

# La commande électronique des machines

CAHIERS TECHNIQUES

>> EN **65** FICHES-OUTILS <<

Michel Pinard

DUNOD

Tout le catalogue sur  
[www.dunod.com](http://www.dunod.com)



Maquette intérieure : Belle Page

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1<sup>er</sup> juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements

d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour

les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du

Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 2013

ISBN 978-2-10-059355-2

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

|                  |   |     |
|------------------|---|-----|
|                  | Les cahiers techniques, mode d'emploi .....   | 6   |
| <b>Dossier 1</b> | <b>Le flux magnétique dans les machines</b> .....   | 8   |
|                  | <b>Fiche 1</b> Magnétisme : système à un seul bobinage.....   | 12  |
|                  | <b>Fiche 2</b> Magnétisme : système à deux bobinages .....  | 18  |
|                  | <b>Fiche 3</b> Sources à courant continu.....   | 22  |
|                  | <b>Fiche 4</b> Sources à courant alternatif monophasé.....  | 24  |
|                  | <b>Fiche 5</b> Source à courant alternatif triphasé.....  | 27  |
|                  | <b>Fiche 6</b> Théorème de Ferraris. Transformations.....   | 31  |
|                  | <b>Fiche 7</b> Transformation de Park.....  | 38  |
| <b>Dossier 2</b> | <b>Convertisseurs de Puissance</b> .....  | 44  |
|                  | <b>Fiche 8</b> Les hacheurs ( <i>Choppers</i> ) .....   | 48  |
|                  | <b>Fiche 9</b> Le hacheur en utilisation pratique.....  | 51  |
|                  | <b>Fiche 10</b> Les redresseurs à diodes ( <i>Rectifiers</i> ).....   | 57  |
|                  | <b>Fiche 11</b> Redresseur à thyristors<br>( <i>Thyristor-based rectifier bridge</i> ).....                               | 60  |
|                  | <b>Fiche 12</b> Les Onduleurs monophasés<br>( <i>Single phase inverters</i> ).....  | 67  |
|                  | <b>Fiche 13</b> Les Gradateurs monophasés<br>( <i>The power dimmers</i> ).....  | 74  |
|                  | <b>Fiche 14</b> Les Onduleurs autonomes triphasés<br>( <i>The three phase inverters</i> ).....                            | 78  |
|                  | <b>Fiche 15</b> L'Onduleur triphasé à modulation de largeur<br>d'impulsion vectorielle ( <i>The SVPWM inverter</i> ) .... | 84  |
|                  | <b>Fiche 16</b> L'onduleur assisté ( <i>The load-controlled inverter</i> )....  | 90  |
| <b>Dossier 3</b> | <b>Utilisation du moteur à courant continu</b> .....  | 93  |
|                  | <b>Fiche 17</b> Le moteur à courant continu<br>en régime stationnaire ( <i>DC motor</i> ).....                            | 96  |
|                  | <b>Fiche 18</b> Le moteur à courant continu : alimentation<br>par hacheur .....   | 105 |
|                  | <b>Fiche 19</b> Le moteur à courant continu :<br>régime dynamique.....  | 110 |
|                  | <b>Fiche 20</b> Le moteur à courant continu : étude de cas ....   | 118 |
|                  | <b>Fiche 21</b> Le moteur à courant continu : modèle d'état ..  | 123 |
|                  | <b>Fiche 22</b> Moteur à courant continu.<br>Utilisation en robotique .....   | 131 |
|                  | <b>Fiche 23</b> Commande d'un moteur à courant continu :<br>freinage .....  | 139 |

|                  |  |     |
|------------------|--|-----|
| <b>Dossier 4</b> | <b>Utilisation du moteur à courant alternatif</b> ...  | 145 |
|                  | <b>Fiche 24</b> Moteur série universel .....   | 148 |
|                  | <b>Fiche 25</b> Moteur asynchrone monophasé<br>et moteur diphasé .....                                   | 154 |
|                  | <b>Fiche 26</b> Machine synchrone à pôles lisses<br>en régime stationnaire linéaire .....                | 159 |
|                  | <b>Fiche 27</b> Machine synchrone à pôles saillants<br>en régime stationnaire linéaire .....             | 165 |
|                  | <b>Fiche 28</b> Machine synchrone en régime stationnaire<br>non-linéaire .....                           | 169 |
|                  | <b>Fiche 29</b> Machine synchrone en régime dynamique .....  | 175 |
|                  | <b>Fiche 30</b> Machine synchrone : utilisation<br>de la Transformée de Park .....                       | 183 |
|                  | <b>Fiche 31</b> Machine asynchrone en régime stationnaire :<br>modélisation .....                        | 192 |
|                  | <b>Fiche 31 (suite)</b> Machine asynchrone en régime<br>stationnaire : Couple. Essais expérimentaux .... | 198 |
|                  | <b>Fiche 32</b> Moteur asynchrone en régime dynamique .....  | 206 |
|                  | <b>Fiche 33</b> Détermination expérimentale des éléments<br>du modèle de la machine asynchrone .....     | 216 |
| <b>Dossier 5</b> | <b>Contrôle asservissement commande</b> .....  | 223 |
|                  | <b>Fiche 34</b> Contrôle en vitesse d'un moteur .....  | 226 |
|                  | <b>Fiche 35</b> Commande en couple d'un moteur électrique ....   | 232 |
|                  | <b>Fiche 36</b> Les Capteurs .....   | 238 |
|                  | <b>Fiche 37</b> Méthodes de Strejc, Broïda<br>et Ziegler-Nichols .....                                   | 246 |
|                  | <b>Fiche 38</b> Systèmes bouclés analogiques .....   | 250 |
|                  | <b>Fiche 39</b> Les avantages de la commande numérique .....   | 255 |
|                  | <b>Fiche 40</b> Correction des systèmes analogiques<br>et numériques .....                               | 263 |
|                  | <b>Fiche 41</b> Simulation d'une régulation de vitesse<br>à moteur à courant continu .....               | 273 |
| <b>Dossier 6</b> | <b>Machine synchrone : commande</b> .....  | 283 |
|                  | <b>Fiche 42</b> Couplage d'une machine synchrone<br>sur le réseau .....                                  | 287 |
|                  | <b>Fiche 43</b> Couplage d'un moteur synchrone<br>sur le réseau .....                                    | 299 |
|                  | <b>Fiche 44</b> Autopilotage d'un moteur synchrone .....   | 306 |
|                  | <b>Fiche 45</b> Pilotage d'une machine synchrone<br>par DSP ou FPGA .....                                | 316 |
|                  | <b>Fiche 46</b> Moteurs à réluctance variable .....  | 324 |
|                  | <b>Fiche 47</b> Moteurs pas à pas .....  | 332 |

|                  |   |     |
|------------------|---|-----|
| <b>Dossier 7</b> | <b>Machine asynchrone : commande</b> .....  | 333 |
|                  | <b>Fiche 48</b> Couplage sur le réseau d'une machine<br>asynchrone .....                      | 336 |
|                  | <b>Fiche 49</b> Commande en vitesse du moteur asynchrone.....                                 | 341 |
|                  | <b>Fiche 50</b> Commande en boucle ouverte du moteur<br>asynchrone .....                      | 348 |
|                  | <b>Fiche 51</b> Autopilotage scalaire du moteur asynchrone...                                 | 356 |
|                  | <b>Fiche 52</b> Contrôle vectoriel du moteur asynchrone.....                                  | 359 |
|                  | <b>Fiche 53</b> Commande à flux orienté du moteur<br>asynchrone .....                         | 369 |
|                  | <b>Fiche 54</b> Pilotage par processeur : commande directe<br>du couple par DSP ou FPGA ..... | 377 |
| <br>             |   |     |
| <b>Dossier 8</b> | <b>Le moteur électrique en milieu industriel</b> .....  | 381 |
|                  | <b>Fiche 55</b> Les systèmes industriels .....  | 385 |
|                  | <b>Fiche 56</b> Le moteur électrique dans l'environnement<br>industriel .....                 | 390 |
|                  | <b>Fiche 57</b> Utilisation d'un moteur à courant continu .....                               | 391 |
|                  | <b>Fiche 58</b> Utilisation d'un moteur synchrone<br>autopiloté.....                          | 392 |
|                  | <b>Fiche 59</b> Le moteur asynchrone dans les systèmes<br>industriels.....                    | 399 |
|                  | <b>Fiche 60</b> Commandes d'axes .....  | 405 |
|                  | <b>Fiche 61</b> Choix entre les divers moteurs<br>et leur commande .....                      | 413 |
|                  | <br>  |     |
|                  | Annexes .....   | 414 |
|                  | Index .....   | 415 |

Les fiches sont classées par dossier

## MACHINE ASYNCHRONE : COMMANDE

**Importance du réseau**

On a vu dans le dossier 6 que l'on peut considérer un réseau comme théoriquement « infiniment puissant ». Il peut fournir ou recevoir autant de puissance active ou réactive que l'échange énergétique avec une machine peut permettre. La forme d'onde est sinusoïdale et la valeur efficace de la tension et celle de la fréquence sont imposées constantes.

Pour gérer un réseau, on « injecte » toutes les puissances actives et réactives fournies par les générateurs, et on contrôle ces fournitures de puissance en fonction des charges (encore appelées Récepteurs), qui sont très souvent des moteurs asynchrones (voir la figure 7.1 bis).

Si l'équilibre n'est pas obtenu en temps réel, c'est-à-dire à tout instant  $t$ , il y a un risque de décrochage des génératrices du réseau. Il peut se produire :

- ▶ la baisse ou la hausse excessive de la tension  $U$  du réseau,
- ▶ la baisse ou la hausse excessive de la fréquence  $f$  du réseau.

Le moteur asynchrone est assez sensible aux fluctuations de la tension car son couple est proportionnel à  $U^2$  et la vitesse du champ tournant dépend de la fréquence. Cependant, une légère fluctuation de la fréquence modifie peu la vitesse car il y a déjà un glissement du rotor par rapport au champ tournant.

# 7

DOSSIER

## L'alimentation des moteurs par onduleur triphasé

L'avantage essentiel de l'onduleur est qu'il se comporte comme une source triphasée de tension ou de courant à fréquence réglables, de manière à faire varier la vitesse du champ tournant.

- ▶ Il est alors possible de faire varier la vitesse d'un **moteur asynchrone** dans ces conditions, puisque la vitesse du champ tournant dépend directement de la fréquence  $f$  et du nombre de paires de pôles  $p$ ; mais le rotor reste en « glissement » avec le champ tournant. Il faut donc imposer une commande électronique de l'onduleur qui tienne compte de la position relative du rotor.
- ▶ On cherche, comme pour le moteur synchrone, à obtenir une commande *autopilotée*, et qu'il se comporte alors comme un moteur à courant continu « sans balai » (ou *brushless*). Divers modes de commande sont possibles et sont en vente commerciale (cf. fiches 51, 52, 53 et 54). Ces modes s'appellent contrôle scalaire, vectoriel, à flux orienté, à commande directe du couple.
- ▶ Quel que soit le mode de commande, le but recherché est toujours une optimisation de la valeur du couple électromagnétique  $T_e$ , que ce soit à basse vitesse ou à vitesse élevée, et ceci dans des limites de fonctionnement acceptables par la machine (en courant, en tension) et par la charge mécanique (en couple, en vitesse).

