $f_T$ . Celles-ci peuvent être perçues comme un bruit dans les machines. Ceci devient particulièrement désagréable lorsque les fréquences tombent également sur des résonances.

En plus du bruit, des dommages mécaniques peuvent survenir. Les deux peuvent être abordés de deux façons :

■ La fréquence de la porteuse  $f_T$  est choisie si élevée qu'elle dépasse la limite de l'audition humaine (fréquences habituellement

supérieures à 16 kHz) et en dehors des résonances possibles. Ceci est particulièrement courant dans la gamme de puissance jusqu'à quelques 10 kW. Les fréquences de commutation élevées, cependant, entraînent des pertes par commutation plus importantes.

■ La fréquence de la porteuse varie de manière à ce que le bruit ne se produise pas à une seule fréquence fixe. Ceci est perçu comme acoustiquement beaucoup plus agréable. Une méthode simple pour cela est la modulation par hystérèse (modulation par régulateurs à action à deux positions). L'inconvénient d'une fréquence de commutation variable est un spectre de tension avec de nombreuses harmoniques.

La tension maximale de ligne, qui peut être obtenue avec des ponts triphasés, est indiquée sur la figure 4.44 à droite. La tension ne se compose que de blocs de  $120^\circ$ . L'amplitude de la fondamentale est alors 10 % supérieure à la tension du circuit intermédiaire  $\hat{u}_{UV} = 1,1 U_d$ . Dans ce cas, cependant, les harmoniques de basses fréquences se produisent avec les multiples 5, 7, 11, 13... de la fondamentale. De telles harmoniques à basses fréquences sont très gênantes dans de nombreuses applica-

Figure 4.43 : Principe de la modulation par largeur d'impulsion ; gauche : signaux, droite : schéma block.

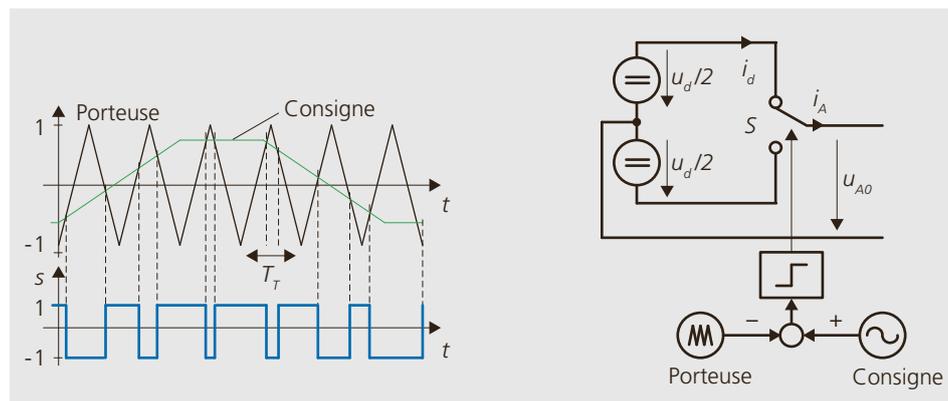
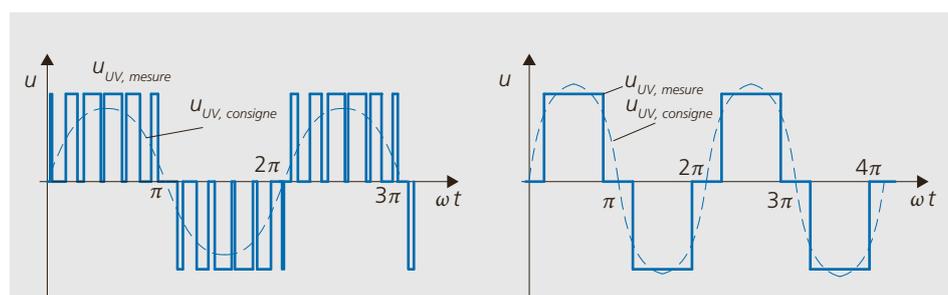


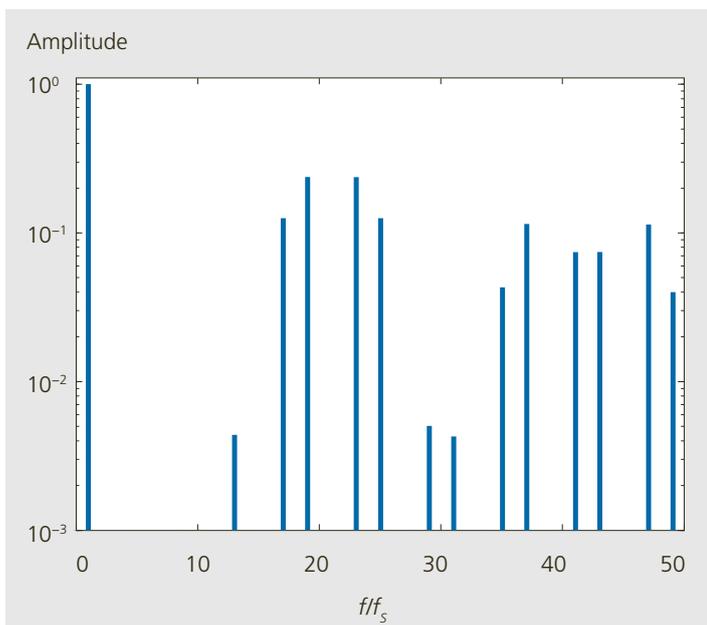
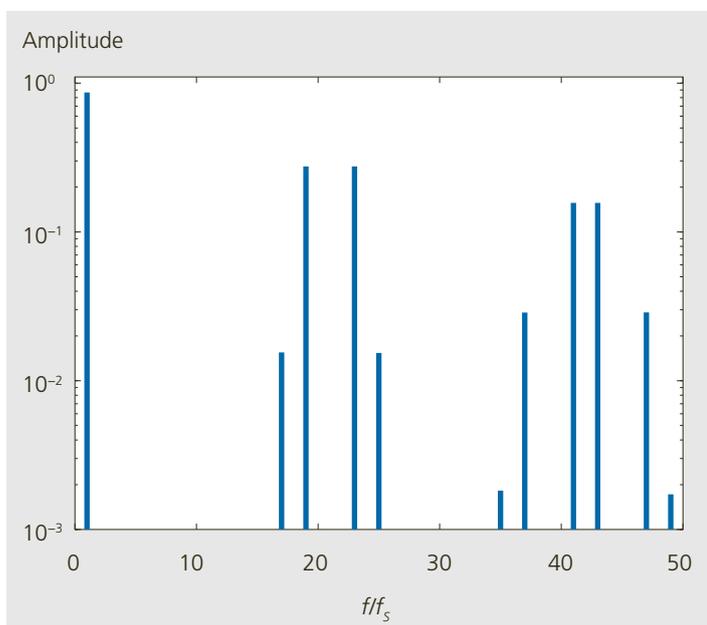
Figure 4.44 : Tension de ligne pour une modulation par largeur d'impulsion.



tions. Dans les machines, elles peuvent entraîner des pulsations de couple.

Outre les variations temporelles de la tension, le spectre de fréquences présent dans les tensions du convertisseur sont également intéressantes. Pour les trois cas, la consigne sinusoïdale, la consigne avec l'injection de la troisième harmonique et les blocs de  $120^\circ$  avec une fréquence fondamentale  $f_s$  les spectres de tension correspondant sont présentés de la figure 4.45 à la figure 4.47.

**Figure 4.45 :**  
Spectre harmonique de la tension avec consigne sinusoïdale et  $m = 1,0$ ,  $f_T/f_S = 21$ ,  $U_d = 1$ .



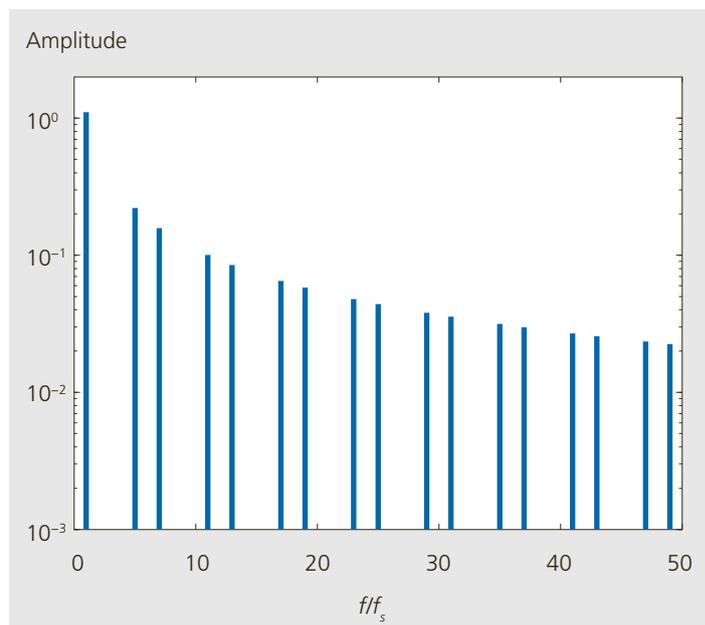
**Modulation par phaseur tournant, phaseur spatial ou vectoriel :** Une méthode de modulation ou de commande couramment utilisée pour les circuits en pont triphasé est la «modulation vectorielle, modulation par phaseur spatial ou la modulation par phaseur tournant».

Pour la description du principe de fonction de la modulation par phaseur tournant, le plan de coupe du stator est considéré à la figure 4.48 : Les trois bobines dessinées sous forme de bobines discrètes agissent dans les trois axes U, V, W. Les mêmes axes représentent également les tensions appliquées aux bobines. Dans le cas du convertisseur, les tensions du point milieu  $U_{x0}$  ne peuvent prendre que deux valeurs  $\pm U_d/2$ . Dans le cas des trois branches de pont avec deux tensions possibles, 8 états discrets  $xZ$  sont possibles pour le convertisseur. Dans deux états, toutes les tensions du point milieu sont identiques ( $+U_d/2$  ou  $-U_d/2$ ) et les effets résultants dans la machine sont annulés. On parlera alors de 6 états actifs ( $1Z \dots 6Z$ ) et de 2 états inactifs ( $0Z$  et  $7Z$ ). Les états actifs sont représentés sous la forme de phaseurs avec leur direction, comme représenté dans la figure du milieu.

Si, comme indiqué sur la figure 4.48 à droite, un phaseur de consigne arbitraire  $\underline{u}$  est généré et appliqué à une charge avec le convertisseur, les deux états de tension

**Figure 4.46**  
Gauche : Spectre harmonique de la tension avec injection de la troisième harmonique avec  $m = 1,155$ ,  $f_T/f_S = 21$ ,  $U_d = 1$ .

**Figure 4.47 :**  
Droite : Spectre harmonique de la tension pour une commutation par bloc de  $120$  degrés,  $U_d = 1$ .



les plus proches sont utilisés à cet effet. Leur «longueur» varie avec leur service de fonctionnement dans une demi-période d'horloge  $T_T/2$ . Pour le phaseur dessiné  $\underline{u}$  par exemple, pendant l'instant  $t_1$  l'état  $^1Z$ , pendant l'instant  $t_2$  l'état  $^2Z$  et pendant le temps restant ( $T_T/2 - t_1 - t_2$ ) les états inactifs sont allumés. Sur une moyenne sur une demi-période, chaque valeur de consigne de tension peut ainsi être atteinte – exactement la même que dans la modulation par porteuse. De cette façon, des phaseurs de tension qui tournent avec des amplitudes variables et des vitesses angulaires peuvent être réalisés.

Le taux maximum possible de modulation de  $M = 1,155$  peut également être atteint avec la modulation par phaseur. Les spectres de tension d'un modulateur par phaseur sont pratiquement identiques à ceux d'un modulateur par porteuse avec injection de la troisième harmonique.

Alors que les méthodes de porteuse peuvent être bien construites dans la technologie des circuits analogiques, les modulateurs par phaseur sont mis en œuvre

avec des processeurs ou des blocs programmables. Ils représentent l'état de l'art pour les applications triphasées. En conséquence, ils sont également décrits en détail dans la littérature.

**Régulateur tout ou rien, à hystérèse, du courant de phase :** avec les régulateurs tout ou rien ce n'est plus la tension de sortie du convertisseur qui est directement réglée, mais une grandeur liée à la tension comme le courant ou le couple. Un régulateur de courant monophasé selon la méthode de l'hystérèse est représenté à la figure 4.49. Comme le montre la figure, la différence consigne/valeur réelle est suivie par une bande de tolérance. Si l'erreur de courant est supérieure au seuil supérieur, la tension  $-U_d/2$  est appliquée à la charge et, dans le cas contraire c'est la tension  $+U_d/2$ . La fréquence de commutation qui en résulte n'est plus constante, ce qui est perçu comme un bruit audible acoustiquement plus agréable qu'un ton à une fréquence fixe.

Figure 4.48 :  
Modulation par phaseurs.  
Gauche : direction des phaseurs du système triphasé ; milieu : phaseurs de tension possible ; droite : composition d'un phaseur quelconque.

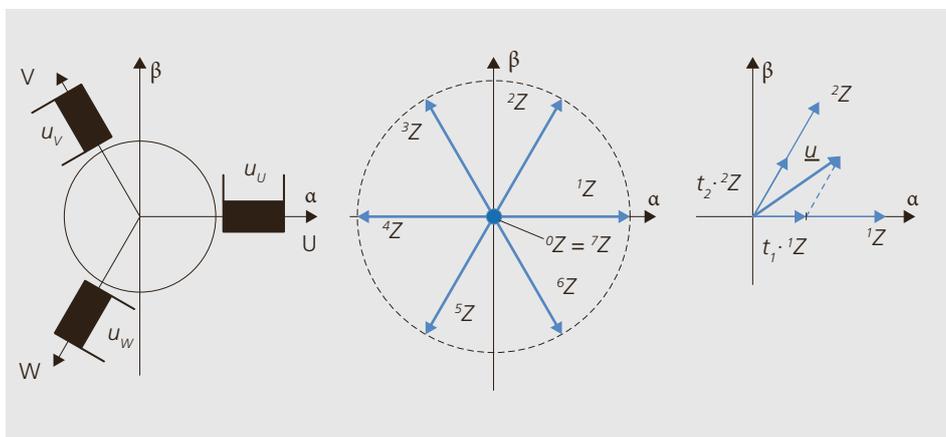
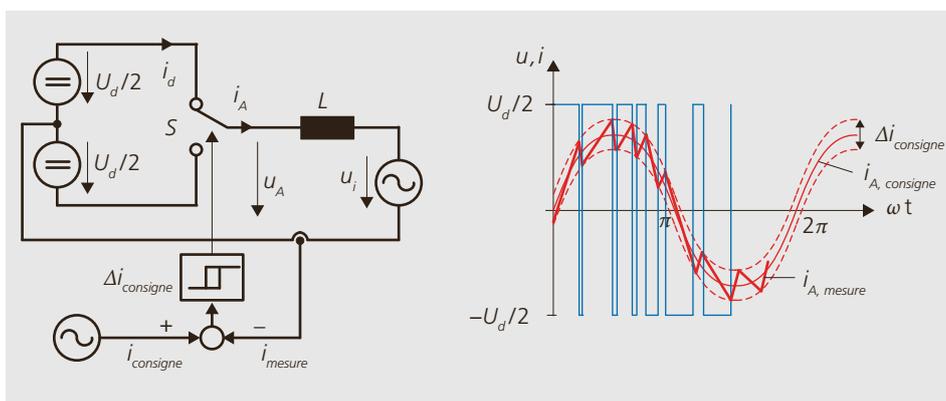


Figure 4.49 :  
Régulateur à hystérèse.  
Gauche : schéma bloc ; droite fonction.



#### 4.6.5 Régulation des convertisseurs à commutation forcée

Les convertisseurs à commutation forcée décrits avec le circuit intermédiaire de tension sont des sources de tension : ils commutent la tension du circuit intermédiaire «fixe» sur la petite impédance interne de sortie du convertisseur de courant. Si l'impédance de charge est trop basse ou même un court-circuit, il y a risque de destruction du convertisseur.

Les procédures de régulation des machines sont souvent basées sur l'alimentation en courant. À cet effet, les convertisseurs de courant sont régulés avec une régulation de courant de telle sorte qu'ils ont une caractéristique équivalente à une source de courant. Les convertisseurs plus petits, qui sont commandés comme sources de tension, ont au moins une mesure de courant intégrée pour leur protection.

La surveillance du courant ou la régulation de courant est réalisée dans une boucle interne de régulation de l'entraînement. D'autres boucles de réglage, par exemple, pour le couple (force), la vitesse (vitesse) ou l'angle de rotation (distance), peuvent être implémentées, comme le montre la figure 4.50.

#### 4.7 Convertisseur de fréquence

Les convertisseurs de fréquence (FU) peuvent être réalisés avec un redresseur à diodes, ainsi qu'un circuit en pont triphasé à commutation forcée. Alors que du côté de la machine les convertisseurs et les machines sont presque exclusivement triphasés, le côté réseau peut être soit monophasé ou triphasé. Au-dessus de 1 à 2 kW, le FU habituel est triphasé du côté réseau. Les exceptions sont les applications pour la traction électrique, où le côté réseau est aussi alimenté en monophasé pour une puissance du MW.

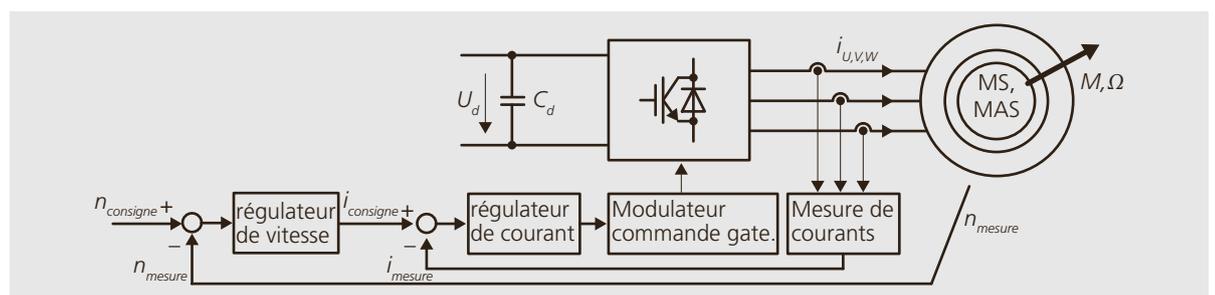
##### 4.7.1 Modes de fonctionnement

■ Les FU simples ne peuvent être utilisés que dans un fonctionnement moteur pour les deux sens de rotation positif et négatif. Le freinage n'est pas possible car le circuit intermédiaire ne peut que difficilement absorber l'énergie. Ceci est suffisant pour de nombreuses applications simples. La structure correspond à celle de la figure 4.53 sans le circuit de freinage. Si la tension du circuit intermédiaire augmente trop fortement en raison du flux d'énergie de freinage dans le circuit intermédiaire, le convertisseur est éteint et le flux de puis-

Figure 4.51 : Pompe avec son convertisseur de fréquence embarqué. Source : Biral AG



Figure 4.50 : Réglage en vitesse d'un entraînement avec une boucle interne de régulation de courant.



sance est interrompu. De tels convertisseurs sont utilisés en grand nombre pour les ventilateurs et les pompes. Des exemples de pompes avec leurs convertisseurs intégrés sont illustrés à la figure 4.51.

■ Une part importante de FU est équipée d'un «circuit de freinage» qui peut absorber l'énergie de freinage dans une mesure limitée, c.-à-d. pour les applications qui doivent être freinée de manière occasionnelle. La fonction d'un tel circuit est illustrée à la figure 4.52.

Si la tension du circuit intermédiaire  $U_d$  est supérieure au seuil de commutation  $U_{ON}$ , la résistance de freinage  $R_B$  est commutée au circuit intermédiaire par l'élément de commutation  $Tr$ . Ceci décharge le circuit intermédiaire jusqu'à ce que le seuil  $U_{OFF}$  soit atteint. Si le circuit intermédiaire est de nouveau alimenté, le processus est répété. L'énergie de freinage est limitée par la puissance de la résistance de freinage.

Puisqu'elles peuvent devenir chaudes, les résistances de freinage sont souvent placées à l'extérieur du convertisseur de courant, comme présenté à la figure 4.53.

■ Dans les applications où la machine est freinée fréquemment et avec une puissance élevée (fonctionnement générateur), le convertisseur côté réseau doit pouvoir fonctionner en «réinjection». Il s'agissait, par le passé, de ponts de thyristors partiels avec un transformateur en parallèle ou avec des redresseurs simples à diodes. Cela permettait avec la tension de réseau donnée d'avoir des tensions du circuit intermédiaire légèrement plus élevées que la variante plus commune avec deux ponts à thyristor présentée ci-après.

■ Dans la variante la plus commune avec deux ponts à thyristors en antiparallèles comme à la figure 4.54, le pont supérieur en circuit redresseur transmet le flux de puissance du réseau à la machine. Si la puissance circule de la machine au réseau,

Figure 4.52 :  
Circuit de freinage ;  
protection et fonction.

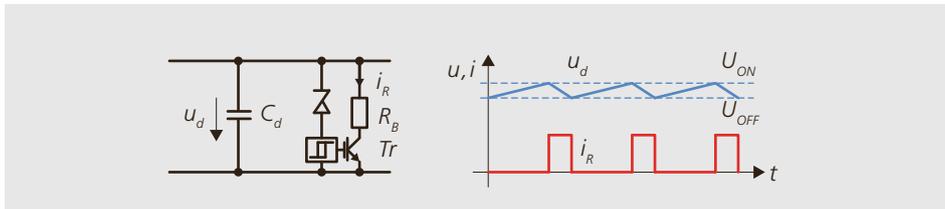


Figure 4.53 :  
Convertisseur de  
fréquence avec circuit  
de freinage.

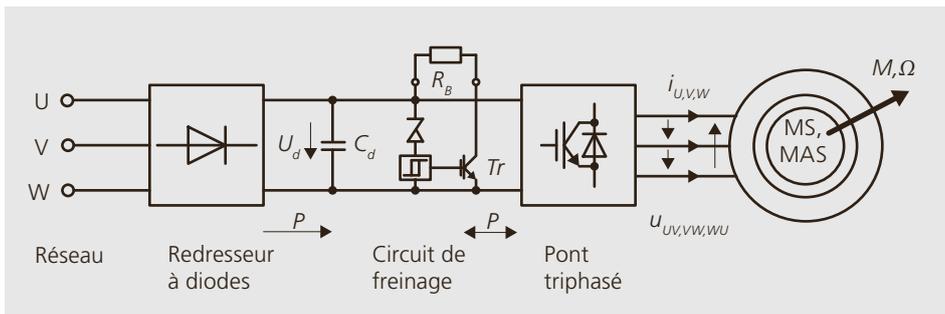
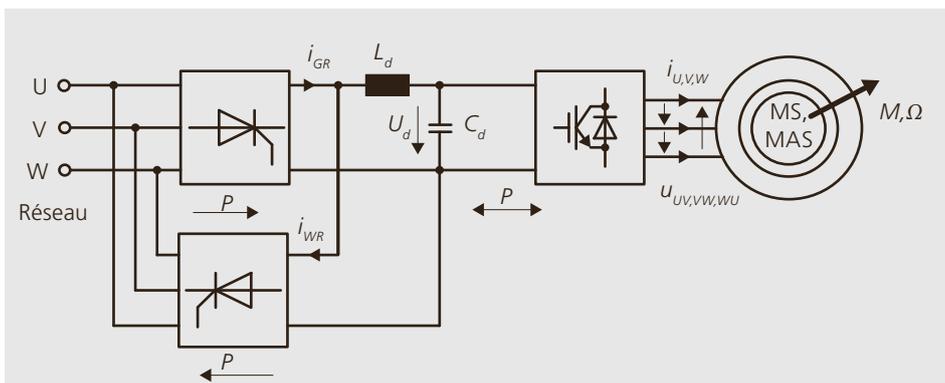


Figure 4.54 :  
Convertisseur de  
fréquence avec circuit  
de récupération  
à thyristors.



la tension du circuit intermédiaire augmente. Au-dessus d'un seuil de tension prédéterminé, le pont à thyristor inférieur est activé (angle d'allumage  $\alpha > 90$  degrés) en mode onduleur et injecte l'énergie dans le réseau. Les inconvénients de cette variante de circuit sont les courants non sinusoïdaux du réseau et les besoins en puissance réactive, comme cela a été discuté avec les ponts à thyristors.

■ Dans des modes de réalisation plus modernes, des circuits en pont à commutation forcée peuvent également être utilisés du côté réseau comme du côté machine. Cela permet au moyen d'une PWM de s'approcher de courants sinusoïdaux du côté réseau. La valeur de la tension du circuit intermédiaire peut être réglée plus grande (le circuit fonctionne comme un convertisseur élévateur) que ce qui est possible avec des ponts à diodes. Avec une régulation de tension, la valeur de tension désirée  $U_d$  est maintenue constante. De plus, la puissance réactive du réseau peut être réglée indépendamment de la puissance réelle demandée du côté machine.

Cette solution avec les deux convertisseurs indépendants à commutation forcée est très flexible mais plus coûteuse que la combinaison avec un pont à diodes et un pont à thyristor en antiparallèle. En outre, la boucle de régulation du convertisseur d'alimentation côté réseau est plus complexe. De plus, pour un fonctionnement correct du convertisseur, de petites « bobines de lissage »  $L_f$  et une atténuation des interférences à hautes fréquences sont nécessaires. Cette structure illustrée à la figure 4.55 est parfois appelée AFE («Active Front End»).

Pour des raisons de coût, ce circuit, qui offre la fonctionnalité maximale, est utilisé uniquement pour des applications particulières et surtout dans le cas de grandes puissances ou pour des groupes d'entraînement. Cependant, c'est l'état de l'art dans les chemins de fer, car l'utilisation en vaut la peine en raison des opérations fréquentes de freinage.

Cette structure nécessite également un circuit de charge supplémentaire pour le circuit intermédiaire, de sorte que les courants de réseau ne deviennent pas trop importants lors de la mise en marche. Ceci est dû au fait qu'un montage en pont à commutation forcée, dans lequel les semi-conducteurs commandables ne sont pas actifs, se comporte comme un simple pont à diodes à cause des diodes en antiparallèles.

#### 4.7.2 Energie dans le circuit intermédiaire

Le circuit intermédiaire peut fonctionner comme accumulateur d'énergie. Ceci est intéressant par exemple pour limiter le courant dans le réseau lors de l'accélération d'une machine. À l'inverse, l'énergie peut être stockée pendant le freinage et utilisée ultérieurement. Ainsi, le système présente moins de pertes que si l'énergie était échangée avec le réseau.

Si l'énergie est récupérée par le condensateur, sa tension augmente, vice versa, elle diminue si l'énergie est fournie. Cette variation de tension dépend de la quantité d'énergie et de la capacité du circuit intermédiaire. On a :  $E = \frac{1}{2} C \cdot U^2$

Afin que les semi-conducteurs et les condensateurs de puissance ne doivent pas être conçus pour des tensions trop élevées, la variation de tension devrait rester

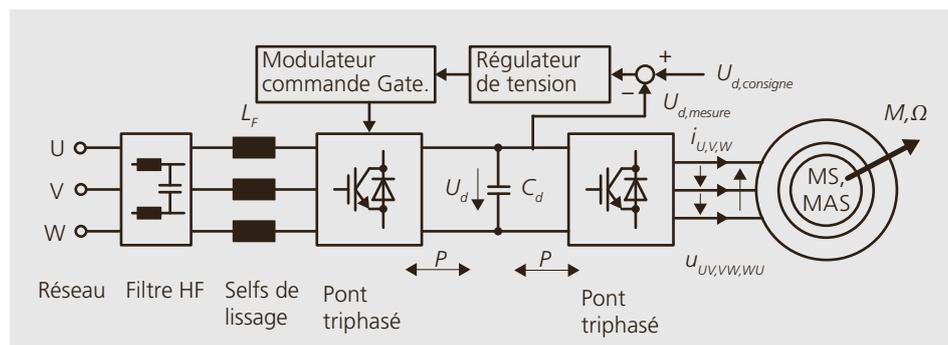


Figure 4.55 :  
Convertisseur de fréquence avec convertisseur à commutation forcée côté réseau.

limitée. Cela signifie, à l'inverse, que la capacité doit être choisie grande.

■ Les condensateurs normaux ou aussi les condensateurs électrolytiques de grandes capacités demandent rapidement un grand volume.

■ Avec les «supercondensateurs» (supercaps), la capacité de stockage du circuit intermédiaire peut être augmentée avec moins de volume requis. Malheureusement, ces condensateurs sont produits que pour des tensions de quelques volts. Pour des tensions plus importantes la mise en série avec des circuits d'équilibrage actifs sont nécessaires. Ceci devient coûteux et nécessite beaucoup de courant, ce qui explique la raison pour laquelle les «supercondensateurs» ne sont que très rarement utilisés.

De tels tampons d'énergie sont particulièrement intéressants pour des groupes d'entraînements, dans lesquels le flux d'énergie net dans le circuit intermédiaire change rapidement et fréquemment.

#### 4.7.3 Groupe d'entraînements

Dans les applications complexes, plusieurs entraînements sont souvent utilisés. Parfois, certains sont simultanément en mode de fonctionnement moteur et d'autre en mode de fonctionnement générateur. Cela offre des possibilités d'optimisation :

■ Au lieu d'utiliser un circuit intermédiaire pour chaque entraînement, une liaison DC commune peut être utilisée pour chaque groupe d'entraînement (ou tous). Si un groupe d'entraînement fonctionne simultanément en fonctionnement moteur ou générateur, l'énergie peut être échangée

via le circuit intermédiaire d'autres groupes. Dus aux chemins «courts» du flux de puissance entre les convertisseurs côté machine les pertes sont minimales.

Souvent, dans le cas de groupe d'entraînement, l'alimentation peut être considérablement simplifiée par rapport à l'alimentation séparée de chaque entraînement, peut être considérablement simplifiée, car seule la puissance requise conjointement pour l'ensemble du groupe doit être installée. Une application typique avec une puissance élevée, qui peut en principe être appelée un groupe d'entraînement avec une seule alimentation est les réseaux de tramway. Chaque entraînement est très éloigné l'un de l'autre, mais les fonctionnalités sont les mêmes.

■ Pour plusieurs entraînements, un circuit en pont à commutation forcée avec fonction de redresseur et onduleur «Active Front End» du côté réseau peut également être justifié pour des alimentations individuelles plus petites.

La figure 4.56 montre une telle disposition d'entraînements. Dans les applications avec de la récupération fréquente d'énergie, beaucoup d'énergie peut être économisée. Pour des raisons de sécurité, chaque entraînement possède son propre fusible.

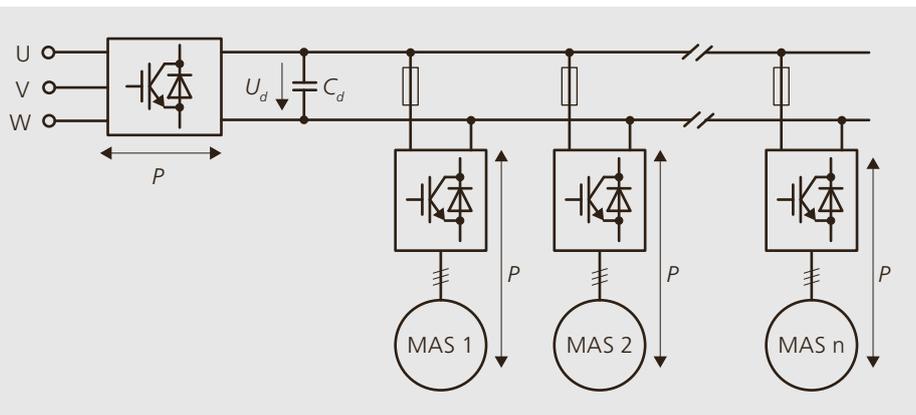


Figure 4.56 :  
Groupe d'entraînement avec circuit intermédiaire commun et alimentation bidirectionnelle.

### 4.8 Convertisseur haute puissance

Pour des puissances au-dessus de 100 kW les convertisseurs discutés ne sont plus suffisants pour assurer des formes de courant acceptables sur le réseau ou pour assurer une ondulation de couple minimale dans une charge. Dans ce cas, des convertisseurs «multi-pulse» ou «multi-étages» sont utilisés. Les deux plus importantes configurations sont discutées ci-dessous.

**Circuit redresseur multi-pulses à commutation naturelle :** Les circuits les plus simples et les plus répandus utilisent des transformateurs à trois enroulements comme le montre la figure 4.57, où les deux enroulements du côté secondaire sont conçus de telle sorte que leurs tensions de sortie soient déphasées de 30 degrés. Pour chaque période de réseau, la tension résultante du circuit intermédiaire possède 12 pulsations pour ces circuits. Pour cette raison, cette conception est appelée circuit à 12 impulsions. Du côté de la tension continue (côté sortie), une inductance de lissage  $L_d$  est toujours nécessaire pour que les courants

soient suffisamment lissés. Les courants des deux ponts sont sommés du côté primaire du transformateur, ce qui entraîne une forme d'onde  $i_U$ , avec plusieurs niveaux de courant, qui s'approche plus de la forme sinusoïdale que le cas avec un simple pont. Cela entraîne une réduction substantielle des effets sur le réseau. En contrepartie, le transformateur est plus coûteux et nécessite des semi-conducteurs de puissance supplémentaires.

Les circuits à multi-pulses peuvent être construits avec des diodes ou des thyristors. Par analogie à ce qui a été présenté par la mise en série de convertisseurs, des circuits parallèles sont également possibles. Le principe des circuits à multi-pulses peut être étendu de manière arbitraire, ce qui est fait avant tout dans le cas de grandes puissances, comme la transmission à courant continu haute tension.

**Onduleur multiniveaux (multi level) à commutation forcée :** Dans le cas des montages en pont considérés jusqu'à présent, la tension de chaque branche par rapport au point milieu ne peut avoir que les deux niveaux de tension  $+U_d/2$  et  $-U_d/2$ , comme illustré à gauche sur la fi-

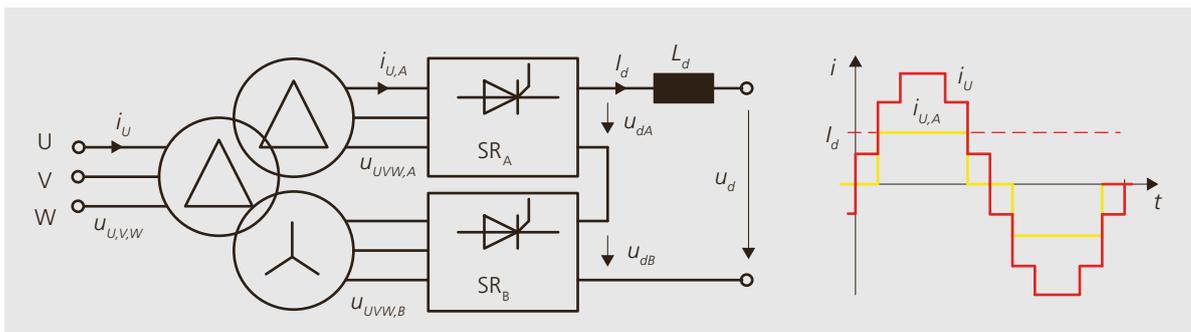


Figure 4.57 : Redresseur à thyristors 12 pulses.

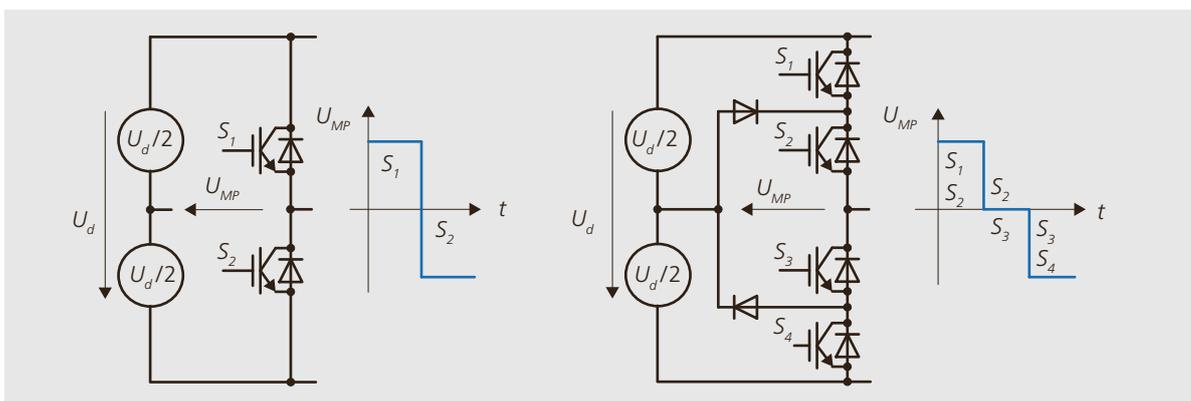


Figure 4.58 : Principe de l'onduleur multiniveaux.

gure 4.58. Au moyen d'un circuit série approprié de semi-conducteurs à commutation forcée, on peut obtenir plus de niveaux de tension. En particulier, les circuits à trois niveaux sont particulièrement importants. Ils peuvent être utilisés du côté réseau et du côté de la charge et permettent de s'approcher de signaux sinusoïdaux pour le côté alternatif, sans augmenter la fréquence de commutation par semi-conducteur. À l'inverse, les pertes par conduction augmentent du fait que plus de semi-conducteurs de puissance sont en conduction.

Une branche de pont d'un convertisseur à trois niveaux est illustrée à la figure 4.58 à droite. Le deuxième avantage des convertisseurs multiniveaux est que chaque semi-conducteur ne voit qu'une partie de la tension du circuit intermédiaire – la moitié pour le circuit considéré. Le gain est cependant atténué avec plus de semi-conducteurs de puissance et un contrôle plus sophistiqué du convertisseur. Pour s'assurer que la tension centrale est exactement définie, deux commutateurs adjacents sont toujours allumés :  $S_1 + S_2$  ;  $S_2 + S_3$  oder  $S_3 + S_4$ .

Avec les convertisseurs multi-niveaux, il est évidemment possible d'utiliser le principe de modulation par largeur d'impulsion, ce qui entraîne une amélioration supplémentaire des formes d'onde.

La zone d'application principale des onduleurs multi-niveaux sont des applications à haute performance. Dans le cas de puissances plus petites, leur utilisation est isolée.