# 7

DOSSIER

### LES FICHES

|   |     |
|---|-----|
| Fiche 48 : Couplage sur le réseau d'une machine asynchrone .....                      | 336 |
| Fiche 49 : Commande en vitesse du moteur asynchrone .....                             | 341 |
| Fiche 50 : Commande en boucle ouverte du moteur asynchrone .....                      | 348 |
| Fiche 51 : Autopilotage scalaire du moteur asynchrone .....                           | 356 |
| Fiche 52 : Contrôle vectoriel du moteur asynchrone .....                              | 359 |
| Fiche 53 : Commande à flux orienté du moteur asynchrone .....                         | 369 |
| Fiche 54 : Pilotage par processeur : commande directe du couple par DSP ou FPGA ..... | 377 |

Une introduction reprenant les grandes thématiques du dossier

Un menu déroulant des fiches du dossier

Une signalétique claire

## FICHE 3 SOURCES À COURANT CONTINU

Mise en avant de l'objectif de la fiche

- Objectifs**
- introduire la notion de puissance fournie par une source à courant continu.
  - Définir la convention récepteur d'un dipôle.
  - Présenter les différents types de sources.
  - Présenter l'usage possible de ces sources dans des applications courantes.

### REPÈRES

La valeur de la tension  $U$  et du courant  $I$  sont On appelle puissance  $P$  la quantité  $P = U \cdot I$ . Par leur, la puissance est positive lorsqu'elle est re

Pour tester le fonctionnement de certains systèmes, il faut souvent utiliser des sources de tension continue réglables. Dans la pratique, l'expérimentateur se sert :

- Soit d'alimentations (électroniques) stabilisées ; la tension est rigoureusement constante en fonction du temps et réglable de manière très souple. (Il n'est guère possible de dépasser 50 V, pour un courant maximal de 5 A, soit une puissance maximale de 250 W).
- Soit d'alimentations (électroniques) à découpage ; la tension est asservie constante en fonction du temps et réglable de manière très souple. (Il n'est guère possible de dépasser 50 V pour un courant maximal de 20 A, soit une puissance maximale de 1000 W). La plupart de ces alimentations sont programmables.
- Soit d'alimentations (électroniques) obtenus par redressement et filtrage ; la tension est réglée soit par un autotransformateur, soit asservie et alors réglable de manière très souple. Selon la puissance de l'alimentation monophasée ou triphasée du redresseur, et selon la taille des composants électroniques (diodes ou thyristors), il est possible d'obtenir des tensions très élevées (jusqu'à 100 kV), de très fortes intensités (plusieurs milliers d'ampères).

Une partie Repères pour définir les bases

## FICHE 3

Sources à courant continu

### SAVOIR-FAIRE

Une partie Savoir-faire qui détaille la mise en œuvre

#### Utilisation d'une source à valeur moyenne de tension non nulle

Dans la pratique, l'expérimentateur se sert :

- Soit d'alimentations (électroniques) de puissance ; les valeurs moyenne et efficace de la tension sont réglables de manière très souple ;
- Soit d'une alimentation obtenue par une dynamo ; la valeur moyenne de la tension est réglée par le courant d'excitation et par la vitesse de rotation, de manière très souple. Les puissances utilisables dépendent essentiellement de la puissance nominale de la machine et du moteur d'entraînement ;
- Soit d'alimentations obtenues par un alternateur ; la valeur moyenne de la tension est réglée en faisant varier le courant continu circulant dans la roue polaire de l'alternateur. La tension continue est obtenue après redressement à diodes ou à thyristors. Sa valeur dépend de la vitesse de rotation, de l'entraînement, et éventuellement, de la commande.

### EN PRATIQUE

#### Valeur moyenne d'une grandeur périodique

On appelle puissance instantanée la quantité  $p(t) = v(t) \cdot i(t)$ . Par définition, la puissance active reçue par un dipôle, en convention récepteur, (cf. figure 3.1) est donnée par :

$$P_{\text{moy}} = \langle p \rangle = P = \left( \frac{1}{T} \right) \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt$$

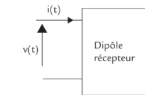


Figure 3.1 Convention récepteur d'un dipôle

La puissance active est la valeur moyenne de  $p(t)$ , et s'exprime en Watts (W). Si le terme obtenu est négatif, le dipôle est générateur.

Des compléments d'information pour aller plus loin

### Conseils

Les sources « électroniques » (alimentations stabilisées, à découpage...) sont protégées contre les surintensités. Il est parfois possible de les utiliser sans limitation de courant »

DOSSIER 1 : LE FLUX MAGNÉTIQUE DANS LES MACHINES

## FICHE 10

Les redresseurs à diodes (Rectifiers)

### SAVOIR-FAIRE

Remarque : Si  $V$  et  $I$  sont imposés, il n'est pas possible de régler la puissance fournie  $P$ .

Tableau 10.1 Formulaire des ponts redresseurs à diodes

|               | $\langle u_m \rangle = U'$ fixe    | $P$                                    | $I_D$   | $I_{\text{eff}}$     |
|---------------|------------------------------------|--|---|----------------------|
| PD2 monophasé | $U_{D0} = V \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ | $U_{D0} I = V \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I$ | $I_{D0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I$            | 1                    |
| PD3 triphasé  | $U_{D0} = V \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$ | $V \frac{3\sqrt{6}}{\pi} I = U_{D0} I$ | $I_{D0} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I$             | $\sqrt{\frac{2}{3}}$ |
|               | $S$                                | $f_c$                                  | $D$   |                      |
| PD2 monophasé | $f/V$                              | $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9$    | $V \sqrt{\frac{2}{\pi^2}} I$                  |                      |
| PD3 triphasé  | $V \sqrt{6} I$                     | $\frac{3}{\pi} \approx 0,955$          | $V \sqrt{6 \left( \frac{9}{\pi^2} \right)} I$ |                      |

### EN PRATIQUE

La figure 10.1 ci-dessous indique les montages redresseurs à diodes :

- PD2 ou Pont de Graëb monophasé,
- PD3 ou Pont de Graëb triphasé.

La tension de sortie est notée  $u_m$ . Dans le tableau 10.1, on s'intéresse à sa valeur moyenne  $\langle u_m \rangle$  en fonction de la valeur efficace  $V$  de la tension d'entrée.

Le courant d'entrée est noté  $i_m$ . Dans le tableau 10.1, on s'intéresse à sa valeur efficace  $I_{\text{eff}}$  en fonction de la valeur  $I$  du courant de sortie. Il est assimilé ici à une source de courant.

Une partie En pratique pour une application terrain

## FICHE 10

Les redresseurs à diodes (Rectifiers)

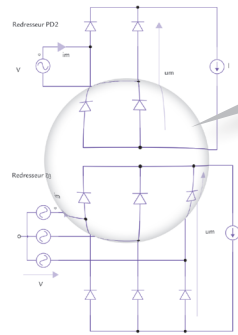


Figure 10.1 Montages de redresseurs à diodes PD2 et PD3

Des schémas clairs et complets

### Conseils

Les diodes doivent être parfois surdimensionnées dans le cas où la charge n'est pas à courant  $I$  imposé, mais sur condensateur. Dans ce cas, il y a des « pointes » de courant qui peuvent endommager les diodes.

Si  $V$  est la tension efficace de la source alternative monophasée, il est souhaitable que chaque diode ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{2}$ .

Si  $V$  est la tension efficace phase-neutre de la source alternative triphasée, il est souhaitable que chaque diode ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{3}\sqrt{2} = 2V\sqrt{6}$ .

DOSSIER 2 : CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

# LE FLUX MAGNÉTIQUE DANS LES MACHINES

## Cas général

Comment obtient-on un couple moteur dans un convertisseur (ou machine) électromécanique ?

D'une manière générale, toute machine (moteur ou génératrice) associée à une charge mécanique peut être considérée comme un système où les grandeurs **physiques d'entrée** sont :

- un « vecteur tension »  $[V]$  comportant une ou plusieurs composantes,
- le couple résistant de la charge, noté  $T_r$ , en N. m.

La grandeur interne essentielle est le « vecteur » flux magnétique  $[\Phi]$ .

Les grandeurs **physiques de sortie** sont :

- un « vecteur courant »  $[I]$  comportant une ou plusieurs composantes,
- la vitesse angulaire de la machine  $\Omega$ , en rad/s.
- la position angulaire de la machine  $\theta$  du rotor, en rad.



Figure 1.1 Principe de la conversion électromécanique

## En utilisant le logiciel VisSim

La démarche des concepteurs de ce logiciel est similaire à ce qui est présenté ci-dessus :

Les grandeurs **physiques d'entrée** sont alors (cf. figure 1.2) :

- un « vecteur tension »  $[V]$  comportant deux composantes, l'une positive, l'autre négative,
- le couple résistant de la charge (*Load Reaction Torque Vector*).

Les grandeurs **physiques de sortie** sont (cf. figure 1.2) :

- le déplacement angulaire  $\theta$  (*Rotor Displacement*) exprimé en rad,

- la vitesse angulaire  $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$  (*Rotor Angular Velocity*) exprimé en rad/sec,
- l'intensité du courant d'induit (*Rotor Displacement*) exprimé en A.



Figure 1.2 Logiciel VisSim : cas du moteur à courant continu à aimant permanent

## Équation des flux

### Les divers flux d'une machine

D'une manière générale, les  $n$  bobinages d'une machine sont en couplage magnétique mutuel et on considère le flux « élémentaire » d'une spire  $\varphi_{cp}$  du bobinage (ou enroulement)  $c$  pour la spire  $p$ .

On a  $\varphi_{cp} = \varphi_{cpp} + \sum_{d=1}^n \varphi_{cdp}$  avec  $d \neq c$  où  $\varphi_{cpp}$  est le flux propre (ou d'auto-induction) et  $\varphi_{cdp}$  est le flux (de mutuelle induction) créé à travers la spire  $p$  par les  $(n-1)$  autres circuits.

Considérons le flux total pour l'enroulement  $c$  comportant  $N_c$  spires :

$$\Phi_c = \sum_{p=1}^{N_c} \varphi_{cpp} + \sum_{p=1}^{N_c} \sum_{d=1}^n \varphi_{cdp} \quad \text{avec } d \neq c.$$

Le premier terme  $\sum_{p=1}^{N_c} \varphi_{cpp}$  est égal au flux total propre  $\Phi_{cc}$  et le deuxième terme

$$\Phi_{cd} = \sum_{p=1}^{N_c} \varphi_{cdp} \quad \text{est le flux du couplage mutuel des circuits } c \text{ et } d.$$

Le flux total propre  $\Phi_{cc}$  se décompose en deux termes :

- *le flux total de fuites*  $\Phi_{fc}$  qui correspond à la somme des flux des lignes de champ passant dans les spires de l'enroulement  $c$  et ne traversant aucune spire des  $n-1$  autres circuits ;
- *le flux total de magnétisation*  $\Phi_{mc}$  qui correspond à la somme des flux des lignes de champ passant les spires de l'enroulement  $c$  et traversant au moins une spire des  $n-1$  autres circuits. Alors  $\Phi_{cc} = \Phi_{fc} + \Phi_{mc}$ .

### Matrice inductance

On désigne sous les termes suivants les inductances :

- de magnétisation  $L_{mc} = \frac{\Phi_{mc}}{i_c}$  ;
- de fuites  $l_f = \frac{\Phi_{fc}}{i_c}$  ;

› propre  $L_c = \frac{\Phi_{cc}}{i_c} = L_{mc} + l_f$  ;

› mutuelle  $M_{cd} = \frac{\Phi_{cd}}{i_d}$ .

Les inductances mutuelles sont symétriques : donc  $M_{cd} = M_{dc} = \frac{\Phi_{dc}}{i_c}$ .

Mise sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \vdots \\ \Phi_c \\ \Phi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & \vdots & M_{1c} & M_{1n} \\ M_{21} & L_2 & \vdots & M_{2c} & M_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{c1} & M_{c2} & \vdots & L_c & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & \vdots & \vdots & L_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_c \\ i_n \end{bmatrix}$$

Coefficients de couplage et de dispersion entre deux bobinages c et d :

Considérons l'expression :

$$K_{cd} = \sqrt{\frac{\Phi_{cd}}{\Phi_{dd}} \left| \frac{\Phi_{dc}}{\Phi_{cc}} \right|} = \frac{|M_{cd}|}{\sqrt{L_c L_d}}$$

Par définition,  $K_{cd}$  est le coefficient de couplage entre les circuits c et d ( $0 < K_{cd} < 1$ ).