## 4.9 Modèle simplifié du convertisseur de fréquence

La description complète des convertisseurs de puissance est souvent inutilement précise et difficile à utiliser. Pour de nombreuses applications, par exemple, la modélisation d'un système d'entraînement dans son entier ou la simulation de systèmes de réglage, une description simple du comportement est suffisante. Puisque seules les basses fréquences ont un effet sur pratiquement toutes les charges, les composantes hautes fréquences pour les grandeurs de sortie peuvent généralement être ignorées.

En outre, on peut supposer que le circuit intermédiaire du FU est réalisé de telle sorte que, si nécessaire, il peut également soutirer de l'énergie de la charge. Comme décrit, le FU avec circuit intermédiaire de tension sans régulation supplémentaire se comporte comme des sources de tension avec une très faible impédance interne.

Si le convertisseur de courant est complété par un circuit de régulation du courant, un comportement comme source de courant se produit tant que la tension de sortie nécessaire se situe dans la plage de fonctionnement possible.

Si les variables de sortie sont supposées être un système triphasé symétrique et harmonique, ce qui suit s'applique aux tensions et aux courants :

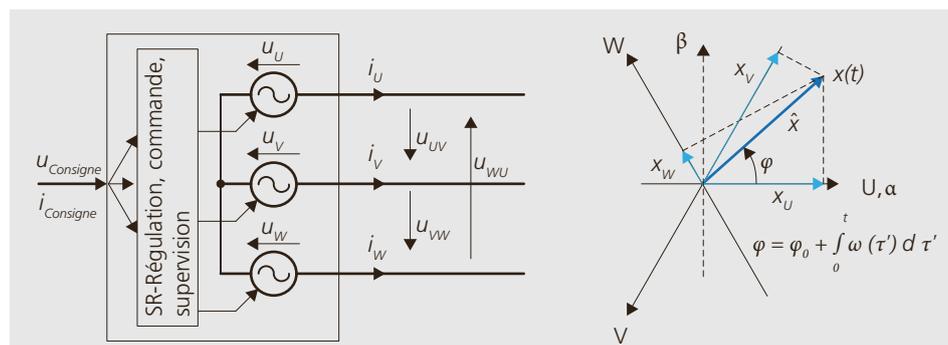
$$x_U = \hat{x} \cos(\varphi) \quad x_V = \hat{x} \cos(\varphi - 2\pi/3)$$

$$x_W = \hat{x} \cos(\varphi - 4\pi/3)$$

L'angle  $\varphi$  correspond à l'intégrale de la pulsation  $\omega$  :

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \omega(t') dt'$$

Figure 4.59 :  
Modèle du convertisseur avec alimentation par sources commandées de tension ou de courant.



ou simplement pour une vitesse constante  $\varphi(t) = \varphi_0 + \omega t$ . Si une machine à champ tournant est alimentée avec ces variables, le signe de  $\omega$  indique le sens de rotation du champ.

De même  $\hat{x}$ , l'amplitude des trois grandeurs  $x_U$ ,  $x_V$  et  $x_W$ , peut être fonction du temps :  $\hat{x} = f(t)$ .

Avec les conditions limites précédentes, les convertisseurs sont des sources triphasées de courant ou de tension, comme indiqué sur la figure 4.59 à gauche, en fonction de la régulation ou de la commande. Cette simple considération est très utile pour l'application.

Les trois variables de consigne décrites peuvent également être représentées comme phaseur  $x(t)$  avec la longueur  $\hat{x}$  et l'angle  $\varphi$  par rapport à l'axe des U, qui est formé à partir des trois axes U, V, W déphasés de  $120^\circ$ , comme indiqué dans la figure 4.59 à droite.

#### 4.10 Rendement des FU

Le rendement d'un convertisseur de fréquence complet est dépendant de sa puissance, de sa charge et de la qualité des éléments. Une approximation conservative à puissance nominale est représentée en rouge à la figure 4.60. Elle répond aux exigences de la norme IEC 61800-9. Cependant, les bons convertisseurs peuvent être supérieurs à ceux de la courbe verte. Le rendement peut être amélioré par les mesures suivantes :

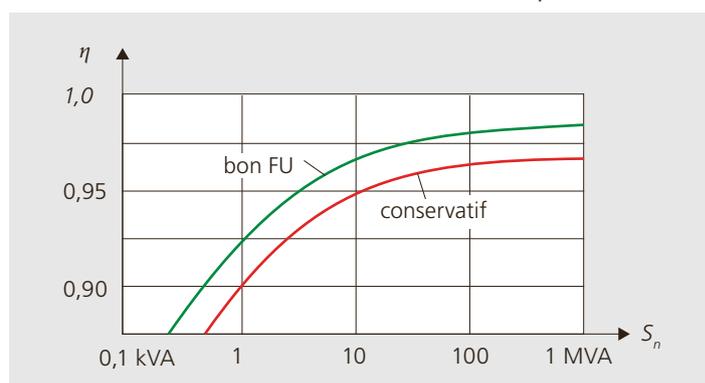
- Avec les redresseurs à diodes côté secteur, le temps de conduction des diodes peut être augmenté avec une forme de courant du réseau améliorée. Cela réduit légèrement la chute de tension. Cependant pour le rendement, il n'est possible de gagner que quelques pour mille.

- La consommation de la commande et d'électronique auxiliaire est particulièrement pertinente pour les petits entraînements par rapport à la puissance nominale. L'énergie nécessaire pour la commande devrait donc être réduite.

- Chaque ventilateur utilisé devrait être dimensionné correctement. Pour les entraînements de grande taille, ils peuvent être contrôlés ou commutés, en fonction de la puissance de refroidissement requise.

- Il y a beaucoup de potentiel pour les convertisseurs du côté de la charge : si les semi-conducteurs de puissance ont tendance à être surdimensionnés, les pertes par conduction sont réduites, mais les pertes par commutation peuvent éventuellement augmenter. Un optimum doit être recherché ici. Une faible fréquence de commutation réduit les pertes par commutation, mais cela est négatif pour les pertes

Figure 4.60 : Rendement du convertisseur de fréquence.



dans la charge et éventuellement en raison de la génération de bruit.

■ L'utilisation de semi-conducteurs à base de GaN et de SiC permet encore d'augmenter l'efficacité des convertisseurs. De plus, en raison des pertes plus faibles, des températures plus élevées sont admissibles et des fréquences de commutation plus élevées sont possibles, ce qui réduit la taille des convertisseurs.

■ Pour les entraînements inactifs, la partie onduleur peut être désactivée. La façon la plus simple de le faire est de désactiver la PWM. Cela évite les pertes par commutation et l'onduleur peut être réactivé rapidement.

La norme IEC 61800-9 décrit en détail quelles pertes en fonction de la puissance sont acceptables et comment elles peuvent être déterminées en fonction du point de fonctionnement.

# Entraînements

## 5.1 Introduction

Un entraînement électrique transforme de l'énergie électrique en énergie mécanique, ou inversement, de l'énergie mécanique en électrique. Dans le plus simple des cas, un entraînement est exclusivement constitué d'une machine, éventuellement d'un dispositif de démarrage. Lorsque l'énergie électrique n'est pas disponible sous la forme souhaitée, elle peut être adaptée ou transformée grâce à l'électronique de puissance de façon qu'une utilisation optimale soit possible. Les combinaisons d'électronique de puissances et de machines offrent de nombreuses possibilités pour influencer le point de fonctionnement des machines. Pour les types de machines les plus répandus, la machine asynchrone à cage d'écureuil et la machine synchrone à excitation permanente, on obtient deux types d'alimentation principaux conformément à la figure 5.1 :

■ Dans le premier cas (en haut), les machines sont utilisées avec une tension fixe ou variable, mais toujours à la fréquence de réseau.

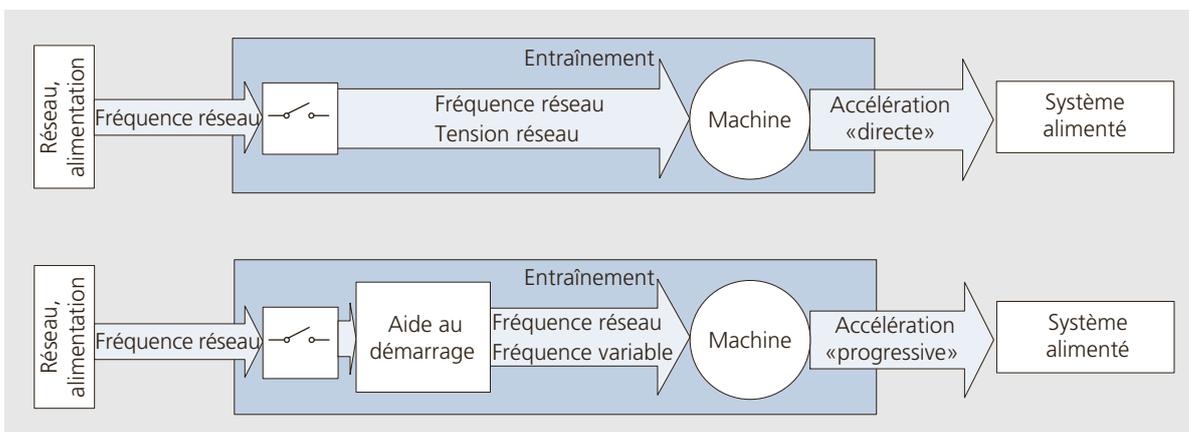
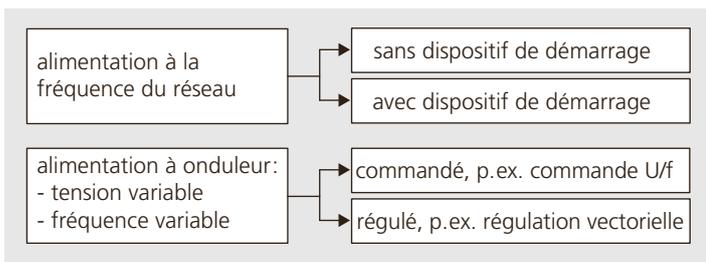
■ Dans le deuxième cas (en bas), la fréquence et la tension des machines sont adaptées pour le point de fonctionnement souhaité, grâce à un onduleur. La vitesse de rotation des machines est donc indépendante de la fréquence et de la tension du réseau.

Les moteurs avec une alimentation à la fréquence du réseau peuvent être groupés en fonction de leur mode de démarrage. Le cas le plus simple est celui du démarrage direct au réseau (figure 5.2, en haut). C'est celui qui est normalement utilisé dans les petites machines asynchrones (MAS). Dans certains cas, les machines synchrones (MS) à cage d'amortissement peuvent être directement raccordées au réseau. Cependant, ce type de fonctionnement n'est utilisé que dans des cas spéciaux.

Des dispositifs de démarrage sont nécessaires pour les machines asynchrones plus grosses et pour les générateurs synchrones. Ils leur permettent d'accélérer de l'arrêt jusqu'à proximité de la vitesse de rotation stationnaire où machines et générateurs sont ensuite commutés au réseau de manière fixe. Dans les machines synchrones, un dispositif de synchronisation est également nécessaire. Il veille à ce que la position de phase des tensions de la machine et du réseau soient correctes lors de la mise en marche.

Figure 5.1 : Variantes d'alimentation pour la machine à champ tournant.

Figure 5.2 : Démarrage avec alimentation à la fréquence du réseau. En haut : démarrage direct ; en bas, avec dispositif de démarrage.



L'utilisation d'onduleurs permet (figure 5.3) les modes d'utilisation et de démarrage les plus flexibles, étant donné que les grandeurs de la machine et du réseau sont découplées. Ainsi, en plus de la vitesse, le sens de rotation peut aussi être modifié.

La variante d'alimentation la mieux adaptée pour un moteur dépend des conditions suivantes :

- Est-ce qu'un dispositif de démarrage est nécessaire ou obligatoire ?
- Une vitesse fixe est-elle suffisante, ou la flexibilité d'un onduleur est-elle nécessaire ?

Un entraînement sans dispositif de démarrage est la solution la moins onéreuse. Si le moteur et l'application coïncident parfaitement, les moteurs avec et sans dispositif de démarrage sont en général la meilleure solution, également en raison de leur efficacité. Si, par contre, une zone de charge plus grande doit être couverte ou que l'on souhaite de manière générale une plus grande flexibilité, il faut envisager un onduleur.

Le tableau 5.1 illustre plusieurs exemples d'utilisation de différents concepts d'entraînement.

## 5.2 Machine asynchrone avec alimentation à fréquence du réseau

### 5.2.1 Équation de mouvement

En cas d'alimentation à la fréquence du réseau, on s'intéresse aux états opérationnels : «arrêt – démarrage» (accélération), «fonctionnement stationnaire» et «phase d'arrêt – arrêt». Et pour les états stationnaires : «démarrage de l'état d'arrêt à la vitesse de fonctionnement» et «phase d'arrêt jusqu'à l'arrêt complet», on obtient l'équation exprimée par le couple moteur  $M$ , couple de charge  $M_L$  et le moment d'inertie  $J$  :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M}{J} = \frac{M - M_L}{J}$$

il en résulte pour la vitesse de rotation

$$\Omega(t) = \frac{1}{J} \int_0^t (M(t') - M_L(t')) dt'$$

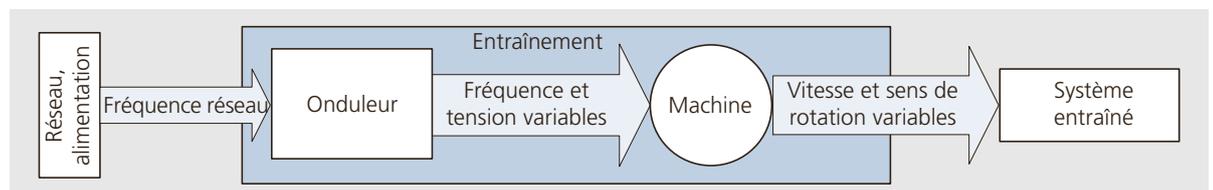
Pour que la vitesse de rotation augmente, le couple  $M_{me} - M_L$  doit être positif. Ceci étant, la machine accélère jusqu'au prochain point de fonctionnement stable, où  $M_{me} = M_L$ . Si le couple moteur  $M_{me}$  et le couple de charge  $M_L$  sont égaux, la vitesse de rotation ne change plus et le fonctionnement stationnaire est atteint.

En fonction de l'utilisation, le temps de démarrage  $t_A$ , c'est-à-dire le temps nécessaire pour atteindre le point de fonctionnement stable, est une valeur importante.

Tableau 5.1 :  
Utilisation de différents concepts d'entraînement.

	Alimentation à la fréquence du réseau		Alimentation à fréquence variable	
	Sans dispositif de démarrage	Avec dispositif de démarrage	Commandé	Régulé
<b>MAS</b>	Pompes et ventilateurs Puissance faible	Pompes et ventilateurs Puissance élevée	Pompe à vitesse de rotation variable, bandes transporteuses.	Moteurs de traction pour les chemins de fer
<b>MS</b>	Seulement possible pour des MS spéciales avec cage d'amortissement	Grandes MS au réseau : pompes, turbines à gaz	Rouleaux à rotation synchrone, par ex. dans la fabrication de matières synthétiques	Servocommandes pour l'automatisation

Figure 5.3 :  
Alimentation de la machine à fréquence et tension variables.



Pour le temps de démarrage de zéro jusqu'à la vitesse de fonctionnement  $\Omega_B$  on obtient grâce à l'équation de mouvement :

$$t_A = J \int_0^{\Omega_B} \frac{1}{M(\Omega) - M_L(\Omega)} d\Omega$$

Pour simplifier, quand la différence entre le couple de démarrage et le couple de charge est constante, indépendamment de la vitesse de rotation, on a :

$$t_A = \frac{J}{M - M_L} \Omega_B$$

La façon dont la machine accélère jusqu'au point de fonctionnement dépend du procédé de démarrage choisi et de l'évolution du couple de démarrage et du couple de charge, en fonction de la vitesse de rotation.

Pour un démarrage correct, en dessous de la vitesse de fonctionnement désirée, le couple moteur  $M$  doit cependant toujours être plus élevé que le couple de charge  $M_L$ . Si cette condition n'est pas remplie, le point de fonctionnement s'ajuste à une vitesse de rotation trop basse, ce qui peut provoquer une surchauffe et endommager la machine.

Si, à une vitesse de fonctionnement  $\Omega_B$ , la machine est déconnectée du réseau, le couple moteur va manquer. Un ralentissement dû au moment  $M_L$  de la machine de charge et un éventuel frottement va résulter. Tout comme pour le démarrage, la durée de cette phase d'arrêt libre peut être déterminée grâce au temps d'arrêt  $t_{Ausl}$  :

$$t_{Ausl} = -J \int_{\Omega_B}^0 \frac{1}{M_L(\Omega)} d\Omega$$

On peut à nouveau simplifier l'équation en cas de couple de charge constant :

$$t_{Ausl} = \frac{J}{M_L} \Omega_B$$

### 5.2.2 Modes de démarrage

#### Démarrage direct de la machine asynchrone

Pour le démarrage direct, la machine asynchrone est directement connectée au réseau par un commutateur, comme représenté sur la figure 5.2, en haut. Ce proces-

sus recourt à un courant de démarrage relativement élevé. Ce dernier peut être déterminé à l'aide des circuits équivalents simplifiés de la figure 5.4. Si on néglige le faible courant de magnétisation  $I_\mu$  par rapport au courant de démarrage, on applique le schéma de la partie droite de la figure et à l'arrêt :

$$I_{S,Anl} \approx I_{S,s=1} = \frac{U_S}{\sqrt{(\omega_S L_\sigma)^2 + (R_S + R'_R)^2}}$$

Pour le moment de démarrage ( $s = 1$ ) d'une machine avec le nombre de paires de pôles  $p$  on obtient finalement :

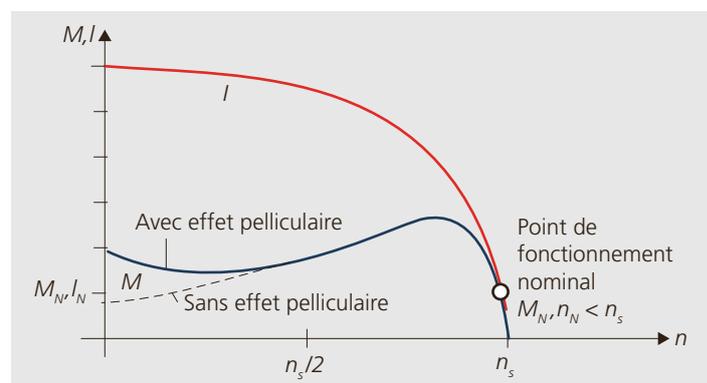
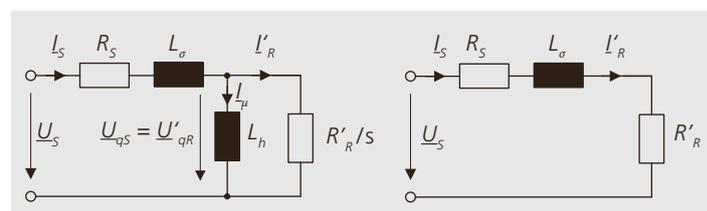
$$M_{Anl} \approx \frac{3p}{\omega_S} R'_R I_S^2 = \frac{3p}{\omega_S} \frac{U_S^2 R'_R}{\{(\omega_S L_\sigma)^2 + (R_S + R'_R)^2\}}$$

Les deux valeurs importantes que sont le courant et le couple de démarrage sont ainsi définies. Grâce à l'effet pelliculaire dans le rotor, le couple de démarrage est plus élevé et le courant plus bas que ce que l'on aurait pu calculer avec les données du diagramme au point de fonctionnement nominal. La figure 5.5 présente le couple et le couple en fonction de la vitesse de rotation. En pratique, le courant

Figure 5.4 : Schéma équivalent de la MAS à rotor en court-circuit. A gauche : Schéma équivalent avec les inductances de fuites ramenées du côté stator ; à droite : machine à l'arrêt en négligeant le courant de magnétisation.

Figure 5.5 : Couple et courant statorique en cas de démarrage direct au réseau.

Tableau 5.2 : Valeurs de démarrage et valeurs nominales pour différentes puissances. Source : IP 55 – IC 411 – IE2 catalogue de données ABB



Puissance nominale	Courant nominal	Courant de démarrage	Couple nominal	Couple de démarrage
1,1 kW	2,4 A	18 A	3,6 Nm	9,7 Nm
11 kW	19,8 A	117 A	36 Nm	58 Nm
110 kW	195 A	1482 A	352 Nm	704 Nm

de démarrage équivaut à environ 5 à 10 fois le courant nominal de la machine ! C'est aussi la raison pour laquelle un démarrage direct n'est pas réalisable pour les grosses machines. Des valeurs nominales et des valeurs de démarrage typiques pour trois différents types de moteurs, sont listées dans le tableau 5.2.

Le courant de démarrage élevé ne représente pas de danger pour la machine au niveau thermique, car il n'intervient que brièvement. Le cas échéant, le nombre de démarrages par unité de temps doit être réduit. En cas de charge incorrecte de la machine, par exemple si une charge avec un couple de démarrage trop élevée est choisie (c'est-à-dire  $M_L > M$ ), une utilisation prolongée avec le courant de démarrage peut détériorer la machine.

Avec les démarrages directs, au début, le couple  $M$  de la machine est trop élevé. Si l'on souhaite un démarrage plus doux, il faut choisir un autre mode de démarrage. Le couple de démarrage étant proportionnel à la tension du stator au carré ( $U_s^2$ ) et le courant de démarrage étant proportionnel à la tension du stator, un abaissement

de la tension  $U_s$  engendre automatiquement une baisse du courant et du couple de démarrage. La réduction du couple d'entraînement rallonge d'une part le temps de démarrage et comporte d'autre part le risque que le point de fonctionnement nominal puisse ne pas être atteint.

### Démarrage étoile-triangle

Pour les machines qui sont normalement utilisées en couplage triangle, on utilise par le passé le commutateur étoile-triangle pour de nombreuses applications, afin de réduire la tension par phase et donc le courant de démarrage. Ce choix était dû à la facilité de mise en œuvre avec des commutateurs ou des contacteurs.

Pour les courants de ligne  $I_N$  dans les deux circuits de la figure 5.6, on a, pour des impédances de ligne identiques  $Z_{Str}$  :

$$I_{N,Y} = \frac{U_{Str,Y}}{Z_{Str}} = \frac{U_N / \sqrt{3}}{Z_{Str}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U_N}{Z_{Str}}$$

$$I_{N,D} = \sqrt{3} I_{Str,D} = \sqrt{3} \frac{U_N}{Z_{Str}}$$

Figure 5.6 :  
Circuits, courant et couple lors d'un démarrage étoile-triangle.

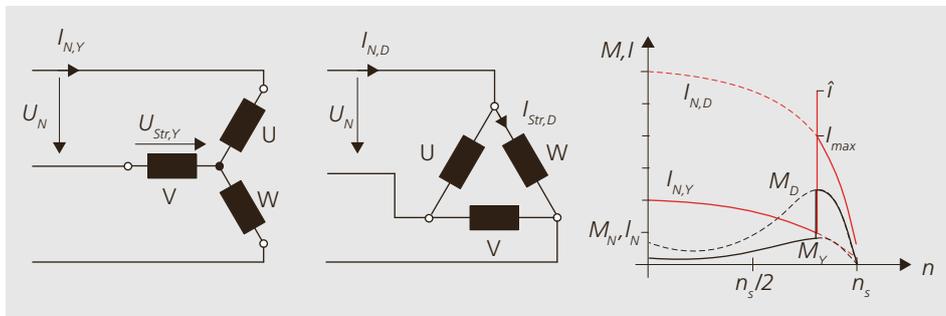


Figure 5.7 :  
Commutation étoile-triangle avec contacteurs.

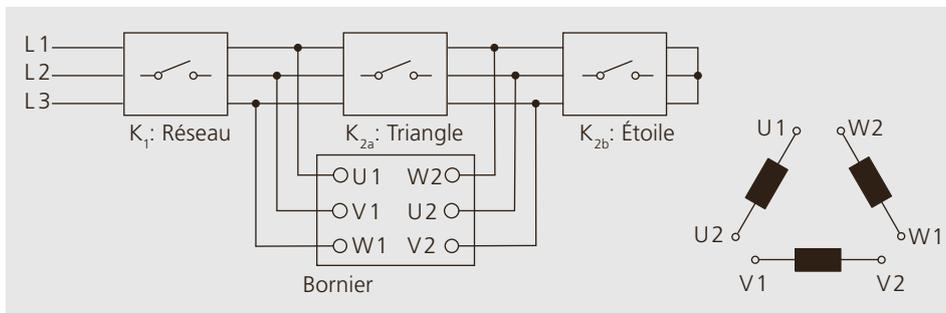


Tableau 5.3 :  
Comparaison des courants de démarrage direct en étoile ou en triangle d'une machine de 3 kW.

	Tension réseau	Courant réseau	Tension phase	Courant de phase	Couple de démarrage
<b>Triangle</b>	400 V	53,7 A	400 V	31 A	30,1 Nm
<b>Étoile</b>	400 V	17,9 A	230 V	17,9 A	10,0 Nm

Pour le rapport entre les deux courants et couples, la résolution des deux équations donne :

$$I_{N,D} = 3I_{N,Y} \text{ und } M_D = 3M_Y$$

Ainsi, si une machine est utilisée avec un couplage en étoile, le courant et le couple sont plus petits d'un facteur trois, par rapport à un couplage triangle (voir figure 5.6). Le tableau 5.3 montre les courants et les tensions d'une machine réelle avec les valeurs nominales 3 kW/400 V/5,9 A en cas de démarrage en triangle ou en étoile.

Le circuit étoile-triangle peut être réalisé comme indiqué sur la figure 5.7. Pour la mise en service, l'interrupteur principal  $K_1$  et l'interrupteur étoile  $K_{2b}$  sont fermés. Dès qu'une vitesse prédéterminée (par exemple 80 %) est atteinte,  $K_{2b}$  s'ouvre et le commutateur pour le couplage triangle  $K_{2a}$  se ferme.  $K_{2a}$  et  $K_{2b}$  peuvent être réalisés avec un commutateur à trois pôles. Lors de cette commutation, le courant triple. Une commutation effectuée trop tôt ne réduit donc que de peu le courant d'appel par rapport au démarrage direct sur le réseau. En outre, un pic de courant très court  $\hat{i}$  peut se produire en raison de la rotation de phase des tensions de la machine lors du passage de l'étoile au triangle.

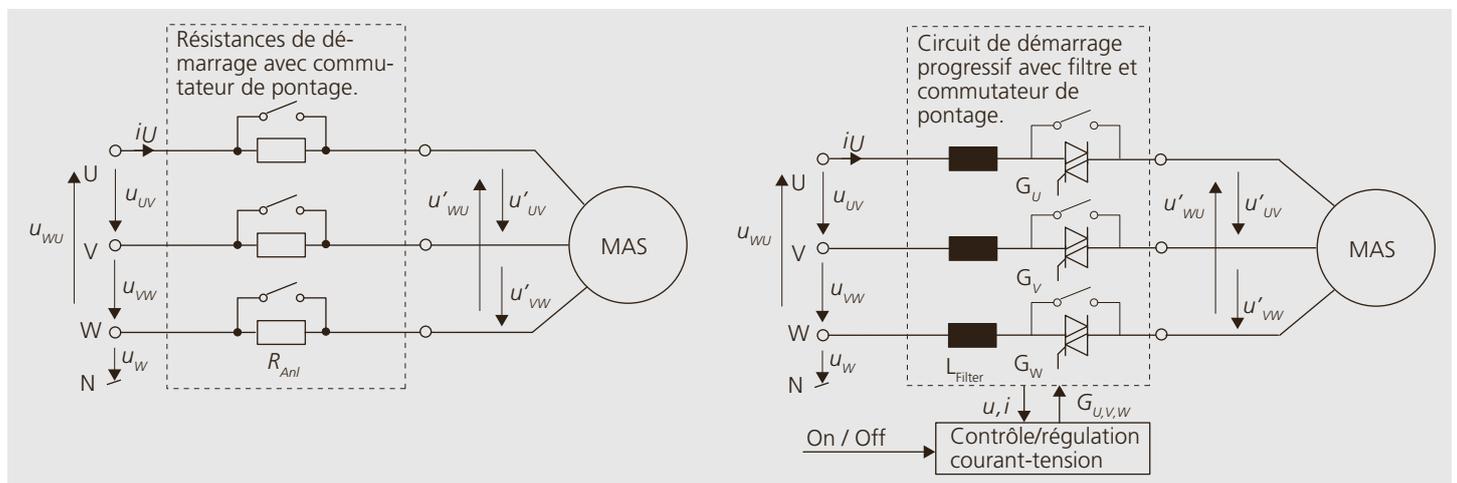
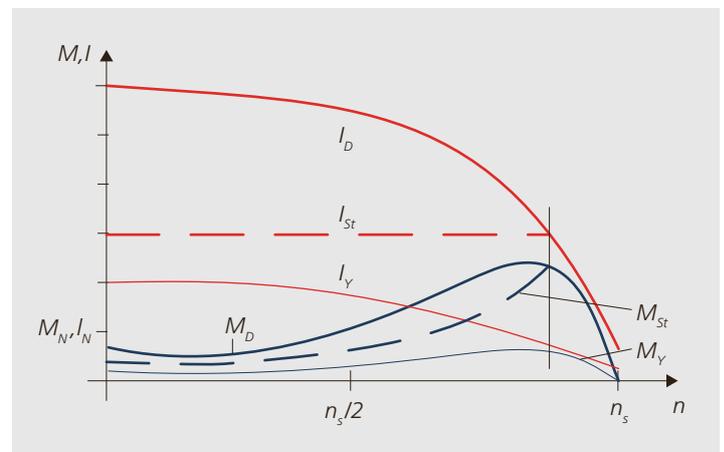
Figure 5.8 : Démarrage progressif avec résistances de démarrage (à gauche) et thyristor (à droite).

**Démarrage progressif**

Comme représenté sur la figure 5.8, à gauche, la tension par phase peut être réduite grâce à l'utilisation de résistances de série. La chute de tension provoquée par

ces résistances supplémentaires réduit la tension aux bornes de la machine. Le courant plus faible qui en résulte, rend le couple également plus faible et cela se traduit par un démarrage plus lent. Pour réduire les pertes pendant l'entraînement, les résistances de série sont court-circuitées à une vitesse de rotation définie. Auparavant, dans la machine asynchrone, on utilisait les résistances de démarrage dans le rotor pour augmenter le couple. Avec l'utilisation croissante de l'électronique de puissance, on a de moins en moins recours aux résistances de série. Les circuits de démarrage les plus utilisés aujourd'hui sont les dispositifs à thyristor ou triacs, visibles sur la figure 5.8 à droite, avec lesquels la tension et le courant sont sélectivement modifiés en fonction du temps. Le principe et le cycle d'entraînement du démarrage progressif est illustré sur la figure 5.9. Les trois courbes de courant et de couple correspondantes y sont représentées :

Figure 5.9 : Démarrage progressif d'une machine asynchrone avec un courant constant.



- Courant et couple lors d'un démarrage direct ( $I_D, M_D$ ).
- À titre de comparaison, courant et couple lors d'un démarrage avec couplage en étoile ( $I_Y, M_Y$ ).
- Courant et couple lors d'un démarrage avec variateur thyristors et réglage au triple du courant nominal ( $I_{St}, M_{St}$ ). Si l'onduleur est totalement contrôlé, la courbe de courant et le couple correspondant de cette vitesse de rotation sont les mêmes que pour un démarrage direct, c'est-à-dire avec  $I_D, M_D$ .

■ Enfin, la figure 5.10 représente un cycle d'entraînement complet avec établissement du courant, accélération à courant constant et phase d'arrêt finale contrôlée, comme cela est rendu possible par un circuit de démarrage progressif moderne. Pour le réglage des circuits de démarrage progressif, en fonction de la mise en œuvre, des mesures de courant, de tension

respectivement de température sont nécessaires. Plus d'informations sur ce sujet seront données au point 5.3.1.

### 5.2.3 Fonctionnement stationnaire, points de fonctionnement

Dès que le couple de charge est égal au couple de sortie de la machine, c'est-à-dire dès que  $M = M_L$ , un point de fonctionnement stationnaire est atteint et la vitesse de rotation reste constante. Cela peut être le cas à différents points de fonctionnement, comme le montre la figure 5.11.

■ **Fonctionnement à vide** : quand le couple de charge  $M_L = 0$ , en négligeant les pertes, la machine va accélérer jusqu'à la vitesse synchrone  $n_s$  car c'est seulement à partir de là qu'avec  $M = 0$ ,  $M - M_L = 0$  est aussi valable. Ce point de fonctionnement est appelé fonctionnement à vide. Seul le courant de fonctionnement à vide circule encore dans le stator (courant de magnétisation  $I_\mu$ ).

■ **Charge nominale** : en cas de charge nominale, le couple de charge ( $M_{L,1}$  sur l'image) correspond au couple nominal  $M_N$  de la machine et le courant statorique au courant nominal. La machine tourne à une vitesse nominale  $n_n$  avec le glissement nominal  $s_n$ , c'est-à-dire un peu plus lentement que la vitesse synchrone.

Figure 5.10 : Cycle de fonctionnement avec démarrage et arrêt progressifs.

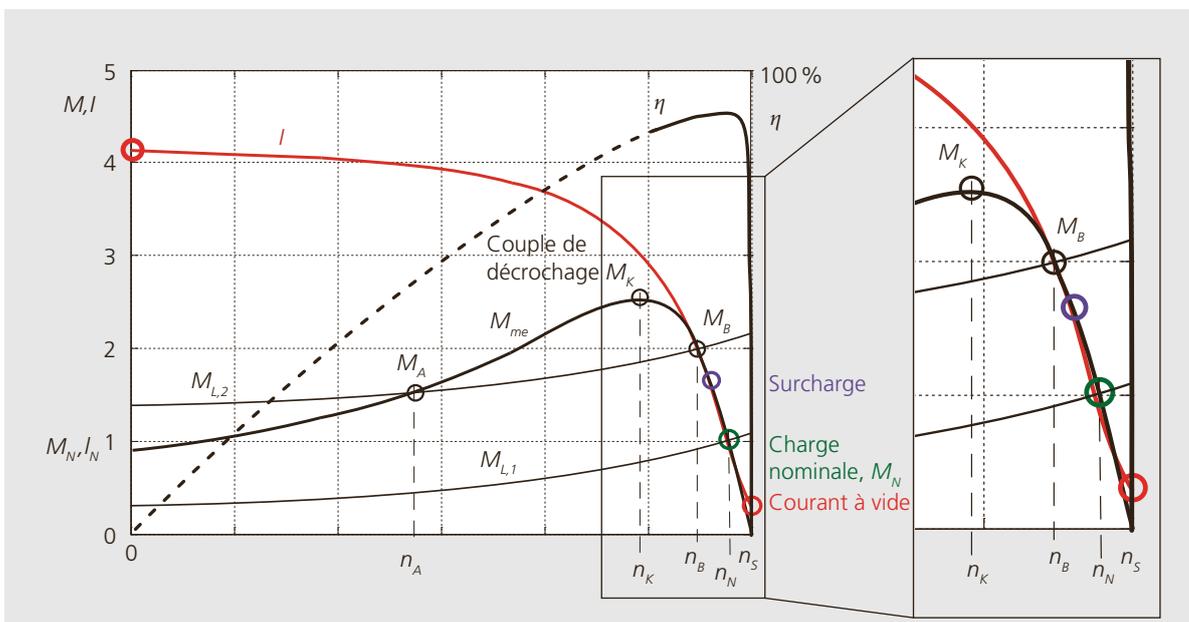
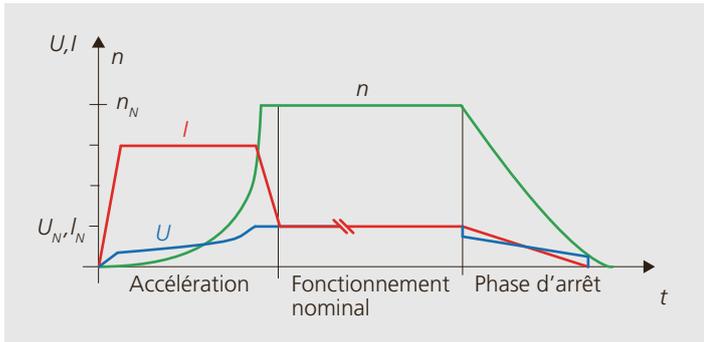


Figure 5.11 : Point de fonctionnement caractéristique de la machine asynchrone.

Le fonctionnement stationnaire de la machine doit se trouver sur un point entre le fonctionnement à vide et la charge nominale.

■ **Surcharge** : la machine peut aussi être temporairement chargée avec un couple de charge supérieur au couple nominal. Le courant statorique étant dans ce cas également supérieur à la valeur nominale, la machine surchauffe pendant une période de fonctionnement prolongée.

■ **Point de fonctionnement instable** : pour un fonctionnement stable, il faut veiller à ce que la courbe caractéristique de charge se déplace jusqu'au point de fonctionnement stationnaire souhaité en restant constamment en dessous de la courbe caractéristique de la machine d'entraînement, comme c'est le cas pour  $M_{L,1}$  sur la figure 5.11.

Si cela n'est pas donné comme pour  $M_{L,2}$ , il y a deux vitesses de rotation ( $n_A$  et  $n_B$ ), où  $M = M_L$  :

■ En dessous de  $n_A$ ,  $M < M_L$ . Ici la machine est freinée pendant son fonctionnement et sa rotation devient même négative dans les cas extrêmes. Un démarrage n'est pas possible, la machine reste à l'arrêt avec le courant de démarrage correspondant et surchauffe.

■ Entre  $n_A$  et  $n_B$ ,  $M > M_L$  la machine accélère jusqu'à  $n_B$ .

■ En dessus de  $n_B$  la machine ralentit jusqu'à ce qu'elle atteigne à nouveau  $n_B$ .

Le point de fonctionnement  $n_A$  est défini comme étant instable car la vitesse de rotation ne s'y maintient pas. Par opposition,  $n_B$  est défini comme étant stable.

■ **Décrochage** : si la machine est chargée avec un couple de charge supérieur au couple de décrochage  $M_K$  alors  $M - M_L < 0$  et  $d\Omega/dt < 0$  sont toujours valables.

La machine d'entraînement est freinée jusqu'à l'arrêt et le courant de démarrage circule. Le tableau 5.4 indique les valeurs typiques du couple moteur  $M$ , courant du moteur  $I$  et du rendement  $\eta$ , pour une machine asynchrone à deux pôles de 3 kW alimentée par le réseau 400 V/50 Hz à différents points de fonctionnement.

### 5.2.4 Freinage et arrêt

Si la machine est déconnectée du réseau à la vitesse de fonctionnement  $n_B$ , elle n'est freinée que par le couple  $M_L$  de la machine de charge et par les frottements. Le temps jusqu'à l'arrêt ne peut pas être influencé. Le temps d'arrêt peut être plus long que souhaité pour une certaine application, en particulier quand le couple de charge manque. Pour contrôler le temps de décélération, il faut freiner activement. Par le passé, de simples solutions électriques pour freiner étaient les freins à courant continu et les freins à contre-courant :

■ Lors d'un freinage à courant continu, les enroulements du stator sont alimentés en courant continu, ce qui produit un champ statorique stationnaire. Un couple de freinage est produit par les courants induits dans le rotor en rotation. Cependant, à vitesse nulle, le couple est nul car plus aucun courant n'est induit dans le rotor. Les courants statoriques peuvent être contrôlés grâce à une alimentation appropriée.

■ En cas de freinage à contre-courant, la direction du champ tournant dans le stator

Figure 5.12 : Schéma de principe d'un moteur avec frein de maintien. Source : Pilz GmbH & Co. KG

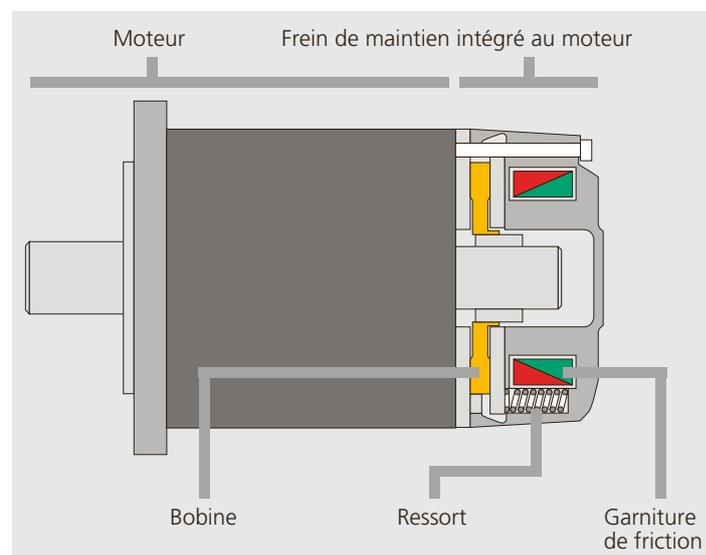


Tableau 5.4 : Machine asynchrone de 3 kW à une paire de pôles alimentée à la tension réseau 400 V/50 Hz.

Point de fonctionnement	Couple	Courant	Rendement
Démarrage	30,1 Nm	53,7 A	
Fonctionnement à vide 0 %	0 Nm	2,0 A	
Charge partielle 50 %	4,9 Nm	3,0 A	82,8 %
Charge nominale 100 %	9,7 Nm	5,9 A	85,2 %
Surcharge 150 %	14,5 Nm	9,0 A	80 %
Décrochage	23,5 Nm	44 A	

est inversée par l'intervention de deux phases. La machine est alors freinée jusqu'à l'arrêt puis accélérée dans le sens opposé si la phase de freinage n'est pas interrompue à temps. Lors du freinage à contre-courant, en raison de l'important glissement, les courants statoriques deviennent très importants, tout comme lors du démarrage. Cela limite la durée de vie de ces deux types de freinage.

■ Si par contre, la durée de freinage doit être prolongée, cela peut être fait avec un thyristor, comme pour le démarrage progressif. Dans ce cas, on ne fournit à la machine en phase d'arrêt que la dose d'énergie dont elle a besoin pour freiner avec le profil de décélération désiré (figure 5.10). Dans ce cas également, la machine peut surchauffer, en particulier en cas de freinage de longue durée. L'inconvénient de tous ces procédés est qu'ils ne peuvent pas fournir un couple de freinage lorsque l'alimentation électrique est supprimée ou à l'arrêt. Si cela est nécessaire, il faudra avoir recours à un frein mécanique (frein de maintien, frein d'arrêt). Pour des raisons de sécurité, ils sont normalement conçus pour freiner sans courant («actif sans courant»). La figure 5.12 illustre un exemple de base d'un frein de maintien à ressort qui freine sans courant.

Si on utilise un onduleur, un freinage défini avec différentes rampes de freinage est possible à tout moment dans les limites du couple que l'onduleur peut fournir. Ceci à condition que l'onduleur puisse absorber de l'énergie (circuit de freinage, réinjection dans le réseau). Un frein de maintien est cependant à nouveau nécessaire pour un arrêt sûr.

### 5.3 Électronique de puissance et mesures

Pour qu'un entraînement à vitesse variable soit réalisé, la machine doit pouvoir être alimentée à fréquence réglable. Pour les machines à champ tournant, l'objectif de base est de les alimenter avec des tensions ou des courants harmoniques (sinusoïdaux), de façon à ce que les pertes soient minimales. Grâce à une électronique de puissance appropriée, l'amplitude et la fréquence de ces grandeurs peuvent être variées indépendamment du réseau, comme illustré à gauche sur la figure 5.13.

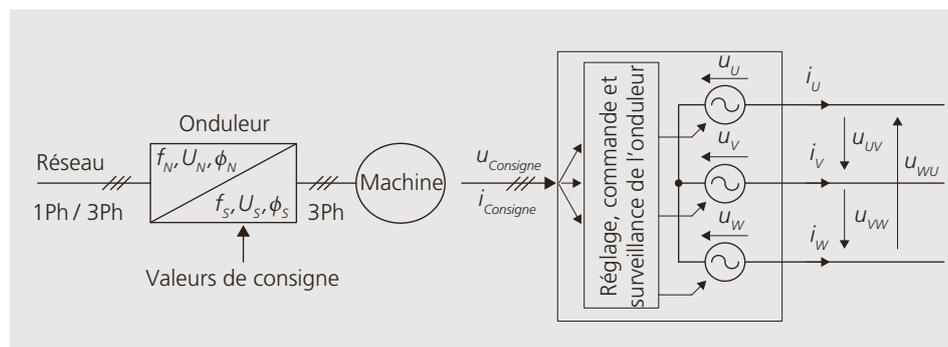
En réalité, on ne peut pas obtenir des courbes de courant et de tension parfaites à cause de la commutation. Cependant, dans ce chapitre, nous ne traitons que des oscillations fondamentales du modèle de l'onduleur simplifié (à droite), car seules ces dernières sont significatives pour la commande et le réglage. Dans ce cas, les modèles de l'onduleur ont la capacité d'absorber ou de fournir de l'énergie.

#### 5.3.1 Acquisition d'état

Avec l'alimentation par onduleur, l'ensemble du système d'entraînement est plus compliqué qu'avec une alimentation directe au réseau. Comme le montre la figure 5.14, en plus de la machine et de l'électronique de puissance, divers dispositifs de mesure des signaux auxiliaires et de commande font aussi partie de l'ensemble. Les signaux de mesure typiques sont :

- La température de la machine respectivement de l'onduleur
- Les courants de la machine, éventuellement les courants du réseau

Figure 5.13 :  
Onduleur.  
Gauche : Bloc de  
fonctionnement ; à  
droite : schéma  
équivalent élec-  
trique.



- Les tensions du circuit intermédiaire respectivement de la machine

- La vitesse et l'angle de rotation

Certains de ces signaux sont utilisés individuellement, en fonction de l'application et du concept de régulation appliqué.

### Mesures de courant et de tension

Afin de surveiller et de régler la machine, des capteurs de courant mesurent les courants d'alimentation. Étant donné que les fréquences qui sont produites lors de l'alimentation par onduleur peuvent être très basses (ou même des grandeurs continues dans des cas extrêmes), la mesure de courant doit pouvoir détecter les grandeurs continues et alternatives. Les machines ne sont alimentées que par trois phases. Il ne faut en aucun cas raccorder le point neutre de la machine! Ainsi, la somme des trois courants d'alimentation reste  $i_U + i_V + i_W = 0$  à tout moment et il suffit de mesurer deux des trois courants d'alimentation. La valeur du troisième peut être calculée à partir des deux premiers. Cela réduit les coûts et l'espace nécessaire.

Cependant, il faut dans certains cas tout de même mesurer les trois courants. Ainsi, une surveillance mutuelle des mesures ou une supervision de l'isolation des enroulements peut être réalisée. La mesure des courants est effectuée de manière galvaniquement isolée, à l'aide de transformateurs de courants compatibles avec les mesures DC.

Les tensions du moteur peuvent être déterminées grâce à des mesures de tension directe. Ceci est particulièrement impor-

tant pour les régulateurs rapides, sans capteurs, mais difficile en raison des distorsions de tension causées par la PWM. Souvent, les tensions du moteur sont calculées en mesurant la tension du circuit intermédiaire et les états de fonctionnement de l'onduleur. Pour obtenir des résultats précis, il faut également tenir compte des chutes de tension aux niveaux des semi-conducteurs, ce qui n'est pas nécessaire lors d'une mesure directe. Il convient de noter, que lors de la mesure de tension, la plage de fréquence va également jusqu'aux grandeurs continues (DC).

Étant donné que des tensions et des courants sont nécessaires au calcul de la vitesse sans capteur, les exigences en matière de précision des mesures sont relativement élevées!

### La température du moteur

La température de la machine ou de l'onduleur peut être détectée à l'aide de **capteurs de température**. De tels capteurs sont généralement basés sur un changement de résistance électrique en fonction de la température. Si le coefficient de température est connu, la température peut directement être déterminée en mesurant la résistance. Comme matériau, on utilise souvent le platine (Pt) ou le silicium (Si).

Le platine a l'avantage de présenter une variation de résistance linéaire sur de larges plages de température. L'élément Pt-100, par exemple, est un capteur à résistance au platine de 100 ohms de résistance nominale à 0 °C, avec lequel on peut mesurer des températures allant de

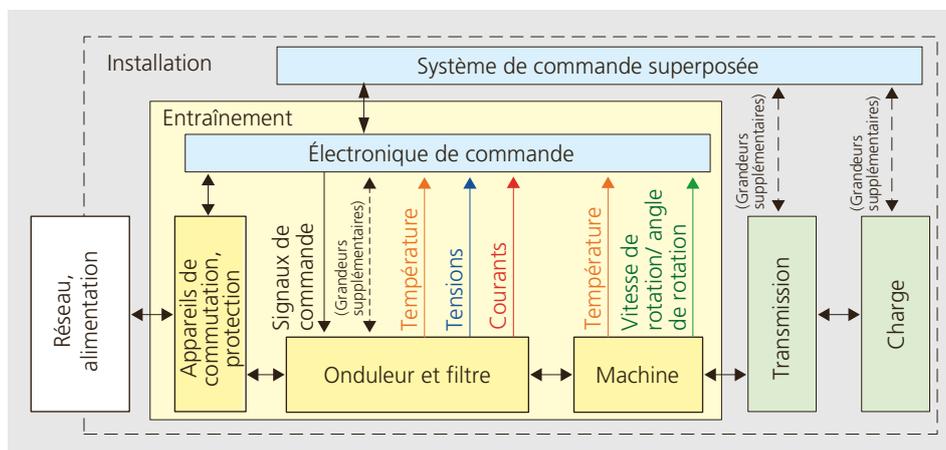


Figure 5.14 : Système d'entraînement avec onduleur et mesures.

–250 °C à +850 °C. Ces capteurs sont relativement chers et donc presque uniquement utilisés dans la phase de développement pour les technologies d’entraînements.

Les capteurs de silicium sont souvent appelés capteurs KTY. Avec ces capteurs, la zone de mesure est d’environ –40 °C à +200 °C, et donc inférieure à celle couverte par les capteurs au platine. Cependant cela est généralement suffisant et les capteurs KTY sont donc les plus utilisés dans la technologie des entraînements, en raison de leur prix avantageux. Les températures mesurées sont utilisées comme valeurs seuils pour diverses surveillances et actions telles que la commande du ventilateur, la réduction de charge ou les travaux de maintenance.

■ **Commutateur de température** : Lors de la mesure de température, quand une température critique est atteinte, il faut veiller à ce que les mesures nécessaires soient mises en œuvre (par exemple séparer la machine du secteur), grâce à un circuit supplémentaire ou à un microprocesseur. Les commutateurs de température, quant à eux, «ouvrent» ou «ferment» les contacts lorsque leur température de commutation est atteinte. Des commutateurs de température mécaniques sont fabriqués sous forme bimétallique. Ils sont cependant relativement volumineux.

Des «commutateurs» sont aussi réalisés avec des résistances dépendantes de la température, en particulier sous forme de PTC («positive temperature coefficient»). Les PTC sont plus petits que les commutateurs mécaniques. L’augmentation de la résistance en cas de température croissante, peut créer un circuit à impédance tellement haute, qu’il apparaît comme un

circuit ouvert. Mais on ne peut utiliser ceci directement que pour de petites puissances.

### Mesures de vitesse et d’angle

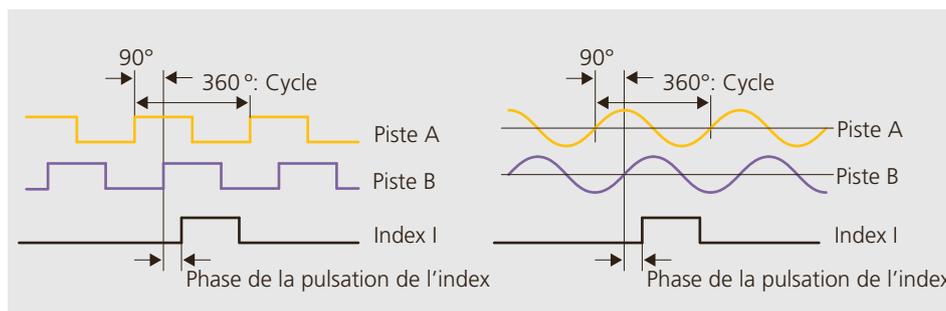
Pour déterminer les vitesses et les positions (angles) du rotor, diverses approches sont possibles. Les quatre principes suivants ont une portée particulièrement pratique : la génératrice tachymétrique, les codeurs incrémentaux et absolus (encodeurs) magnétiques ou optiques, le résolveur et enfin la méthode sans capteur (sensorless). Souvent, les dispositifs de mesure sont simplement appelés capteurs de position. Leurs principes sont brièvement décrits ci-dessous.

■ **Généatrices tachymétriques, tachymètres** : Pour de nombreuses applications simples, seule la vitesse de la machine d’entraînement est nécessaire. Dans ces cas-là, on peut utiliser des génératrices tachymétriques, aussi appelées tachymètres (petites machines à courant continu). Elles génèrent une tension proportionnelle à la vitesse ( $U_i = k\phi \cdot \Omega$  resp.  $U_i = k_U \cdot n$ ). Cela permet de spécifier la vitesse et le sens de rotation sous forme d’un signal analogique. Les inconvénients des génératrices tachymétriques sont que le collecteur et les balais s’usent et qu’ils sont source de bruit.

■ **Codeurs incrémentaux (encodeurs incrémentaux)** : les codeurs incrémentaux numériques génèrent une séquence d’impulsions. La «mesure» réelle peut être faite optiquement ou magnétiquement lors de ce procédé. Comme le montre la figure 5.15, les codeurs génèrent un à trois signaux, en fonction de la version.

Avec la forme de codeur incrémental la plus simple à une seule piste, seule la vitesse peut être déterminée.

Figure 5.15 :  
Signaux de sortie des codeurs incrémentaux : à gauche avec signaux numériques, à droite avec signaux analogiques.



Par contre, avec les signaux décalés d'un quart de période des deux voies A et B, le sens de rotation peut également être détecté. On peut en outre atteindre un doublement de fréquence de pulsations (ou même un quadruplement avec une détection de flan) grâce à une combinaison XOR logique.

Cependant, les versions à une et deux pistes ne fournissent aucune information sur la position absolue du rotor. Avec une pulsation d'index I supplémentaire, une position de référence peut être déterminée, une fois par tour. Grâce à cette nouvelle information, on peut aussi détecter la position absolue du rotor avec un compteur. Mais la position zéro doit toujours être réidentifiée lors du redémarrage du système.

Selon leur conception, les codeurs incrémentaux génèrent quelques dizaines à plusieurs milliers de pulsations par tour. Comme représenté schématiquement sur la figure 5.16, les codeurs fonctionnent avec des mesures magnétiques ou optiques. Il existe différents capteurs pour répondre aux différentes exigences de mesure de vitesse et/ou d'angle en fonction des applications.

Les codeurs incrémentaux analogiques génèrent, au lieu des pulsations digitales, deux signaux harmoniques décalés de 90 degrés (sinus/cosinus). Ainsi, une résolution angulaire supplémentaire est possible. Pour un calcul de l'angle précis, les signaux sont lus par un convertisseur analogique-numérique, puis traités par processeur. Il existe également des composants discrets qui exercent cette fonction.

Avec de tels encodeurs analogiques, une résolution très élevée est possible.

■ **Capteur angulaire (codeur absolu) :** On peut utiliser des codeurs absolus dans

les cas où la position angulaire absolue doit être connue à tout moment et sans initialisation. Ces derniers utilisent plusieurs pistes et transmettent la position absolue à tout moment sous forme de signal binaire. L'émission elle-même peut être parallèle ou série. Les codeurs absolus sont principalement utilisés dans la servotechnique. La vitesse de rotation  $n$  et la vitesse angulaire  $\Omega$  sont déterminées par différenciation à partir de l'angle mesuré  $\varphi$  :

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \Omega(t') dt' \leftrightarrow \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega = 2\pi \frac{n}{60}$$

■ **Résolveurs :** Le fonctionnement des résolveurs est conçu de manière similaire à celui des machines à champ tournant. Dans le stator on ne trouve cependant que deux bobines décalées de 90 degrés au lieu de trois, décalées de 120 degrés, comme le montre la figure 5.17. Pour qu'une tension soit induite dans les enroulements du stator (côté secondaire), indépendamment de la vitesse de rotation, le rotor bobiné (côté primaire) doit être alimenté en tension alternative. Pour éviter d'utiliser des bagues collectrices, le signal du rotor est transmis par couplage de transformation au rotor à haute fréquence. En fonction de la position du rotor, plus de tension est induite dans un des enroulements du stator et moins dans l'autre. On peut déterminer la position du rotor à tout moment à partir des tensions induites. Cependant, elles nécessitent une électronique sophistiquée pour générer les informations de localisation.

■ **Méthodes sans capteur (sensorless) :** Dans la technologie d'entraînement moderne, les méthodes dites « sans capteur » sont d'une importance majeure pour dé-

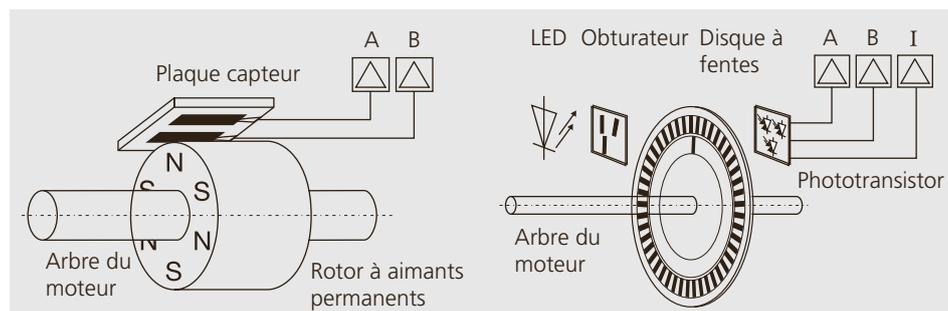


Figure 5.16 : Principe de construction d'encodeurs incrémentaux : à gauche : magnétique, à droite : optique. Source : Maxon

terminer la vitesse de rotation. Elles se basent sur les grandeurs électriques de courant et de tension mesurées et sur un modèle équivalent de la machine. Cela permet de calculer différentes grandeurs, telles que la vitesse de rotations et les flux dans la machine. Ces méthodes sont plus économiques qu'un encodeur intégré. Elles sont largement utilisées dans les applications pour lesquelles les exigences à faible vitesse sont peu élevées. À vitesse de rotation basse, les détecteurs de vitesse sans capteurs simples ne fonctionnent pas. Dans ce cas-là, il faut travailler avec des procédures exigeantes, qui ne sont pas encore très répandues.

Comme on ne peut pas s'attendre à ce que l'utilisateur identifie lui-même les éléments du circuit équivalent de la machine pour la détermination de la vitesse, des procédés d'identification qui mesurent la machine connectée avec sa charge sont implémentés dans les onduleurs modernes. Ainsi, on peut ensuite également obtenir les informations nécessaires à la mesure de vitesse «sans capteur». Une comparaison des principes présentés est illustrée par le tableau 5.5.

## 5.4 Contrôle de vitesse des machines à champ tournant

La vitesse des machines à champ tournant dépend de la fréquence statorique de la machine : Pour les MS, le rapport entre la fréquence électrique et la vitesse de rotation est déterminé uniquement par le nombre de paires de pôles, pour la MAS se produit en plus un glissement  $s$  dépendant de la charge. Les erreurs de vitesse dues au glissement peuvent être réduites même avec des commandes en boucle ouverte au moyen de mesures correctives. Les réglages de vitesse sont utilisés pour la zone de fonctionnement à couple/flux constant, c.-à-d. jusqu'à la vitesse nominale et pour la zone de fonctionnement à tension constante, c.-à-d. au-dessus de la vitesse nominale.

### 5.4.1 Commande U/f de la MAS

Des principes de base du chapitre 3, il s'en suit que pour un couple maximal, le flux magnétique doit être maintenu aussi grand que possible. Cependant, la saturation doit être évitée, sinon la demande en courant pour la création du champ magnétique serait trop importante. Le flux  $\phi_h$  dans l'entrefer de la machine est déterminé par le courant de magnétisation  $I_\mu$ , comme indiqué sur le schéma équivalent de la figure 5.18.

Figure 5.17 : Principe de fonctionnement d'un résolveur.

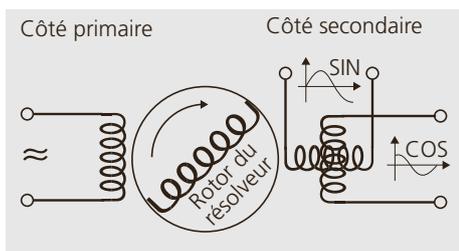


Figure 5.18 : Schéma équivalent pour la commande tension-fréquence.

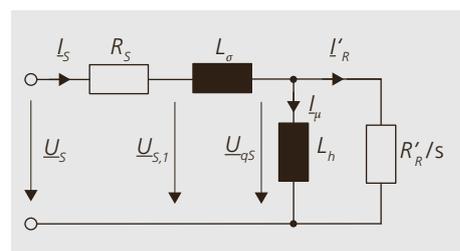


Tableau 5.5 : Comparaison des différents systèmes pour détermination de la vitesse / position.

Type	Tachymètre	Codeur incrémental	Codeur absolu	Résolveur	Méthode sans capteur
<b>Résolution</b>	+	++	+	0	+
<b>Robustesse mécanique</b>	0	+	0	++	++
<b>Précision atteinte</b>	-	0,04"	5"	10'	30'
<b>Utilisation</b>	Mesures de vitesse simple avec une durée de vie limitée	Bonne résolution ; sans nécessité de position absolue	Position absolue requise	Implémentation robuste requise	Bon marché et robuste ; difficile pour de faibles vitesses

Or, si la fréquence du stator est modifiée pour faire varier la vitesse, il est intéressant de savoir comment la tension au stator  $U_S$  doit être contrôlée pour que  $I_\mu$  et de ce fait le flux  $\phi_h$  reste constant. Du circuit équivalent électrique s'en suit :

$$\phi_h \propto I_\mu = \frac{U_{qS}}{\omega_S L_h} \approx \frac{U_S}{\omega_S L_h} = \frac{U_S}{2\pi f_S L_h}$$

■ **Zone de fonctionnement à couple constant** : Pour un courant de magnétisation  $I_\mu$  constant, la tension interne  $U_{qS}$  doit donc être commandée proportionnellement à la fréquence statorique. Cette propriété établit les termes **commande tension-fréquence** ou **commande U/f**. Si la chute de tension aux bornes de la résistance du stator  $R_S$  et de l'inductance de fuite  $L_\sigma$  est négligée, alors la proportionnalité s'applique également à la tension du stator  $U_S$ . Pour le couple de décrochage de la MAS, exprimé par la tension  $U_{S,1}$  et par approximation pour  $U_S$  :

$$M_K = \frac{3U_{S,1}^2}{2\omega_S^2 L_\sigma} = \frac{3}{2L_\sigma} \frac{U_{S,1}^2}{\omega_S^2} \approx \frac{3}{2L_\sigma} \frac{U_S^2}{\omega_S^2}$$

A des fréquences plus élevées, la chute de tension aux bornes de la résistance du stator  $R_S$  peut être directement utilisé. Ainsi, si la tension du stator dans la plage de réglage de tension est réalisée proportionnellement à la fréquence, le couple de décrochage  $M_K$  reste constant.

En plus du comportement du couple de décrochage, le glissement de décrochage  $s_K$  ainsi que le glissement  $s$  sous charge sont également intéressants. S'en suit approximativement :

$$s = \frac{\Delta n}{n_S} \approx \frac{s_K}{2M_K} M \quad \text{avec} \quad s_K = \frac{R'_R}{\omega_S L_\sigma}$$

Si l'on calcule avec cette relation la baisse de vitesse pour un certain couple, alors il devient

$$\begin{aligned} \Delta n &\approx \frac{s_K \cdot n_S}{2M_K} M \approx \frac{R'_R}{2\pi f_S L_\sigma} \frac{60f_S}{p} M \\ &\approx \frac{R'_R}{2\pi L_\sigma} \frac{60}{p} M \end{aligned}$$

et on voit que  $\Delta n$  ne dépend pas de la fréquence  $f_S$ . Les courbes de couple sont parallèles en fonction de la variable  $f_S$  (voir

figure 5.19). En particulier, la chute de vitesse au point de décrochage  $\Delta n_K$  est toujours la même.

■ **Zone de fonctionnement à tension constante** : la tension ne peut plus être augmentée, par ex. parce que le convertisseur est contrôlé à ses limites à  $\omega_{S,N}$  et  $U_{S,N}$  ainsi une augmentation ultérieure de la fréquence a pour effet de diminuer le courant de magnétisation, le flux et le moment de décrochage. La machine est dans la zone d'affaiblissement du champ dans la zone à tension constante. Le courant magnétisant diminue linéairement

$$I_\mu = \frac{U_{S,N}}{\omega_{S,N} L_h} \frac{\omega_{S,N}}{\omega_S} = I_{\mu,N} \frac{\omega_{S,N}}{\omega_S} \propto \frac{1}{\omega_S}$$

et le couple de décrochage diminue de manière quadratique :

$$M_K \approx \frac{3U_{S,N}^2}{2\omega_{S,N}^2 L_\sigma} \frac{\omega_{S,N}^2}{\omega_S^2} = M_{K,N} \omega_{S,N}^2 \frac{1}{\omega_S^2} \propto \frac{1}{\omega_S^2}$$

Pour la variation de vitesse, on a :

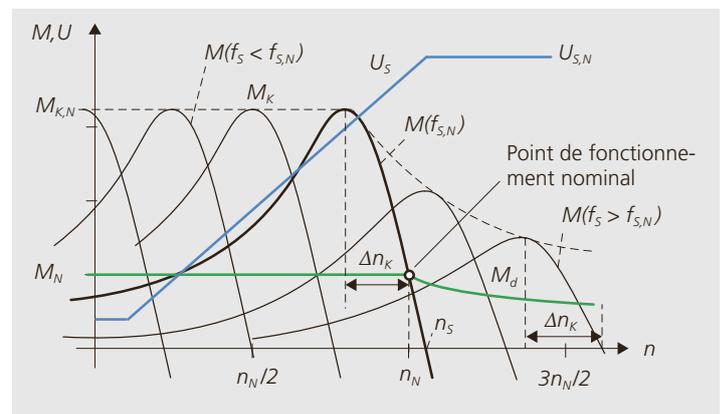
$$\Delta n = \frac{1}{2M_{K,N}} \frac{R'_R}{L_\sigma} \frac{60}{2\pi} \left( \frac{f_S}{f_{S,eck}} \right)^2 M \frac{1}{p}$$

Soit la chute de vitesse augmente linéairement avec la charge et de manière quadratique avec la fréquence. Ici, les courbes de couple deviennent de plus en plus plates, alors que  $\Delta n_K$  reste constant.

Si la machine est chargée de telle sorte que le courant nominal continue à circuler, le couple admissible est réduit d'environ  $1/n$  à mesure que la vitesse augmente en raison du bilan de puissance.

La réduction du couple disponible n'est souvent pas une limitation, car dans de nombreuses applications telles que les

**Figure 5.19 :** Caractéristique couple-vitesse en régime moteur pour les zones de fonctionnement à couple et à tension constante.



machines-outils ou les bobineuses à grande vitesse, seul un faible couple est requis. Si un entraînement capable de fournir le couple maximal sur toute la plage de vitesse est réellement nécessaire, la machine ou l'entraînement complet doivent être redimensionnés.

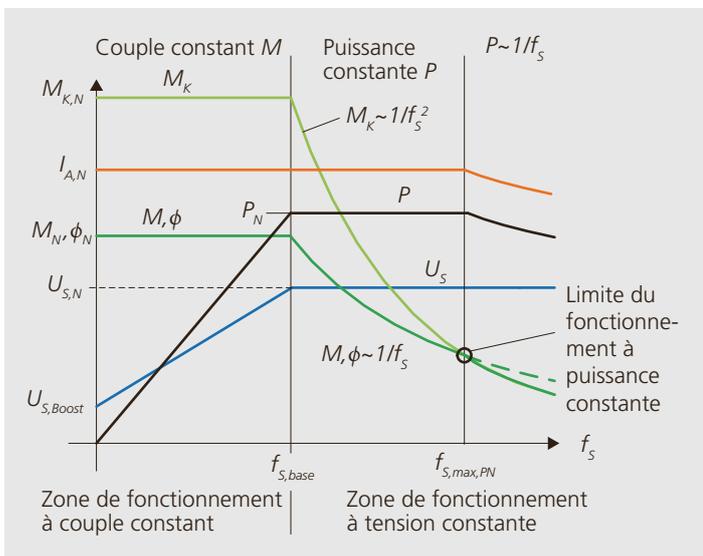
La figure 5.19 montre les caractéristiques couple-vitesse pour différentes fréquences statoriques. Les domaines de fonctionnement de la machine sont présentés sur la figure 5.20 : Dans la zone de fonctionnement à couple constant, le flux  $\phi$  reste constant à  $\phi_N$  et la machine peut générer le couple nominal  $M_N$  avec le courant nominal pour chaque fréquence, tandis que dans la zone d'affaiblissement du champ, avec une tension constante au stator  $U_{S,N}$ , le flux et le couple diminuent de manière inversement proportionnelle à la vitesse. La diminution quadratique du couple de décrochage et la diminution linéaire de la charge créent une intersection de ces deux courbes :

$$M = M_N \frac{f_{S,base}}{f_S} = M_{K,N} \left( \frac{f_{S,base}}{f_S} \right)^2$$

à la fréquence maximale à laquelle la puissance nominale peut encore être atteinte :

$$f_{S,max,P,N} = \frac{M_{K,N}}{M_N} f_{S,base} = \ddot{U} f_{S,base}$$

Figure 5.20 : Diagramme d'entraînement de la MAS.



La capacité de surcharge  $\ddot{U}$  d'une machine détermine ainsi directement la plage de réglage. Au-dessus de  $f_{S,max,P,N}$  la limite de décrochage est atteinte et le couple ad-

missible diminue encore plus. Si une machine est connectée en triangle au lieu d'étoile, la tension augmente du facteur  $\sqrt{3}$  et donc aussi la fréquence de base. L'augmentation de vitesse peut engendrer une augmentation de la puissance de  $\sqrt{3}$ .

■ **Compensation du glissement** : En cas de changement de charge, outre le glissement de la machine, le courant du stator change également. Cependant, si la fréquence est ajustée en fonction du courant de charge, la vitesse de la machine reste à peu près constante malgré la variation de la charge.

Les commandes U/f sont relativement faciles à mettre en œuvre, mais elles sont basées sur des caractéristiques vitesse-couple statiques de la MAS. Cela est donc particulièrement adaptés aux applications avec des changements de vitesse plutôt lents. Cependant, si la vitesse doit être modifiée dynamiquement, un contrôle du flux doit être implémenté.

### Extension pour les basses vitesses

À des tensions et fréquences statoriques basses, le flux résultant de la chute de tension à travers la résistance statorique est trop faible et donc le couple de décrochage diminue. Ceci peut être corrigé par une augmentation de tension. Si suffisamment de paramètres sont connus, une telle augmentation peut être calculée de manière exacte pour chaque point de fonctionnement. Dans ce cas, cependant, suffisamment d'informations seraient disponibles pour réaliser un contrôle vectoriel encore plus efficace.

En pratique, il existe des approches de gestion des flux qui nécessitent peu d'informations sur la machine. Les limites sont données par les courbes de tension caractéristiques de la figure 5.21 :

■ **Flux nominal à  $f_s = 0$  et couple nul** : Dans ce cas, uniquement la chute de tension ohmique pour le courant de magnétisation est compensée :  $\Delta U_S = R_S \cdot I_\mu$ . Pour un couple différent de zéro, la tension est toujours trop petite.

■ **Flux maximal à  $f_s = 0$  et couple nominal** : Ici, la chute de tension au courant nominal est compensée :  $\Delta U_S = R_S \cdot I_n$ . Pour

un couple plus petit, l'augmentation de tension est trop importante et des pertes inutiles se produisent.

Suivant l'application, la tension doit être située entre ces deux courbes. Pour les entraînements disponibles dans le commerce, différents paramètres doivent être introduits. La variante minimale est la pente des courbes  $U/f$  (V/Hz) et l'offset de tension dans la plage de vitesse nulle ( $U_{Boost}$ ). La pente de la courbe peut être déterminée à partir des données nominales de la machine. Pour une machine standard, il s'agit de  $U/f = 400\text{V}/50\text{Hz} = 8\text{ V/Hz}$ . La grandeur  $U_{Boost}$  est augmentée comme décrit ci-dessus et dépend des exigences imposées sur le couple de démarrage.

Si cette grandeur est choisie trop grande, un courant plus grand que le courant nominal peut circuler à l'arrêt et les pertes à basse vitesse deviennent trop importantes. La composition de la courbe  $U/f$  avec l'offset de tension peut, comme le montre la figure 5.21, être optimisée par rapport à une simple hausse.

#### 5.4.2 Commande U/f de la MS

Les machines synchrones peuvent également être pilotées par une commande tension-fréquence. Le fonctionnement sur un réseau rigide (400 V/50 Hz) par ex. correspond à un point de fonctionnement fixe d'une telle commande. Comme point de départ pour les considérations suivantes, le schéma équivalent d'une phase de la MS à pôles lisses en régime permanent est présenté sur la figure 5.22. La valeur de la tension induite est, à excitation constante,

proportionnelle à la vitesse et donc à la fréquence du stator :  $U_p \sim f_s$ .

Pour obtenir le couple souhaité  $M$  avec un courant  $I_s$  minimal, la tension  $\underline{U}_p$  et le courant  $I_s$  doivent être en phase, comme indiqué sur la figure de droite. Pour le couple, alors  $M = k_T I_s = k_T I_{s,q}$ .

La tension induite et la chute de tension sur la résistance statorique  $R_s$  et l'inductance  $L_d$  donnent finalement une tension au stator  $\underline{U}_s$ , celle-ci est légèrement plus grande et décalée par l'angle de charge  $\vartheta$  par rapport à  $\underline{U}_p$ . Pour un couple  $M$ , et donc  $I_{s,q}$ , la tension  $\underline{U}_s$  en fonction de la vitesse peut être déterminée comme un phaseur et son module est :

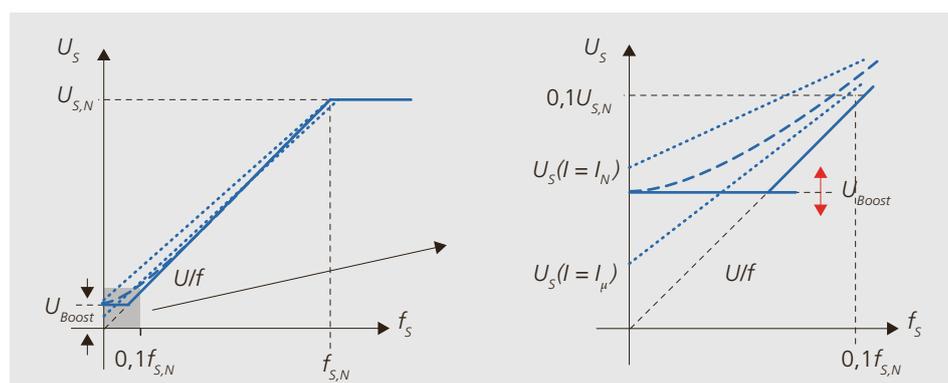
$$\underline{U}_s = jU_p + jU_R - U_x = jU_p + jI_{s,q}R_s - I_{s,q}\omega_s L_d$$

$$U_s = \sqrt{(U_p + I_{s,q}R_s)^2 + (I_{s,q}\omega_s L_d)^2}$$

Lors d'un asservissement, le couple de charge  $M$  et donc  $I_{s,q}$  sont généralement inconnus et la tension appliquée  $U_s$  est donc incorrecte. Le moyen le plus simple de visualiser ce qui se passe est à couple nul lorsque l'angle du rotor de la machine synchrone est nul et que les tensions du stator et les tensions induites sont en phase. A titre de simplification supplémentaire, lorsque la vitesse de rotation est élevée, la chute de tension ohmique aux bornes de  $R_s$  peut être négligée par rapport à la chute de tension aux bornes de  $L_d$ .