- › Si  $K_{cd} = 1$ , le couplage est parfait ;
- › si  $K_{cd} = 0$ , le couplage est nul, par exemple, pour deux bobinages dont les axes sont en quadrature (sauf cas particuliers).

On appelle coefficient de dispersion de Blondel la quantité :

$$\sigma_{cd} = 1 - \frac{M_{cd}^2}{L_c L_d} = 1 - K_{cd}^2$$

## LES FICHES

|  |    |
|--|----|
| <b>Fiche 1</b> : Magnétisme : système à un seul bobinage ..... | 12 |
| <b>Fiche 2</b> : Magnétisme : système à deux bobinages .....   | 18 |
| <b>Fiche 3</b> : Sources à courant continu .....               | 22 |
| <b>Fiche 4</b> : Sources à courant alternatif monophasé .....  | 24 |
| <b>Fiche 5</b> : Source à courant alternatif triphasé .....    | 27 |
| <b>Fiche 6</b> : Théorème de Ferraris. Transformations .....   | 31 |
| <b>Fiche 7</b> : Transformation de Park .....                  | 38 |

### Objectifs

- ✓ La formulation du couple d'un moteur élémentaire peut être obtenue à partir de l'énergie emmagasinée ou de la coénergie.
- ✓ Introduction de la notion d'inductance variable en fonction de la position  $\theta$  du rotor.
- ✓ Expression de l'équation mécanique et de l'équation électrique d'un moteur élémentaire à un seul bobinage.



### REPÈRES

#### Bilan des énergies mises en jeu

On considère un système électromécanique élémentaire qui ne comporte qu'un seul bobinage. Son étude permet l'établissement d'une relation simple pour exprimer le couple. Les énergies mises en jeu sont les suivantes :

- $W_{fe}$  = énergie fournie par la source ;
- $W_{pe}$  = énergie perdue en pertes électriques ;
- $\Delta W_s$  = énergie emmagasinée dans le convertisseur ;
- $W_m$  = énergie mécanique ;
- $W_{pm}$  = énergie perdue sous forme mécanique ;
- $\Delta W_{sm}$  = énergie cinétique ;
- $W_{um}$  = énergie utilisable.

Ce qui donne en bilan de l'énergie mécanique :

$$W_m = W_{pm} + W_{um} + \Delta W_{sm}$$

Par la suite, on se place dans le cas particulier où *le convertisseur est conservatif* : il y a conservation de la puissance mécanique. Il n'y a donc ni pertes, ni accumulation d'énergie mécanique. Désignons alors par  $W_e = W_{fe} - W_{pe}$  l'énergie électrique appliquée au système. Alors on aboutit à la relation fondamentale :

$$W_e = \Delta W_s + W_m$$

ou, sous forme différentielle (utilisée par la suite) :

$$dW_e = dW_s + dW_m$$

avec :

- $dW_e$  : énergie électrique appliquée ;
- $dW_s$  : énergie emmagasinée ;
- $dW_m$  : énergie mécanique engendrée.



## SAVOIR-FAIRE

### Énergie magnétique emmagasinée et coénergie

Le flux d'un système à un seul bobinage comportant  $N$  spires parcouru par un courant  $i$  est donné par la caractéristique de magnétisme de la figure 1.1. On désigne par force magnéto-motrice la quantité  $\varepsilon = Ni$ .

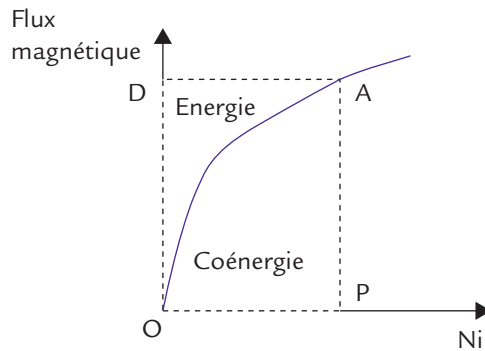


Figure 1.1 Caractéristique du flux

L'énergie emmagasinée (ou stockée)  $W_s$  correspond à l'aire du triangle curviligne OAD.

Par définition, la *coénergie*  $W_{co}$  correspond à l'aire du triangle curviligne OAP.

Ainsi, on obtient la relation :

$$W_s + W_{co} = i \Phi = \varepsilon \varphi$$

Ce qui permet d'écrire pour la coénergie :

$$W_{co} = \int_0^i \Phi \, di = \int_0^\varepsilon \varphi \, d\varepsilon$$

L'énergie emmagasinée et la coénergie sont des fonctions d'état (au sens thermodynamique du terme) du système conservatif.

## Expression du couple

D'une manière générale, pour un système à un seul bobinage, l'énergie dépend du courant, du flux et de la position angulaire  $\theta$ . Il est possible d'écrire que  $W_s = f(\Phi, \theta)$  avec :

$$dW_s = \frac{\partial W_s}{\partial \Phi} d\Phi + \frac{\partial W_s}{\partial \theta} d\theta = i d\Phi - T_e d\theta$$

Pour la coénergie, il est possible d'écrire que  $W_{co} = g(i, \theta)$  avec :

$$dW_{co} = \frac{\partial W_{co}}{\partial i} di + \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} d\theta = \Phi di + T_e d\theta$$

Comme  $W_s + W_{co} = i \Phi$  on obtient  $dW_s + dW_{co} = i d\Phi + \Phi di$

Cas où il y a linéarité entre le flux et le courant : le circuit magnétique est non saturé et de perméabilité constante.

On obtient alors :  $\Phi = L i$  et  $W_s = W_{co} = \frac{1}{2} L i^2$ . D'où la relation donnant le couple :

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

Un système à seul bobinage ne permet pas d'obtenir une *valeur moyenne non nulle du couple*. En effet, l'inductance  $L(\theta)$  est nécessairement une fonction périodique de l'angle  $\theta$ . On utilise fréquemment l'approximation suivante :  $L(\theta) = L_0 + L_\Delta \cos(p\theta)$  où  $L_0$  et  $L_\Delta$  sont des constantes ( $L_0 > L_\Delta$ ), et  $p$  dépend de la géométrie du rotor. Par exemple,  $p = 2$  si, pour une rotation minimale de  $\pi$ , la configuration magnétique de la machine est la même.

Ici, l'expression du couple est  $T_e(\theta) = -\left(\frac{p}{2}\right) L_\Delta i \sin(p\theta)$ . Si le rotor de la machine tourne, alors  $\theta = \Omega t$ . La valeur moyenne du couple pour une période de rotation est nulle.

## Équation dynamique d'un système linéaire à un seul bobinage

Le moment du couple agit généralement sur un système du deuxième ordre du type (les notations des dérivées sont celles qui sont utilisées en mécanique :

$$\dot{\theta} = \frac{d\theta}{dt} \text{ et } \ddot{\theta} = \frac{d^2\theta}{dt^2} ) :$$

$$T_e = C(\theta - \theta_0) + f\dot{\theta} + J\ddot{\theta} + T_0 \text{ (équation mécanique)}$$

$T_e$  est le couple électromagnétique.

$C$  est le coefficient d'élasticité.

$f$  est le coefficient de frottement visqueux.

$J$  est le moment d'inertie.

$T_0$  est le couple de frottement sec.

D'autre part, en régime linéaire :

$$E = Ri + \frac{d}{dt}[L(\theta) \times i] = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} \dot{\theta} \text{ (équation électrique)}$$

$$\text{Le couple du système est : } T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{d[L(\theta)]}{d\theta}$$

Ce qui permet de connaître l'interaction entre l'équation mécanique et l'équation électrique.



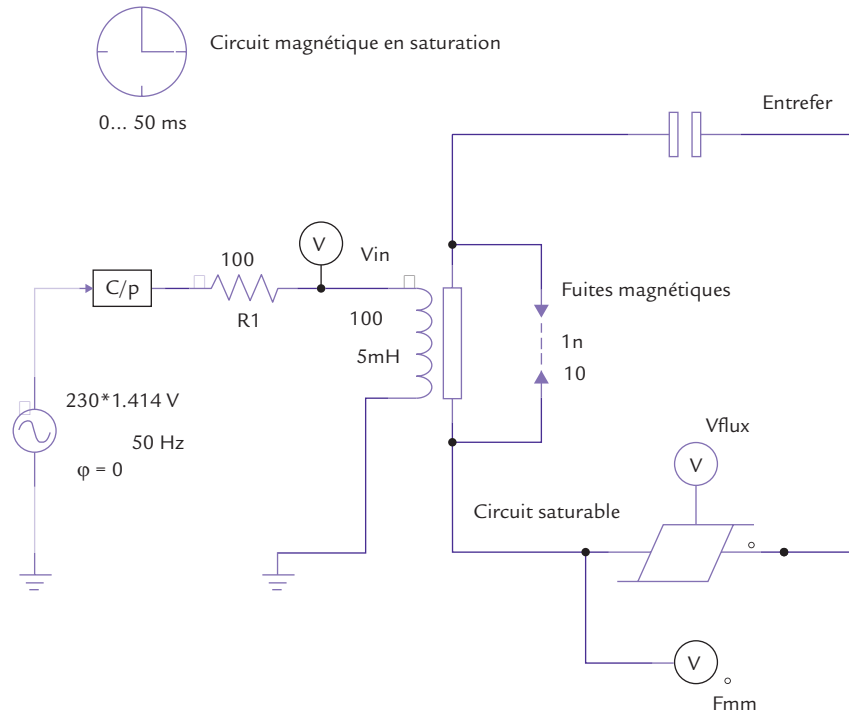
### EN PRATIQUE

## Étude d'un circuit magnétique en saturation à l'aide du logiciel PSIM

### Présentation

Il est possible de tester expérimentalement ou en simulation le comportement d'un circuit magnétique soumis à une tension sinusoïdale, par exemple celui d'une machine tournante, qui comporte alors nécessairement un entrefer.

Un exemple de circuit magnétique est présenté à la figure 1.2a. Il s'agit d'un circuit saturable soumis à une tension efficace de 230 V, à la fréquence 50 Hz. Cette tension est appliquée avec une phase nulle à  $t = 0$ .



**Figure 1.2a** Circuit magnétique à un seul bobinage en saturation

La bobine comporte 100 spires. On a simulé (cf. la figure 1.2b) des fuites magnétiques et un entrefer. Aux bornes du circuit saturable, on mesure la force magnétomotrice  $\varepsilon$  en A.t et le flux en Wb. La résistance R1 égale à 100 ohms sert à limiter le courant fourni par la source de tension.

### Simulation

Les résultats sont présentés à la figure ci-dessous.