Dans le diagramme des phaseurs de la figure 5.23 à gauche, la tension du stator est trop élevée. Cela peut arriver quand la tension est faite pour un couple donné mais que la machine tourne à vide. Le courant résultant dans ce cas est un courant purement inductif dans la direction posi-

**Figure 5.21 :** Augmentation de tension pour différents points de fonctionnement avec un offset proche de zéro. Pointillé : courbes de tension correctes pour la charge à vide et nominale. Continu : courbe U/f et tension de boost. Ligne pointillée : optimisation de la courbe U/f et de la tension de boost



tive de l'axe-d. Ce courant réactif dans l'axe-d agit comme un «intensificateur de champ».

Figure 5.22 :  
Gauche : Schéma équivalent de la MS ; milieu : contrôle de tension optimal ; droite : position du rotor.

Figure 5.23 :  
Courant statorique en marche à vide pour un tension aux bornes trop grande (gauche) et trop petite (milieu), à droite le courant statorique dans le cas général.

Figure 5.24 :  
MS à fonctionnement synchrone sur le même onduleur.

De manière inverse, comme indiqué au milieu de la figure, la tension induite  $U_p$  est trop faible, un courant réactif se produit dans la direction négative de l'axe-d – il produit un champ s'opposant au champ du rotor. Ce deuxième cas présente un intérêt particulier lorsque la tension du stator ne peut plus être augmentée davantage lorsque par ex. le convertisseur a atteint ses limites. Ce courant réactif «affaiblit le champ». La chose intéressante est que, comme pour la MAS, l'affaiblissement du champ est possible de manière simple.

Le cas général avec couple de charge, c.-à-d. avec un courant actif  $I_{s,q}$ , et la tension statorique non adaptée sont indiqués sur le schéma de droite. En raison du courant réactif, le courant du stator n'est pas minimal.

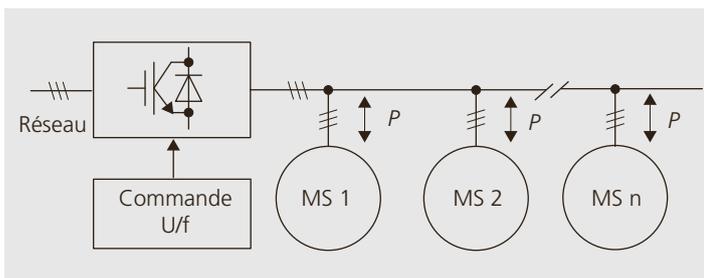
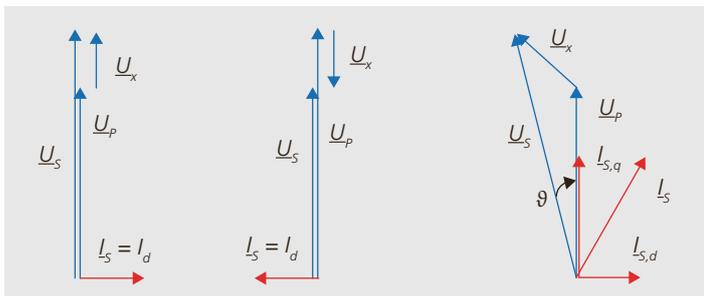
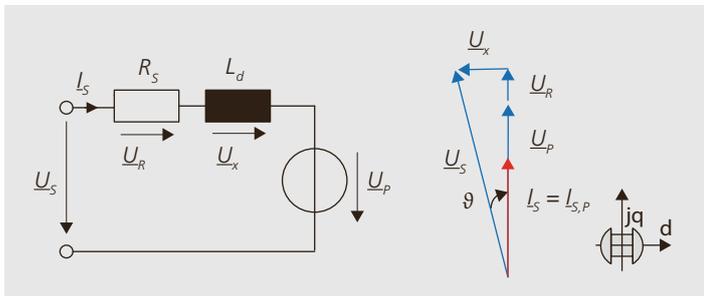
### Vitesse

Alors que la vitesse mécanique de la MAS change avec la charge, elle est indépendante de la charge pour la MS. En fonctionnement non régulé, la vitesse synchrone et donc la fréquence du stator sont réglées en fonction de la vitesse souhaitée et de la tension du stator selon une courbe caractéristique précalculée. Si le couple devient trop élevé pour une MS avec contrôle U/f, la machine décroche, c.-à-d. qu'elle perd son synchronisme. Pour cette raison, les machines synchrones sont beaucoup plus sensibles à une paire tension-fréquence incorrecte que les machines asynchrones.

### Applications avec commande U/f

Dans certaines applications, plusieurs machines doivent être exploitées de manière synchrone. Les exemples sont les entraînements à rouleaux dans l'industrie textile et plastique. Les machines synchrones mises en parallèles, comme le montre la figure 5.24, sont prédestinées à cet effet. Elles ont ainsi toutes la même vitesse sans avoir besoin d'une régulation multiaxe complexe. La vitesse elle-même peut être réglée directement en ajustant la fréquence statorique. De plus, cette structure permet également l'échange d'énergie entre les différentes machines.

Cependant, en cas de connexion en parallèle, les tensions aux bornes de toutes les machines sont identiques. Une adaptation de la régulation de tension U/f pour différentes charges des différents entraînements n'est pas possible. Les courants, et donc les puissances actives et réactives se laissent définir librement.



## 5.5 Régulation de vitesse d'un entraînement

### 5.5.1 Boucle de régulation et régulateur

Le but d'une boucle de régulation est d'amener une valeur réelle, par exemple la vitesse d'une machine, la plus proche possible d'une valeur de consigne. Souvent, différentes grandeurs sont réglées dans un système. Les termes les plus importants sont introduits en utilisant l'exemple de la boucle de régulation imbriquée de la figure 5.25. Toutes les grandeurs  $x$  sont fonctions du temps  $x(t)$ .

#### Blocs fonctionnels et descriptions

■ **Boucle de régulation** : système entier entre la valeur de consigne et la valeur réelle. Pour pouvoir parler de régulation, des rétroactions des valeurs réelles ( $n_{Ist}, i_{Ist}$ ) et des comparaisons avec les valeurs de consigne ( $n_{Soll}, i_{Soll}$ ) doivent être effectuées.

■ **Comparateur valeur de consigne et de mesure** : génère le signal d'entrée  $e$  pour le régulateur à partir de la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle mesurée ( $n_{Ist,M}, i_{Ist,M}$ ) (après le dispositif de mesure).

■ **Régulateur** : génère le signal d'entrée pour une autre boucle de régulation ( $i_{Soll}$ ) ou pour l'élément de commande  $u$ .

■ **Élément de commande** (modulateur et convertisseur de courant) : amplifie et met en forme le signal du régulateur afin que la boucle de réglage puisse être influencée.

■ **Système réglé** (machine et charge) : partie de l'installation qui doit être réglée. Différentes grandeurs peuvent être réglées – par exemple pour la machine le courant, la vitesse ou la position.

■ **Mesures** : les grandeurs à régler sont traitées de manière à avoir le même format et la même plage que les consignes (par exemple, conversion de la vitesse en une tension).

■ **Circuits de commande imbriqués, commandes en cascade** : plusieurs circuits de commande dans lesquels les consignes pour les circuits internes sont générées par les circuits externes. Les commandes en cascade sont typiques des systèmes d'entraînement.

#### Régulateur PI et ses propriétés

Le domaine de la régulation connaît une grande variété de régulateurs et de leurs combinaisons. Depuis de nombreuses décennies, les régulateurs proportionnels intégraux, les régulateurs PI, se sont avérés être la solution qui permet de résoudre la plupart des tâches. Parfois, les régulateurs sont étendus par des différentiateurs (composants D) avec lesquels la rapidité peut encore être augmentée. Cependant, les régulateurs PID ne sont pas populaires car ils amplifient le bruit et les interférences et ne sont donc mis en œuvre que lorsqu'ils sont réellement nécessaires. La boucle typique avec le contrôleur PI de la figure 5.26 est décrite plus en détail. Les propriétés du système à régler sont décrites par  $G_S$  et celles du système de mesure par  $G_M$ .

■ Les régulateurs P amplifient la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle  $e(t) = r(t) - y_M(t)$  avec le facteur constant  $k_p$ . Avec le signal de sortie  $u(t)$  du régulateur, l'étage suivant est alors commandé. Cependant, pour que  $u(t)$  ne soit pas nul, il faut toujours qu'il y ait une différence entre la valeur réelle et la valeur de

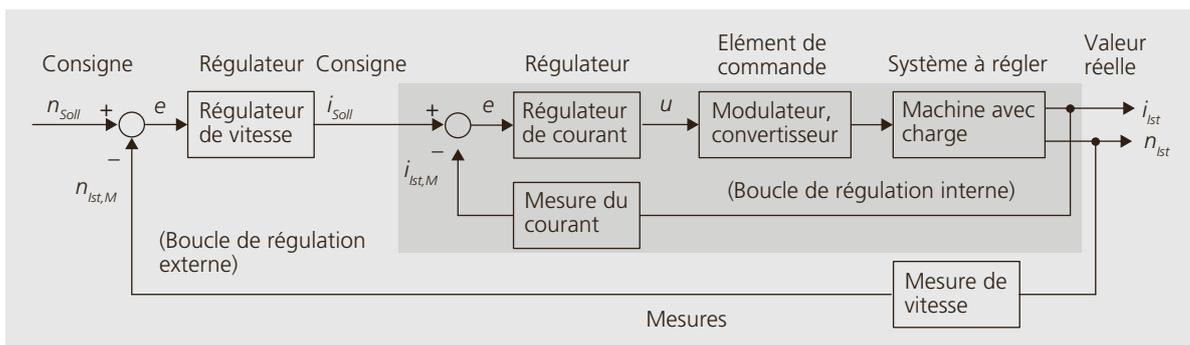


Figure 5.25 :  
Boucle de régulation imbriquée :  
externe vitesse,  
interne courant.

consigne, c.-à-d. une erreur de réglage résiduelle. Les changements apportés à l'entrée ont un effet immédiat sur la sortie.

■ Les régulateurs I, en revanche, intègrent la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle. La sortie du régulateur change jusqu'à ce que la différence  $e(t)$  soit nulle. Par conséquent, les régulateurs I sont lents mais précis. Cependant, ils ne peuvent atteindre exactement qu'une seule valeur de consigne fixe.

■ Les régulateurs PI combinent la caractéristique du régulateur P (vitesse) avec le régulateur I (précision), ce qui permet d'obtenir des régulateurs rapides et précis pour des valeurs de consigne fixes ou variables. Les réponses des deux composantes à un saut indicial à l'entrée sont représentées en vert sur la figure 5.26.

Le dimensionnement de bons régulateurs est délicat, notamment parce qu'il nécessite une bonne identification du système à régler. Des changements brusques, par exemple à cause de jeux d'engrenages, d'opérations non linéaires dues à la saturation, de modification de facteurs de transmissions ou de charges, compliquent en plus le dimensionnement du régulateur.

■ **Régulateur d'état** : rarement, les performances des contrôleurs PID ne suffisent pas à régler un système avec la qualité souhaitée. Dans de tels cas, d'autres structures de régulation sont utilisées. L'une des plus connues sont les régulateurs d'état (state controller).

### 5.5.2 Structure générale de régulation des entraînements

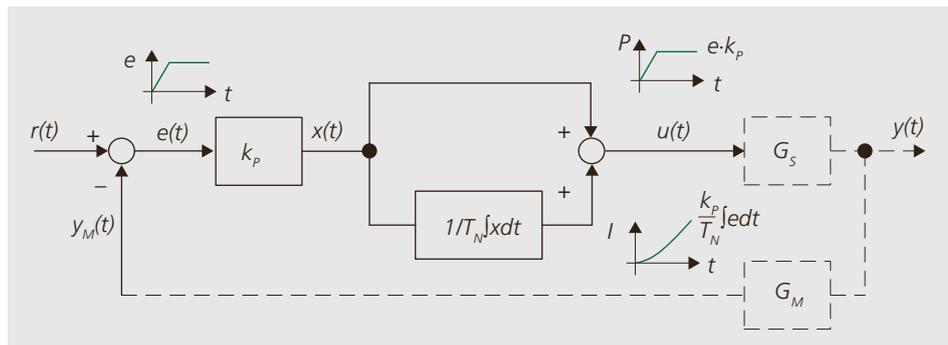
Dans le cas des entraînements, il est possible de réguler différentes grandeurs : di-

rectement sur l'entraînement, par exemple, sur les grandeurs à l'arbre, le couple, la vitesse ou l'angle de rotation. Après la conversion des grandeurs à l'arbre dans les grandeurs de l'entraînement, les valeurs à régler peuvent être la force de propulsion, la vitesse et la position par exemple pour un véhicule. D'autres exemples sont la pression ou le niveau remplissage de conteneurs. Plus on s'éloigne de l'entraînement plus on trouvera de grandeurs à régler. Dans ce qui suit, les grandeurs proches du moteur, tels que le couple, la vitesse, l'angle de rotation et le flux  $\phi$  dans la machine sont considérés comme des variables à régler. Souvent, leurs réglages ne sont pas indépendants les uns des autres : un flux est contrôlé en fonction de la vitesse et inversement un contrôle de vitesse va adapter le flux. Les boucles de régulation de flux et de vitesse peuvent s'influencer dans les machines.

La structure possible d'une régulation de position est illustrée à la figure 5.27 :

■ La valeur de consigne pour le flux  $\phi_{Soll}$  est générée en fonction de la vitesse réelle  $n_{lst}$  par le biais d'une courbe caractéristique : dans la plage de régulation de tension, elle correspond au flux nominal et dans la plage de régulation d'affaiblissement du champ elle est réduite. Le régulateur de flux (vert) compare la consigne avec le flux réel  $\phi_{Soll} - \phi_{lst}$  et génère la consigne  $I_{F,Soll}$  pour le régulateur de courant en aval. L'opérateur avant le régulateur de courant compare la consigne de courant avec la valeur réelle  $I_{F,lst}$  et le régulateur génère la consigne pour l'électronique de puissance, qui génère finalement la tension imposant le flux  $U_F$  qui conduit le courant  $I_F$  à travers la charge.

Figure 5.26 :  
Boucle de régulation avec régulateur PI.



■ Dans certain cas, le courant de consigne imposant le flux  $I_{F,Soll}$  est directement imposé en fonction de la vitesse réelle par une courbe caractéristique (rouge pointillé). Le régulateur de flux est éliminé et le flux n'a pas besoin d'être mesuré. Ainsi, le flux réel est géré avec moins de précision que lors de la régulation.

■ La boucle de régulation de l'angle ou de la position se compose de trois circuits imbriqués (en cascade) : Le régulateur du circuit externe génère la consigne de vitesse  $n_{Soll}$  à partir de la différence  $\varphi_{Soll} - \varphi_{Ist}$  entre la consigne de position et l'angle de rotation réel. Dans la plupart des applications, la grandeur de sortie  $n_{Soll}$  du régulateur d'angle (position) est toujours limitée de sorte que des consignes de vitesses trop élevées ne soient pas générées. Dans le régulateur de vitesse suivant, la consigne et la vitesse réelle sont comparées et ainsi la consigne  $I_{M,Soll}$  pour le courant générant le couple est acheminée au régulateur de courant. Cette consigne est également limitée aux valeurs autorisées par le convertisseur et la machine. Enfin, le régulateur de courant génère, à partir de la différence de valeur de consigne et la valeur réelle, les valeurs de consigne pour l'électronique de puissance qui génère la tension  $U_M$  nécessaire à la formation de couple.

■ Étant donné que le gain de la boucle de régulation de vitesse change en fonction du flux, il peut être nécessaire de l'ajuster en fonction du flux ou respectivement du courant générant le flux, comme indiqué par la réaction du courant d'excitation sur le régulateur de vitesse.

En principe, la totalité de la boucle de régulation de position angulaire peut également être exécutée avec un seul régulateur, qui commande directement l'électronique de puissance à partir de la comparaison consigne-valeur réelle  $\varphi_{Soll} - \varphi_{Ist}$  via un contrôleur. La vitesse  $n_{Soll}$  et le courant  $I_{M,Ist}$  sollicités ne seraient plus contraint et prendraient probablement des valeurs inadmissibles. Ceci est évité en utilisant la structure en cascade présentée avec limitations intermédiaires des consignes. Pratiquement tous les circuits de commande exigeants utilisent donc la structure présentée.

La structure de base présentée s'applique aux entraînements DC et AC. Alors que le flux (champ) et la manière de générer un couple dans la machine à courant continu sont évidents de par leur construction, dans les machines à champ tournant, les deux parties doivent être « extraites » de la modélisation physique au moyen de transformations mathématiques. Les boucles de régulation de position angulaire et de vitesse sont finalement identiques à toutes les machines.

### Étapes pour le dimensionnement du régulateur

Le dimensionnement des boucles de régulation se fait « de l'intérieur vers l'extérieur », c.-à-d. les régulateurs de courant pour la machine et le convertisseur sont dimensionnés en premier. Les circuits régulés de courant résultant, sont utilisés pour dimensionner éventuellement un régulateur de flux et un régulateur de vitesse et enfin la boucle de régulation de vitesse résultante est utilisée pour le dimensionnement du régulateur de position angulaire.

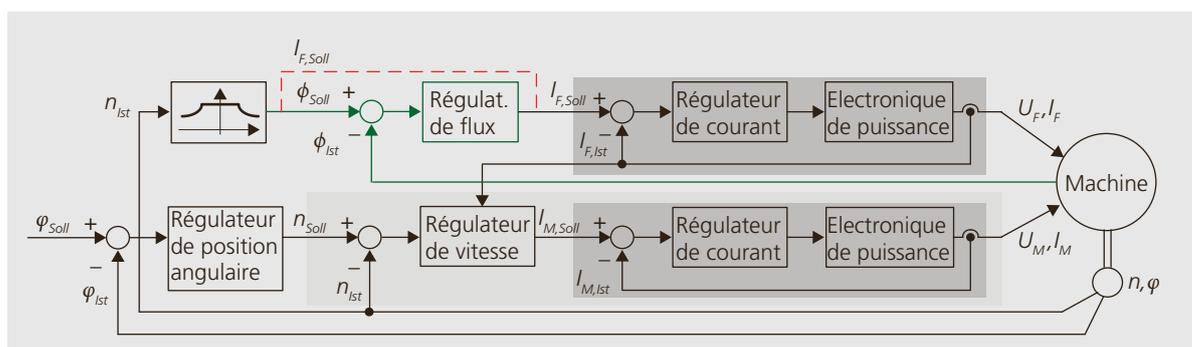


Figure 5.27 : Boucle de régulation de flux et de position angulaire d'une machine. Moitié supérieure de l'image : régulation de flux. Moitié inférieure de l'image : régulation de la position angulaire.

### 5.5.3 Régulation de la machine DC

La façon la plus simple d'illustrer la structure présentée est l'exemple de la régulation d'une machine à courant continu (figure 5.28). Une machine DC à excitation séparée est considérée. Pour une excitation par aimants permanents, la boucle de régulation du champ (flux) est éliminée et le flux  $\phi$  reste constant. Le champ est généré par le courant d'excitation  $I_E$  et le couple par le courant d'induit  $I_A$ . La relation entre le courant et le couple est donnée par la relation connue  $M = k\phi \cdot I_A$ , c.-à-d. le gain dans le circuit d'induit change à mesure que le flux change et le gain du régulateur de vitesse superposé doit être ajusté.

Avec les éléments connus du schéma équivalent de la machine et une charge connue, la conception de la commande pour une machine DC est un processus ordinaire de la technologie d'entraînement et de régulation. La structure de la régulation d'une machine DC est la base pour comprendre la régulation des machines à champ tournant.

### 5.5.4 Régulation d'une MAS

La présentation des machines synchrones et asynchrones a montré que les modèles mathématiques des machines peuvent être

réduits à une description sur deux axes. Ceci est illustré à nouveau sur la figure 5.29. Si le système de coordonnées est imposé de manière à ce qu'un «axe» coïncide toujours avec l'axe du flux rotorique, même lorsque la machine tourne, un système de coordonnées dq est introduit. L'une des composantes du courant agit sur le flux et l'autre sur le couple. Les concepts de contrôle basés sur celles-ci sont appelés «commande par orientation du flux», ou «commande vectorielle». La description à deux axes peut être divisée en trois étapes, comme le montre la figure 5.30 :

- Les tensions et les courants mesurés sont convertis à partir des grandeurs triphasées vers un référentiel  $\alpha\beta$  fixe par rapport au stator, c.-à-d. de trois à deux «axes».

- Pour déterminer l'angle  $\gamma$  pour le système de coordonnées dq, la position du champ rotorique  $\Psi_{R,\alpha\beta}$  en coordonnées  $\alpha\beta$  est requise. Dans le cas d'une MS, où le flux est situé dans l'axe de la roue polaire, la mesure de la position du rotor peut être déterminée alors directement au moyen d'un capteur angulaire.

Si aucun capteur angulaire n'est utilisé, et généralement avec les MAS, le flux doit être calculé à l'aide des paramètres de la

Figure 5.28 :  
Boucle de réglage de champ et de vitesse de rotation d'une machine à courant continu.

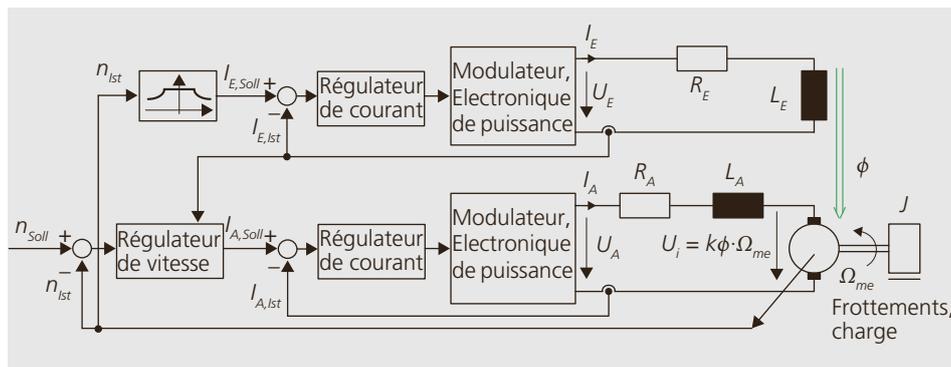
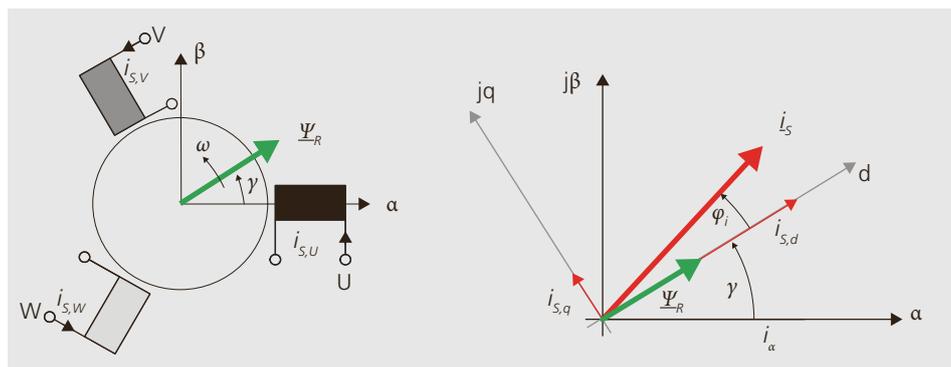


Figure 5.29 :  
Description de la commande par orientation de flux rotorique des machines tournantes.



machine, des tensions  $u_{U,V,W}$  et des courants  $i_{U,V,W}$ . Le bloc fonctionnel calculant ceci est appelé observateur de flux. La sortie de l'observateur de flux peut être les composantes  $\psi_{R,d}$  et  $\psi_{R,q}$  ou la grandeur  $\psi_R$  et l'angle  $\gamma$ . La conversion de l'une à l'autre est toujours possible.

Une fois l'angle  $\gamma$  connu, toutes les grandeurs en coordonnées  $\alpha\beta$  peuvent être exprimées par des composantes en coordonnées dq, par exemple le courant statorique  $i_s = i_{s,d} + j i_{s,q}$ .

■ Inversement, avec un angle  $\gamma$  connu du flux rotorique, toutes les grandeurs connues en coordonnées dq peuvent être recalculées avec l'angle  $\gamma$  en  $\alpha\beta$  puis en représentation uvw. Ceci est représenté à droite de la figure 5.30 pour les fonctions de modulation de commande du convertisseur de courant. Enfin, la structure générale de régulation pour les machines à induction dans le système dq avec utilisation d'un observateur de flux est représentée à la figure 5.31.

**Régulateurs de flux et de vitesse de rotation**

Les observateurs de flux remplissent une tâche essentielle dans les commandes par

orientation du flux. Ils déterminent les variables qui ne peuvent pas être directement mesurées  $\gamma, \psi_R, i_d$  et  $i_q$ . Pratiquement et de manière accessoire, la plupart fournissent également la vitesse de l'arbre  $n$  sans l'utilisation d'un capteur de vitesse. La détermination de l'amplitude et de la position du flux de même que la vitesse en fonction du temps à partir des courants et des tensions mesurés, ceux-ci combinés aux paramètres de la machine, fonctionne bien en théorie, mais est délicat dans la pratique. Les problèmes pratiques ont des causes différentes :

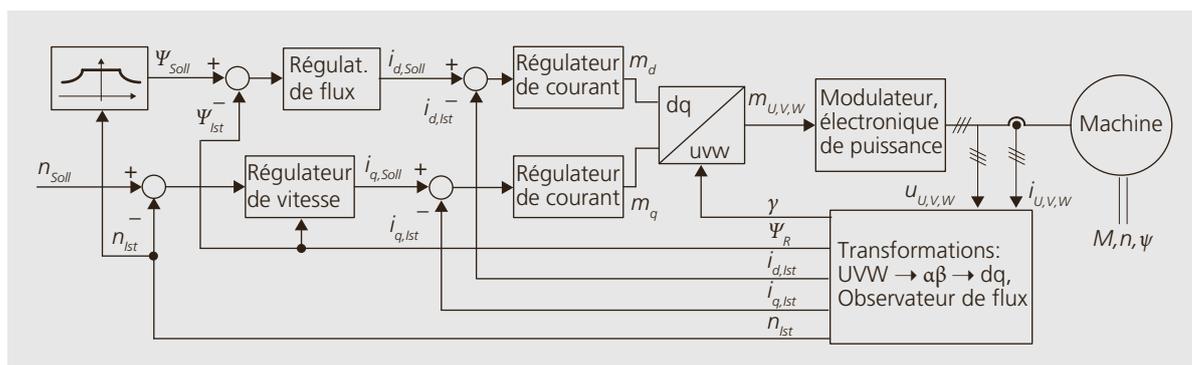
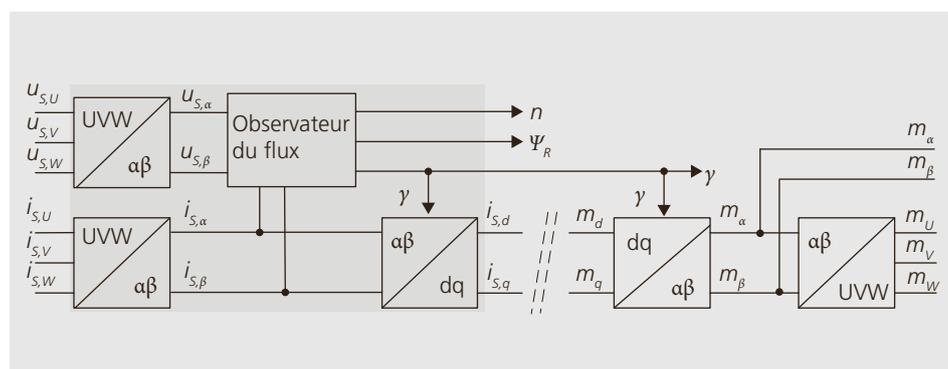
■ Particulièrement à basse vitesse, la mesure exacte de la tension est difficile, entre autre parce que la tension de sortie du convertisseur est fortement déformée par la commutation des semi-conducteurs. Les pics de tension peuvent être importants malgré une faible fréquence de la fondamentale, ce qui rend la mesure précise difficile.

■ La détermination des éléments du circuit équivalent de la machine n'est pas facile et, par conséquent, les valeurs ne sont généralement pas connues avec précision.

■ Les éléments du circuit équivalent dépendent du temps et du point de fonction-

Figure 5.30 : Calcul des composantes dq.

Figure 5.31 : Structure de régulation dq pour les machines à champ tournant.



nement : l'échauffement, la saturation du fer et effets pelliculaires changent leur valeur durant le fonctionnement.

Particulièrement à de faibles vitesses (inférieures de 5 % à 10 %  $n_r$ ), les calculs de flux simplifiés sont sujets aux erreurs. Par conséquent, la position du système de coordonnées et donc le calcul de la vitesse sont inexacts. Le grand intérêt pour les observateurs de flux et la mesure de vitesse sans capteur a conduit à une variété d'études et de solutions. Ceci a conduit soit à des solutions simples avec des limitations, en particulier à basse vitesse ou à des solutions sophistiquées qui donnent de bons résultats même à basse vitesse (parfois jusqu'à l'arrêt).

Si la précision de la valeur de la vitesse calculée est insuffisante, un codeur rotatif supplémentaire peut toujours être utilisé.

### Boucle de régulation

Les différentes grandeurs de la boucle de réglage sont représentées à la figure 5.31. En fonction de la vitesse  $n_{lst}$  la consigne du flux totalisé  $\psi_{Soll}$  est spécifiée par la caractéristique statique flux-vitesse. La comparaison entre la valeur réelle et de consigne est introduite dans le régulateur de flux qui génère la valeur de consigne pour le régulateur de la composante du courant qui génère le flux  $i_{d,Soll}$ .

Si le flux n'est pas détecté, alors, comme avec la machine DC, la composante du courant qui génère le flux  $i_{d,Soll}$  peut directement être imposée en fonction de la vitesse  $n_{lst}$  en utilisant la caractéristique statique. Le flux est ensuite contrôlé, mais souvent la précision est suffisante. Dans ce cas, le régulateur de flux est éliminé!

La consigne de vitesse  $n_{Soll}$  est spécifiée de manière externe. La valeur réelle  $n_{lst}$  peut provenir de l'observateur de flux ou d'un capteur de vitesse séparé comme indiqué sur la figure 5.31. Si nécessaire, le régulateur de vitesse doit s'adapter aux changements de flux (ou au changement du courant qui crée le flux). La sortie du régulateur de vitesse est la consigne de la composante du courant générant le couple

$i_{q,Soll}$ .

Les deux régulateurs de courant génèrent les fonctions de modulation  $m_d$  et  $m_q$  en coordonnées dq pour le convertisseur de courant. Selon le modulateur utilisé, celles-ci doivent ensuite être transformés en coordonnées  $\alpha\beta$   $m_\alpha$ ,  $m_\beta$  pour une modulation par phaseur tournant ou en coordonnées triphasées  $m_u$ ,  $m_v$ , et  $m_w$ .

A partir des fonctions de modulation, le modulateur génère les signaux de commande pour le convertisseur de courant triphasé. Les tensions de sortie du convertisseur sont transmises à la machine et mesurées en même temps que les courants pour une utilisation ultérieure par l'observateur de flux.

En fonctionnement stationnaire, dans la représentation dq, les vitesses de rotation  $n_{Soll}$ ,  $n_{lst}$ , les flux totalisés  $\psi_{Soll}$ ,  $\psi_{lst}$ , les courants  $i_{d,Soll}$ ,  $i_{d,lst}$  et  $i_{q,Soll}$ ,  $i_{q,lst}$  sont des grandeurs continues. Si des régulateurs PI sont implémentés, ceux-ci les régulent si bien que les consignes et les valeurs réelles coïncident presque toujours. Seulement lors de changements dynamiques de faibles différences se produisent pendant une courte durée. En plus du découplage du flux et du couple, ceci est un autre avantage majeur de la représentation dq. Toutes les grandeurs  $x_{U,V,W}$  qui apparaissent sont des fonctions symétriques harmoniques (de forme sinusoïdale) en fonctionnement stationnaire.

### Propriétés de la structure de réglage

De par la régulation directe des composants pour la formation du flux et du couple, une régulation rapide et précise est réalisée. Les grandeurs internes sont sous contrôle (couple, courant, vitesse) et des éventuels dommages causés par le dépassement de limites ne se produisent pas. Partout où ces propriétés sont requises, on utilise aujourd'hui des commandes par orientation du flux. Le coût pour ces bonnes propriétés est une structure et une puissance de calcul plus exigeantes. Pour les entraînements dynamiques ou plus grands, les commandes par orientation du flux font maintenant partie du «state of the art».

En plus de la commande par orientation du flux rotorique de la MAS précédemment décrite, il existe d'autres méthodes. La plus connue d'entre elles est probablement l'«autorégulation directe», également appelée «direct torque control», dans laquelle le flux du stator est régulé. Une régulation pour un flux principal constant est possible. Cependant, ces méthodes sont d'importance secondaire.

### 5.5.5 Régulation d'une MS

La structure de base de la régulation d'une machine synchrone correspond exactement à celle présentée pour la machine asynchrone. Contrairement à la MAS, la MS a un champ magnétique qui n'est pas réalisé par l'enroulement du stator : dans les machines avec excitation séparée, il est généré par le courant d'excitation, dans les machines à aimants permanents par les aimants permanents eux-mêmes. La position de flux est donnée par la position du rotor (angle de la roue polaire). Celle-ci peut être détectée avec précision par un capteur angulaire. Si un capteur angulaire est utilisé, la vitesse peut également être extraite de ses signaux.

Pour les considérations suivantes, on suppose une excitation constante avec des aimants permanents, étant donné que la plupart des machines alimentées par un convertisseur de puissance sont construites de cette manière. Par souci de simplicité, une machine ayant des propriétés magnétiques identiques dans les directions d et q sera considérée. En plus du champ des aimants permanents, le champ rotorique peut être renforcé ou affaibli via la composante dans l'axe-d du courant statorique. Ceci est utilisé pour la zone de fonctionnement à tension constante.

#### Zone de fonctionnement à couple/flux constant

Dans la zone de fonctionnement à couple/flux constant le rendement maximal est atteint lorsque le courant dans la direction d est maintenu à zéro et que seul le courant actif dans la direction q est alimenté. Seulement pour l'affaiblissement du champ, un courant négatif sur l'axe d est nécessaire. Les diagrammes de phaseurs de la figure 5.32 montrent les deux cas de fonctionnement. Ils sont fondamentalement identiques à la régulation U/f de la

Figure 5.32 : Courants et tensions en mode de fonctionnement à couple constant et d'affaiblissement du champ.

Gauche : circuit équivalent ; Milieu : contrôle du courant en mode de fonctionnement à couple constant ; Droite : fonctionnement en affaiblissement du champ.

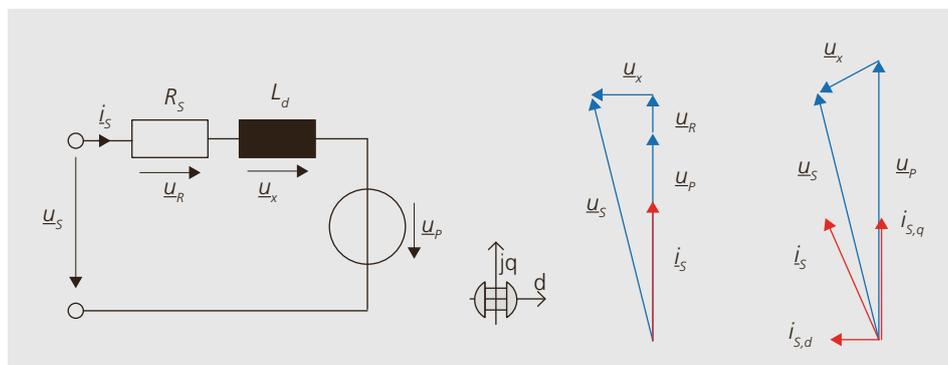
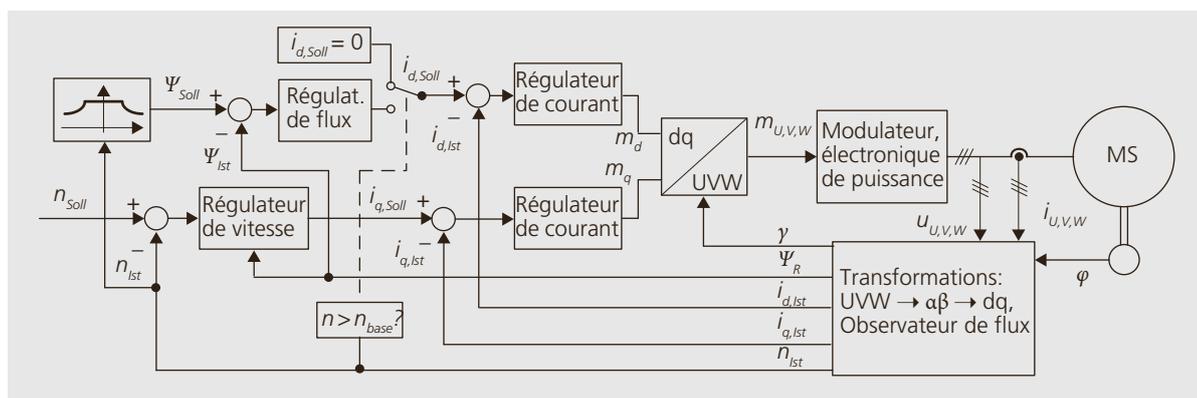


Figure 5.33 : Régulation de flux et de vitesse pour une MS.



MAS. Dans le diagramme tout à droite pour la zone de fonctionnement à tension constante, la chute de tension ohmique est négligée. Le diagramme du phaseur montre que pour un affaiblissement du champ il est nécessaire que le courant soit en avance, la machine est donc capacitive. La génération du courant qui génère le flux  $i_d$  peut être effectué via un régulateur de flux dépendant de la vitesse ou par l'imposition du courant. Dans la plupart des cas, une combinaison avec la spécification de courant avec  $i_{d, \text{sol}} = 0$  est utilisée jusqu'au début de l'affaiblissement du champ puis avec la régulation de flux, comme illustré à la figure 5.33.