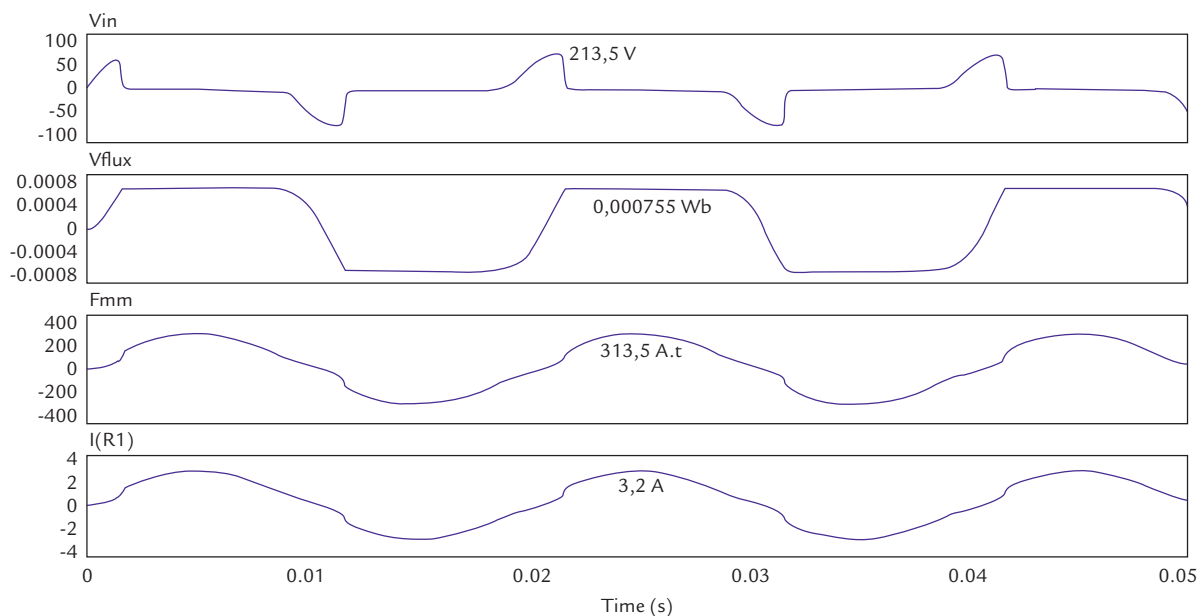


Figure 1.2b Courbes obtenues

On constate que la saturation du flux à  $0,000755 \text{ Wb}$  ( $0,755 \text{ mWb}$ ) provoque une baisse de la tension d'entrée  $V_{in}$  et une augmentation brutale de la force magnétomotrice, qui correspond à un courant  $I(R1)$  maximal de quelques ampères ( $3,2 \text{ A}$ ), autant dans la résistance que dans le bobinage.

### Conseils

Le circuit magnétique considéré ici est formé de tôles de fer. Il est possible d'envisager un circuit magnétique constitué de ferrite, qui aurait des propriétés comparables, bien que le flux magnétique obtenu par spire soit plus faible.

Des expériences sur le circuit magnétique à un seul bobinage peuvent être menées sur le bobinage inducteur d'une machine à courant continu ou d'un alternateur.

## Objectifs

- ✓ Introduction de la coénergie avec un circuit magnétique comportant deux bobinages afin d'introduire le couple moteur.
- ✓ Application de cette méthode dans le cas simple d'un moteur élémentaire à réluctance variable à deux bobinages.
- ✓ Expression de l'équation mécanique et de l'équation électrique d'un moteur élémentaire à un seul bobinage.



## REPÈRES

### Bilan des énergies mises en jeu

Pour obtenir un couple de valeur moyenne non nulle pour une période de rotation, il faut disposer au moins de deux bobinages dans la machine. On utilise encore la relation  $dW_e = dW_s + dW_m$ . Ce qui donne :

$$dW_e = (e_1 i_1 + e_2 i_2) dt = \frac{d\Phi_1}{dt} i_1 dt + \frac{d\Phi_2}{dt} i_2 dt = i_1 d\Phi_1 + i_2 d\Phi_2$$

d'où  $dW_e = i_1 d\Phi_1 + i_2 d\Phi_2 = dW_s + dW_m$

Si  $dW_m = 0$ , alors l'énergie emmagasinée est  $W_s = \iint_{\Phi_1, \Phi_2} i_1 d\Phi_1 + i_2 d\Phi_2$

Et pour la coénergie  $W_{co} = \iint_{i_1, i_2} \Phi_1 di_1 + \Phi_2 di_2$  car  $W_s + W_{co} = i_1 \Phi_1 + i_2 \Phi_2$

Il est possible de généraliser pour le cas d'une machine comportant  $n$  bobinages :

$$W_s = \int_0^{\Phi_1, \dots, \Phi_n} \sum_{k=1}^n i_k d\Phi_k \quad \text{et} \quad W_{co} = \int_0^{i_1, \dots, i_n} \sum_{k=1}^n \Phi_k di_k$$



## SAVOIR-FAIRE

### Expressions du couple

On a avec deux bobinages :  $W_s = f(\Phi_1, \Phi_2, \theta)$  pour l'énergie emmagasinée.

On identifie les dérivées partielles :  $dW_s = \frac{\partial W_s}{\partial \Phi_1} d\Phi_1 + \frac{\partial W_s}{\partial \Phi_2} d\Phi_2 + \frac{\partial W_s}{\partial \theta} d\theta$

On obtient  $T_e = - \frac{\partial W_s(\Phi_1, \Phi_2, \theta)}{\partial \theta}$ ;  $i_1 = + \frac{\partial W_s(\Phi_1, \Phi_2, \theta)}{\partial \Phi_1}$  et

$$i_2 = + \frac{\partial W_s(\Phi_1, \Phi_2, \theta)}{\partial \Phi_2}$$

Pour la coénergie  $W_{co} = g(i_1, i_2, \theta)$ . En procédant comme ci-dessus, on obtient :

$$T_e = + \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \theta)}{\partial \theta}, \Phi_1 = + \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \theta)}{\partial i_1} \text{ et } \Phi_2 = + \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \theta)}{\partial i_2}$$

Généralisation au cas d'une machine comportant  $n$  bobinages :

$$T_e = - \frac{\partial W_s(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n, \theta)}{\partial \theta} = + \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \dots, i_n, \theta)}{\partial \theta}$$

## Cas des systèmes linéaires

Les calculs sont plus simples en utilisant la coénergie :  $dW_{co} = \Phi_1 di_1 + \Phi_2 di_2$

En introduisant les inductances propres et l'inductance mutuelle :

$dW_{co} = (L_1 i_1 + M i_2) di_1 + (L_2 i_2 + M i_1) di_2$  on obtient :

$$dW_{co} = L_1 i_1 di_1 + M (i_2 di_1 + i_1 di_2) + L_2 i_2 di_2$$

soit :

$$W_{co} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + M i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2$$

ce qui donne sous forme matricielle :

$$[W_{co}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_1 & i_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [i]_t [L] [i]$$

D'où la formule du couple :  $T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_t \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$

## Équation dynamique d'un système linéaire à deux bobinages

En régime linéaire :

$$\Phi_1 = L_1(\theta) i_1 + M(\theta) i_2$$

$$\Phi_2 = L_2(\theta) i_2 + M(\theta) i_1$$

$$T_e = \frac{1}{2} \left( i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta} + 2i_1 i_2 \frac{dM}{d\theta} + i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta} \right)$$

$$T_e = C(\theta - \theta_0) + f\dot{\theta} + J\ddot{\theta} + T_0 \quad (\text{équation mécanique})$$

Les équations électriques peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \dot{\theta} \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Ce qui correspond aux équations matricielles suivantes :

$$[E] = [R][i] + [L(\theta)] \left\{ \frac{d}{dt} [i] \right\} + \dot{\theta} \left\{ \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] \right\} [i]$$

$$\text{et } T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_t \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$$



## EN PRATIQUE

### Étude théorique d'un moteur à deux bobinages

On considère le moteur à réluctance variable présenté à la figure 2.1.

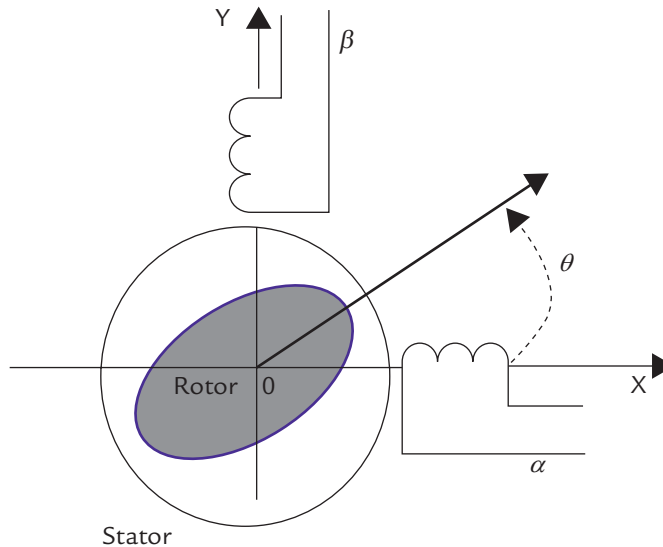


Figure 2.1 Moteur à réluctance variable élémentaire

Le rotor est ovale et les deux bobinages de la machine, notés  $\alpha$  et  $\beta$  et placés au stator, sont en quadrature. Le moteur est dit « à réluctance variable » car l'entrefer du circuit magnétique correspondant à chaque enroulement, varie

avec l'angle  $\theta$ . L'inductance équivalente par bobinage est donc une fonction périodique de  $\theta$ . La relation entre les flux et les courants est de la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & 0 \\ 0 & L_\beta(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

avec  $L_\alpha(\theta) = L_0 + L_\Delta \cos(2\theta)$  et

$$L_\beta(\theta) = L_0 + L_\Delta \cos\left(2\left[\theta + \frac{\pi}{2}\right]\right) = L_0 - L_\Delta \cos(2\theta)$$

La coénergie est donnée par :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} [L(\theta)] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

On obtient alors :  $W_{co} = \frac{1}{2} [L_0 (i_\alpha^2 + i_\beta^2) + L_\Delta \cos(2\theta) (i_\alpha^2 - i_\beta^2)]$

On veut établir l'expression du couple électromagnétique du moteur, en fonction de  $\theta$ , selon les courants  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  des bobinages. On calcule :  $T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta}$  à courants constants. On obtient :

$$T_e = -L_\Delta \sin(2\theta) (i_\alpha^2 - i_\beta^2) = L_\Delta \sin(2\theta) (i_\beta^2 - i_\alpha^2)$$

**Remarque** : si le déphasage entre  $i_\beta$  et  $i_\alpha$  est nul ou un multiple de  $\pi/2$ , la valeur moyenne du couple est nulle.

Prenons le cas où :

$$\begin{aligned} i_\alpha(\theta) &= I\sqrt{2} \cos \theta \\ i_\beta(\theta) &= I\sqrt{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = I\sqrt{2} \sin \theta \end{aligned}$$

Alors  $T_e = L_\Delta \sin(2\theta) (i_\beta^2 - i_\alpha^2) = -2 L_\Delta I^2 \sin(2\theta) \cos(2\theta) = -L_\Delta I^2 \sin(4\theta)$ . La valeur moyenne d'une fonction sinusoïdale est nulle.

### Conseils

Le calcul du couple par cette méthode est souvent long et fastidieux. Cependant, cette méthode se prête bien à des expériences simples ou des simulations. Elle est généralisable au cas des moteurs pas à pas.

Les résultats obtenus sont assez loin des résultats théoriques.

### Objectifs

- ✓ Introduire la notion de puissance fournie par une source à courant continu.
- ✓ Définir la convention récepteur d'un dipôle.
- ✓ Présenter les divers types de sources.
- ✓ Présenter l'usage possible de ces sources dans des applications courantes.



### REPÈRES

La valeur de la tension  $U$  et du courant  $I$  sont indépendantes du temps.

On appelle puissance la quantité  $P = U I$ . Par définition, en *convention récepteur*, la puissance est positive lorsqu'elle est reçue par un dipôle.

Pour tester le fonctionnement de certains systèmes, il faut souvent utiliser des sources de tension continue réglables. Dans la pratique, l'expérimentateur se sert :

- Soit d'alimentations (électroniques) stabilisées ; la tension est rigoureusement constante en fonction du temps et réglable de manière très souple. (Il n'est guère possible de dépasser 50 V, pour un courant maximal de 5 A, soit une puissance maximale de 250 W).
- Soit d'alimentations (électroniques) à découpage ; la tension est asservie constante en fonction du temps et réglable de manière très souple. (Il n'est guère possible de dépasser 50 V pour un courant maximal de 20 A, soit une puissance maximale de 1000 W). La plupart de ces alimentations sont programmables.
- Soit d'alimentations (électroniques) obtenues par redressement et filtrage ; la tension est réglée soit par un autotransformateur, soit asservie et alors réglable de manière très souple. Selon la puissance de l'alimentation monophasée ou triphasée du redresseur, et selon la taille des composants électroniques (diodes ou thyristors), il est possible d'obtenir des tensions très élevées (jusqu'à 100 kV), de très fortes intensités (plusieurs milliers d'ampères).