### Zone de fonctionnement à tension constante

Le courant du stator est donné par la différence de tension entre la tension aux bornes du stator et la force contre-électromotrice synchrone et l'impédance dans le circuit du stator. Comme l'affaiblissement du champ est principalement effectué à des vitesses plus élevées, la résistance du stator  $R_S$  peut généralement être négligée et il devient :

$$\underline{i}_S = \frac{u_S - ju_P}{R_S + j\omega_S L_d} \approx \frac{u_S - ju_P}{j\omega_S L_d}$$

Si le courant est décomposé dans les composantes d et q, il s'ensuit :

$$\begin{aligned} \underline{i}_{S,d} + j\underline{i}_{S,q} &= \frac{u_{S,d} + ju_{S,q} - ju_P}{j\omega_S L_d} \\ &= \frac{u_{S,q} - u_P}{\omega_S L_d} - j \frac{u_{S,d}}{\omega_S L_d} \end{aligned}$$

Si l'on suppose que la valeur du courant nominal du stator  $i_{S,n}$  doit rester constante, alors un accroissement du courant  $i_{S,d}$  implique une diminution du courant disponible  $i_{S,q}$  conduisant à un plus petit couple maximum disponible puisque  $M = k_T i_{S,q}$  :

$$i_{S,q} = \sqrt{i_{S,n}^2 - i_{S,d}^2} = \sqrt{i_{S,n}^2 - \left[ \frac{u_{S,q} - u_P}{\omega_S L_d} \right]^2}$$

Comme prévu, avec une petite inductance statorique  $L_d$  la diminution devient plus rapide. Les machines développées pour une opération avec un grand affaiblisse-

ment du champ sont donc conçues avec des valeurs  $L_d$  grandes et des inductances  $L_q$  faibles.

Dans le cas d'un affaiblissement du champ, la force contre-électromotrice synchrone (tension imposée de la MS) à haute vitesse devient supérieure à la tension nominale à la sortie du convertisseur. Si la régulation du convertisseur est défectueuse ou si tous les semi-conducteurs sont bloqués, la tension élevée de la machine peut détruire le convertisseur. La plage d'affaiblissement de la machine et du champ doit être prise en compte lors de l'adaptation du convertisseur. Pour la conception, la vitesse maximale doit aussi être prise en compte.

### 5.5.6 Paramétrage des convertisseurs et des régulateurs

Avant la première mise en service, les caractéristiques et limites spécifiques du convertisseur de courant, de la machine et de la charge doivent être connues. A partir de là, les réglages corrects pour les paramètres du régulateur peuvent être déterminés. Certaines de ces informations peuvent être déterminées sur le système fini, d'autres doivent être spécifiées par l'utilisateur. Les exemples relatifs sont :

■ **Nombre de paires de pôles** : le rapport entre la fréquence et la vitesse. Particulièrement important pour les entraînements sans encodeur.

■ **Vitesse minimale** : pour les machines sans ventilateur externe, le refroidissement n'est souvent plus assuré à très basse vitesse. La vitesse minimale doit ainsi être limitée.

■ **Vitesse maximale** : protège la machine contre un dommage mécanique.

■ **Courant nominal** : détermine la charge continue de la machine et la protège contre un dommage thermique.

■ **Courant maximal** : généralement indiqué comme un multiple du courant nominal. Il ne sera admis que durant un court instant. Parfois, au lieu d'une valeur de courant fixe, la limite de l'intégrale du courant  $\int i^2(t') dt'$  (appelée valeur  $i^2t$ ) peut être spécifiée. Le courant maximum est d'une part une limite pour le convertisseur de puissance et d'autre part, il protège la ma-

chine contre les dommages causés par une surchauffe ou une démagnétisation locale des aimants permanents.

■ **Tension maximale du circuit intermédiaire** : spécifie à partir de quelle tension une résistance de freinage doit être connectée ou une réinjection doit être active ou à partir de quelle tension la machine doit être déconnectée du convertisseur de courant. Cela protège le convertisseur et la machine contre les surtensions.

■ **Durée de démarrage** : temps nécessaire pour atteindre le point de fonctionnement. Plus le temps de démarrage est court, plus le système sera rapide, par conséquent le convertisseur de puissance, la machine et l'entraînement seront plus fortement contraints. Si le temps de démarrage est trop petit, la charge sera si élevée que le variateur de fréquence sera limité.

■ **Durée de freinage** : temps nécessaire pour arrêter le système. Plus le temps de freinage choisi est petit, plus le système sera rapide, mais plus la machine sera chargée. Si le temps de freinage est trop court, l'augmentation de la tension du circuit intermédiaire doit être limitée. Si aucun circuit de freinage ni aucune énergie de régénération ne sont disponibles, la machine doit être déconnectée du convertisseur de puissance et est ensuite non régulée, ce qui n'est pas autorisé suivant l'application.

■ **Accélération avec rampe de vitesse** (aussi accélération de la fréquence) : protection du convertisseur et de la charge.

■ **Décélération avec rampe de vitesse** (aussi décélération de la fréquence) : protection du convertisseur et de la charge.

### **Paramétrage automatique («auto tuning»)**

Le réglage manuel des paramètres du régulateur est très compliqué pour les utilisateurs. Il nécessite une connaissance précise de la théorie de la machine, de tous les éléments de la machine, des cas de charge et de la technologie de régulation. Ce n'est souvent pas le cas. Les entraînements disponibles dans le commerce sont donc équipés de routines d'auto-identification et d'auto-paramétrage. Ceux-ci déter-

minent les informations nécessaires de la machine par des mesures ciblées, parfois à l'arrêt et parfois en rotation. Les résultats de mesure sont utilisés pour déterminer les paramètres de réglage et pour configurer les régulateurs. La création de routines d'auto-identification et d'auto-paramétrage est très intéressante, mais compliqué.

Si les résultats obtenus au moyen de l'auto-paramétrage ne sont pas toujours satisfaisants, ils sont presque toujours de bonnes valeurs de départ pour un réajustement manuel ultérieur des paramètres.



# Dimensionnement et mise en œuvre

## 6.1 Processus de dimensionnement

### 6.1.1 Spécifications et cahier des charges

La conception d'un entraînement électrique est un processus itératif qui se caractérise par un ensemble de spécifications et de contraintes. Dans la mesure du possible, deux questions doivent être répondues :

- Que doit faire l'entraînement ?
- Quelles sont les contraintes à respecter ?

Dans une relation client-fournisseur, le client prépare les spécifications et formule sa commande et les limites de fonctionnement au fournisseur. A son tour, le fournisseur va créer un **cahier des charges** dans lequel il décrit son offre, documente les restrictions et annonce également les conditions de vente. Si le cahier des charges est accepté, le contrat est conclu et l'exécution du projet peut commencer. Ce processus est illustré à la figure 6.1. L'établissement des spécifications et du cahier des charges sont les premières étapes dans la phase de conception de l'entraînement électrique. Jusqu'où peut-on aller dans cette phase ? Cela dépend de

la relation entre les parties concernées. Un cahier des charges complet équivaut presque souvent déjà à un dimensionnement final. Il ne sera pas possible de le produire avant de conclure un contrat ou d'avoir une commande valide, puisqu'il n'y a pas encore de financement pour ce travail. Néanmoins, il est avantageux pour toutes les parties concernées que les objectifs principaux et les conditions soient définis de manière compréhensible afin d'éviter des conflits ultérieurs et des pertes inutiles de temps et de ressources.

### 6.1.2 Spécifications

La connaissance des mouvements et les forces qui se produisent dans le cas stationnaire et dynamique sont les exigences techniques de base pour définir un système d'entraînement. Ces **objectifs de mouvement** conduisent au dimensionnement individuel de chaque composant. En plus du mouvement, les **objectifs de commande** (exigences fonctionnelles) ont un effet sur les éléments à sélectionner et leurs interfaces. Enfin, chaque conception est également soumise à des contraintes externes qui doivent être prises en compte et limitent la solution technique.

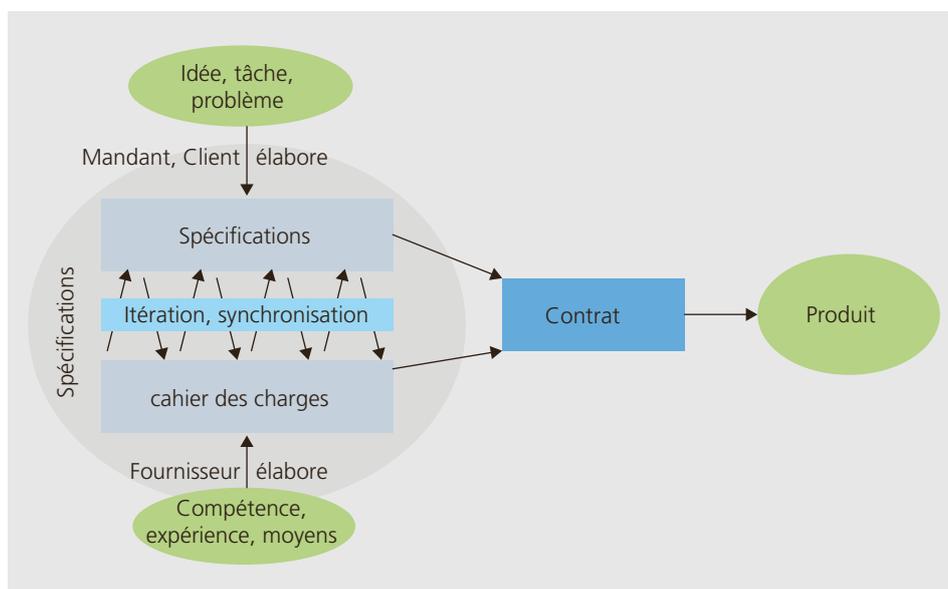


Figure 6.1 :  
Création d'un produit.

La figure 6.2 montre le processus de conception avec les objectifs et les contraintes externes comme premier élément. Sur la figure 6.3, les possibles contraintes de l'entraînement sont répertoriées. Pour les spécifications de la commande, trois niveaux fonctionnels sont distingués et affichés dans la pyramide de l'automatisation. Ceci est montré avec une liste de composants à la figure 6.4. Enfin, le tableau 6.1, regroupé par sujet, répertorie les contraintes pouvant survenir lors de la conception d'un système d'entraînement.

### 6.1.3 Conception

La conception d'un système d'entraînement implique deux aspects fondamentaux :

■ Dans la **conception du système**, les composants appropriés sont déterminés et sélectionnés, c'est la conception de la to-

pologie de l'entraînement : quel type de machine, quelle fonction du convertisseur et quels dispositifs supplémentaires sont nécessaires pour accomplir la tâche requise. Cet aspect est fortement basé sur l'expérience et la connaissance des dispositifs disponibles et de leurs propriétés.

■ Lors du **dimensionnement**, les grandeurs fondamentales des composants doivent être calculées et définies ; Ici, avant tout, un traitement et un calcul précis des spécifications techniques sont nécessaires.

Aussi dans les systèmes d'entraînement, toutes les requêtes ne sont pas vraiment faisables. Par conséquent, dans le processus de conception de la figure 6.2, l'abandon est également représenté. Souvent, il existe des exigences commerciales qui empêchent la réalisation, par exemple si les coûts de réalisation du produit désiré sont grands par rapport au prix de vente.

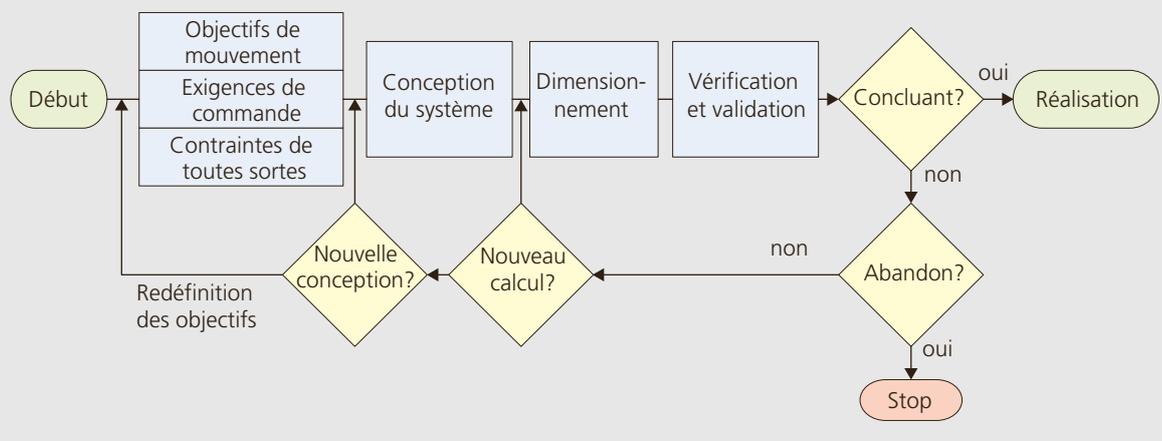


Figure 6.2 :  
Phase de conception d'un entraînement électrique.

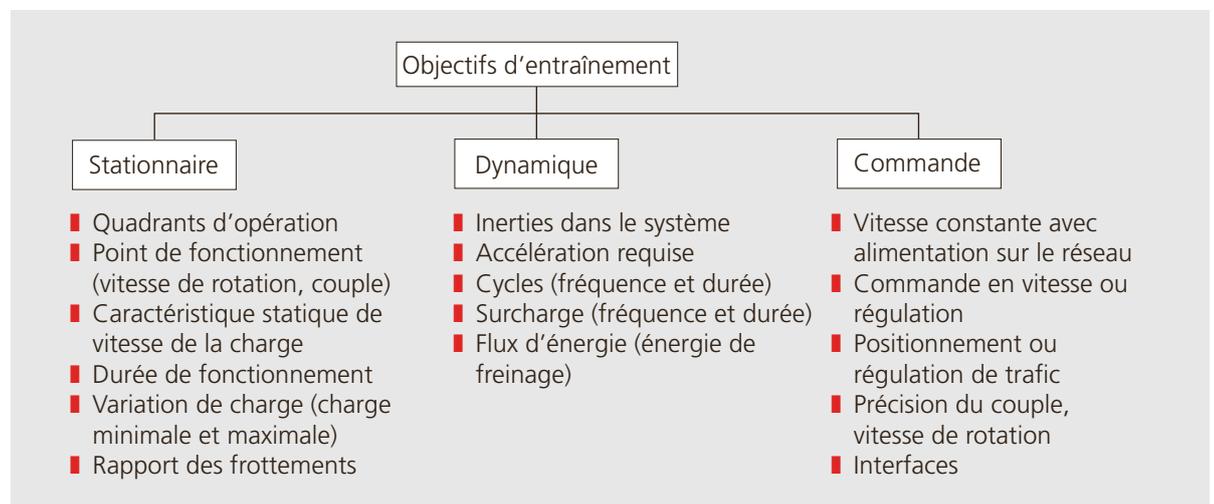
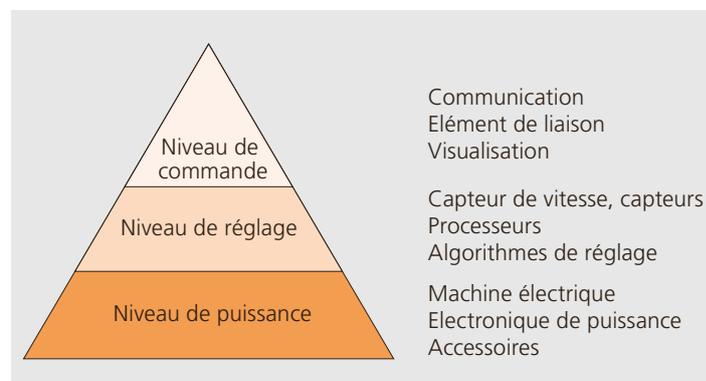


Figure 6.3 :  
Objectifs pour les spécifications d'un entraînement électrique.

Un autre cas courant est que l'espace requis n'est pas disponible pour le mouvement qui doit être réalisé. Les limites physiques empêchent alors la réalisation.

tels que les coûts et le temps de mise en œuvre par rapport aux exigences techniques. Il est donc conseillé d'attribuer une priorité ou une alternative possible aux exi-

Figure 6.4 : Niveaux fonctionnels d'un système d'entraînement.



#### 6.1.4 Déroulement

Le pré-dimensionnement et la conception de l'entraînement électrique nécessitent, d'une part, la connaissance la plus large possible du processus de conception et, d'autre part, un bon aperçu des composants disponibles, de leurs fonctions et de leurs possibilités d'intégration.

Les spécifications de l'entraînement sont souvent contradictoires. Ceci s'applique en particulier aux aspects commerciaux

<b>Géométrie et montage</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ contraintes environnementales, dimensions possibles de l'entraînement</li> <li>■ type d'accouplement à la charge, accouplement, entraînement direct, arbre creux, flasques, réalisation et longueur de l'arbre</li> <li>■ tolérances de planéité et de concentricité</li> <li>■ tolérances de montage</li> </ul>
<b>Conditions mécaniques</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ charges axiales et radiales sur l'extrémité de l'arbre d'entraînement</li> <li>■ charge uniforme ou pulsée</li> <li>■ vibrations externes et résonances</li> <li>■ contraintes sur le boîtier</li> <li>■ poids autorisé sur l'entraînement</li> </ul>
<b>Bruit</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ bruits à l'arrêt et en fonctionnement</li> </ul>
<b>Pertes, température et refroidissement</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ rendement et pertes</li> <li>■ température ambiante, valeur minimale et maximale</li> <li>■ température de sortie admissible à l'extérieur et à la surface</li> <li>■ types de refroidissement possibles (refroidissement passif, auto-ventilé avec ventilateur sur l'arbre, refroidissement forcé, refroidissement à eau)</li> </ul>
<b>Degré de protection de l'entraînement</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ protection contre le contact de pièces mécaniques en mouvement</li> <li>■ protection électrique</li> <li>■ protection et encapsulation contre les liquides</li> </ul>
<b>Environnement électrique</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ alimentation de l'entraînement (tension, fréquence, nature du réseau)</li> <li>■ puissance à disposition</li> <li>■ qualité et disponibilité de l'alimentation</li> <li>■ réglementation EMC</li> </ul>
<b>Conception et design</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ forme et couleur</li> <li>■ transparent ou discret</li> </ul>
<b>Sécurité de fonctionnement</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ durée de vie mécanique et électrique des composants</li> <li>■ intervalles de maintenance pour la lubrification</li> <li>■ fiabilité, probabilité de défaillance et mécanismes de défaillance.</li> </ul>
<b>Réglementation et normes</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ législation générale nationale</li> <li>■ réglementations spécifiques à l'industrie</li> <li>■ règlements techniques reconnus</li> <li>■ règlements de test et données de consommation autorisées</li> <li>■ sécurité liée à la conception du produit</li> </ul>
<b>Conditions commerciales</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ nombre de pièces du produit</li> <li>■ coûts, coûts de production, prix de vente, coûts de réparation</li> <li>■ cycle de vie, approvisionnement en pièces de rechange</li> </ul>

Tableau 6.1 : Contraintes lors du dimensionnement d'un entraînement électrique.

gences et conditions. L'entraînement conçu modifie également les propriétés du système global. Un exemple typique est la dynamique de l'entraînement. Si la machine apporte une contribution significative au moment d'inertie, il ne sera pas possible de vérifier que les conditions sont remplies jusqu'à ce que le choix final ait été fait. Pour les raisons mentionnées ci-dessus, le processus de conception selon la figure 6.2 est un processus itératif.

Dans le processus de conception, le rapport effort-gain joue un rôle important. Les compromis dans la conception fonctionnelle en faveur d'économies de coûts significatives ou d'une légère augmentation des coûts pour une augmentation significative de la qualité doivent être soigneusement examinés et sélectionnés sur la base des aspects techniques et commerciaux. Le processus itératif représente donc également un processus d'optimisation qui doit être maîtrisé dans la discussion des différents groupes des parties prenantes.

Dans une procédure standard, le client, en tant qu'**utilisateur ou intégrateur de systèmes**, spécifie les exigences pour les fabricants de composants. Ceux-ci incluent les spécifications de l'entraînement et les conditions externes.

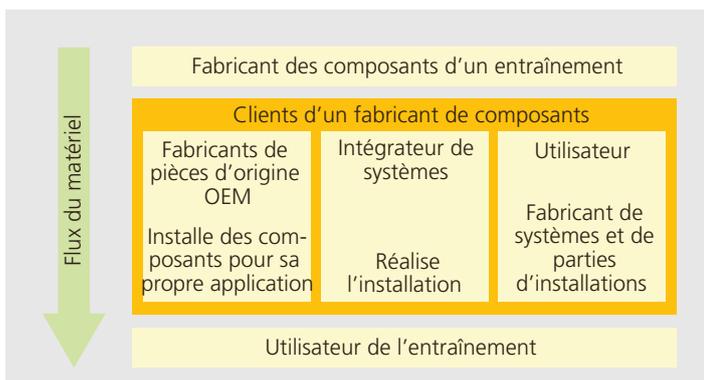
Sur la base de toutes les exigences, le fournisseur de composants en tant que planificateur de l'entraînement définit la machine, l'électronique de puissance et son contrôle associé et éventuellement les interfaces, en tenant compte des normes et réglementations applicables.

Pour les petites applications, il n'y a souvent pas de processus de conception. Le

client recherche directement si les pièces individuelles ou même l'entraînement complet avec la fonctionnalité souhaitée, sont disponibles dans les catalogues des produits standards des fabricants. Sinon, il discute des approches possibles pour répondre aux exigences avec les représentants du fabricant.

Différents types de relations client/fournisseur sont présentés à la figure 6.5. Les composants de l'entraînement sont souvent assemblés par des **fabricants de pièces d'origine** (OEM, Original Equipment Manufacturer) en sous-systèmes ou composants de l'installation. Les OEM ne vendent pas leurs systèmes directement aux utilisateurs mais aux **intégrateurs de systèmes**. Ceux-ci réalisent des systèmes qui sont vendus à l'utilisateur. Si les systèmes sont déjà là, un **installateur** doit enfin s'assurer que toutes les réglementations en vigueur sont respectées lors de la connexion au réseau.

**Figure 6.5 :**  
Rapports entre le client et le fournisseur.



## 6.2 Bases légales

### 6.2.1 Vue d'ensemble

La conception d'entraînements électriques est soumise à des **règlementations**. En raison des fondements des **lois**, des directives et des ordonnances sont adoptées en Suisse ainsi que dans l'Union européenne, qui réglemente l'approbation sur le marché. Les textes n'énumèrent généralement pas de règlements techniques spécifiques, mais se réfèrent à l'état de l'art technique reconnu, qui est notamment défini dans des **normes** et la rendent obligatoire. Les directives suivantes en liaison avec les entraînements électriques et les systèmes s'appliquent :

- La directive relative aux machines (MRL) 2006/42/CE donne les bases de la conception et de l'application des installations en matière de sécurité et d'accidents et réglemente leur approbation dans l'Espace économique européen. Dans la MRL, le terme machine désigne un ensemble de pièces interconnectées, dont au moins une est mobile. La MRL s'applique à toutes les machines de ce type, à l'exclusion des exceptions qui y sont mentionnées.

- La directive basse tension (DBT) 2006/95/EG contient les règlements pour la prévention des risques électriques. Les équipements électriques individuels, et en particulier les moteurs électriques et les transformateurs, sont exclus de la MRL et placés dans le champ d'application du DBT. Il convient toutefois de noter que ces dispositifs, lorsqu'ils sont installés dans une machine, sont soumis à la conformité à la MRL.

- La directive CEM 2004/108/EG stipule que les appareils doivent avoir une compatibilité électromagnétique.

- La directive relative à l'écoconception 2009/125/EG définit le cadre pour la spécification des exigences d'écoconception applicables aux produits liés à l'énergie. Afin de mettre en œuvre cette directive, la directive relative à l'écoconception des moteurs électriques EG 640/2009 a été adoptée, qui définit le rendement minimum des machines électriques.

Avec la déclaration de conformité de ses produits, le fabricant reçoit l'autorisation de les vendre dans l'espace européen. Sur les machines complètes, cela est attesté par l'apposition du symbole CE. Pour les machines incomplètes, ce qui est généralement le cas pour les entraînements électriques, le fabricant doit joindre une déclaration et décrire les normes qui sont respectées. Cette déclaration sert alors au fabricant de la machine complète comme preuve de sa conformité.

Le symbole CE et la déclaration du fabricant sont tous deux des auto-déclarations. En cas de dommage, la conformité sera vérifiée. Le fabricant doit alors être en mesure de prouver les bases de sa déclaration. Il peut se référer aux déclarations de conformité des composants achetés et à la conformité par rapport aux normes applicables.

Les normes sont considérées comme l'état de l'art dans leur domaine d'expertise. Elles sont élaborées par des organisations nationales et internationales et identifiées par leur champ d'application. Par exemple, SN pour la Suisse, EN pour Européen et CEI ou ISO pour les normes internationales. Les normes électrotechniques sont développées en Europe par le CENELEC et à l'international par la CEI. Les normes SN sont délivrées par l'Association Suisse de Normalisation, SNV.

Les normes sont identifiées par un nombre à cinq chiffres, qui peut être complété d'autres nombres pour une autre subdivision. Le groupe de nombres 6xxxx contient les normes EN, qui a été adopté par la CEI. Le groupe 5xxxxx contient les normes EN du CENELEC.

Une subdivision importante des normes concerne leur domaine de validité :

- les normes de base (normes A) décrivent les relations physiques, les méthodes de mesure et les définitions de base

- les normes génériques ou groupes de normes (normes B) s'appliquent généralement à certaines propriétés

- les normes de produit (normes C) se réfèrent à des produits définis. Lorsque des normes de produits existent, elles s'appliquent en priorité par rapport aux normes génériques.

La hiérarchie des lois importantes, les réglementations et normes associées est représentée dans les domaines de la conception de produits liés à la sécurité, de la compatibilité électromagnétique (CEM) et de l'efficacité énergétique à la figure 6.6.

**6.2.2 Rendement**

Sur la base de la loi sur l'énergie RS 730.0, la Suisse a promulgué l'ordonnance sur l'énergie, qui stipule l'adoption du règlement européen 640/2009 et puis aussi (dans la version du 15 mai 2020) l'enregistrement du 2019/1781. Ce document, appelé «Règlement sur les moteurs», spécifie la directive écoconception 2009/125/CE pour les machines électriques. Dans le règlement, il est avancé que 70 % de la consommation d'électricité dans l'industrie est due aux systèmes d'entraînement. On pense que 20 à 30 % de cette énergie peut être économisée à moindre coût et que le

facteur le plus important est l'utilisation de moteurs plus économes en énergie.

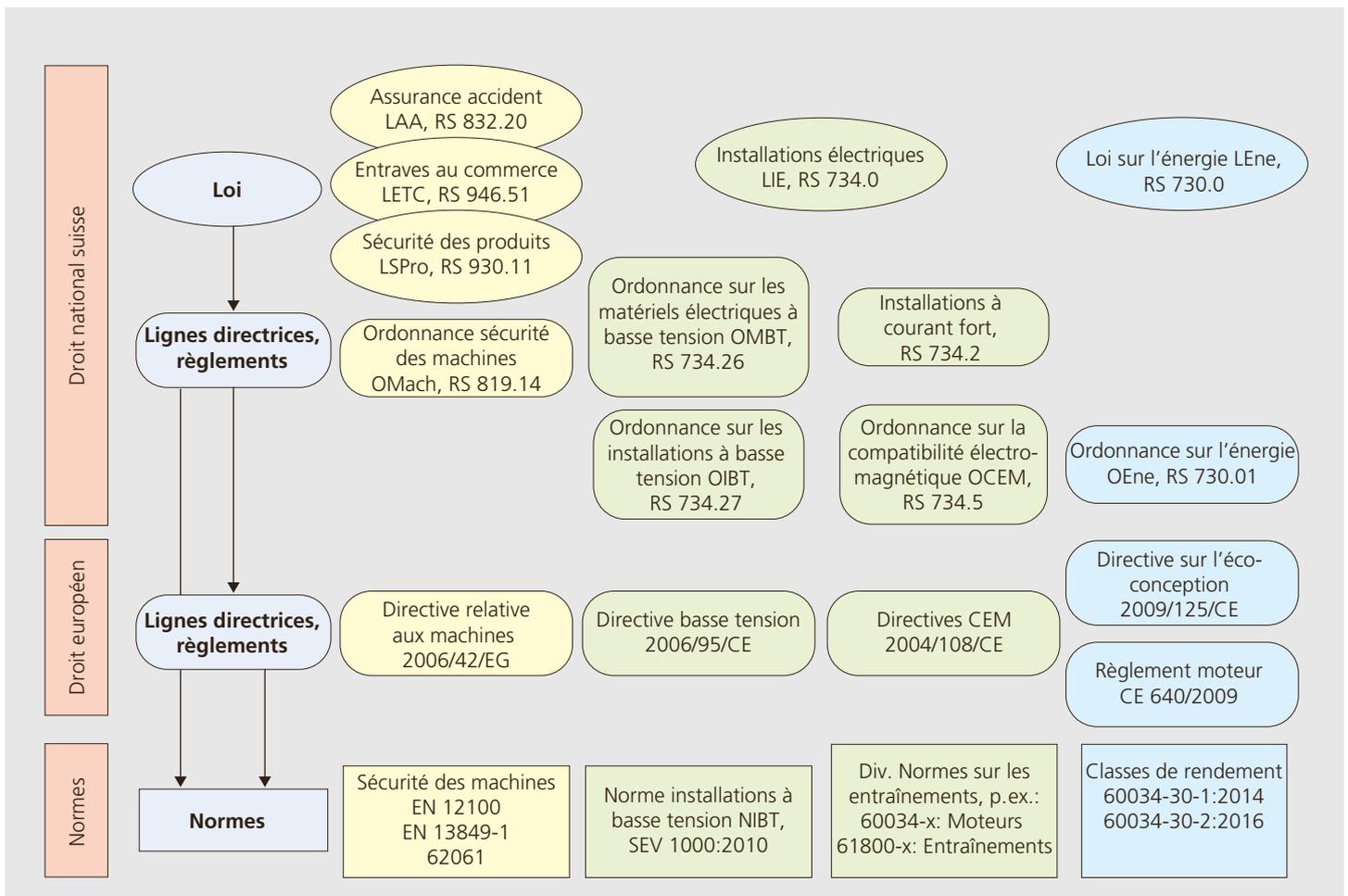
Les normes CEI 60034-30-1 pour les moteurs fonctionnant sur secteur et CEI 60034-30-2 pour les moteurs à vitesse variable sont actuellement (2020) utilisées comme base pour la détermination des rendements. Sont concernées les machines qui répondent aux critères suivants :

- moteurs asynchrones à cages d'écureuil triphasés et monophasés 50Hz ou 50/60Hz
- nombre de pôles de la machine 2 à 8
- tension nominale  $U_N$  jusqu'à 1000V
- puissance nominale dans la gamme 0,12 – 1000 kW
- conçues pour un fonctionnement continu

Les exceptions sont les machines qui doivent fonctionner totalement dans un fluide.

■ sont entièrement intégrées dans un produit et ne peuvent pas être enregistrées indépendamment.

Figure 6.6 : Bases juridiques et normes associées.



■ sont exploitées dans des conditions externes spéciales (altitude de fonctionnement, température d'utilisation, atmosphère explosive).

■ sont utilisées comme frein.

Les rendements nominaux minimums sont entrés en vigueur pour les machines 2 à 6 pôles selon le calendrier suivant :

■ à compter du 16 juin 2011, les moteurs doivent atteindre au moins le niveau d'efficacité IE2.

■ à compter du 1<sup>er</sup> janvier 2015 : les moteurs d'une puissance de sortie nominale de **7,5 kW à 375 kW** doivent atteindre au moins le niveau de rendement IE3 ou être conformes au niveau de rendement IE2 et être équipés d'un régulateur de vitesse.

■ à compter du 1<sup>er</sup> janvier 2017 : tous les moteurs d'une puissance nominale de **0,75 kW à 375 kW** doivent atteindre au moins le niveau de rendement IE3 ou être conformes au niveau de rendement IE2 et être équipés d'un régulateur de vitesse.

Le prochain durcissement s'applique aux machines de 2 à 8 pôles et les exigences inférieures pour le contrôle de la vitesse seront supprimées :

■ A partir du 1<sup>er</sup> juillet 2021 : dans la plage **0,75 – 1000 kW**, au minimum le niveau de rendement IE3 et pour la plage **0,12 – 0,75 kW** un niveau de rendement IE2.

■ A partir du 1<sup>er</sup> juillet 2023 : pour les moteurs 2 à 6 pôles de la gamme **75 – 200 kW** au minimum un niveau IE4 et en plus pour les moteurs 2 à 8 pôles antidéflagrants sur toute la plage de puissance ainsi que IE2 pour les moteurs monophasés à partir de 0,12 kW.

La figure 6.7 montre les courbes de rendement pour les classes IE1 à IE5 pour les moteurs bipolaires et quadripolaires. On peut constater que les améliorations à de faibles niveaux de puissance sont prononcées.

Les moteurs à quatre pôles ont un rendement supérieur pour les mêmes performances que les moteurs bipolaires. Ceci est réalisé grâce à une meilleure utilisation magnétique et à des longueurs de fil plus courtes de la machine à quatre pôles.

En plus de la réglementation des moteurs électriques, la réglementation des commandes moteurs entrera également en vigueur le 1<sup>er</sup> juillet 2021. Celles-ci sont appelées commandes de vitesse dans le règlement et sont basées sur la série de normes 61800-9. La réglementation définit les pertes maximales tolérées et stipule la catégorie IE2. Au chapitre 4.10, une courbe de rendement calculée pour le fonctionnement nominal à partir des pertes admissibles est présentée.

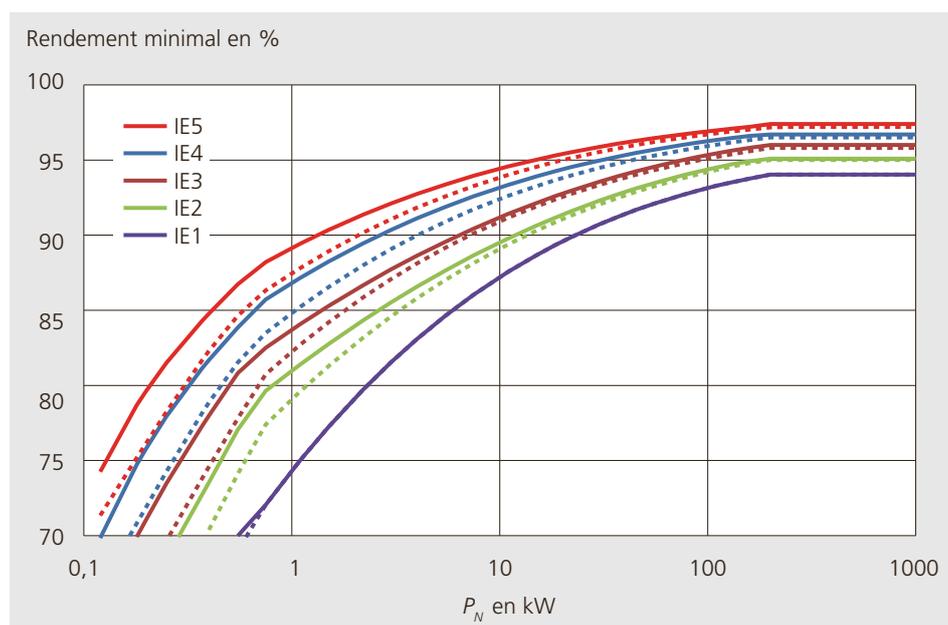


Figure 6.7 : Rendement minimum pour les moteurs 2 pôles (ligne pointillée) et 4 pôles (ligne pleine) sur un réseau 50 Hz selon la norme 60034-30-1.

### 6.2.3 Sécurité fonctionnelle

La sécurité fonctionnelle (anglais : Safety) traite de la protection des humains et de la technologie contre une fonction indésirable ou erronée de l'entraînement. Ces fonctions de sécurité doivent être déterminées en fonction de l'utilisation des entraînements. Pour évaluer les caractéristiques de sécurité, il faut également tenir compte de la fiabilité avec laquelle ces fonctions sont exécutées. Puisque cette thématique peut avoir de lourdes conséquences, l'ensemble du processus est décrit dans les normes, de la définition des dangers jusqu'à l'évaluation d'un système.

La norme A EN 12100 contient les termes de base et les principes de conception. En outre, les règlements de groupe (normes B) spécifient des règlements et procédures complets. Enfin, des normes de produits spécifiques (normes C) existent pour des types de machines ou des domaines d'application spécifiques.

Il existe deux types différents de désignation pour les exigences de fiabilité d'une fonction de sécurité. Dans les normes CEI 61508 et 62061, l'exigence de sécurité est exprimée par le niveau d'intégrité de sécurité (Safety Integration Level, SIL) dans la norme EN 13849-1 par le niveau de performance PL. Les deux critères peuvent être convertis conditionnellement les uns aux autres. Le niveau de performance requis  $PL_r$  ( $PL_{required}$ ) est déterminé sur la base du graphique de risque, comme indiqué sur la figure 6.8.

L'approche de base de la sécurité des machines comprend 5 étapes :

1. estimer le risque avec le graphique de risque, déterminer le  $PL_r$  (figure 6.8)
2. éliminer ou réduire les risques
  - réduire les sources de danger (surfaces ouvertes, vitesses, forces)
  - mesures de protection (portes de protection, alarmes, limitation d'accès)
  - signifier les instructions de fonctionnement et de service à l'utilisateur
3. réaliser et intégrer les fonctions de sécurité
4. déterminer la valeur PL atteinte
5. si les spécifications sont respectées, la déclaration de conformité suit, sinon le modèle de sécurité doit être amélioré.

Pour soutenir les exigences de conception en matière de sécurité de machine, les entraînements électriques offrent certaines fonctions qui, à leur tour, atteignent une certaine valeur SIL ou PL et qui peuvent être utilisées pour réduire les dangers d'une machine. Diverses fonctions de sécurité sont définies dans la norme 61800-5-2. Tout un groupe de fonctions concerne l'arrêt des entraînements. Les exemples relatifs sont :

- Coupure sûre du couple (ang. Safe Torque Off, STO) : Relâchement du couple de l'entraînement.
- Arrêt de sécurité (Safe Stop1, SS1) : arrêt sûr et relâchement du couple.
- Arrêt de fonctionnement sûr (Safe Stop2, SS2) : arrêt de sécurité et arrêt contrôlé en toute sécurité.

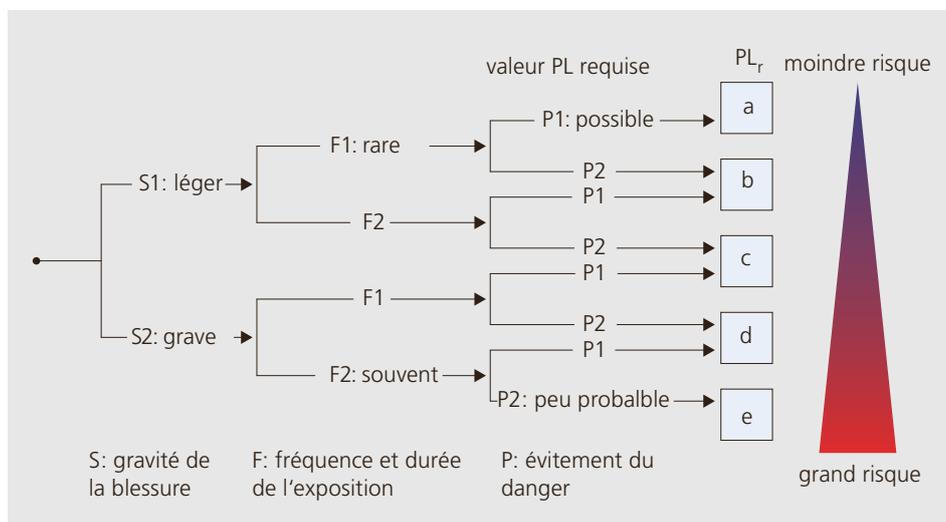


Figure 6.8 :  
Graphique de  
risque pour détermi-  
ner le  $PL_r$ .

En outre, il existe des fonctions de sécurité qui permettent un fonctionnement limité du système dans certaines circonstances :

- Vitesse réduite en toute sécurité (Safely Limited Speed, SLS) : une vitesse donnée n'est en aucun cas dépassée.
- Sens de rotation sûre (Safe Direction, SDI) : un sens de rotation défini est maintenu en toute sécurité.
- Incrément limité en toute sécurité (Safely Limited Increment, SLI) : un certain profil de mouvement est maintenu en toute sécurité.

Tout équipement pouvant présenter un danger doit avoir un arrêt d'urgence qui reste verrouillé en position d'arrêt après l'utilisation. Les exigences relatives aux fonctions du commutateur d'urgence résultent de la conception du système en matière de sécurité. Il y a une distinction entre l'arrêt d'urgence et l'arrêt de secours :

- Un arrêt d'urgence est défini comme une action destinée à arrêter un mouvement ou l'ensemble du système le plus rapidement possible. Les arrêts d'urgence font partie de la sécurité fonctionnelle d'un système et sont mis en œuvre avec les fonctions de sécurité des entraînements.
- En cas d'arrêt de sécurité, l'alimentation en énergie électrique d'un système est interrompue afin de mettre fin à une situation dangereuse ou du moins de la désamorcer. Alors que dans les petits systèmes, un arrêt de sécurité coupe toute l'alimentation en énergie, dans les grands systèmes, des circuits d'arrêt sélectifs sont utilisés pour les différentes parties du système.

Il convient de noter que lorsqu'une fonction d'arrêt de sécurité est utilisée, il n'est pas absolument nécessaire d'assurer l'arrêt le plus rapide et le plus précis possible d'un entraînement ou d'un système, mais que les composants du système soient hors tension. Les fonctions d'arrêt sont représentées symboliquement sur la figure 6.9.

Le blocage de démarrage se fera avec le **blocage d'impulsions** dans le hardware. En fonction de la fiabilité requise, une simple interruption des impulsions est suffisante et des interruptions redondantes (multicanal) doivent être réalisées dans lesquelles la fonction de sécurité est toujours garantie même après la défaillance d'un composant.

Pour évaluer le PL atteint, les propriétés et les probabilités de défaillance des composants utilisés doivent être estimées. Ensemble avec des causes possibles d'erreurs et des scénarios, s'ensuit la probabilité d'un dommage dangereux, qui est donnée en PFH (probability of dangerous failure per hour) et qui correspond à un certain PL selon les normes.

Selon la MRL, l'auto-déclaration du fabricant est en principe suffisante. Le sujet étant complexe et pouvant avoir des conséquences juridiques, il est conseillé de recourir à des agences spécialisées et de faire réaliser une certification indépendante.

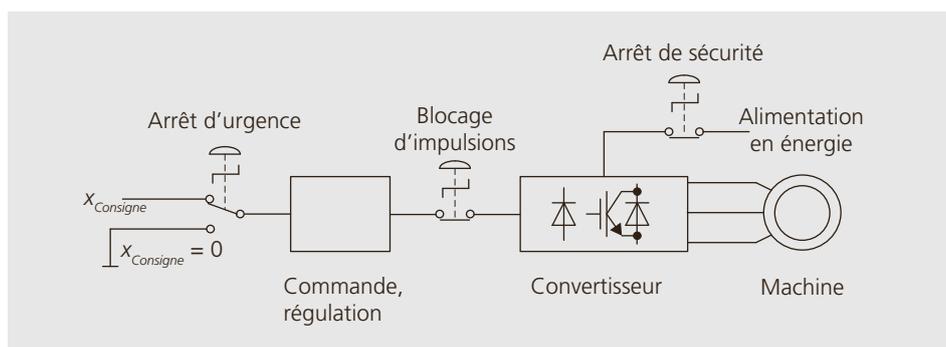


Figure 6.9 : Principe de l'arrêt d'urgence, du blocage des impulsions et de l'arrêt de sécurité d'un entraînement.

### 6.2.4 Sécurité électrique

La protection contre les tensions et courants électriques est peu dépendante de l'application pour les entraînements. La MRL stipule que : «une machine qui a été alimentée en électricité doit être conçue, construite et équipée de manière à prévenir ou à éliminer tous les dangers électriques.» La norme B globale, que le fabricant utilise pour satisfaire à cette exigence est la norme 60204-1 : «Sécurité des machines – Équipement électrique des machines – Partie 1 : règles générales». La MRL est décisive pour la conception d'un système permettant d'éviter les risques électriques.

En Suisse, la norme sur les installations à basse tension NIBT (SEV 1000) s'applique comme un ensemble de règles pour l'exécution des installations électriques. L'application correcte de la NIBT assure la protection des «personnes, animaux de ferme et des biens» :

■ **Protection contre les courants corporels dangereux et les chocs électriques** en empêchant ou en limitant ces courants à des niveaux acceptables non-dangereux. Ceci doit être garanti pour un fonctionnement nominal (protection de base en cas de contact direct) et en cas de défaut (contact indirect en cas de défaut). Dans les environnements dangereux ainsi que dans les prises accessibles, une protection supplémentaire est également prescrite. Cette protection contre le contact est assurée par un système de protection contre les défaillances de courants (disjoncteur de protection FI, RCD).

■ **Protection contre les effets thermiques directs et indirects** : Les personnes et le bétail ne doivent pas être exposés au risque de brûlures. Il faut s'assurer qu'il n'y aura pas d'incendie causé par une surchauffe ou un arc électrique.

### 6.2.5 Compatibilité électromagnétique

Les exigences légales de base selon la directive CEM 2004/108/CE concernent deux sujets :

■ Avec quel type d'interférence, un appareil doit encore fonctionner correctement, c.-à-d. quelle immunité doit-il avoir ?

■ Quelle perturbation peut émettre un appareil ?

Comme pour les aspects de sécurité, ces règles servent également de normes et peuvent être considérées comme conformes aux exigences légales.

En ce qui concerne l'immunité au bruit, les deux questions suivantes devraient être considérées :

■ À quelle qualité de tension du réseau l'utilisateur peut-il s'attendre ? La norme EN 50160 : «Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution» répond à cette question. Par exemple, la norme EN 50160 indique que la fréquence du réseau est pendant 99,5 % du temps située entre  $50 \pm 0,5$  Hz et pendant 100 % du temps entre 47 Hz et 52 Hz.

■ Quelle immunité au bruit contre les décharges statiques, les champs magnétiques à haute fréquence, aux grandeurs transitoires rapides, aux surtensions, etc. doit avoir un appareil ? Les réponses peuvent être trouvées dans la série de normes standards 61000-4-x. Ce groupe étendu est particulièrement important pour les fabricants d'appareils.

Les principes de base des problèmes liés aux **perturbations rayonnées** sont définis dans la norme de base 55011. Elle définit en fonction de l'environnement d'exploitation, les valeurs limites des perturbations que les appareils peuvent émettre. Pour les entraînements électriques à vitesse variable, la norme de produit 61800-3 doit être respectée. Selon la hiérarchie des normes, une norme de produit spécifique, se référant d'ailleurs souvent à des normes de base, est toujours supérieure à la norme de base. La norme 61800-3 définit également les environnements dans lesquelles différentes exigences sont imposées. Les environnements sont subdivisés en classes, de C1 (zones

résidentielles avec connexion directe au réseau basse tension) à C4 (zones industrielles avec leur propre transformateur de distribution). Dans les classes supérieures, un niveau d'interférence plus élevé est autorisé, l'équipement doit en retour avoir une immunité plus élevée.

La norme 61800-3 se rapporte à son tour, aux deux normes de réseau 61000-3-2 et 61000-3-12, dans laquelle les limites pour les harmoniques de courant qui peuvent être soutirées du réseau, sont définies. Dans tous les cas, il est utile que l'utilisateur des entraînements vérifie si les normes nécessaires sont respectées. Si d'autres mesures de compatibilité électromagnétique doivent être installées ultérieurement, cela entraînera des coûts élevés pour une nouvelle conception du système.

## 6.3 Services types

### 6.3.1 Charges et leurs caractéristiques

La connaissance de la caractéristique de charge est d'une importance fondamentale pour le dimensionnement de l'entraînement. La fonction du couple de charge en fonction de la vitesse détermine les exigences de couple et de puissance de l'entraînement. Les dimensions de l'alimentation et de l'ensemble du système d'entraînement pour une plage de fonctionnement définie sont ainsi déterminées par le moteur et sa commande.

Dans les caractéristiques de charge, une distinction doit être faite entre le **comportement en régime permanent** et le **comportement dynamique**. La charge dynamique d'un entraînement dépend des accélérations requises, de l'inertie existante de l'entraînement et de la charge. On doit juger si le cas de fonctionnement en régime permanent, qui en règle générale est beaucoup plus facile à déterminer, est suffisant pour le dimensionnement, ou si la dynamique doit être considérée avec des hypothèses appropriées en fonction du temps.

Quatre caractéristiques typiques de charges en régime permanent sont décrites ci-dessous. Elles sont représentées

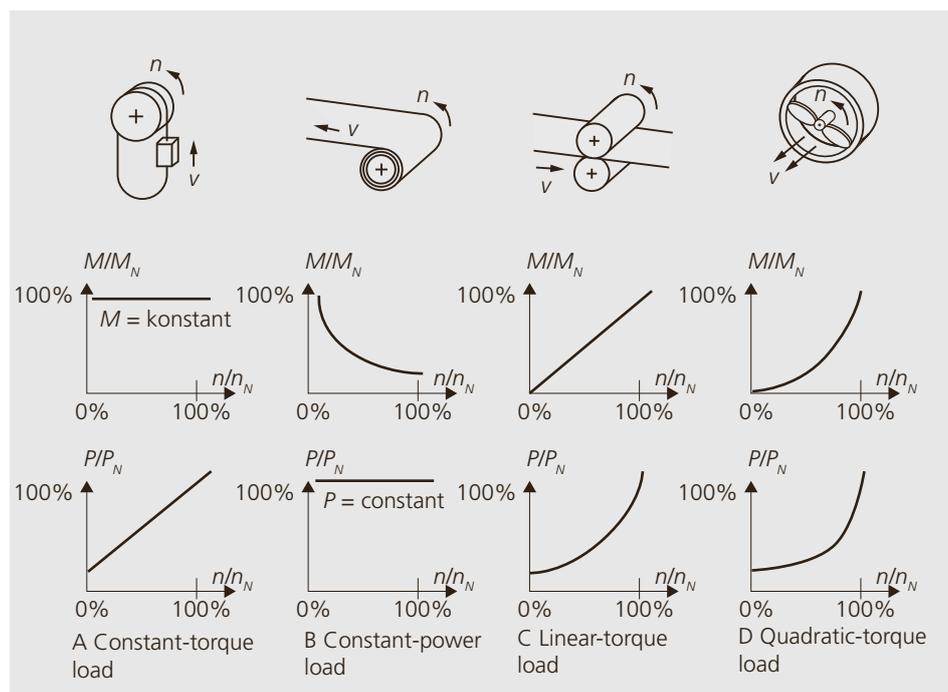


Figure 6.10 :  
Caractéristiques statiques typiques d'applications d'entraînements.  
Source : EMSA

graphiquement sur la figure 6.10 avec leurs courbes de couple et de puissance.

#### A) Couple constant

##### («constant-torque load»)

Ce cas est typique des machines de levage. Souvent, lors de la mise en mouvement, un couple plus élevé est nécessaire durant une courte période. Les entraînements des laminoirs ou des convoyeurs présentent aussi ce comportement. Cette caractéristique de charge est aussi applicable dans le domaine des machines-outils, par exemple lors d'un fraisage à force de coupe constante. A l'arrêt, le moteur d'un treuil n'a pas à fournir de puissance. Néanmoins, il doit fournir une force. Dans les entraînements électriques, la génération d'une force est associée à des pertes de puissance. Dans un tel cas, si possible, il faut prévoir un verrouillage mécanique avec un frein, qui peut générer une force de maintien sans perte. Si les pertes par frottement sont négligées, il en résulte un couple constant du moteur dans le domaine de la traction, si l'accélération est constante ou si la force de traction est constante.

#### B) Puissance constante

##### («constant-power load»)

La charge résulte lorsqu'un entraînement fonctionne à une vitesse qui est inversement proportionnelle à la force. Un exemple typique est une réduction d'un rouleau avec une vitesse de décollage constante du matériau d'enroulement. Lorsque le diamètre de la bobine diminue, le couple à force constante diminue. Mais pour une vitesse de transport constante, la vitesse de rotation doit être augmentée proportionnellement. Un comportement similaire est également utilisé dans les rectifieuses. Une puissance de meulage constante nécessite un réglage de la vitesse de la broche de rectification avec un diamètre variable de la meule.

#### C) Couple proportionnel à la vitesse de rotation («linear-torque load»)

Dans diverses opérations d'usinage, la force d'usinage augmente avec la vitesse. Plus le façonnage est rapide, plus il faut de

la force. Ici, la puissance augmente quadratiquement avec la vitesse. Les laminoirs sont typiques de ce comportement.

#### D) Couple de charge quadratique

##### («quadratic-torque load»)

Dans les ventilateurs, pompes, centrifugeuses ou compresseurs, le couple augmente quadratiquement et donc la puissance de façon cubique. Des fluctuations minimales de vitesse entraînent déjà de très grandes différences de puissance.

### 6.3.2 Charge thermique

La charge thermique d'une machine électrique limite leur performance. Jusqu'à une fréquence de fonctionnement électrique moyenne (environ 100 Hz), on peut supposer que les pertes Joules dans les conducteurs constituent la plus grande partie des pertes et que les pertes de fer sont comparativement faibles. L'échauffement du bobinage dépend ici principalement de la valeur efficace du courant. Ce courant est avec une bonne approximation proportionnel au couple généré dans les machines synchrones. Pour les machines asynchrones cette approximation n'est que peu précise.

La charge thermique moyenne peut ainsi être estimée en utilisant la valeur efficace du couple, qui doit être déterminée à partir de la courbe temporelle  $M(t)$  :

$$M_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T M(t)^2 dt} \leq M_N$$

Ce calcul représente la charge moyenne de la machine. Il ne prend pas en compte deux aspects importants :

■ Le processus d'échauffement de la machine dépend de ses **constantes de temps thermiques**. En fonction du cycle de charge, il est possible que la charge moyenne se situe dans la plage autorisée. Des températures supérieures peuvent néanmoins se produire, ce qui peut endommager la machine. La figure 6.11 représente à titre d'exemple un comportement thermique en fonction de la charge. Lorsqu'elle est chargée avec le couple nominal, la température augmente selon une fonction du premier ordre et a atteint 63 % de l'échauff-

fement nominal correspondant à la constante de temps thermique  $T_{th}$ . Une surcharge entraîne une augmentation plus rapide de la température. Les périodes de ralenti sans charge ou avec des moments plus faibles que le couple nominal permettent à la machine de refroidir.

■ Lorsque la vitesse augmente, la charge admissible d'une machine électrique diminue. Si un entraînement est utilisé avec une vitesse variable, il faut vérifier que le couple effectif calculé à la vitesse moyenne de l'entraînement soit admissible. Les pertes dans la transmission en fonction du couple et de la vitesse doivent être analysées et moyennées de manière précise. Les paramètres requis ne sont généralement pas disponibles et le processus d'échauffement dépend également de variables environnementales, de sorte que l'approximation décrite suffit généralement pour le dimensionnement.

Pour un moteur ayant une constante de temps thermique  $T_{th}$ , connue, un échauffement nominal  $\Delta\vartheta_N$  correspondant à un couple nominal  $M_N$  donné, l'équation suivante s'applique pour un échauffement en fonction du temps :

$$\Delta\vartheta(t) = \Delta\vartheta_N \left( \frac{M}{M_N} \right)^2 \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{th}}} \right)$$

Pour le dimensionnement des processus dynamiques, la constante de temps thermique de la machine est déterminante. La machine peut être brièvement chargée au-dessus du couple nominal, sans être chauffée de façon inadmissible. La surveillance thermique du moteur dans les entraînements modernes est intégrée dans les fonctions de base de l'alimentation. Sur la base des données nominales du moteur, la température actuelle du moteur est estimée. Pour paramétrer cette fonction, le régulateur doit connaître les données nominales de la machine ainsi que sa constante de temps thermique.

### 6.3.3 Services types normalisés

Certains cas de fonctionnement typiques sont décrits et caractérisés dans la norme 60034-1. Ils sont décrits de S1 à S9. Bien que ces cas ne se produisent dans la pratique que rarement, une application dans laquelle le cycle de charge n'est pas connu peut souvent être approchée par l'un de ces cas. Les courbes normalisées créent une base de dimensionnement à laquelle les parties impliquées peuvent se référer. Les quatre cas de charge standards les plus courants sont indiqués dans le Tableau 6.2. Pour les cas individuels, les paramètres temporels sous-jacents doivent également être mentionnés. Ceux-ci sont nécessaires dans une opération cyclique, puisque la charge doit être réglée par rapport au pro-

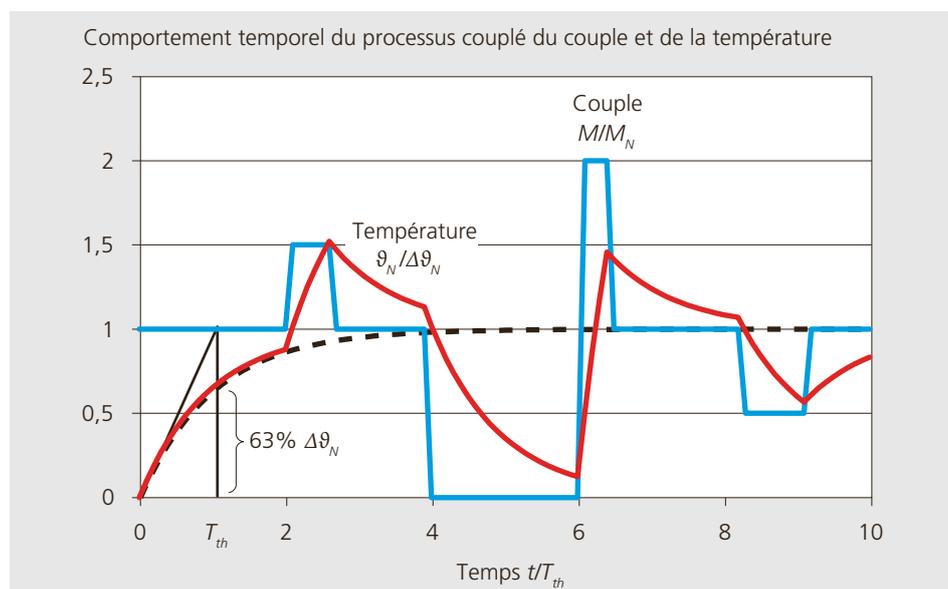


Figure 6.11 : Exemple de courbe de couple avec sa courbe d'échauffement associée.

Services types		Description	Comportement en fonction du temps	Données
S1	Service continu	Fonctionnement à charge constante, d'une durée suffisante pour atteindre le nouvel équilibre thermique.		Puissance nominale, couple nominal
S2	Service temporaire	Opération à charge constante dont la durée est insuffisante pour atteindre l'équilibre thermique ; suivi d'une pause, dont la durée est suffisante pour que le moteur retrouve l'état froid. ( $t_B < 3 T_{th}$ , $t_P > 3 T_{th}$ )		Puissance nominale, couple nominal ; $t_B$ : temps de fonctionnement (sans information 10 min.) ; $t_P$ : temps de pause
S3	Service intermittent	Opération périodique avec une série de comportements similaires, chacun contenant une charge constante pendant $t_B$ et une pause $t_P$ . Le courant de démarrage ne joue pas un rôle important dans l'échauffement.		Puissance nominale, couple nominal durée d'enclenchement et $t_B/t_P$ ; (15, 25, 40, 60 % conseillé) ; Durée du processus 10 min. ou spécifié.
S6	Service ininterrompu périodique à charge intermittente	Opération périodique avec une série de comportements similaires, chacun contenant une charge constante et un fonctionnement à vide. Il n'y a pas de pause. À vide, la machine continue de tourner sans charge.		Puissance nominale, couple nominal durée d'enclenchement et $t_B/t_L$ ; (15, 25, 40, 60 % conseillé) ; Durée du processus 10 min. ou spécifié.

Tableau 6.2 : Services types importants selon 60034-1.

cessus d'échauffement de la machine. Ces cas de charge supposent chacun un état thermique défini et s'appliquent à une vitesse définie. Des exemples typiques des cas de charge sont :

- S1 : pompes, ventilateurs, compresseurs, générateurs
- S2 : ouvertures de portes
- S3 : traction, servo-moteurs
- S6 : broche de rectifiage, scie

Les services types se rapportent à la machine électrique et à son processus d'échauffement. Une considération similaire doit également être faite pour le convertisseur de courant. Il convient de noter ici que les constantes de temps dans un onduleur sont plus courtes en raison de la capacité de stockage thermique beaucoup plus faible des semi-conducteurs et également des dissipateurs thermiques. Un temps de surcharge admissible standard pour un convertisseur de puissance est de 10 s. Par conséquent et par exemple, une opération S3 de la machine avec un temps de fonctionnement de 40 % à 10 minutes représente déjà pour le convertisseur de courant une opération S1 dans laquelle l'équilibre thermique est atteint. Les données requises de l'onduleur correspondent alors déjà aux données nominales continues.

Pour les cas de fonctionnement cycliques avec de longues interruptions, la question de la gestion appropriée des pauses doit être évaluée. Un arrêt complet ou partiel du système permet d'éviter les pertes à vide. Les aspects à considérer dans ce contexte sont :

- À quelle vitesse le système doit-il être prêt à être utilisé en cas de besoin ?
- Est-ce que la fiabilité du système est garantie ? Les interruptions d'activité entraînent-elles des changements de température ou autres qui affectent le comportement du processus ?
- Où sont à l'arrêt ou lors d'un fonctionnement à vide les plus gros consommateurs ? Peut-on renoncer à leur fonction ?
- Quelle est la fiabilité du système de démarrage ?

## 6.4 Conditions externes

### 6.4.1 Conditions ambiantes

Parmi de nombreuses conditions ambiantes qui affectent le dimensionnement d'un entraînement et le choix de ses composants, les aspects qui affectent la température des composants d'entraînement jouent un rôle particulièrement important. L'**altitude d'installation** du système doit être prise en considération si elle excède 1000 ASL (mètres au-dessus du niveau de la mer). Les fiches techniques des machines et des composants contiennent généralement les performances autorisées jusqu'à cette hauteur. En outre, des «deratings», c'est-à-dire des déductions de performance, sont imposées qui tiennent compte de la capacité de refroidissement réduite de l'air.

La **température ambiante** admissible est une autre exigence pour les spécifications de la fiche technique. Il convient de noter ici que le type de refroidissement a une influence significative sur la capacité de refroidissement. Dans le processus de dimensionnement et de sélection, il convient de noter comment et quelle quantité de chaleur l'entraînement peut évacuer vers l'environnement externe. Pour les machines électriques dans les applications industrielles, il est généralement possible de choisir entre :

- **Convection naturelle** : La machine transmet la chaleur uniquement par sa surface par convection naturelle.
- **Auto-ventilés** : La machine est ventilée et refroidie par un ventilateur monté sur l'arbre du moteur ; Pour les entraînements à vitesse variable, il faut faire attention à la dépendance de l'effet de refroidissement en fonction de la vitesse.
- **Refroidissement externe** : Le ventilateur est commandé indépendamment et refroidit la machine quelle que soit sa vitesse.
- **Refroidissement liquide** : La machine est refroidie par un circuit fermé, la chaleur est transférée à l'environnement dans un deuxième circuit.

Dans tous les cas, à l'exception du refroidissement liquide, l'échauffement se produit directement dans la zone de la machine électrique. Si des flux d'air sont utilisés, ils provoquent en outre des turbulences et canalisent le flux de chaleur dans une certaine direction. Dans un environnement fortement pollué, le flux d'air peut boucher les conduits de ventilation.

Pour les **convertisseurs de courant** les principales variantes de refroidissement sont proposées (figure 6.12) :

- **Montage mural** : l'appareil est monté sur un mur avec un dissipateur thermique, la puissance se dissipe à l'intérieur (par exemple armoire de commande).
- **Dissipateur de chaleur traversant** : le dissipateur de chaleur de l'appareil dépasse de l'intérieur de l'armoire de commande et dégage de la chaleur dans la zone exté-

rieure, où le flux d'air peut être amplifié par un ventilateur.

- **Cold Plate** : l'appareil ne possède pas son propre dissipateur de chaleur, les pertes du convertisseur sont transmises à une plaque métallique appelée «Cold Plate». La plaque froide est montée sur un mur, qui fonctionne pour ainsi dire comme un dissipateur de chaleur externe. Ainsi par couplage, la plaque est chauffée. Pour des grandes surfaces, une réduction importante du volume du dispositif convertisseur peut être obtenue.
- **Refroidissement par liquide** : un circuit de refroidissement traverse l'appareil et dissipe la chaleur.

Figure 6.12 : Représentation symbolique des types de refroidissement et des flux de chaleur des convertisseurs de courant.

**6.4.2 Conditions environnementales géométriques**

L'espace de montage ou l'espace disponible fournit les conditions aux limites géo-

Figure 6.13 : Variantes de montage des machines électriques. De gauche à droite : rotor interne ; rotor cloche avec souvent un bobinage dans l'entrefer ; rotor externe ; rotor à flux axial.

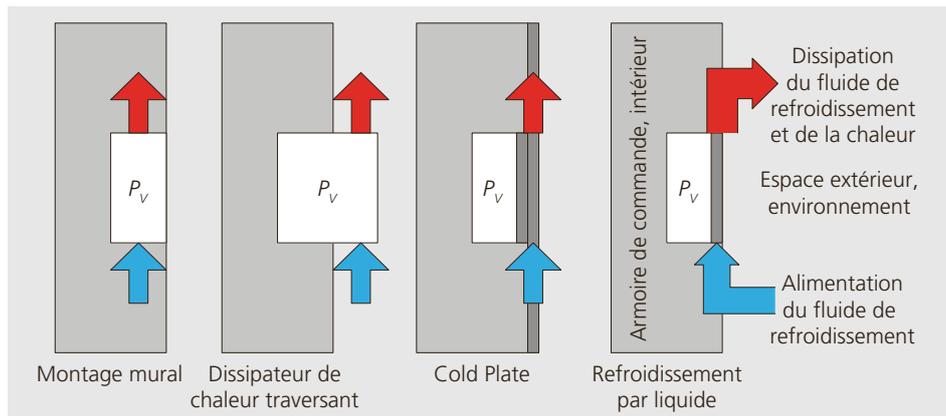
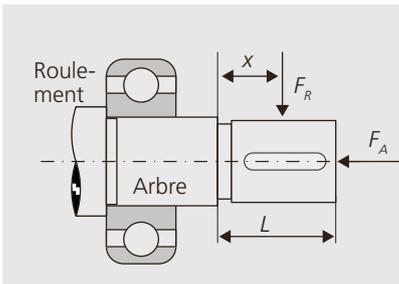
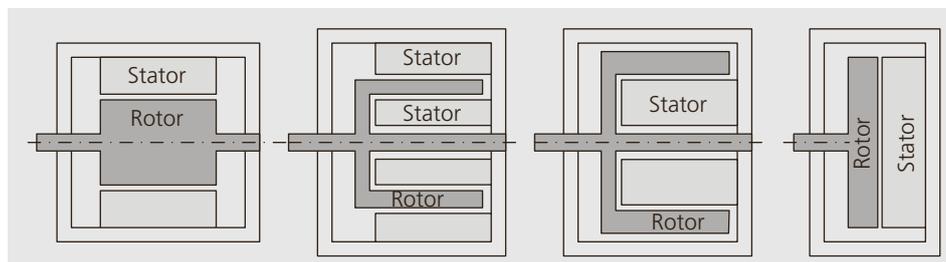


Figure 6.14 : Extrémité d'arbre d'une machine électrique et charges admissibles. L : Longueur de l'extrémité de l'arbre ; F<sub>R</sub> : charge radiale ; F<sub>A</sub> : charge axiale.



Charges admissibles typiques à l'extrémité d'arbre d'un moteur standard IEC à 4 pôles pour une durée de vie de 40000 h en fonctionnement à 50 Hz

Hauteur d'axe	Charge radiale $F_R$ en N en fonction du point d'application $x$ de la charge			Charge axiale $F_A$ en N en position horizontale	
	$x = 0$	$x = L / 2$	$x = L$	Pression	Traction
71	490	450	420	310	140
112	1410	1260	1140	860	410
225	4760	4410	4110	3040	2760

métriques pour le choix de la machine électrique. Si l'espace à disposition n'est pas prédéfini pour des raisons externes ou par manque d'avantages, il faut au préalable estimer l'espace nécessaire. Durant le dimensionnement il est à considérer, si une solution optimisée conduit à un produit unique, ce qui justifie l'effort de se différencier des produits standards en termes de puissance, dimensions et coûts.

Les formes de montage les plus courants des machines électriques sont désignées dans la norme CEI 60034-7 avec les codes B3 et B5. Ici, l'arbre est connecté au système via un accouplement. La norme 60072-1 spécifie les grandeurs privilégiées pour les flasques, les arbres et les rainures de clavette, qui forment les interfaces mécaniques.

Sur la figure 6.13, des variantes de machines électriques sont représentées. Des différences par rapport à la forme classique avec un rotor interne et un rotor cylindrique conduisent à des rapports diamètre-longueur spéciaux ou à des propriétés techniques spéciales. Le rotor cloche avec l'enroulement dans l'entrefer a par exemple un très faible moment d'inertie, de faibles pertes fer et un fonctionnement presque sans ondulation de couple. Un rotor externe peut produire des couples plus élevés en raison du plus grand diamètre d'entrefer, mais son refroidissement est plus difficile.

### 6.4.3 Charge sur l'arbre

Les données sur les charges existantes à l'extrémité de l'arbre sont nécessaires pour déterminer ou planifier la durée de vie des roulements. Il n'est guère courant dans les moteurs industriels de moyenne puissance de les entretenir. Les dommages aux roulements sont l'une des causes les plus fréquentes de défaillance. Comme cela dépend fortement de la charge, les relations dans les spécifications et le cahier des charges doivent être spécifiées ou déclarées. Les charges admissibles typiques sur les arbres de machines sont illustrées à la figure 6.14.

## 6.5 Conception d'un train d'entraînement

Après la clarification des spécifications et des conditions aux limites, le système d'entraînement est maintenant conçu selon la figure 6.2. Cela soulève des questions conceptuelles et des aspects de dimensionnement. Tout d'abord, une structure doit toujours être sélectionnée, qui doit ensuite être dimensionnée sur la base des spécifications techniques. Il convient de noter que le choix de la structure de base a un impact beaucoup plus important sur la qualité du résultat global que le dimensionnement ultérieur. Les sections suivantes présentent et examinent des formes de structures d'entraînement.

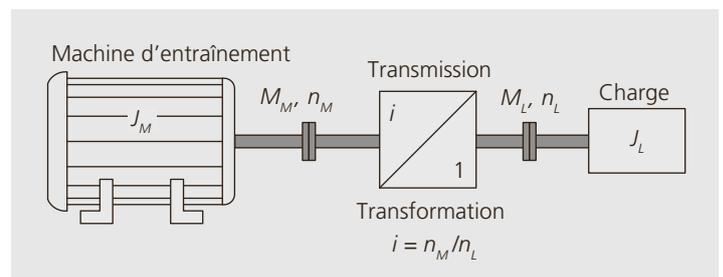
### 6.5.1 Transmission mécanique

Une **transmission** adapte les paramètres mécaniques de base du mouvement entre la machine et la charge. Puisque la technologie d'entraînement électrique a une densité de puissance beaucoup plus faible que les éléments de transmission mécanique, un engrenage est souvent utilisé pour générer les forces et les couples nécessaires dans un espace donné. La transmission est un transformateur mécanique, la puissance est maintenue aux pertes près, le rapport de vitesse et de couple varie. La transmission a un rapport de transmission de

$$i = \frac{n_M}{n_L} = \frac{M_L}{M_M}$$

c.-à-d. la transmission augmente la vitesse sur la machine quand  $i > 1$ . Le couple est démultiplié dans ce cas. c.-à-d. le moteur doit appliquer moins de couple que celui requis par la charge.

Figure 6.15 :  
Entraînement avec transmission.



Des entraînements avec des **broches de machine-outil** ou des **crémaillères** sont utilisés pour convertir le mouvement rotatif de la machine électrique en un mouvement linéaire. Le pas  $h$  de la broche détermine le rapport de démultiplication des mouvements et donc aussi les forces, vitesses et moments d'inertie résultants. La vitesse du mouvement linéaire avec une broche devient :

$$v_L = n_M \frac{h}{60} = \Omega_M \frac{h}{2\pi}$$

Pour la force il résulte

$$F = M \frac{2\pi}{h}$$

Pour une crémaillère, le mouvement est déterminé par le rayon effectif  $r_R$  du pignon. Lorsque  $n_M$  est la vitesse de la machine, la charge se déplace à la vitesse

$$v_L = \frac{n_M}{60} 2\pi r_R$$

Vitesse de la charge	$v_L$	m/s
Pas de filetage de la broche par tour	$h$	m
Rayon effectif du pignon	$r_R$	m

### 6.5.2 Rapport de transmission optimal

Avec l'utilisation d'une transmission ou d'un autre moyen de transformation du mouvement, les rapports du couple de charge et de la vitesse de l'entraînement changent. En fonction du rapport de transmission, l'entraînement doit appliquer soit une plage de vitesse plus grande avec un couple plus faible, soit un couple plus important avec une variation de vitesse inférieure à celle requise à la charge. La question se pose de savoir quel rapport de dé-

multiplication faut-il choisir pour que le moment requis sur la machine devient minime. La transmission transforme à la fois la vitesse et le couple. Lors de la transformation, le moment d'inertie de la charge côté machine se transforme avec  $\frac{1}{i^2}$  :

$$J_L^* = \frac{1}{i^2} J_L$$

Le moment d'inertie de la charge converti du côté de la machine	$J_L^*$	kg m <sup>2</sup>
---	---------	-------------------

Dans un processus dynamique, l'entraînement doit appliquer un couple constitué de la somme de sa propre accélération, de l'accélération de la charge et du couple de charge. Le couple moteur requis est fonction du rapport de transmission. En examinant son comportement, il s'avère qu'il existe un rapport de démultiplication optimal  $i_{opt,L}$  pour lequel le moment sur la machine devient minimal. C'est :

$$i_{opt,L} = \sqrt{\frac{J_L \alpha_L + M_L}{J_M \alpha_L}}$$

Accélération de la charge	$\alpha_L$	rad/s <sup>2</sup>
---------------------------	------------	--------------------

Si les couples d'accélération sont significativement plus grands que le couple de charge ( $M_L \ll J_L \alpha_L$ ), l'expression se simplifie ainsi :

$$i_{opt,0} = \sqrt{\frac{J_L}{J_M}}$$

Figure 6.17 : Couples dans l'entraînement avec transmission.

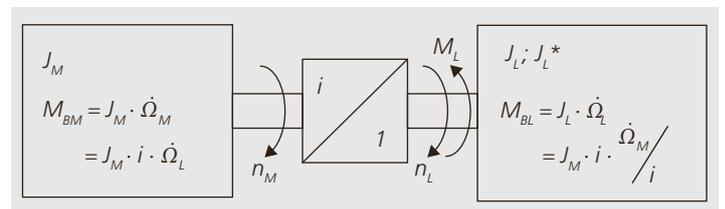
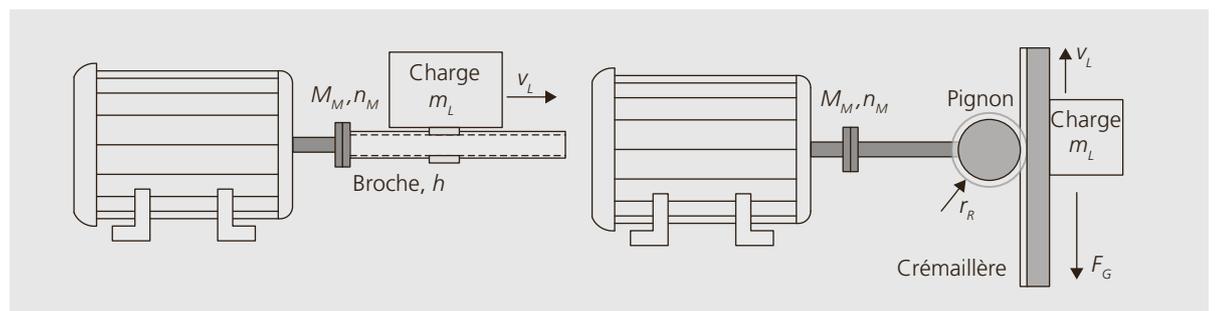


Figure 6.16 : Transformation d'un mouvement rotatif en un mouvement linéaire, à gauche avec des broches et à droite avec une crémaillère.