## SAVOIR-FAIRE

## Utilisation d'une source à valeur moyenne de tension non nulle.

Dans la pratique, l'expérimentateur se sert :

- ▷ Soit d'alimentations (électroniques) de puissance ; les valeurs moyenne et efficace de la tension sont réglables de manière très souple ;
- ▷ Soit d'une alimentation obtenue par une dynamo ; la valeur moyenne de la tension est réglée par le courant d'excitation et par la vitesse de rotation, de manière très souple. Les puissances utilisables dépendent essentiellement de la puissance nominale de la machine et du moteur d'entraînement ;
- ▷ Soit d'alimentations obtenues par un alternateur ; la valeur moyenne de la tension est réglée en faisant varier le courant continu circulant dans la roue polaire de l'alternateur. La tension continue est obtenue après redressement à diodes ou à thyristors. Sa valeur dépend de la vitesse du moteur d'entraînement, et éventuellement, de la commande des thyristors.



## EN PRATIQUE

## Valeur moyenne d'une grandeur périodique

On appelle puissance instantanée la quantité  $p(t) = v(t) i(t)$ .

Par définition, la puissance active reçue par un dipôle, en convention récepteur, (cf. figure 3.1) est donnée par :

$$p_{\text{moy}} = \langle p \rangle = P = \left( \frac{1}{T} \right) \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

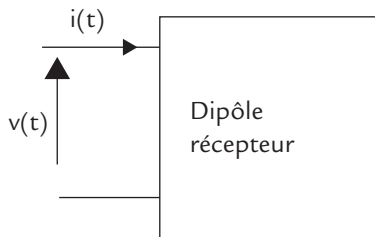


Figure 3.1 Convention récepteur d'un dipôle

### Conseils

Les sources « électroniques » (alimentations stabilisées, à découpage) sont protégées contre les surintensités. Il est parfois possible de les utiliser « en limitation de courant » pour obtenir une source de courant.

La puissance active est la valeur moyenne de  $p(t)$ , et s'exprime en *Watts* (W). Si le terme obtenu est négatif, le dipôle est générateur.

## Objectifs

- ✓ Définir la notion de puissance active et réactive fournie par une source à courant alternatif monophasé.
- ✓ Introduire la notion de décomposition en série de Fourier.
- ✓ Exprimer alors les puissances active, réactive, apparente et déformante.



## REPÈRES

## Puissance en régime sinusoïdal

En considérant la figure 3.1 (Fiche N° 3), on définit les expressions des grandeurs instantanées :

- pour la tension :  $v(t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t)$
- pour le courant :  $\varphi$  est le retard de phase.

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

La puissance active se calcule avec la relation  $P = V I \cos(\varphi)$  (en W).

La puissance réactive est définie par  $Q = V I \sin(\varphi)$

L'unité de la puissance réactive est le Volt - Ampère réactif (VAR).

La puissance apparente est obtenue par  $S = V I$  (en VA)

Entre les puissances, la relation est :  $S^2 = P^2 + Q^2$

Le facteur d'utilisation  $f_u$  devient le facteur de puissance et s'identifie à  $\cos \varphi$ .

**Théorème de Boucherot** : il y a conservation de la puissance réactive  $Q$  en régime sinusoïdal, dans un circuit à fréquence unique et ne comportant que des impédances.



## SAVOIR-FAIRE

D'une manière générale, les valeurs efficaces d'une tension et d'un courant monophasés sont définies à partir de la puissance active dissipée dans une résistance  $R$  :

$$p_{\text{moy}} = \langle p \rangle = P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} R \cdot i^2(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{v^2(t)}{R} \cdot dt$$

En considérant que  $P = R \cdot I_{\text{eff}}^2 = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R}$ , on définit la valeur efficace du courant

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} i^2(t) \cdot dt} \quad \text{et la valeur efficace de la tension } V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} v^2(t) \cdot dt}.$$

**Remarque** : les lois des mailles et des nœuds ne s'appliquent pas aux valeurs efficaces.



## EN PRATIQUE

## Décomposition en série de Fourier

En électronique de puissance, il est plus intéressant d'écrire le développement en série de Fourier de la manière suivante :

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k\omega \cdot t - \theta_k)$$

$V_0$  est la valeur moyenne de la tension  $v(t)$  et  $V_k$  est la valeur efficace de l'harmonique de rang  $k$ . On a  $V_k \cdot \sqrt{2} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$  et  $\text{tg}(\theta_k) = \frac{b_k}{a_k}$

De même, on écrit :

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(k\omega \cdot t - \varphi_k - \theta_k)$$

Le déphasage entre courant et tension correspondant à l'harmonique  $k$  est  $\varphi_k$ .

La valeur moyenne de la tension  $v(t)$  est  $V_0$ , et celle du courant est  $I_0$ .

La valeur efficace de  $v(t)$  est  $V_{\text{eff}}^2 = V_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2$ .

La valeur efficace de  $i(t)$  est  $I_{\text{eff}}^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$ .

La valeur de la puissance apparente est  $S_{\text{eff}}^2 = V_{\text{eff}}^2 I_{\text{eff}}^2$

## Conseils

Lors de l'usage expérimental d'une source, bien veiller à ce qu'il reste à l'intérieur de son domaine d'application.

Il est toujours préférable que la source soit à tension sinusoïdale, et même à courant sinusoïdal, car c'est ainsi que la puissance active est la mieux transmise : il n'y a pas de « pertes » provoquées par les harmoniques.

En effet, si la tension est sinusoïdale « pure » :

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

Alors, même si le courant n'est pas sinusoïdal, il est possible d'écrire :

$$P = V I_1 \cos(\varphi_1)$$

$$Q = V I_1 \sin(\varphi_1)$$

$$I_{\text{eff}}^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$$

$$S = V \cdot I_{\text{eff}}^2 = V \left[ I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \right]$$

On démontre que la puissance active est donnée par :

$$P = V_0 \cdot I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot I_k \cdot \cos(\varphi_k) \quad (\text{en } W)$$

Une définition de la puissance réactive est la suivante :

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \cdot I_k \cdot \sin(\varphi_k) \quad (\text{en } VAR)$$

La puissance déformante  $D$  est définie de la manière suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

ce qui donne :

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}$$

### Objectifs

- ✓ Définir la notion de puissance active et réactive fournie par une source à courant alternatif triphasé.
- ✓ Introduire la notion de décomposition en série de Fourier.
- ✓ Exprimer alors les puissances active, réactive, apparente et déformante.



### REPÈRES

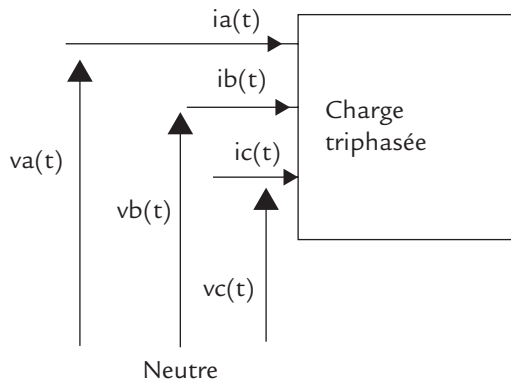


Figure 5.1 Alimentation d'une charge triphasée

Dans ce cas, en considérant la figure 5.1, on définit les grandeurs suivantes :

► pour les tensions :

$$v_a(t) = V\sqrt{2} \cos(\omega t)$$

$$v_b(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

► pour les courants :  $\varphi$  est le retard de phase.

$$i_a(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi)$$

$$i_b(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

$$i_c(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

La puissance active se calcule par la relation  $P = 3 V I \cos \varphi$  (en W)

La puissance réactive vaut  $Q = 3 V I \sin \varphi$  (en VAR).

La puissance apparente est obtenue par  $S = 3 V I$  (en VA)

Entre les puissances, la relation est :

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

Le facteur d'utilisation  $f_u$  devient le facteur de puissance et s'identifie à  $\cos \varphi$ .

Comme en monophasé, la puissance apparente nominale  $S_N$  détermine le dimensionnement des machines et des convertisseurs.



## SAVOIR-FAIRE

### Puissance instantanée en régime sinusoïdal équilibré

Calculons la *puissance instantanée* :  $p = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t)$ .

On obtient :

$$p = 2VI \left[ \cos(\omega t) \cos(\omega t - \varphi) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Ce qui donne :

$$p = VI \left[ \cos\varphi + \cos(2\omega t - \varphi) + \cos\varphi + \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\varphi + \cos\left(2\omega t - \varphi + \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

soit  $p = P = 3 V I \cos \varphi$ .

En régime triphasé sinusoïdal équilibré, la puissance instantanée est égale à la puissance active.

## Puissance moyenne

Par définition, la puissance active reçue en convention récepteur est donnée par :

$$p_{\text{moy}} = \langle p \rangle = P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t)) \cdot dt$$

La puissance active est la valeur moyenne de  $p(t)$  et s'exprime en *Watts* ( $W$ ). Si le terme obtenu est négatif, on a affaire à un générateur triphasé.

Une définition possible de la *puissance réactive* consiste à considérer qu'elle résulte d'une valeur moyenne de termes analogues à la puissance instantanée, où les tensions sont retardées de  $\pi/2$ . Mais il est nécessaire que les formes d'onde des tensions soient sinusoïdales. On utilise alors la relation :

$$Q = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (v_a(t - \frac{T}{4}) \cdot i_a(t) + v_b(t - \frac{T}{4}) \cdot i_b(t) + v_c(t - \frac{T}{4}) \cdot i_c(t)) \cdot dt$$

On verra qu'en utilisant la transformation de Concordia (voir la Fiche N° 6), une autre définition de la puissance réactive est possible.



## EN PRATIQUE

### Décomposition en série de Fourier en triphasé

On considère que chaque générateur fournit un système de tensions périodiques  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$ ,  $v_c(t)$ , *non sinusoïdales*, décalées entre elles *d'un tiers de période*.

En utilisant le théorème de Fourier, on écrit pour chacune des phases :

$$v_a(t) = V\sqrt{2} \cos \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} V_k \sqrt{2} \cos(k\omega t - \theta_k)$$

D'autre part, on a :

$$v_b(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{k=2}^{\infty} V_k \sqrt{2} \cos\left[k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \theta_k\right]$$

et enfin :

$$v_c(t) = V\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{k=2}^{\infty} V_k \sqrt{2} \cos\left[k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \theta_k\right]$$

De même, on écrit :

$$i_a(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k \sqrt{2} \cos(k\omega t - \varphi_k - \theta_k)$$

De même, pour les autres phases :

$$i_b(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k \sqrt{2} \cdot \cos\left[k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_k - \theta_k\right]$$

$$i_c(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + \sum_{k=2}^{\infty} I_k \sqrt{2} \cdot \cos\left[k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \varphi_k - \theta_k\right]$$

Le déphasage correspondant à l'harmonique  $k$  entre courant et tension d'une phase donnée est  $\varphi_k$ .

## Conseils

Comme en monophasé, lors de l'usage expérimental d'une source, bien veiller à ce qu'il reste à l'intérieur de son domaine d'application.

Il est toujours préférable que la source soit à tension sinusoïdale, et même à courant sinusoïdal, car c'est ainsi que la puissance active est la mieux transmise : il n'y a pas de « pertes » provoquées par les harmoniques.

En effet, si le système des trois tensions est sinusoïdal « pur » et équilibré de valeur efficace  $V$  :

En considérant :

- Que la forme d'onde des courants est la même pour chaque phase à un tiers de période près ;
- Que la valeur efficace  $I_{\text{eff}}^2 = I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$  est identique pour chaque phase ; alors :

$$P = 3VI_1 \cos(\varphi_1)$$

$$Q = 3VI_1 \sin(\varphi_1)$$

$$S^2 = 9V^2 \cdot I_{\text{eff}}^2 = 9V^2 \left[ I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \right]$$

La valeur efficace de  $v(t)$  est  $V_{\text{eff}}^2 = V^2 + \sum_{k=2}^{\infty} V_k^2$ .