Dans ce cas, le moment d'inertie de la charge converti est égal au moment d'inertie de la machine et s'adapte donc idéalement à l'entraînement :

$$J_M = \frac{J_L}{i^2} = J_L^*$$

Si le couple de charge  $M_L$  augmente, le rapport de transmission  $i_{opt}$  doit également augmenter selon la formule. La figure 6.18 montre les courbes des composantes de couple, le couple d'accélération et le couple total à accélération constante et charge constante pour un rapport de transmission variable. Le résultat permet deux conclusions fondamentales :

■ Dans les applications où le couple de charge en régime permanent est négligeable, le rapport de transmission optimal  $i_{opt,0}$  doit être choisi en raison du moment d'inertie existant.

■ Avec un couple de charge, le couple moteur minimal est atteint avec un rapport de transmission supérieur ( $i_{opt,L} > i_{opt,0}$ ).

■ Dans les cas sans grande dynamique, le rapport de transmission doit être choisi aussi grand que possible dans les limites de la vitesse maximale de l'entraînement. Ainsi le couple du moteur d'entraînement sera minimal.

### 6.5.3 Entraînements directs

Dans les **entraînements directs**, le mouvement requis est généré directement par la machine électrique. La charge est entraînée sans engrenages, courroies ou autres éléments de transmission. Ceci élimine les frottements, les imprécisions et les élasticités associés. Étant donné que tous les éléments de transmission mécanique sont sujets à l'usure, les intervalles de maintenance d'un système augmentent grâce à l'utilisation d'entraînements directs. D'autre part, étant donné que la densité de puissance d'une machine augmente avec l'augmentation de la vitesse et que les engrenages peuvent ajuster le mouvement dans un très petit volume, les entraînements directs nécessitent généralement plus de place.

En raison des courtes distances et de l'absence de jeu, des entraînements directs avec une rigidité dynamique très élevée et une précision de positionnement peuvent être réalisés si des systèmes de mesure précis sont utilisés.

Dans la technologie des entraînements, le terme moteur couple (torque motor) se réfère souvent à un moteur synchrone à aimants permanents avec un nombre de pôles élevé qui est utilisé comme entraînement direct. La figure 6.19 montre deux modes de réalisation possibles d'entraînements directs pour des applications linéaires et rotatives.

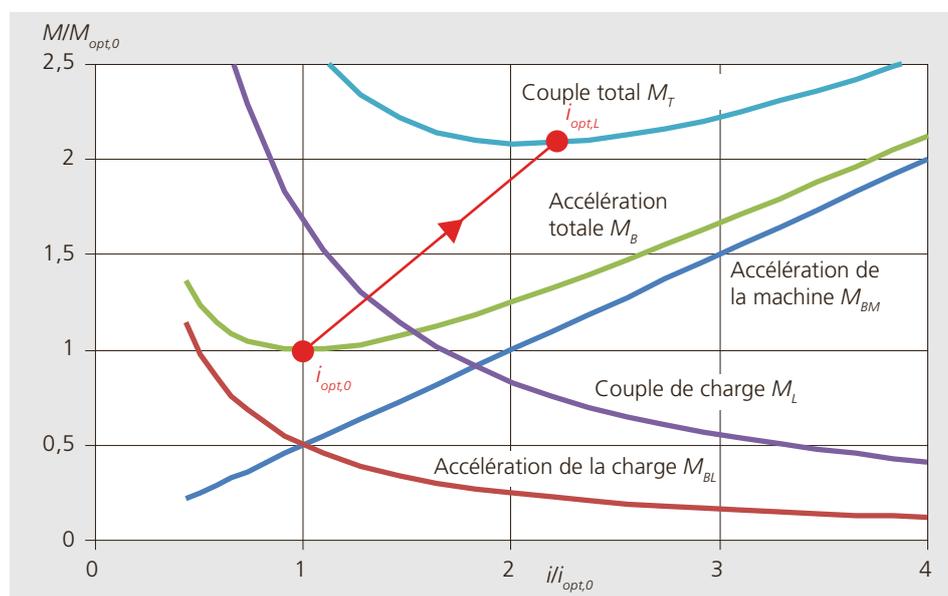


Figure 6.18 : Caractéristiques de couple avec rapport de transmission variable  $i$ . Les axes sont normalisés dans le cas de calcul optimal sans le moment de charge  $i_{opt,0}$ .

#### 6.5.4 Aspects de régulation

La conception mécanique d'une chaîne de transmission a une influence majeure sur les qualités réalisables de régulation. Les moments d'inertie et de vibration du système sont définis par la conception mécanique. La boucle de régulation a pour tâche de suivre un point de consigne et de supprimer les perturbations éventuelles. Deux critères caractérisent un système dynamique régulé :

- **L'amortissement** indique comment la valeur réelle se règle après un changement. Les systèmes faiblement amortis ont tendance à s'auto-exciter et à avoir des résonances. Un fort amortissement conduit à une approche lente, dite rampante, de la valeur finale.

- La **bande passante** ou la fréquence caractéristique indique jusqu'à quelles fréquences un système peut réagir. Une bande passante élevée conduit à une bonne réactivité même avec des changements rapides.

En raison des charges différentes avec les forces et l'inertie, les propriétés d'un entraînement changent. L'optimisation à un certain point de fonctionnement n'est donc pas possible pour la plupart des applications pratiques. Ces faits conduisent aux mesures et critères de conception suivants :

- Les régulateurs doivent être dimensionnés et testés dans les cas extrêmes de charge.

- Les éléments de transmission mécanique peuvent avoir une diminution de charge durant un court moment. Le jeu, les clavetages ou les courroies différemment tendues soulagent l'entraînement et augmentent la tendance à osciller dans cet état.

- À mesure que le rapport de transmission augmente, le moment d'inertie diminue, les gains de la régulation doivent donc être réduits. En revanche, le moment requis est plus petit et la machine peut mieux réagir aux oscillations.

- Avec les entraînements directs, de très grandes qualités de contrôle sont obtenues. Comme aucun élément de transmission mécanique ne se produit, le système est moins sujet aux vibrations et peut donc être contrôlé de manière rigide.

- Entraînements avec bielles ont un rapport de transmission variable.

- Les couples de rupture sont les plus élevés lorsque les machines sont froides et augmentent avec le vieillissement d'une machine. Des composantes intégrales trop élevées entraînent alors des résonances du système.

- La qualité d'une boucle de réglage dépend essentiellement de la qualité des systèmes de mesure. Les systèmes de mesure peuvent empirer en raison de l'encrassement ou de l'usure mécanique, ce qui peut entraîner des instabilités et des erreurs dans le système.

#### 6.5.5 Pneumatique et Hydraulique

La pneumatique est souvent utilisée dans l'automatisation pour des mouvements linéaires. La pneumatique est facile à manipuler et à installer, elle peut être facilement utilisée même dans des environnements explosifs. Par comparaison avec la technologie d'entraînement électrique, les propriétés négatives sont : le conditionnement et le transport de l'énergie sont associés à de grandes pertes. Les mouvements ne peuvent être contrôlés de manière

Figure 6.19 :  
Exemples de réalisation d'entraînements directs.  
Gauche : entraînement direct linéaire (Source : ETEL S.A.) ;  
à droite : rotatif avec torque-motor (Source : Schaeffler AG).



complexe et nécessitent des éléments supplémentaires pour s'arrêter dans des positions définies. L'asservissement en trajectoire est difficile à mettre en œuvre et différentes longueurs de courses sont seulement réalisables de manière compliquée avec des vannes multivoies.

Comparé à un entraînement linéaire électrique, le système pneumatique est beaucoup moins cher à mettre en œuvre. En termes de coûts d'exploitation, cependant, cela semble très différent. Les coûts d'énergie d'un système à air comprimé dépasse généralement ses coûts d'acquisition après seulement deux ans. En raison des grandes pertes dans l'alimentation en air comprimé, il en résulte un bilan de puissance très défavorable, un système de manutention pneumatique nécessitant de 10 à 30 fois plus d'énergie qu'un système électrique correspondant. Les coûts d'investissement beaucoup plus élevés de la commande électrique seront amortis dans quelques années. Sur la figure 6.20, la construction d'un entraînement linéaire électrique est comparée à la version pneumatique. Le compresseur pour fournir l'air comprimé n'est pas représenté.

### 6.5.6 Conception pour l'opération de freinage

En mode de freinage, la machine électrique fonctionne en mode régénératif. Inverser la direction du flux d'énergie n'est pas un problème pour la machine. Le convertisseur de puissance peut également transférer l'énergie de la machine au circuit intermédiaire. Comme décrit dans les chapitres 4 et 5, la réinjection depuis le circuit intermédiaire au réseau n'est pas possible avec chaque convertisseur de courant. Il existe plusieurs solutions possibles pour cette situation :

- Utilisation d'un convertisseur de courant régénératif (appelé «Active Front End»). De tels appareils sont beaucoup plus onéreux que les ponts redresseurs à diodes unidirectionnels passifs.

- L'augmentation de la capacité du circuit intermédiaire ou de la tension pour augmenter l'énergie de freinage. Dans un système multiaxes, la simultanéité du freinage et du fonctionnement moteur des différents axes doit être considérée. Cette solution ne convient qu'aux petites puissances de freinage, sinon la capacité sera importante et trop coûteuse.

- L'utilisation d'une résistance de freinage avec un hacheur qui converti l'énergie du

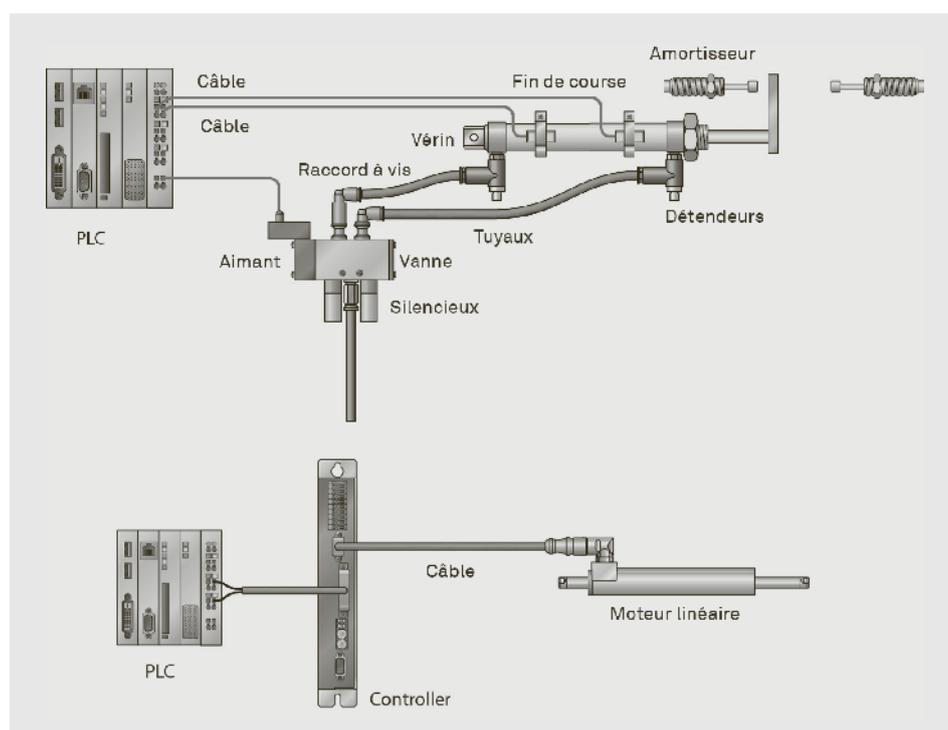


Figure 6.20 : Système de comparaison entraînement direct linéaire électrique et pneumatique à vérin. Source : Linmot

circuit intermédiaire en chaleur en cas de surtension.

Pour la sélection correcte du système et le dimensionnement, la puissance de freinage et l'énergie de freinage doivent être estimées. Les deux quantités doivent être admises par le système. Les calculs sont basés sur les grandeurs mécaniques apparaissant dans l'entraînement, les pertes dans ce cas n'étant pas ajoutées à la puissance, mais doivent en être déduites :

$$P_{\text{frein}} = P_{\text{frein,méc}} - P_{\text{pertes,moteur}} - P_{\text{pertes,convertisseur}}$$

Cette puissance est générée dans le circuit intermédiaire du convertisseur.

### 6.5.7 Pyramide de l'automatisation

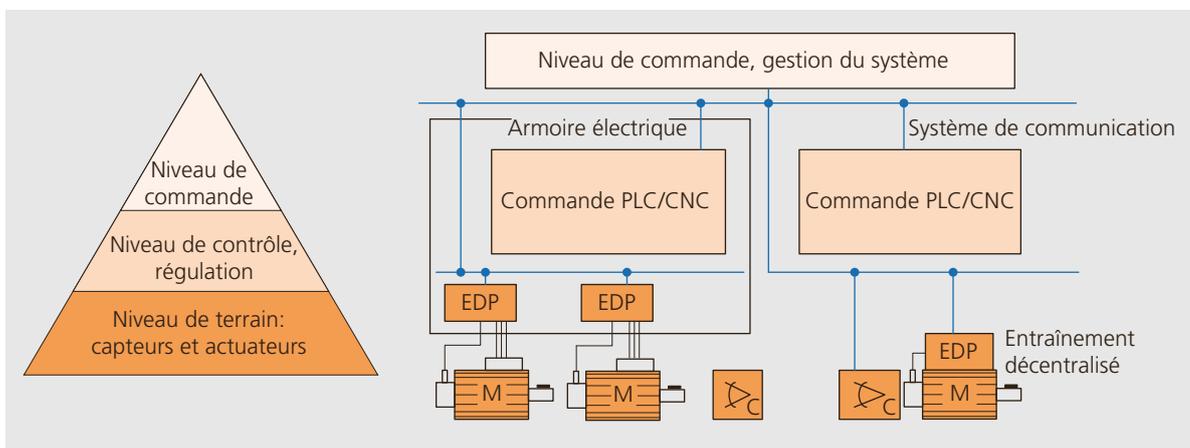
Dans l'automatisation industrielle, les entraînements et les éléments de capteurs sont combinés avec leurs unités d'exploitation ou de contrôle pour former des systèmes complexes. Comme le montre la figure 6.21, l'ensemble du système est appelé une pyramide d'automatisation.

Au **niveau terrain** il y a les entraînements avec les machines, le convertisseur de puissance et les capteurs. Au niveau suivant (**niveau de contrôle**), la PLC (Programmable Logic Controllers) ou la CNC (Computer Numerical Control) contrôlent les fonctions des installations. Toutes les informations sur les conditions actuelles du système sont rassemblées ici. Le **niveau de commande** précise enfin les processus à effectuer. Les différents niveaux sont connectés aux systèmes de communication.

En raison des exigences sur les temps de réponse et la fiabilité de la transmission, des protocoles de communication spéciaux sont utilisés entre le niveau de terrain et le niveau de contrôle. Dans l'automatisation industrielle, les connexions de données série, appelées bus de terrain, échangent des données. Les systèmes d'aujourd'hui sont si puissants qu'ils répondent aux exigences de communication même pour le domaine temps réel (jusqu'à des cycles < 1 ms).

La technologie d'automatisation est une discipline à part et combine les processus physiques de base à la technologie des entraînements avec les processus de gestion de niveau supérieur.

Figure 6.21 : Principe et composants de la pyramide d'automatisation.



## 6.6 Installation électrique

L'équipement électrique d'un système doit respecter la norme 60204-1, sauf s'il existe une norme spécifique pour le système étudié (mentionné dans la norme de la machine). Les normes, les composants et le type de montages sont multiples et seulement les cas généraux peuvent être expliqués ici. Il existe de très bons documents détaillés disponibles gratuitement auprès des fabricants.

### 6.6.1 Déconnecter, commuter, protéger

Les éléments de commutation dans un circuit de charge remplissent diverses fonctions. La figure 6.22 énumère les fonctions prescrites selon les règles de sécurité et les complète avec les éléments appropriés. Il est typique que les fonctions soient regroupées et intégrées. Un exemple de ceci est le disjoncteur moteur. Il intègre toutes les fonctions de protection et de commutation et, dans certains cas, contient déjà les aides au démarrage.

Chaque système doit être équipé d'un interrupteur principal qui le déconnecte du réseau :

■ En général, le dispositif de déclenchement d'un appareil doit être situé à proximité du lieu d'intervention et doit être verrouillable. En toute sécurité, vous devez déconnecter tous les conducteurs actifs à l'exception de la terre de protection (PE : «protective earth», PEN : «protective earth neutral»).

■ Pour les courants jusqu'à 16 A, il est possible de ne déconnecter du réseau que la machine impliquée.

■ Dans des cas exceptionnels et pour des systèmes simples, l'interrupteur de déconnexion principal du système peut être utilisé. Dans ce cas également, la terre de protection ne doit pas être déconnectée!

### 6.6.2 Les dispositifs de protection

L'idée de base d'un dispositif de protection (contre les surintensités) est de limiter le courant dans le circuit de sorte que le mailon faible de la chaîne ne s'échauffe pas de façon inadmissible (protection contre les surcharges) et que le circuit soit interrompu en cas de court-circuit (protection contre les courts-circuits). Ces dispositifs sont dimensionnés sur la base des conducteurs d'alimentation installés conformé-

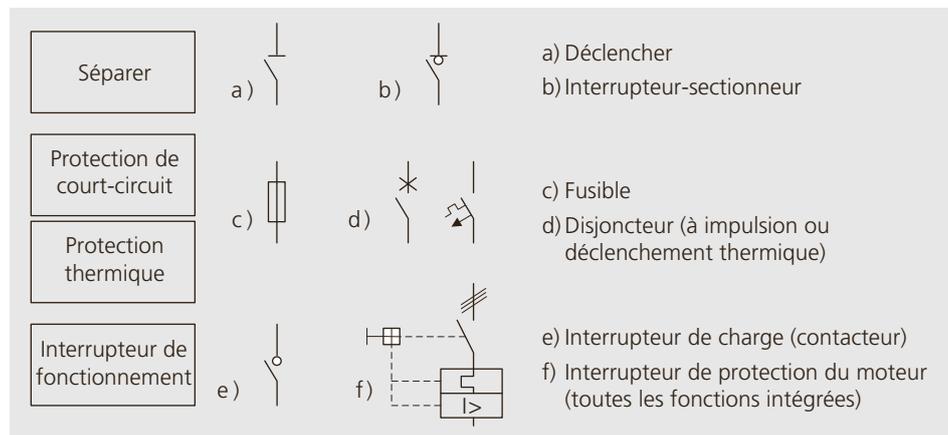


Figure 6.22 : Fonctions des éléments de coupure dans le circuit de charge et leur représentation symbolique.

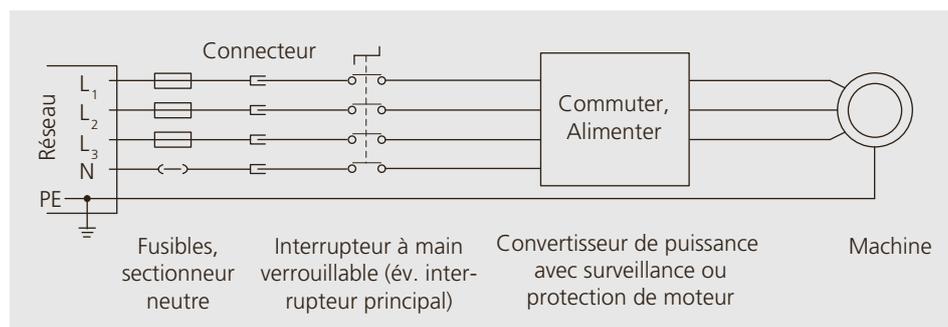


Figure 6.23 : Fusible, interrupteur de maintenance et protection du moteur pour un entraînement.

ment aux spécifications NIBT. De plus, afin de protéger les appareils, la protection est souvent choisie plus petite que celle autorisée pour le conducteur. Elle doit également pouvoir couper le plus grand courant de court-circuit possible. Dans les installations, les couvertures sont sélectives. Cela signifie que chaque élément de protection, en cas de défaillance, se déconnecte de sa source de courant avant que d'autres déconnexions n'interviennent en amont et que finalement, d'autres parties de l'installation qui ne sont pas affectés par l'erreur, soient-elles aussi mises hors tension. Lors de l'utilisation d'un convertisseur, des dispositifs de protection doivent toujours être présents en amont du convertisseur et également de la machine. La raison pour cette double protection est que les convertisseurs de puissance comme les « transformateurs » fonctionnent de la manière suivante : une haute tension à faible courant du côté réseau peut être convertie par le convertisseur de puissance en une petite tension à fort courant du côté de la machine. Un tel courant, excessivement élevé pour les lignes et pour la machine, ne peut pas être détecté du côté du réseau.

**Figure 6.24 :**  
Caractéristiques de déclenchement d'une protection contre la surcharge : à gauche : caractéristiques individuelles ; à droite : combinaison (T : déclenchement thermique, M : déclenchement magnétique).

Différents types d'éléments de protection sont utilisés à cet effet : fusibles, disjoncteurs, relais thermiques et la combinaison de ce ceux-ci et leur supervision. Les convertisseurs disposent généralement de leur propre dispositif de protection. Le dispositif de protection le plus simple est le fusible. Sa première variante rompt le contact en faisant fondre le fil lorsque l'échauffement devient trop important. La seconde variante est un contact bimétallique qui s'ouvre lorsqu'une certaine tem-

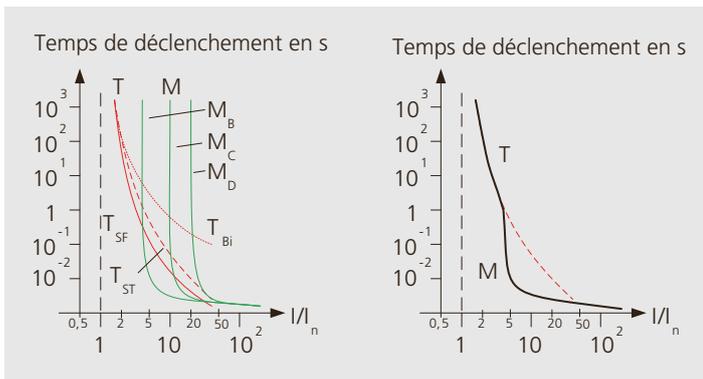
pérature est atteinte. Le contact se referme après refroidissement. Sur la figure 6.24, les trois caractéristiques de déclenchement thermique sont décrites et désignées ( $T_{SF}$  : fusible à rupture « lente » ;  $T_{ST}$  : fusible à rupture « rapide » ;  $T_{Bi}$  : fusible bimétallique). Selon la norme 60898-1, ces fusibles peuvent rester enclenchés avec des charges de 1,13 fois le courant nominal  $I_n$  pendant une durée allant jusqu'à 1h. Ils doivent par contre absolument se déclencher à partir de 1,45 fois le courant nominal. Les courbes caractéristiques montrent que ces éléments prennent un temps relativement long au déclenchement, même avec des courants importants.

En revanche, la protection magnétique contre les surcharges s'opère en moins de 100 ms lorsque le courant  $I$  atteint la valeur seuil. Il y a trois seuils définis dans la norme 60898-1 :

B :  $I \geq 5 I_n$ , C :  $I \geq 10 I_n$  et D :  $I \geq 20 I_n$ .

Il est essentiel de combiner les caractéristiques de protection thermiques et magnétiques contre les surcharges, comme esquissé sur la droite de la figure 6.24.

Les seuils de déclenchement ne sont pas exacts. Pour cette raison, les zones des seuils et les temps individuels sont définis dans la norme 60898-1. Quelle caractéristique magnétique (B, C, D) fait sens pour un convertisseur. Ceci dépend de la conception et de la capacité de surcharge de ce dernier. Cependant, dans la plupart des cas, la caractéristique B est suffisante. Dans le passé, il était explicitement requis que tous les moteurs supérieurs à 0,5 kW soient équipés d'un disjoncteur moteur. Cette exigence a été remplacée dans le NIN : « Les moteurs doivent être protégés contre les températures excessives par un dispositif de protection contre les surcharges avec une réinitialisation manuelle ou un dispositif équivalent ». Les convertisseurs de puissance ont généralement la possibilité de limiter le courant dans le moteur sans besoin d'un interrupteur supplémentaire. Souvent, un modèle thermique de la machine est implémenté dans le convertisseur, permettant ainsi de surcharger brièvement le moteur pour qu'il



atteigne sa température maximale admissible, sans avoir à tenir compte de la réserve de sécurité (surveillance  $I^2t$ ).

La mise en œuvre d'un dispositif de protection du moteur, dans le convertisseur de puissance, est moins coûteuse et plus fiable qu'un interrupteur de protection supplémentaire. En outre, le câblage est plus facile et un éventuel blindage de la ligne d'alimentation du moteur n'a pas besoin d'être interrompu.

### 6.6.3 FI-Dispositif de protection

Les disjoncteurs différentiels (disjoncteurs à courants différentiels), RCD (residual current device, residual current protective device), disjoncteur de protection FI (F pour faute, I pour le courant), etc. sont des dispositifs qui interrompent les circuits contrôlés lorsque les courants ne circulent pas dans les conducteurs prévus à cet effet. La somme des courants est mesurée et, lorsqu'elle s'écarte de zéro par un courant supérieur au courant de déclenchement nominal  $I_{\Delta n}$ , le dispositif de protection déclenche. En monophasé, la mesure somme le courant dans le conducteur de phase et dans le conducteur neutre ( $I_L + I_N$ ). En triphasé, la mesure somme tous les

conducteurs de phase et le conducteur neutre ( $I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} + I_N$ ). La structure de base d'un dispositif à courant résiduel et d'un disjoncteur différentiel triphasé est représentée sur la droite de la figure 6.25. Les dispositifs à courant résiduel et les disjoncteurs sont également combinés et sont souvent désignés par le terme anglais RCCB (residual current/circuit breaker).

Pour certaines applications, la loi prescrit l'utilisation d'interrupteurs FI, dans d'autres, leur usage est recommandé. Comme les courants dus aux couplages capacitifs ou à une isolation imparfaite ne circulent pas forcément là où ils devraient, ils ne peuvent pas être détectés précisément. Un certain courant de défaut doit dès lors être accepté avant l'interruption du circuit.

Pour la sécurité des personnes, des interrupteurs FI avec un courant de déclenchement nominal de  $I_{\Delta n} \leq 30$  mA sont utilisés. La sensibilité du corps humain diminuant avec l'augmentation de la fréquence, au-dessus de 100 Hz, la limite de coupure peut être augmentée linéairement jusqu'à atteindre la limite de protection contre les incendies de 300 mA.

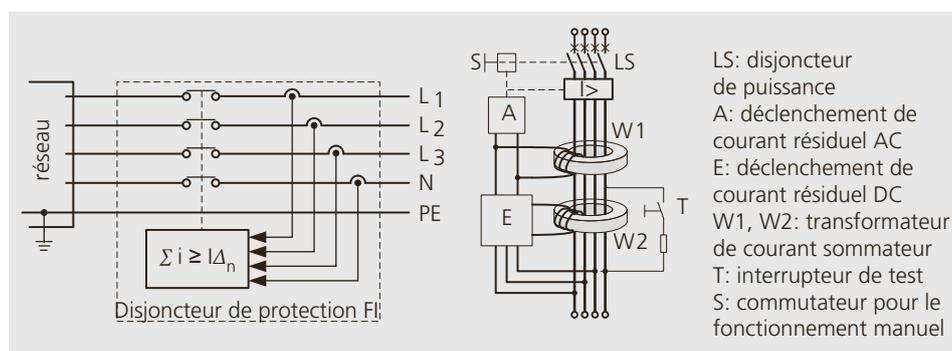


Figure 6.25 :  
Gauche : principe d'un dispositif à courant résiduel ; à droite : Construction d'un disjoncteur différentiel triphasé de type B avec disjoncteur intégré.

type	symbole	description
AC		Protection contre les courants alternatifs sinusoïdaux, interdits en Suisse selon NIBT
A		Protection avec courants alternatifs sinusoïdaux et courants continus pulsés
B		Protection avec des courants alternatifs sinusoïdaux et des courants continus pulsés et lisses
B+		Protection comme B avec protection anti-feu supplémentaire jusqu'à 20 kHz

Figure 6.26 :  
Types de disjoncteurs différentiels (FI).

La structure la plus simple d'un FI est le type AC. Il détecte uniquement les courants résiduels alternatifs purs. Ce montage n'est pas autorisé en Suisse. Généralement, les FI de type A sont capables de mesurer des courants alternatifs et continus pulsés. Les deux types sont purement passifs, ils ne nécessitent pas d'énergie supplémentaire pour leur fonctionnement et travaillent de manière très fiable.

Les FI de type B, sensibles à tous les types de courants, peuvent détecter des variations de courants constantes ou lentes. Ils se composent généralement de deux parties : La première de type A mesurant les courants alternatifs et continus pulsés. La seconde qui mesure des courants continus lisses et qui nécessite une tension auxiliaire (figure 6.25). Celle-ci est généralement obtenue à partir des conducteurs des courants mesurés. Naturellement, la tension entre les conducteurs ne doit pas être trop faible – la détection du courant continu ne fonctionne en conséquence qu'au-dessus

d'une certaine tension. Le type A est inadapté pour les circuits électroniques car les semi-conducteurs peuvent également provoquer des variations DC similaires aux courants de défaut. En ce qui concerne les convertisseurs de puissance, il est recommandé d'utiliser des disjoncteurs universels de type B. Les extensions B+ sont conformes aux limites de protection incendie de 300 mA jusqu'à une fréquence de 20 kHz.

La commutation des commutateurs est comprise entre  $0,5 I_{\Delta n}$  et  $I_{\Delta n}$ , typiquement environ  $0,8 I_{\Delta n}$ . Les commutateurs normaux se déclenchent immédiatement si le courant de défaut est trop élevé. Plus le courant de défaut est élevé au-dessus du seuil, plus la coupure est rapide. La détection d'un courant de défaut, nettement supérieur au courant de défaut nominal, prend moins de 10 ms. Un arrêt complet intervient au plus tard après une période électrique. Pour un courant résiduel inférieur au courant résiduel nominal, cela

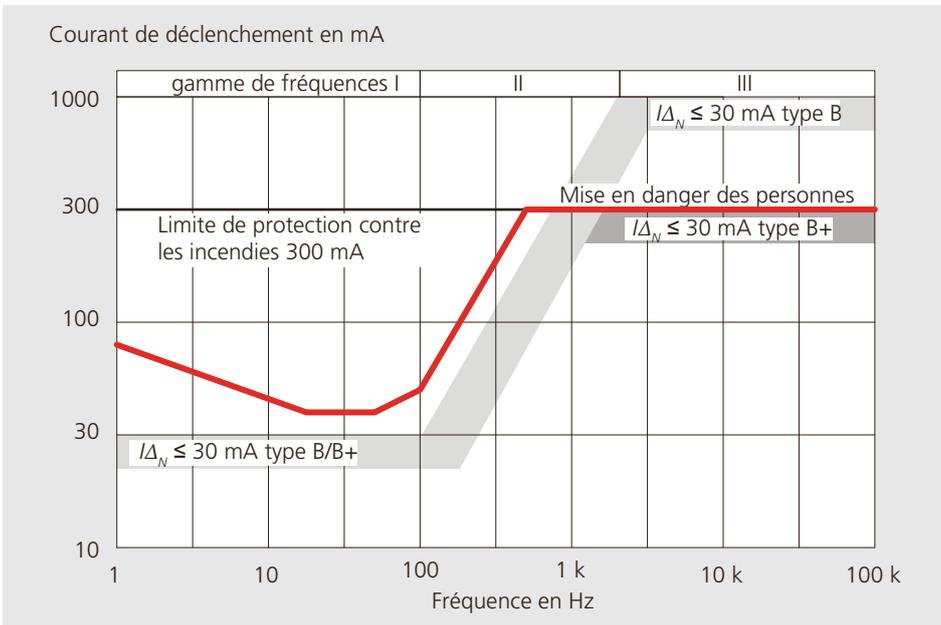


Figure 6.27 : Risques (norme 60479-1) et plages de déclenchement typiques d'un disjoncteur différentiel (FI).

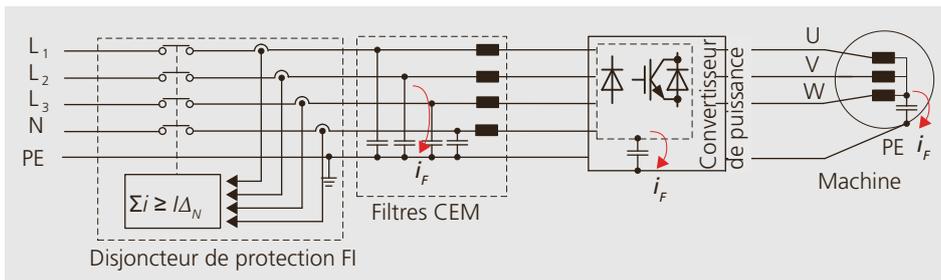


Figure 6.28 : Courants de défaut  $i_F$  causés par le filtre, le convertisseur de puissance et la machine.

peut prendre jusqu'à 300 ms pour obtenir un déclenchement.

Dans les appareils dotés de filtres à l'entrée (convertisseurs de puissance, ballasts électroniques pour lampes fluorescentes), avec des conducteurs très longs ou encore de courant homopolaires qui résultent de l'asymétrie dans le PWM, il circule un courant de défaut entre les capacités et la terre pouvant provoquer de fausses alarmes locales (figure 6.28). Il existe plusieurs remèdes pour les éviter :

- Le moyen le plus simple est de se passer des disjoncteurs différentiels, si l'installation le permet, ou d'ajouter un transformateur (pour l'isolation galvanique).

- Il est également possible d'augmenter le courant de déclenchement dans les limites autorisées. En outre, les FI peuvent être utilisés avec un courant de déclenchement augmentant avec la fréquence. Ceci est particulièrement utile car les courants de défaut provoqués par les convertisseurs de puissance contiennent principalement des composantes de fréquence plus élevées. Cette caractéristique de déclenchement est réalisée dans les dispositifs de type B. Ces commutateurs sont parfois appelés FI pour onduleurs.

- Les fausses alarmes lors de l'allumage peuvent être évitées grâce à l'utilisation d'un FI dit «retardé». Il a la particularité de ne pas réagir avant une durée définie (plusieurs 10 ms à quelques secondes).

#### 6.6.4 Compatibilité électromagnétique

L'équipement électrique peut subir des perturbations venant de l'extérieur. Mais ils peuvent également perturber d'autres appareils, équipements et consommateurs. Les perturbations sont liées aux conducteurs (électrique) ou aux champs (électromagnétique).

Pour les entraînements, les défauts sont principalement liés aux conducteurs et sont générés par les semi-conducteurs de puissance lors des commutations rapides à tensions et courants élevés. L'électronique de contrôle et de mesure est particulièrement sensible à ces perturbations. Ceci est symbolisé à la figure 6.29.

#### A) Perturbations par conduction (perturbations couplées galvaniquement)

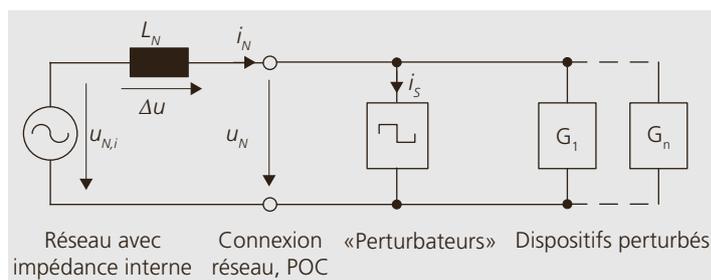
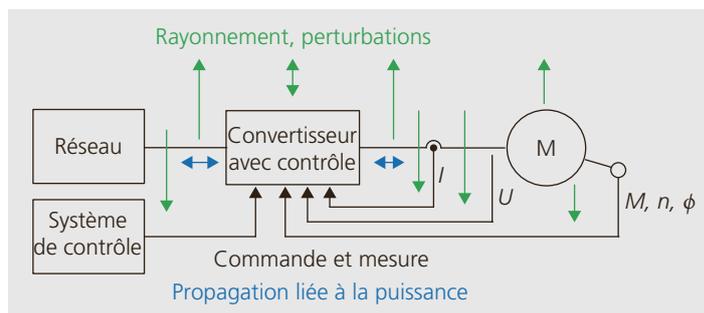
Les perturbations par conduction sont causées par des appareils qui reçoivent un courant non sinusoïdal (figure 6.30). Pour les convertisseurs redresseurs à diodes, le courant contient des basses fréquences qui sont un multiple de la fréquence réseau et qui sont provoquées par l'étagage d'entrée. Celles-ci provoquent une chute de tension  $\Delta u$  sur l'impédance du réseau avec comme conséquences une déformation de la tension  $u_N$  ceci même avec une tension de ligne sinusoïdale idéale  $u_{N,i}$  au point de connexion commun du consommateur (que l'on appelle POC, «point of common coupling»).

Si un convertisseur de courant dépasse les valeurs des harmoniques de courant autorisées par les normes (décrites dans les normes 61000-3-2 et 61000-3-12 pour les appareils avec un courant de phase jusqu'à 75A et 40 fois la fréquence du secteur), un filtre de ligne supplémentaire (par ex. un filtre à onde sinusoïdale) doit être implémenté entre le convertisseur de puissance et le réseau.

Des répercussions à haute fréquence sont causées par les impulsions du convertisseur côté machine. Dans un convertisseur de puissance bien construit, celles-ci sont généralement atténuées par le circuit in-

Figure 6.29 : Perturbations par conduction et de champs dans un entraînement.

Figure 6.30 : Réaction sur la tension réseau par une source de perturbations.



termédiaire et donc peu problématique. Si, en revanche, un convertisseur de puissance à découpage est également utilisé comme étage d'entrée actif côté réseau, il en résulte de fortes répercussions qui requièrent presque toujours un filtre supplémentaire.

Dans un convertisseur de puissance côté machine avec une bonne méthode de commande (PWM, les tensions de sorties contiennent, en plus de la fréquence fondamentale désirée, des fréquences dans le domaine de la fréquence de commutation ou plus grande. Ces hautes fréquences de courant, sont fortement atténuées par les inductances de la machine et ne sont normalement pas critiques pour le fonctionnement de l'entraînement. En raison des capacités entre les enroulements et la carcasse, l'impédance chute avec les hautes fréquences. Cela peut se manifester par des impulsions très courtes et puissantes de courant lors des temps de commutation. En fonction de l'application, un filtre est également nécessaire côté machine.