La valeur efficace de  $i(t)$  est  $I_{\text{eff}}^2 = I^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2$ .

La valeur de la puissance apparente est alors  $S_{\text{eff}}^2 = 3 \cdot V_{\text{eff}}^2 I_{\text{eff}}^2$

On démontre que la puissance active est donnée par :

$$P = 3VI \cos \varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_k I_k \cos(\varphi_k)$$

Par définition, la puissance réactive est donnée par :

$$Q = 3VI \sin \varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_k I_k \sin(\varphi_k)$$

La puissance déformante  $D$  est également définie de la manière suivante :

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}$$

### Objectifs

- ✓ Présenter la notion de champ tournant.
- ✓ Expliquer l'obtention d'un champ tournant grâce à un système triphasé en appliquant le théorème de Ferraris.
- ✓ Introduire des transformations en triphasé qui permettent l'utilisation de la puissance active instantanée et la puissance réactive instantanée.



### REPÈRES

### Le champ tournant

Pour obtenir un couple moteur agissant sur un rotor, il est beaucoup plus simple de créer un champ tournant dans un entrefer, généralement très réduit, pour créer un effet très important sur le rotor. En pratique, on procède de deux manières :

- Soit par la rotation d'un aimant permanent ou d'un électro-aimant. C'est le cas des machines synchrones.
- Soit en disposant des bobinages triphasés régulièrement répartis le long de l'entrefer. C'est le cas des machines à induction (ou asynchrones). C'est aussi le cas des bobinages induits des machines synchrones. On justifie l'obtention du champ tournant par le théorème de Ferraris.

### Utilisation d'un système triphasé

Pour des commodités d'écriture, on introduit sous forme de « matrice colonne » le vecteur tension  $[v_{abc}]$  et le vecteur courant  $[i_{abc}]$ . Par définition :

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \text{ et } [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

La charge habituellement utilisée est une machine synchrone ou asynchrone.

On introduit le flux par phase  $\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$ , et donc le vecteur  $[\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$ .

Pour la machine synchrone ou asynchrone (voir Dossier N° 4), la loi d'Ohm et la loi de Lenz donnent :

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}]$$

où R est la résistance du bobinage d'une phase.

En général, les relations suivantes sont vérifiées :

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \text{ (montage 3 fils)}$$

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \text{ (source équilibrée)}$$

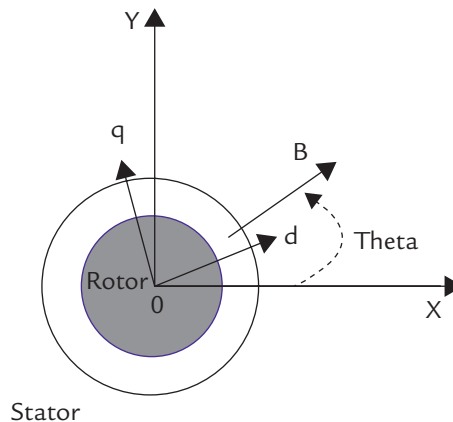
$$\Phi_a(t) + \Phi_b(t) + \Phi_c(t) = 0 \text{ (constitution idéale du circuit magnétique)}$$



## SAVOIR-FAIRE

### Le théorème de Ferraris dans le cas où le système des courants est équilibré sinusoïdal

Considérons la figure 6.1.



**Figure 6.1** Les bobinages permettant la création d'un champ tournant (ici  $p = 1$ )

On a représenté trois bobinages placés à  $120^\circ$  parcourus par un système de courant triphasé. Les bobinages sont alimentés par un système triphasé de tensions à succession directe.

On admet que l'effet magnétique de chaque bobinage selon la position angulaire  $\theta$  est, en première approximation, à répartition sinusoïdale. La force

magnétomotrice (f.m.m.)  $\varepsilon_a(\theta)$  créée par le bobinage parcouru par le courant  $i_a(t)$  au point  $M(\theta)$  est donnée alors par :

$$\varepsilon_a(\theta, t) = k i_a(t) \cos(\theta).$$

De même, la f.m.m.  $\varepsilon_b(\theta)$  créée par le bobinage parcouru par le courant  $i_b(t)$  au point  $M(\theta)$  est donnée par :

$$\varepsilon_b(\theta, t) = k i_b(t) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right).$$

Enfin la f.m.m.  $\varepsilon_c(\theta)$  créée par le bobinage parcouru par le courant  $i_c(t)$  au point  $M(\theta)$  est donnée par :

$$\varepsilon_c(\theta, t) = k i_c(t) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Considérons un système triphasé équilibré direct de courants sinusoïdaux :

$$i_a(t) = I\sqrt{2} \cos(\omega t)$$

$$i_b(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Calculons la force magnétomotrice totale  $\varepsilon(\theta, t)$  obtenue au point  $M$ . En remplaçant les courants, il vient :

$$\begin{aligned} \varepsilon = \varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c &= k I \sqrt{2} \left[ \cos(\omega t) \cos\theta + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned}$$

En utilisant les formules de trigonométrie (voir annexe), on obtient, après simplification :

$$\varepsilon(\theta, t) = \frac{3}{2} k I \sqrt{2} [\cos(\omega t - \theta)]$$

Cette expression correspond à une « onde progressive » en rotation ou « champ tournant » à la vitesse angulaire  $\omega$ .

En généralisant pour  $p$  « paires de pôles » équivalents, on introduit l'angle mécanique  $\theta_m = \theta / p$ , qui caractérise la rotation « physique » du champ magnétique, on obtient alors :

$$\varepsilon(\theta, t) = \frac{3}{2} k I \sqrt{2} [\cos(\omega t - p\theta_m)]$$

La vitesse angulaire du champ tournant est alors  $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ . Ce résultat constitue le théorème de Ferraris.

## Le théorème de Ferraris dans le cas où le système des trois courants est périodique, équilibré mais non sinusoïdal

La fréquence du fondamental est notée  $f$ . On utilise la décomposition en série de Fourier étudiée au chapitre précédent. On montre alors ( $k$  et  $n$  sont des entiers  $>1$ ) :

- Que les harmoniques de rang impair de fréquence  $f_{3n} = (2k+1) f = 3n f$  ne créent pas de champ tournant ;
- Que les harmoniques de rang impair de fréquence  $f_{6n-1} = (2k+1) f = (6n-1) f$  créent un champ tournant inverse à la vitesse  $\Omega_{6n-1} = (1-6n) \frac{\omega}{p}$  par rapport au champ tournant direct ;
- Que les harmoniques de rang impair de fréquence  $f_{6n+1} = (2k+1) f = (6n+1) f$  créent un champ tournant direct à la vitesse  $\Omega_{6n+1} = (1+6n) \frac{\omega}{p}$  par rapport au champ tournant direct.



### EN PRATIQUE

## Les transformations matricielles

Une transformation consiste à faire correspondre à un vecteur  $[i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$  un

autre vecteur  $[i]$  selon une matrice de transformation  $[i] = [T] [i_{abc}]$  ou  $[i_{abc}] = [T]^{-1} [i]$ .

*Invariance de la puissance instantanée*

La puissance instantanée est donnée en triphasé par :

$$p(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t)$$

$$\text{Soit } p(t) = [v_{abc}]_t \cdot [i_{abc}]$$

$$\text{D'autre part, } [v_{abc}] = [T]^{-1} [v]$$

Donc  $p = \{[T]^{-1}[v]\}_t \cdot \{[T]^{-1}[i]\}_t = [v]_t [T]_t^{-1} \cdot [T]^{-1}[i]$  (Permutation des termes de transposition dans une parenthèse)

S'il y a invariance alors  $p(t) = [v_{abc}]_t \cdot [i_{abc}] = [v]_t \cdot [i]$  soit  $[T]_t^{-1} [T]^{-1} = 1$  ou  $[T]_t [T] = 1$

La matrice  $[T]$  est alors **orthogonale**.

## La transformation de Clarke

La transformée de Clarke est définie de la manière suivante. On se restreint au cas où  $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$ .

La transformée permet le passage de trois grandeurs de somme nulle à deux grandeurs :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

(Forward Clarke Transformation)

$$[i_{\alpha\beta}] = [C] [i_{abc}]$$

**Remarque** : Cette transformation s'écrit de façon similaire pour les tensions.

Le vecteur courant complexe associé est alors sous la forme :

$$\mathbf{i}(t) = i_\alpha(t) + j i_\beta(t)$$

ou bien

$$\mathbf{i}(t) = (2/3) [i_a(t) + \underline{a} i_b(t) + \underline{a}^2 i_c(t)]$$

$$\text{avec } \underline{a} = \cos 2\pi/3 + j \sin 2\pi/3 = \exp(j2\pi/3)$$

Le choix de la constante est arbitraire. Mais le coefficient  $2/3$  est adopté parce qu'il présente l'avantage de conserver « l'amplitude des courants » : un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux d'amplitude  $I_M$  produit un vecteur courant d'amplitude  $I_M$ .

La transformation inverse est alors :

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

(Reverse Clarke Transformation)  $[i_{abc}] = [C]^{-1} [i_{\alpha\beta}]$

**Remarque** : pour certains auteurs, les définitions sont inversées.

**Application** : Considérons le cas d'un système triphasé équilibré ( $\theta = \omega t$ ).

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= I_M \sin(\theta - \varphi) \\ i_b(\theta) &= I_M \sin(\theta - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_c(\theta) &= I_M \sin(\theta - 4\pi/3 - \varphi) \end{aligned}$$

Après transformation de Clarke, on obtient :

$$\begin{aligned} i_\alpha(\theta) &= I_M \sin(\theta - \varphi) \\ i_\beta(\theta) &= -I_M \cos(\theta - \varphi) \end{aligned}$$

Et le vecteur complexe de Clarke d'un tel système sera :

$$i_{\alpha\beta}(\theta) = I_M \sin(\theta - \varphi) - j I_M \cos(\theta - \varphi)$$

soit

$$i_{\alpha\beta}(\theta) = -j I_M \exp j(\theta - \varphi)$$

### La transformation de Concordia

La matrice de Clarke n'est pas orthogonale. La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre **l'invariance de la puissance instantanée**.

D'autre part, on introduit la composante homopolaire, ce qui revient à considérer tous les déséquilibres.

La définition est la suivante pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad [i_{0\alpha\beta}] = [Co] [i_{abc}]$$

La définition serait la même pour les tensions.

Il est donc possible d'écrire la puissance instantanée de deux façons :

$$p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta$$

On vérifie que cette matrice est **orthogonale**, soit  $[Co]_t [Co] = 1$

Transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad [i_{abc}] = [Co]^{-1} [i_{0\alpha\beta}] = [Co]_t [i_{0\alpha\beta}]$$

La conservation de la *puissance active instantanée* est une propriété très importante des transformations. Un cas particulier très intéressant est la liaison triphasée trois fils :

➤ Alors  $v_0(t) i_0(t) = 0$

➤  $p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = \langle p \rangle + \tilde{p}$  car  $i_a + i_b + i_c = 0$

➤ La puissance réactive instantanée peut être définie par l'expression :

$$q(t) = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta = \langle q \rangle + \tilde{q}$$

➤ Les symboles  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  représentent les fluctuations alternatives de puissance autour de la valeur moyenne.

➤ Il est facile alors de vérifier que si :

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V\sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_b(t) &= V\sqrt{2} \cos\left(\omega t - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= V\sqrt{2} \cos\left(\omega t + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

On obtient :

$$\begin{aligned} v_\alpha(t) &= V\sqrt{3} \cos(\omega t) \\ v_\beta(t) &= V\sqrt{3} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

Et si

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) &= I\sqrt{2} \cos\left(\omega t - 2\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_c(t) &= I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + 2\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned}$$

On obtient :

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= I\sqrt{3} \cos(\omega t - \varphi) \\ i_\beta(t) &= I\sqrt{3} \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

Alors  $p(t) = 3VI \cos \varphi = \langle p \rangle, \forall t$  et

$$q(t) = 3VI \sin(\varphi) = \langle q \rangle, \forall t$$

Et  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  sont nulles.

### Conseils

Il faut veiller à ce que le régime soit sinusoïdal. S'il y a des harmoniques, les calculs sont plus complexes.

En cas de présence d'harmoniques, et à condition que le régime soit périodique, en utilisant le théorème de Fourier et le théorème de superposition, il est possible d'exprimer la puissance active  $P$  et la puissance réactive  $Q$  comme indiqué à la fiche N° 5 :

$$\langle p \rangle = P = 3VI \cos \varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_k I_k \cos(\varphi_k)$$

$$\langle q \rangle = Q = 3VI \sin \varphi + \sum_{k=2}^{\infty} 3V_k I_k \sin(\varphi_k)$$

### Objectifs

- ✓ Introduire la transformation de Park à partir des transformations étudiées à la fiche N° 6.
- ✓ Introduire la formule du couple électromagnétique en utilisant les grandeurs issues de la transformation de Park.
- ✓ Présenter un exemple de simulation avec le logiciel VisSim.



### REPÈRES

Introduisons un vecteur « rotation » selon l'angle  $\theta$  *dans le sens horaire*. Le courant obtenu après rotation est donné par :

$$i_{dq} = i_d + j i_q = i \exp(-j\theta)$$

où les composantes de Park sont  $i_d$  et  $i_q$ .

La rotation peut être introduite par la matrice  $[\rho(\theta)]$ .

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$i_d$  représente l'axe direct et  $i_q$  l'axe en *quadrature* « arrière » (cf. figure 6.1, fiche N° 6).

On remarque que  $[\rho(-\theta)] = [\rho(\theta)]^{-1}$



### SAVOIR-FAIRE

#### Définition de la Transformation de Park

La transformation de Concordia conserve la puissance instantanée. On part de cette transformation pour réaliser la transformation de Park qui « conserve également la puissance », car la matrice de rotation « est neutre » vis-à-vis de cette propriété.

$$[P] = [\rho(\theta)] [Co]$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Soit  $[i_{0dq}] = [P] [i_{abc}]$  avec  $[P] = [\rho(\theta)] [Co]$

La transformée inverse sera alors :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos\theta & -\sin\theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\text{Soit } [i_{abc}] = [P]^{-1} [i_{0dq}]$$

La conservation de la puissance instantanée fait que :

$$p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_0 \cdot i_0 + v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q$$

Cette matrice est orthogonale soit  $[P]_t [P] = 1$  ou  $[P]^{-1} = [P]_t$

Si le système triphasé des tensions est équilibré direct et exprimé sous la forme :

$$\begin{aligned} v_a(\theta) &= V\sqrt{2} \cos\theta & i_a(\theta) &= I\sqrt{2} \cos(\theta - \varphi) \\ v_b(\theta) &= V\sqrt{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & i_b(\theta) &= I\sqrt{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ v_c(\theta) &= V\sqrt{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & i_c(\theta) &= I\sqrt{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned}$$

et le système des courants

le calcul montre que :  $v_0 = 0$  et  $i_0 = 0$ .

On trouve pour les tensions :

$$\begin{aligned} v_d &= V\sqrt{3} \\ v_q &= 0 \end{aligned}$$

et d'autre part pour les courants :

$$i_d = I\sqrt{3} \cos \varphi$$

$$i_q = -I\sqrt{3} \sin \varphi$$

On peut ainsi calculer pour les deux cas la puissance instantanée  $p = 3 V I \cos \varphi = P$ . On retrouve que la puissance  $p$  est constante et égale à la puissance active  $P$  lorsque le système est sinusoïdal équilibré. De même, pour la puissance réactive instantanée  $q(t) = v_q i_d - v_d i_q$  soit  $Q = 3VI \sin \varphi$

## Équations des composantes de Park d'une machine

La transformée de Park va nous permettre de simplifier l'expression du calcul des puissances et du couple d'un moteur. *On utilise ici la transformée de Park qui conserve la puissance instantanée.*

Équation d'une machine :

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}]$$

$$\text{Or } [v_{abc}] = [P]^{-1}[v_{0dq}] \text{ et } [i_{abc}] = [P]^{-1}[i_{0dq}]$$

La matrice  $[R]$  est un multiple scalaire de la *matrice identité* ; elle est donc « permutable ».

L'équation devient :

$$[P]^{-1}[v_{0dq}] = [P]^{-1}[R][i_{0dq}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\Phi_{0dq}])$$

On multiplie à gauche par  $[P]$ . On obtient alors en séparant les composantes :

$$[v_{0dq}] = [R][i_{0dq}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Phi_{0dq}] + \frac{d[\Phi_{0dq}]}{dt}$$

On démontre que :

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

On obtient donc les équations suivantes :

$$v_0 = R i_0 + \frac{d\Phi_0}{dt}$$

$$v_d = R i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_q$$

$$v_q = R i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_d$$

## Couple d'une machine à champ tournant

Calculons la puissance électromagnétique en raisonnant comme pour le calcul d'une puissance instantanée. On ne considère que ce qui dépend des flux direct et inverse et on retire les chutes de tension dues aux résistances :

$$P_e = \left[ \frac{d\Phi_d}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_q \right] i_d + \left[ \frac{d\Phi_q}{dt} + \left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_d \right] i_q$$

L'expression

$$q = \left[ \frac{d\Phi_d}{dt} \right] i_d + \left[ \frac{d\Phi_q}{dt} \right] i_q$$

correspond à de la puissance réactive.

Quant à la dérivée de l'angle  $\theta$ , elle est donnée par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles et  $\Omega$  la vitesse angulaire. Il reste donc :

$$P_e = T_e \Omega = \left[ -\left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_q \right] i_d + \left[ \left(\frac{d\theta}{dt}\right) \Phi_d \right] i_q$$

ce qui donne la formule du couple :

$$T_e = p \left[ \Phi_d i_q - \Phi_q i_d \right]$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles.

**Remarque :** Ne pas confondre  $p(t)$  puissance instantanée exprimée en W et  $p$  nombre de paires de pôles lié au bobinage d'une machine à champ tournant.

## Conseils

Il est important de bien fixer le référentiel qui donne l'angle  $\theta$  utilisé dans la transformation.

Dans le cas des machines tournantes, synchrones ou asynchrones, le référentiel est, de préférence, le champ tournant car il permet des équations plus simples.

Dans la plupart des cas, la composante homopolaire du système des courants est nulle car l'alimentation est de « 3 fils », la formulation de la puissance instantanée. Alors :

$$p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q.$$

Dans ces conditions, seules les grandeurs selon l'axe direct  $d$  et l'axe en quadrature  $q$  caractérisent la puissance active, en régime permanent comme en régime transitoire, ce qui permet un contrôle du couple moteur d'une machine à champ tournant lors de son démarrage, et surtout en mode asservi, en remarquant que :

$$T_e = p \left[ \Phi_d i_q - \Phi_q i_d \right]$$



## EN PRATIQUE

### Évolution des composantes de Park dans une machine

La figure 7.1 montre l'évolution des composantes  $d$  et  $q$  d'un système triphasé modulé par un signal « exponentielle décroissant » correspondant par exemple à une coupure d'alimentation d'une machine asynchrone, ou à l'arrêt du courant continu d'excitation de l'inducteur.

### Intérêt pratique du logiciel VisSim

On constate l'intérêt de l'utilisation des composantes de Park, pour mieux comparer l'évolution « physique » d'un phénomène (la décroissance exponentielle d'un flux magnétique par exemple) avec l'évolution des deux composantes directe et en quadrature.

On remarque ici que la composante en quadrature est quasi-nulle.

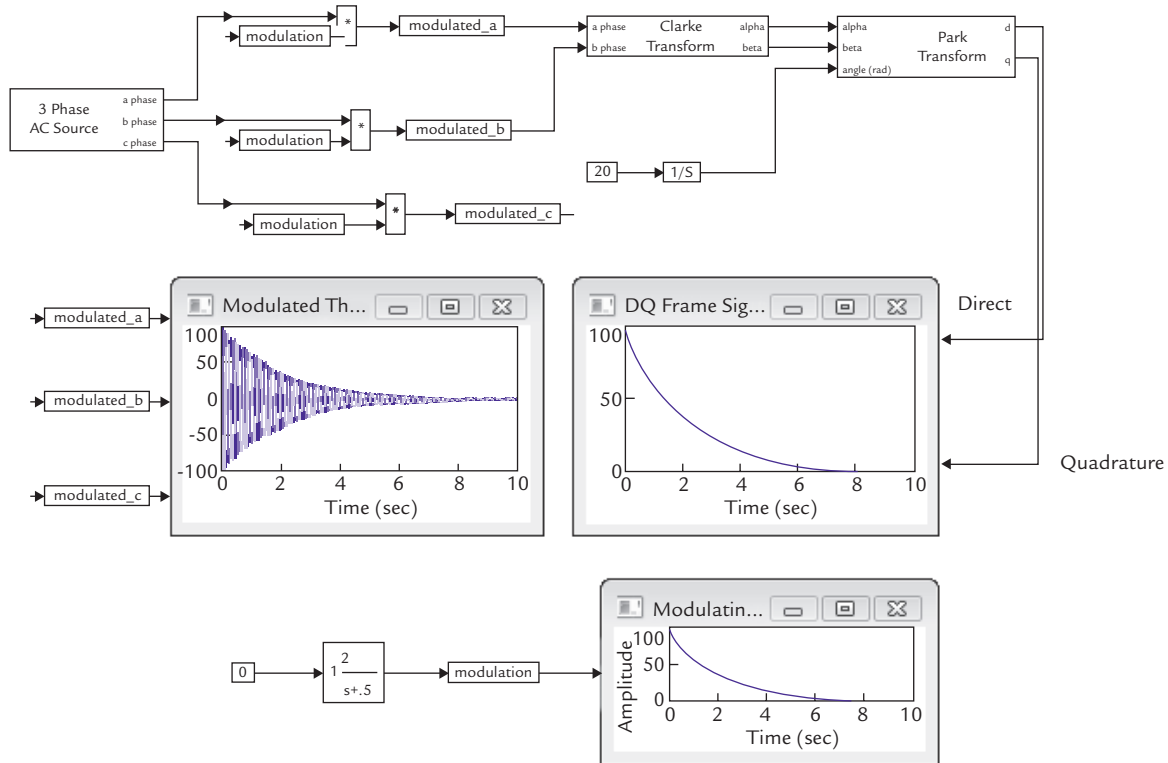


Figure 7.1 Évolution des composantes de Park

# CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

## Présentation simplifiée des sources primaires et secondaires

En électrotechnique, on utilise couramment des sources « primaires » à courant continu provenant soit de batteries d'accumulateurs, soit d'un réseau continu (type métro, RER, tramway...) ou bien des sources à courant alternatif, sinusoïdales, monophasées ou triphasées. Dans la suite de ce chapitre, et par souci de simplicité, on utilise les conventions suivantes :

- ›  $U$  ou  $I$ , les grandeurs des sources continues ;
- › en caractères gras les valeurs efficaces du fondamental (comme  $V$ ,  $U$  ou  $I$ ) des grandeurs caractéristiques d'une source alternative ;
- ›  $V$  désigne la valeur efficace de la tension monophasée ou de la tension *simple phase - neutre* pour une source triphasée ;
- ›  $U$  désigne la valeur efficace de la tension *composée entre phases* pour une source triphasée ;
- ›  $I$  désigne la valeur efficace du courant de ligne ;
- › On place un « ' », (comme  $U'$  ou bien  $V'$ , ou bien  $I'$  ou bien  $I'$ ) à la suite d'une grandeur fondamentale relative à une source (dite « secondaire ») continue fixe ou réglable, qu'un opérateur ou qu'une commande électronique peut alors modifier.