**Couplage des signaux de mesure :** Les perturbations liées aux conducteurs de puissance peuvent être couplées galvaniquement à ceux des signaux de mesure. Le

mécanisme est illustré sur la figure 6.31. Le courant de perturbation  $i_s$  est généré sur le conducteur de retour commun de l'énergie et des signaux avec une impédance  $Z_G$  et une chute de tension  $u_{Z,G}$ . Ainsi, la somme  $u_M + u_{Z,G}$  est mesurée à la fin de la ligne au lieu de mesurer  $u_M$ .

### B) Perturbations par rayonnement (perturbation inductive ou capacitive couplée)

Les perturbations par rayonnement sont transmises par les champs électriques et magnétiques (figure 6.32). Ces perturbations se produisent avec des tensions et des courants alternatifs, ce qui est commun aux deux types de couplage inductif et capacitif. Plus le changement est rapide, plus les perturbations générées et couplées seront importantes. Les opérations de commutation, qui peuvent provoquer ces changements rapides, sont typiques des éléments actifs en sortie du convertisseur côté machine, ou avec des entrées régénératives. À ces points d'entrée, les développeurs doivent prendre des mesures correctives appropriées.

### 6.6.5 Installation conforme à la CEM

En raison de leur construction métallique, les machines n'ont pratiquement aucun champ rayonné à l'extérieur de la carcasse dans la plage des hautes fréquences. Les convertisseurs doivent être conçus de manière à ce que les champs soient blindés vers l'extérieur et dans les limites autorisées. Un rayonnement se produit principa-

Figure 6.31 :  
Couplage galvanique de perturbations sur les signaux de mesure.

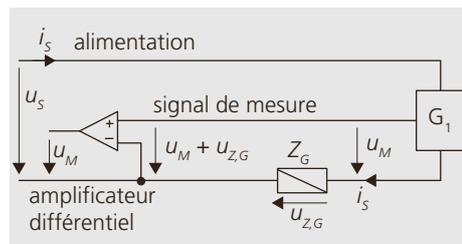


Figure 6.32 :  
Couplage inductif et capacitif des perturbations sur les signaux de mesure.

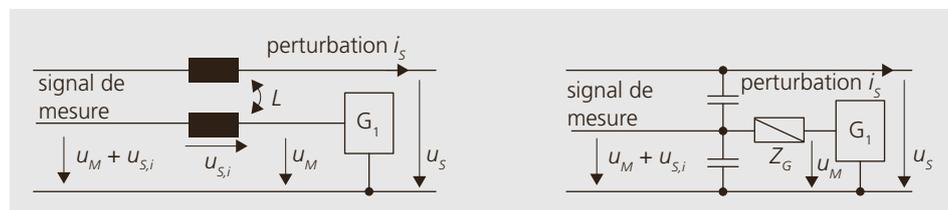
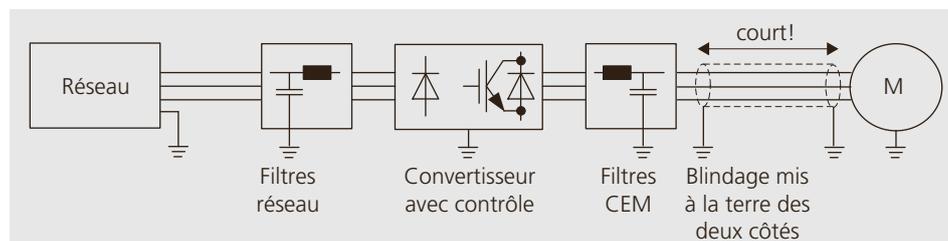


Figure 6.33 :  
Mesures visant à réduire les perturbations.



lement sur les conducteurs entre le convertisseur et la machine. Il est donc recommandé de (figure 6.33) :

- Garder les distances entre le convertisseur de puissance et la machine aussi courtes que possible (assembler le convertisseur et la machine...).
- Blinder les câbles (attention, la capacité supplémentaire du blindage peut augmenter les pics de courant dans le convertisseur).
- Utiliser un filtre CEM inductif-capacitif sur la sortie du convertisseur.
- Réduire également la vitesse de commutation dans le convertisseur. Les pertes par commutation supplémentaires qui en résulteraient invalident cette solution.

Les blindages, les filtres, les carcasses du convertisseur de puissance et les circuits auxiliaires doivent être mis à la terre. En plus des fonctions de sécurité, une liaison avec le potentiel de terre réduit également les interférences et la perturbation rayonnée. Pour que cela fonctionne bien, il est très important que les connexions entre les différents points de mise à la terre soient faites avec une impédance aussi faible que possible, c'est-à-dire connexions courtes, bons contacts et sections des conducteurs HF suffisantes. Il convient de noter que le blindage ne sert pas de liaison équipotentielle pour les courants à basse fréquence. De plus, une bonne mise à la terre est toujours nécessaire car cette connexion em-

pêche une boucle avec le blindage, par laquelle d'autres perturbations, généralement inductives, peuvent être couplées.

Lors de la conception d'un entraînement, outre les émissions parasites à réduire, il faut également considérer l'immunité, soit l'effet des perturbations. En règle générale, les lignes qui émettent des interférences (généralement les lignes d'alimentation réseau et les lignes d'alimentation des machines) et les lignes de mesure, dans lesquelles les perturbations peuvent entraîner des défauts, doivent être séparées localement autant que possible. Les perturbations couplées galvaniquement peuvent être réduites en utilisant des mesures à deux fils et des amplificateurs différentiels, comme indiqué sur la figure 6.34 à gauche.

Une solution plus coûteuse mais tout aussi applicable est l'utilisation de mesures isolées galvaniquement, comme indiqué sur la droite de la figure 6.34. Cette solution présente également l'avantage de pouvoir lier la mesure à tout potentiel.

Le blindage des lignes de mesures et de contrôles permet d'éviter les perturbations couplées capacitivement et le torsadage des fils diminue le couplage magnétique (figure 6.35 à gauche). Les fibres optiques sont à l'abri de presque toutes les perturbations. La construction, insensible aux perturbations, des câbles de mesure et de contrôle est exigeante. De nombreux appareils utilisent donc déjà des séparations

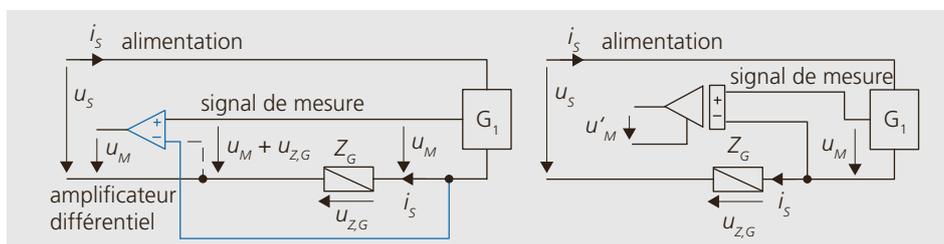


Figure 6.34 : Réduction du couplage galvanique. Gauche : par mesure à deux fils ; droite : par amplificateur isolant.

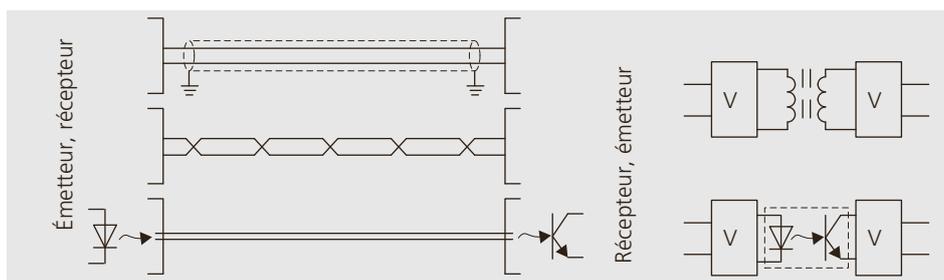


Figure 6.35 : Solutions pour les couplages de perturbations. A gauche : acheminement des câbles blindés et torsadés tout comme la fibre optique ; à droite : isolation inductive et optique.

galvaniques internes sous la forme d'optocoupleurs ou d'isolateurs inductifs, comme illustré sur la droite de la figure 6.35. Dans la plupart des cas, les signaux doivent être traités électriquement avec un étage amplificateur,  $V$ , avant et après la connexion.

### 6.6.6 Technique de mesure, contrôle du fonctionnement

Pour la supervision des entraînements, différentes variables de fonctionnement sont intéressantes :

- Au niveau de l'entrée réseau : tension, courant, puissance à la fréquence du réseau, dans des cas spéciaux également les perturbations du système à basse fréquence et la conduction CEM.

- Tension, courant, puissance à la sortie du convertisseur (pas toujours accessible). Ces mesures ne sont pas triviales en raison des fréquences utilisées et sont effectuées en partie directement par le convertisseur de puissance, les variables étant nécessaires au contrôle.

- Sur l'arbre de la machine : accélération, vitesse, couple.

- L'environnement de la machine et du convertisseur de courant tels que la température, l'humidité, etc.

Les courants sur réseau et dans la machine peuvent être mesurés facilement et généralement sans danger au moyen d'ampèremètres à pinces. Pour les mesures de puissances apparente et active, des tensions supplémentaires doivent être mesurées, ce qui implique une intervention dans l'installation qui ne doit pas être effectuée par des non-professionnels. Le montage des appareils, pour les mesures de puissances dans les systèmes monophasés et triphasés, est illustré à la figure 6.36. Pour les systèmes triphasés, le montage Aaron ou méthode à deux watt-

mètres est très souvent utilisé. La puissance totale est alors :  $P = P_1 + P_2$ .

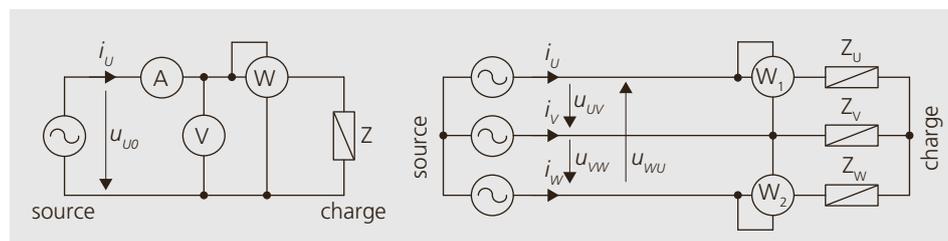
Les mesures de puissance avec des dispositifs conventionnels sont délicates si les signaux mesurés contiennent des fréquences plus élevées, comme c'est le cas en particulier au niveau des points de connexions de la machine. Pour des mesures fiables, des dispositifs à large bande passante doivent être utilisés – et ils sont coûteux.

Les mesures de vitesse et les mesures d'accélération, à des fins de vérifications, peuvent être effectuées avec des appareils portatifs. Des instruments de mesure installés de manière permanente sont inclus dans de nombreux entraînements sous la forme de générateurs tachymétriques, de codeurs incrémentaux ou de resolver. Ces mesures peuvent être très précises. Souvent, les vitesses sont calculées à partir des caractéristiques électriques de la machine et ne sont pas précises à basse vitesse. Des mesures de couple fiables peuvent également être installées sur la machine entre l'arbre et la charge. Ils ont besoin d'espace et sont relativement chers – ce sont deux raisons pour si possible les éviter.

Les mesures de température des carcasses, des semi-conducteurs de puissance et des enroulements sont généralement déjà implémentés lors de la construction de la machine. Celles-ci sont particulièrement importantes pour les machines sans refroidissement forcé, car elles peuvent devenir chaudes à basses vitesses et à couples élevés.

La mesure des variables ci-dessus et d'autres n'a de sens que si elles sont effectivement analysées. Ceci est la tâche du contrôleur au niveau de commande. Dans les convertisseurs de puissance modernes, un grand nombre de variables peuvent être lues via des systèmes de bus et utilisées pour des fonctions de diagnostic et de contrôle.

Figure 6.36 : À gauche : Mesure de puissance apparente et active monophasée ; à droite : mesure de puissance active triphasée avec le circuit Aaron (méthode à deux wattmètres).



## 6.7 Aspects du marché

### 6.7.1 Catalogues et outils de conception

Le choix des composants est fait à l'aide de catalogues ou du support direct des fabricants. Plusieurs entreprises proposent également des programmes de sélection dans lesquels les données d'application mènent directement vers les composants disponibles. En plus des données de leurs propres produits, il est courant que des produits tiers puissent être proposés.

Si le processus de conception basé sur un programme doit être indépendant du fabricant, l'outil «Motor System Tool» est la solution idéale (figure 6.37). Les fonctions suivantes peuvent être effectuées :

- Assembler un système d'entraînement avec une charge, des éléments de transmission et un entraînement basé sur une liste de paramètres disponibles dans les menus
- Entrer les points de fonctionnement et les cas de charge
- Représenter les caractéristiques de rendement de l'entraînement
- Vérifier la conception ; les propriétés dynamiques requises, peuvent-elles être atteintes ?
- Calculer les coûts d'exploitation du système

En plus des données réelles du produit, de nombreux catalogues contiennent également de nombreuses références relatives aux techniques et au processus de dimensionnement. Les documents recueillent les expériences des fabricants et sont donc précieux pour l'utilisateur. En outre, les fabricants veulent également convaincre avec leur expertise et offrir un bon service client. Il vaut donc la peine de les consulter et aussi de s'adresser à plusieurs entreprises.

### 6.7.2 Types de fournisseurs

Les technologies d'entraînement sont un marché énorme, sur lequel se positionnent un grand nombre de fournisseurs. Des plus grandes entreprises mondiales aux petites entreprises spécialisées et souples,

il y a toutes sortes de fournisseurs. Il est impossible et pas souhaité de donner ici une quelconque classification et évaluation. Certains aspects et variantes sont énumérés ci-dessous et peuvent vous guider dans le choix du fournisseur approprié :

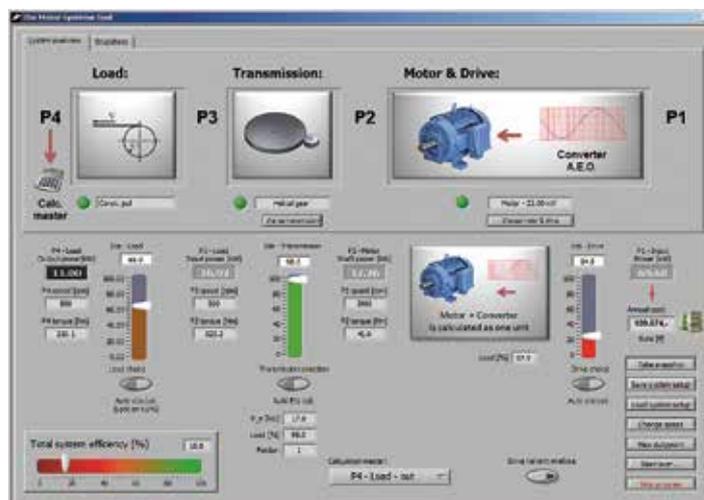
■ **Composants vs. système** : alors que les grandes entreprises sont généralement en mesure d'offrir des systèmes complets, les plus petites ont tendance à avoir des fournisseurs de composants. Ceux-ci disposent d'une compétence de base clairement définie et ciblée. Si cet aspect a une importance décisive dans la fonction d'un entraînement, il vaut la peine de travailler avec un fabricant de composants.

■ **Automatisation vs. génie mécanique** : la plupart des sociétés d'ingénierie ont pour origines un composant précis du système, puis elles se sont étendues. L'origine est généralement encore dans la pondération des composants et aussi dans l'orientation de l'innovation.

■ **Catalogue vs. personnalisé** : sur le marché des entraînements, la question se pose souvent de savoir s'il faut faire des compromis sur un critère particulier en faveur d'un composant standardisé. En outre, les fabricants de produits de la technologie d'entraînement sont caractérisés par une préparation et des capacités différentes à cet égard. Chaque fabricant annoncera sa disponibilité pour un appareil personnalisé dans un premier temps. Dans quelle mesure cela est-il réellement possible et nécessaire ?

Figure 6.37 : Outil de conception indépendant pour les systèmes d'entraînement.

Source : EMSA



■ **Réseau de service vs. proximité avec le client** : Avec la taille et la présence globale d'une entreprise, il est souvent possible d'observer une certaine distance avec le client. Bien sûr, aucune entreprise ne peut se permettre un grand écart avec la clientèle et bien sûr, chaque entreprise fera tout son possible pour être aussi proche que possible du client. Mais il est également clair que dans une petite entreprise avec peu d'employés, les principaux savoir-faire sont beaucoup plus disponibles et plus faciles d'accès.

# Appendice

## 7.1 Auteurs



**Alberto Colotti**

Dr. sc. Dipl. El. Ing. ETH/HTL. 1988 Diplôme en génie électrique à l'HTL Brugg-Windisch. 1992 Dipl. El. Ing. ETH Zurich. 1992–1994 Ingénieur dé-

veloppement chez Zühlke AG à Schlieren. 1994–1998 adjoint et doctorant à l'Institut des Machines électriques ETH Zurich. 1999–2010 développeur et responsable du développement des entraînements électriques chez Landert Motoren AG à Bülach. Depuis 2004, professeur ETH Zurich pour le sujet «Convertisseurs électromagnétiques en mécatronique». Depuis 2011 professeur pour l'électronique de puissance et les entraînements électriques à la Haute école des sciences appliquées de Zurich (ZHAW) à Winterthur.



**Felix Jenni**

Dr. sc. Dipl. El. Ing. ETH/HTL, Professeur de génie électrique. 1977 Diplômé de l'HTL Winterthur avec activités de développement pour l'in-

dustrie textile. 1982 Diplôme de l'ETH Zurich avec doctorat subséquent au Département d'électronique de puissance et technique de mesure. 1989–1995 professeur adjoint et professeur pour l'électronique de puissance à l'ETH Zurich. 1995–1998 mandataire à l'énergie de l'ETHZ. 1998–2002 Chef de section électrotechnique et par la suite jusqu'en 2008, Chef du Département «Infrastructure et Electrotechnique» à l'Institut Paul Scherrer. 2008–2020 professeur en génie électrique à la Haute Ecole Spécialisée de la Suisse du Nord-Ouest (FHNW).

### Autres auteurs

Ont également contribué à élargir le contenu de ce livre, le Dr. Hanna Putzi-Plesko (ZHAW), Dr. Urs Bikle (Stadler Rail) et le Dr. Martin Fierz (FHNW).

## 7.2 Index analytique

### A

Accélération 20, 126, 130  
Actionneur linéaire pneumatique 26  
Active Front End 119, 171  
Affaiblissement du champ 75  
Aide à l'enclenchement 25  
Aide au démarrage 25  
Aimant permanent 35, 37, 68, 69, 80  
Alimentation 24  
Alimentation par variateur de fréquence 83  
Altitude 83  
Altitude d'installation 165  
Analyse de Fourier 14  
Angle d'allumage 104  
Angle de charge 139  
Angle de rotation 20, 142  
Arbre 35  
Arrêt 132, 158  
Arrêt d'urgence 159  
Asynchrone 111, 144  
Automatisation 69  
Autorégulation directe 147  
Axe longitudinal 73  
Axe transversal 73

### B

Bagues collectrices 51  
Bande transporteuse 30  
Barrières de flux 76  
Basic Drive Module (BDM) 24  
Blocage d'impulsions 159  
Blocs de transformation 66  
Bobinage 35, 55, 59, 69, 75  
Bobine 68  
Boucle de régulation 119, 141, 146, 170  
Broches 32  
Broches de machine-outil 168  
Bruit 67

### C

Cage d'écureuil 37, 60  
Cages moulées sous pression 68  
Calcul vectoriel 58  
Capacité 14  
Capacité thermique 97  
Capteur angulaire 135, 147  
Capteurs 134  
Capteurs de position 33, 134

Capteurs de température 133  
Caractéristique de charge 28, 161  
Caractéristique de sortie 104  
Caractéristiques couple-vitesse 138  
Catalogues 181  
Champ magnétique 57  
Champ magnétique coercitif 38, 42  
Champ rotorique 70  
Champ tournant 55, 60, 70  
Charge continue 72  
Charge sur l'arbre 167  
Circuit de charge 102, 119  
Circuit de démarrage 129  
Circuit de freinage 111, 117  
Circuit magnétique 50, 60  
Circuit multi-pulses 121  
Circuit redresseur 99, 118  
Circuit rotorique 64  
Circuits à commutation naturelle 89  
Circuits d'induit 52  
Classes thermiques 83  
Codeur absolu 135  
Codeurs incrémentaux 134  
Collecteur 53  
Commande tension-fréquence 137  
Commande U/f 137, 140  
Commutateur 51  
Commutateur étoile-triangle 25, 128  
Commutation 91  
Compatibilité électromagnétique 155, 160, 177  
Complete Drive Module (CDM) 24  
Composite 12  
Condensateurs électrolytiques 120  
Conditions ambiantes 165  
Conducteur de neutre 18  
Conducteur de protection 18  
Constante 74  
Constante AL 43  
Constante de couple 52, 74  
Constante de la machine 51  
Constante de temps thermique 163  
Constante de tension induite 52, 74  
Constante de vitesse 52  
Constantes de temps thermiques 162  
Convertisseur 115, 174  
Convertisseur à commutation forcée 108  
Convertisseur de courant 87, 165, 166, 171, 177

Convertisseur de fréquence 87, 117  
 Couplage 46  
 Couplage étoile 56  
 Couplage triangle 56  
 Couple de démarrage 127  
 Coupure 24  
 Courant 11, 38, 116  
 Courant d'appel 129  
 Courant de circulation 56  
 Courant de démarrage 127, 128  
 Courant de magnétisation 37, 61, 64, 136  
 Courant de phase 116  
 Courant d'excitation 50, 53, 70, 144  
 Courant d'induit 51, 144  
 Courant du circuit intermédiaire 104  
 Courant magnétisant 43  
 Courant statorique 62  
 Courbe caractéristique 142  
 Courbe d'aimantation 41  
 Courbe de magnétisation 51  
 Courts-circuits 173  
 Coûts 153  
 Coûts d'acquisition 31  
 Coûts d'exploitation 31  
 Création de couple 59  
 Culasse 50, 59  
 Cycle de charge 163  
 Cylindre creux 21

**D**

Décrochage 131  
 Démagnétisation 70  
 Démarrage 125, 126  
 Démarrage direct 127  
 Démarrage progressif 25, 31, 106, 107, 129  
 Démarreurs 25  
 Densité de force 39, 81  
 Densité de force tangentielle 81  
 Densités de courant 78  
 Dépendance en température 78  
 Déphasage 15, 17, 19, 104  
 Dimensionnement de l'entraînement 161  
 Diode 88, 89, 95, 108  
 Directive basse tension (DBT) 155  
 Directive CEM 155  
 Directive relative à l'écoconception 155  
 Directive relative à l'écoconception des moteurs électriques 155  
 Directive relative aux machines (MRL) 155  
 Direct torque control 147

Disjoncteur de protection 175  
 Disjoncteur de protection FI, RCD 160  
 Disjoncteur moteur 173, 174  
 Disjoncteurs différentiels 175  
 Disjoncteurs moteurs 25  
 Dispositif de levage 30  
 Dispositifs auxiliaires 24  
 Dispositifs de mesure 132  
 Dispositifs de protection 173  
 Distorsions de tension 100  
 Drain 91  
 Driven Equipment 24  
 Durée de démarrage 149  
 Durée de vie 83, 84  
 Dynamique 80

**E**

Effet pelliculaire 64, 67, 68, 79, 127  
 Efficacité globale 26  
 Élément de commande 141  
 Éléments de commutation 173  
 Éléments du schéma équivalent 47  
 Encoche 35, 55, 60, 67  
 Encodeur, capteur de position 78  
 Énergie 5, 6, 7, 9, 14, 43, 119, 171  
 Énergie de freinage 172  
 Entraînement de grue 32  
 Entraînements directs 34, 169  
 Entrefer 35, 58, 61, 68  
 Epanouissement polaire 50  
 Équipement électrique 173  
 Essai à vide 48  
 Essai en court-circuit 48, 64  
 Excitation 37, 68  
 Excitation à aimant permanent 59  
 Excitation permanente 37  
 Excitation séparée 50  
 Exigences de conception en matière de sécurité 158  
 Extended Product 25

**F**

Fabricants 154, 181  
 Facteur de puissance 17, 77, 100, 101  
 Ferromagnétique 38, 42, 45  
 Ferromagnétiques doux 42  
 Filtre 24, 102  
 Filtre CEM 179  
 Flux 56, 57, 59, 138, 142  
 Flux de fuite 41  
 Flux de fuite d'une bobine 41  
 Flux d'excitation 50, 71

- Flux magnétique 39
  - Flux principal 41, 59
  - Flux totalisé 39, 51
  - Fonction de commutation 110, 111
  - Fonction de modulation 111, 112
  - Fonctionnement à vide 62, 64, 130
  - Fonctionnement en compensateur synchrone 71
  - Fonctionnement en générateur 111, 120
  - Fonctionnement en générateur hypersynchrone 62
  - Fonctionnement moteur 117, 120
  - Fonctions de commutation 110, 112
  - Fondamentale 13, 114, 115
  - Force contre-électromotrice synchrone 70, 148
  - Force de Lorentz 38, 50
  - Force de maintien 162
  - Formes de construction 81
  - Formes de montage 167
  - Formule du transformateur 43
  - Frein 132, 162
  - Freiner 131
  - Fréquence 12
  - Fréquence de commutation 67, 114, 116
  - Fréquence de rotation 58
  - Fréquence rotorique 61, 62, 64
  - Fréquences de commutation 94
  - Fréquentiel 14
  - Frottement 30
  - Frottement statique 80
  - FU 122, 123
  - Fusible à rupture 174
  - Fusible bimétallique 174
- G**
- Générateur 23, 37, 68
  - Générateur synchrone 68
  - Génératrices tachymétriques 134
  - Gestion des pauses 165
  - Glissement 60, 61, 62, 137
  - Glissement de décrochage 62, 64, 137
  - Grandeur 12
  - Grandeur alternative 12
  - Grandeurs continues 12, 146
  - Groupe de couplage 49
  - Groupes d'entraînements 120
- H**
- Harmoniques 13, 67, 75, 100, 101, 106, 114
  - Harmoniques de courants 72
- I**
- Hauteur d'axe 82
  - Hystérèse 42, 116
- I**
- IGBT 88, 92, 109
  - IGCT 92
  - Immunité au bruit 160
  - Impédance de court-circuit 48
  - Impédance en courant alternatif 14
  - Impulsion d'amorçage 90
  - Inductance 14, 40, 70, 71
  - Inductance de fuite 41
  - Inductance de lissage 99
  - Inductance principale 41
  - Induction de tension 60
  - Induction magnétique 38
  - Induction propre 40
  - Induction rémanente 42
  - Induit 50, 54
  - Intensité 59
  - Intensité du champ magnétique 40
  - Interrupteurs statiques 107
  - Isolation 82, 133
- L**
- Les perturbations par rayonnement 178
  - Lignes de champ 57, 59
  - Limitation du jerk 31
  - Limite en tension 73
  - Loi d'Ampère 40
  - Loi de l'induction 39, 51, 56, 61
  - Loi de similitude 44
  - Lois 155
- M**
- Machine à champ tournant 56
  - Machine à courant continu 50, 143
  - Machine à induction 60
  - Machine à réluctance 37, 76
  - Machine asynchrone 36
  - Machine asynchrone (MAS) 125
  - Machine DC à excitation parallèle 54
  - Machine DC à excitation séparée 54, 144
  - Machine DC à excitation série 54
  - Machines à champ tournant 55, 111, 132, 143
  - Machines à pôles lisses 69
  - Machines à pôles saillants 69
  - Machines asynchrone (MAS) 37, 59, 60, 106
  - Machines DC à excitation séparée 52
  - Machines-outils 30

- Machines synchrones à excitation permanente 69
- Machine synchrone (SM) 36, 37, 68, 125, 139, 147
- Magnetisierungsstrom 43
- Masse 21
- Matériau ferromagnétique doux 35
- Matériaux à aimantation permanente 75
- Mesure de courant 133
- Mesures de puissance 180
- Mesures de température 180
- Mesures de tension 133
- Mesures de vitesse 180
- Méthodes sans capteur 135
- Modèle de l'onduleur 132
- Modulation 109, 110, 115
- Modulation de la largeur des impulsions 110, 114
- Modulation par phaseur tournant 115
- Modulation par porteuse 116
- Modulation vectorielle 115
- Moment d'inertie 20, 126, 168, 169, 170
- Montage en pont 99, 109, 119
- MOSFET 91, 95, 109
- Moteur à commutation électronique 37, 77
- Moteur à réluctance variable commutés 37
- Moteur linéaire 35, 37
- Moteur pas à pas 37, 78
- Moteurs pas à pas hybrides 78
- Moteur standard 82, 85
- Moteur universel 36, 54, 105
- Motor System 25
- Mouvement de rotation 20
- Moyenne quadratique 16
- N**
- Niveau de commande 24, 172
- Niveau de contrôle 172
- Niveau de performance 158
- Niveau terrain 172
- Nombre de pôles 34, 36, 55, 148
- Normes 154, 155
- Normes de réseau 161
- Norme sur les installations à basse tension NIBT 160
- O**
- Objectifs de commande 151
- Objectifs de mouvement 151
- Observateurs de flux 145
- Onduleur 24, 75, 110, 119, 126, 130
- Onduleur multiniveaux (multi level) 121
- Ordonnances 155
- Oscillation 69
- P**
- Palier 73, 80, 83, 84
- Perméabilité 40, 59
- Perméabilité du vide 41
- Perte 25, 68
- Perte harmonique 61
- Pertes additionnelles 68, 72
- Pertes cuivre 52, 78
- Pertes dans les semi-conducteurs de puissance 95
- Pertes dues aux harmoniques 68
- Pertes fer 52, 79
- Pertes par commutation 95, 114, 123
- Pertes par courant de Foucault 79
- Pertes par frottement 52, 80
- Pertes par frottement et ventilation 61
- Pertes par hystérésis 79
- Perturbation rayonnée 179
- Perturbations 177
- Phase 56, 63
- Phase d'arrêt 126, 130
- Phases d'accélération 30
- Phases de freinage 30
- Phaseur 15, 56
- Phaseur de courant 56
- Plaque signalétique 85
- Pneumatique 170
- Point de fonctionnement nominal 70, 128
- Point de fonctionnement stationnaire 130
- Point milieu 18
- Pôles inducteurs 50
- Pompes 9, 28, 31, 118
- Pont à thyristor 119
- Pont en H 99, 109, 111
- Pont triphasé 112
- Potentiel de terre 179
- Power Drive System (PDS) 24
- Processus de conception 153, 154
- Profil de vitesse 31
- Profils de déplacement 31
- Programmes de sélection 181
- Protection 24, 75, 160
- Protection contre les incendies 175
- Protection des semi-conducteurs de puissance 94
- Protection magnétique contre les surcharges 174

Puissance 5, 16, 19, 20, 25, 27, 28, 162  
Puissance apparente 16  
Puissance instantanée 16, 19  
Puissance interne 51, 64, 71  
Puissance réactive 17, 19, 68, 71, 100, 107, 119  
Puissances apparente et active 19  
Pulsations de couple 67, 115  
PWM 111, 124, 178  
Pyramide d'automatisation 172  
Pyramide de l'automatisation 152

## Q

Quadrants d'opération 71

## R

Rapport cyclique 109  
Rapport des courants 46  
Rapport des tensions 46  
Rapport de transformation 63  
Réactance de fuite 63  
Réactance synchrone 70  
Redresseur à diodes monophasé 99  
Redresseurs à commutation forcée 89  
Refroidissement 35, 96, 165  
Refroidisseur 97  
Réglages de vitesse 136  
Réglementations 155  
Régulateur 141, 143, 146  
Régulateur de tension à découpage 108  
Régulateurs tout ou rien 116  
Régulation multiaxe 140  
Réinjection 118, 149, 171  
Relais statique 108  
Rendement 25, 31, 45, 123  
Réseau 25  
Résistance 14  
Résistance de freinage 149, 171  
Résistance de l'enroulement rotorique 60  
Résistance magnétique 39  
Résistance rotorique 67  
Résistances de série 129  
Résistances thermiques 97  
Résolveurs 135  
Résonances 114  
Robotique 33  
Rotor 35, 59, 60, 68, 81  
Rotor à bagues collectrices 60, 62  
Roulement 35  
Routines d'auto-identification 149

## S

Saturation 41, 43  
Sécurité des personnes 175  
Sécurité fonctionnelle (Safety) 158  
Semi-conducteur 88, 89  
Service de fonctionnement 116  
Services types 163  
Servocommande 27  
Servomoteur 37, 69, 85  
Skin-Effect 67  
Softstart 106  
Solénation 40  
Solid state relay 108  
Spécifications 151  
Spectre d'amplitudes 13  
Spectre de fréquence 100  
Spectres de tension 116  
Stator 35, 50, 55, 59, 60, 68  
Structure en cascade 143  
Supervision 180  
Surcharge 69, 73, 131  
Surtensions 95  
Surveillance du moteur 163  
Symbole CE 155  
Synchrone 111  
Système de coordonnées 58, 65, 73  
Système monophasé 18  
Système multiaxes 171  
Systèmes de communication 172  
Système triphasé 18

## T

Taux de modulation 112, 113  
Technologies d'automatisation 24  
Température 93, 133, 134  
Températures de fonctionnement 83  
Temps d'accélération 107  
Tension 11, 56  
Tension de court-circuit 49  
Tension du circuit intermédiaire 100, 101, 104, 109, 113, 119  
Tension induite 39, 51, 61, 71, 74, 139  
Tension maximale du circuit intermédiaire 149  
Tensions continues moyennes 104  
Tensions de ligne 18  
Tensions de phase 18  
Tensions du point milieu 115  
Terres rares 42  
Thyristor 129  
Thyristor blocable 92

Thyristors 88, 89, 96, 103  
Tôle magnétique 58  
Torque-Motor 34, 169  
Traction 29, 33, 69  
Transformateur 23, 38, 62, 63  
Transformateur monophasé 45  
Transformateurs triphasés 49  
Transistor 88  
Transmission 24, 167, 168  
Transmission d'énergie 103  
Transport en courant continu à haute tension (HVDC) 90  
Travail 5, 11, 20  
Triac 90, 96, 105, 129  
Turbogénérateur 68  
Type de protection 82  
Types de refroidissement 166

## U

Utilisation 83  
Utilisation magnétique 79

## V

Valeur efficace 12, 16  
Valeur instantanée 12  
Valeur limite du courant de l'onduleur 72  
Valeur moyenne 101  
Variateur de courant alternatif 105  
Variateur de tension 36  
Variateur de tension alternative 105  
Variateurs de courant abaisseurs 108  
Vecteur spatial 58, 65, 73, 76  
Ventilateur 28, 31  
Ventilation 9, 80  
Vibrations de flexions 73  
Vitesse 142  
Vitesse angulaire 58, 61  
Vitesse de base 53, 73  
Vitesse de fonctionnement 73  
Vitesse de rotation à vide 53  
Vitesse de rotation synchrone 62  
Vitesse périphérique 73  
Vitesses de rotation 85  
Vitesse synchrone 61, 140  
Vitesse angulaire 53

## Z

Zone d'affaiblissement du champ 137  
Zone de fonctionnement à couple constant 137  
Zone de fonctionnement à couple/flux constant 53, 147

Zone de fonctionnement à tension 74  
Zone de fonctionnement à tension constante 53, 137, 148

### 7.3 Liste des symboles

Symbole	Description	Unité
$\alpha$	angle général, angle d'allumage	rad, degré
$\alpha$	accélération angulaire	rad/s <sup>2</sup>
$\alpha$	coefficient de température	K <sup>-1</sup>
$\eta$	rendement	–
$\delta$	entrefer d'un circuit magnétique	m
$\phi$	flux magnétique	Vs
$\varphi$	angle général, angle de déphasage	rad, degré
$\gamma$	angle général	rad, degré
$\mu$	perméabilité magnétique	Vs/m <sup>2</sup>
$\theta$	solénaion/ tension magnétique	A
$\psi$	flux totalisé	Vs
$\xi$	facteur de bobinage	–
$\vartheta$	angle de charge, angle interne	rad, degré
$\vartheta$	température	°C, K
$\Delta$	delta pour petites variations	–
$\Omega$	vitesse angulaire	1/s, rad/s
$\lambda$	facteur de puissance	–
$\omega$	pulsation	1/s, rad/s

$A$	surface	m <sup>2</sup>
$a$	accélération	m/s <sup>2</sup>
$B$	induction magnétique	T = Vs/m <sup>2</sup>
$C$	capacité	F = As/V
$\cos(\varphi)$	facteur de puissance fondamental	–
$E$	énergie (angl. $W$ : work)	J, kWh, cal, kcal
$F$	force	N
$f$	fréquence	Hz, s <sup>-1</sup>
$H$	champ magnétique	A/m
$i$	rapport de transmission	–
$I, i$	courant	A
$J$	moment d'inertie	kg m <sup>2</sup>
$k\phi$	constante de la machine	Vs
$L$	inductance	H
$l$	longueur	m
$M$	couple (angl. $T$ : torque)	Nm
$M$	taux de modulation	–
$m$	masse	kg
$m$	fonction de modulation	–
$N$	nombre de spires	–
$n$	vitesse de rotation	rpm
$p$	nombre de paires de pôles	–
$P, p$	puissance (Active)	W
$Q$	puissance réactive	VA, Var
$R$	résistance	$\Omega = V/A$
$r$	rayon	m
$S$	puissance apparente	VA
$s$	chemin	m
$s$	glissement	–

$s$	fonction de commutation	–
$T$	période	s
$t$	temps (grandeur variable)	s
$U, u$	tension	V
$v$	vitesse	m/s
$x$	position (grandeur variable)	m
$Z$	impédance	$\Omega$
$Z$	état	–

#### Indices importants

$\underline{x}$	composante continue, moyenne linéaire
$\hat{x}$	valeur crête, Amplitude
$\mu$	magnétisation
$\sigma$	dispersion, Fuite
0	fonctionnement à vide
AC, ac	grandeur alternative (alternating current)
d	composante continue, moyenne linéaire
DC, dc	grandeur continu (direct current)
D, $\Delta$	couplage triangle/ Delta
eff	valeur efficace
N	nominal (parfois $n$ pour le différencier du réseau (Netz))
N	réseau
R	rotor
S	stator
S	synchrone
Y	couplage étoile