## Les convertisseurs de puissance en électrotechnique

Les « machines » utilisant les propriétés du ferromagnétisme réalisent diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques :

- › Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension continue  $U$  (dynamo ou batterie d'accumulateurs) en une source de tension  $U'$  fixe ou réglable, on utilise alors une association de **machines tournantes** à *moteur à courant continu - dynamo*. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue surtout en agissant sur le champ magnétique des deux machines et sur les systèmes mécaniques mis en jeu.

- Pour convertir l'énergie provenant d'une source de tension alternative monophasée ou triphasée, (alternateur) de valeur efficace  $V$  en une source de tension continue  $U$ , on utilise une association de **machines tournantes** *moteur asynchrone - dynamo*. Cette association peut être réversible. Le contrôle du transfert de puissance s'effectue surtout en agissant sur les systèmes mécaniques mis en jeu.

L'avantage de ces convertisseurs est bien connu :

- grande fiabilité et grande robustesse,
- grande « durée de vie » (de nombreuses décennies),
- relative facilité de réglage, même si les moyens mis en œuvre sont parfois imposants (rhéostats, autotransformateurs...) et lents.

## Les convertisseurs en électronique de puissance

Avec le développement de l'Automatique, de l'Électronique et de l'Informatique, on peut remplacer les « machines » par des *convertisseurs statiques* utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance,
- système moins lourd et moins encombrant,
- excellent rendement (plus de 95 %),
- facilité de mise œuvre grâce à l'automatisation,
- protections de plus en plus efficaces,
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

Les sources « primaires » de l'électrotechnique sont les suivantes :

- le réseau alternatif, sinusoïdal, monophasé ou triphasé, à *valeur efficace  $V$  de tension imposée constante* (source de tension) et à *fréquence  $f$  constante* ;
- le réseau continu, à valeur  $U$  de *tension imposée constante* (source de tension).

On est amené à considérer les convertisseurs statiques suivants :

- **La source « secondaire » est à courant continu** ; on fait généralement *varier la valeur  $U'$  de la tension*. On considère ici que les sources « secondaires » ou « utilisatrices » d'un convertisseur sont des moteurs à courant continu, considérés comme source de courant réceptrice. Les convertisseurs sont alors :

- le **hacheur** ou **l'alimentation à découpage** remplace le groupe de **machines tournantes** *moteur à courant continu - dynamo*. La conversion est de type  $(U) \rightarrow (U')$ .

- › Le **redresseur à diodes** remplace le groupe de **machines tournantes** *moteur asynchrone - dynamo*. La conversion est de type  $(\mathbf{V}, f) \rightarrow (U' \text{ fixe})$ .
- › Le **redresseur à thyristors ou à découpage** et, en réversibilité, l'**onduleur assisté** remplacent le groupe **b)** de **machines tournantes**. La conversion est de type  $(\mathbf{V}, f) \leftrightarrow (U' \text{ réglable})$ .
- › La source « secondaire » est à courant alternatif ; on fait généralement varier la valeur efficace  $V'$  de la tension, et parfois aussi sa fréquence  $f'$ . Les sources « secondaires » ou « utilisatrices » d'un convertisseur sont des moteurs à courant alternatif, considérés comme source de courant réceptrice. Les convertisseurs sont alors :
  - › L'**onduleur autonome à transistors MOSFET ou IGBT (ou même à thyristors)** remplace le groupe de **machines tournantes** *moteur à courant continu - alternateur*. La conversion est réversible de type  $(U) \leftrightarrow (V', f')$ .
  - › Le **pont complet à thyristors** en réversibilité fonctionne en **onduleur assisté**. La conversion est de type  $(\mathbf{V}, f) \leftrightarrow (U')$ . Un cas particulier intéressant est le fonctionnement des machines synchrones fonctionnant en régime autopiloté utilisant ce type de convertisseur.
  - › Le **gradateur à thyristors ou à triac** remplace le système de **machine non - tournante de l'autotransformateur**. La conversion est de type  $(\mathbf{V}, f) \rightarrow (V', f)$ .
  - › Le **changeur de fréquence** remplace le groupe **c)** de deux groupes de **machines tournantes**. La conversion est de type  $(\mathbf{V}, f) \rightarrow (V', f')$ . Son fonctionnement est très complexe et réservé à de très fortes puissances nominales ( $P > 10 \text{ MW}$ ). Il ne sera pas étudié ici.

Par la suite, on s'intéresse surtout aux cas où l'échange de puissance s'effectue de **manière optimale**.

## LES FICHES

|   |    |
|---|----|
| <b>Fiche 8 :</b> Les hacheurs ( <i>Choppers</i> ) .....   | 48 |
| <b>Fiche 9 :</b> Le hacheur en utilisation pratique .....   | 51 |
| <b>Fiche 10 :</b> Les redresseurs à diodes ( <i>Rectifiers</i> ) .....  | 57 |
| <b>Fiche 11 :</b> Redresseur à thyristors ( <i>Thyristor-based<br/>rectifier bridge</i> ) .....                                 | 60 |
| <b>Fiche 12 :</b> Les Onduleurs monophasés ( <i>Single phase<br/>inverters</i> ) .....  | 67 |
| <b>Fiche 13 :</b> Les Gradateurs monophasés ( <i>The power<br/>dimmers</i> ) .....  | 74 |
| <b>Fiche 14 :</b> Les Onduleurs autonomes triphasés<br>( <i>The three phase inverters</i> ) .....                               | 78 |
| <b>Fiche 15 :</b> L'Onduleur triphasé à modulation<br>de largeur d'impulsion vectorielle<br>( <i>The SVPWM inverter</i> ) ..... | 84 |
| <b>Fiche 16 :</b> L'onduleur assisté ( <i>The load-controlled<br/>inverter</i> ) .....  | 90 |

### Objectifs

- ✓ Introduire la notion de hacheur en utilisant le principe du découpage d'une tension continue à la fréquence  $f_H = \frac{1}{T_H}$ .
- ✓ Donner le formulaire qui permet d'obtenir la variation de la tension de sortie  $u_m$  et du courant d'entrée  $i_m$  en valeur moyenne selon la commande par rapport cyclique  $\alpha$ .



### REPÈRES

Le hacheur réalise une conversion continu - continu, de type  $(U) \rightarrow (U')$ , avec la possibilité pour l'opérateur d'imposer la tension  $U' = \langle u_m \rangle$ , *valeur moyenne de la tension « modulée »*  $u_m$  de sortie.

Pour un hacheur réversible, la conversion est de type  $(U) \leftrightarrow (U')$ .

Sa fréquence  $f_H = 1/T_H$  de découpage est laissée au choix du concepteur. Elle est généralement assez élevée :

- Supérieure ou égale à 300 Hz pour un hacheur à thyristors,
- Supérieure ou égale à 5 000 Hz pour un hacheur à transistors IGBT,
- Supérieure ou égale à 15 000 Hz pour un hacheur à transistors MOSFET.



### SAVOIR-FAIRE

#### Les hacheurs les plus utilisés

On rappelle que le rapport cyclique du hacheur est :

$$\alpha = \frac{\text{durée de conduction du composant principal}}{\text{période } T_H}$$

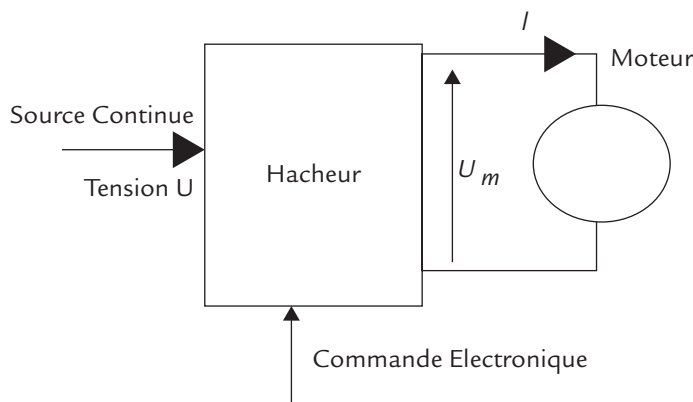
On peut agir sur la valeur de  $\alpha$  soit par un montage analogique, soit grâce à une commande numérique. Le hacheur permet le réglage du *transfert de la puissance* entre une source de tension continue et une source de courant. Plusieurs cas peuvent se présenter :

- Le transfert s'effectue dans un *seul quadrant*. Les sources de tension et de courant continu sont de même signe :
  - la puissance est en transit de la source de tension (génératrice) vers la source de courant (réceptrice). C'est le cas lorsqu'on utilise le *hacheur série* ;
  - la puissance est en transit de la source de courant (génératrice) vers la source de tension (réceptrice). C'est le cas lorsqu'on utilise le *hacheur parallèle*.
- On passe d'un convertisseur à l'autre par **dualité** en intervertissant les sources de tension et de courant d'une part, le transistor et la diode d'autre part.
- Le transfert s'effectue dans *deux quadrants*. La tension aux bornes de la source de courant est toujours de même signe, ( $U' \geq 0$ ) mais le transfert de la puissance est soit de la source de tension  $U$  ( $U > 0$ ) vers la source de courant  $I$ , soit l'inverse ( $I > 0$  ou  $< 0$ ). C'est le cas lorsqu'on utilise le *hacheur série - parallèle* (ou hacheur réversible en courant).
- Le transfert s'effectue dans *quatre quadrants*. La tension  $U'$  aux bornes de la source de courant est positive ou négative selon la commande, et le transfert de la puissance est soit de la source de tension  $U$  ( $U > 0$ ) vers la source de courant  $I$ , soit l'inverse ( $I > 0$  ou  $< 0$ ). C'est le cas lorsqu'on utilise le *hacheur à quatre quadrants* (réversible en courant).



## EN PRATIQUE

Le montage de principe est présenté à la *figure 8.1*.



**Figure 8.1** Montage d'un hacheur alimentant une machine à courant continu

Tableau 8.1 Formulaire des Hacheurs

|                            | $\langle u_m \rangle = U'$ réglable | $\langle i_m \rangle$ | $I_{m \text{ eff}}$       | P  |
|----------------------------|-------------------------------------|-----------------------|---------------------------|--|
| Hacheur 1Q série           | $\alpha U$                          | $\alpha I$            | $\sqrt{\alpha}  I $       | $\alpha U I$   |
| Hacheur 1Q parallèle       | $(1 - \alpha) U$                    | $(1 - \alpha) I$      | $(\sqrt{1 - \alpha})  I $ | $(1 - \alpha) U I$   |
| Hacheur 2Q série parallèle | $\alpha U$                          | $\alpha I$            | $\sqrt{\alpha}  I $       | $\alpha U I$ avec<br>Signe de P<br>= signe de I                        |
| Hacheur 4Q                 | $(2\alpha - 1) U$                   | $(2\alpha - 1) I$     | $ I $                     | $(2\alpha - 1) U I$ avec<br>Signe de P<br>= signe de $(2\alpha - 1) I$ |

Ce formulaire montre que le transfert de puissance  $P$  est une fonction linéaire du rapport cyclique  $\alpha$  à  $U$  et  $I$  imposés.



### Formulaire des hacheurs

On considère les grandeurs suivantes :

- $U$  tension fournie par la source, considérée comme positive,
- $I$  courant fourni ou reçu par la source de courant (positif en convention récepteur, sauf pour le hacheur parallèle),
- $I_{m \text{ eff}}$  = valeur efficace du courant  $i_m(t)$  fourni par la source continue de tension  $U$ .

Le formulaire des hacheurs est donné au tableau 8.1 ci-dessus.

### Conseils

Les *composants interrupteurs* utilisés (Transistors MOSFET, IGBT, Thyristors ) doivent être compatibles :

- avec la tension  $U$  prévue pour l'alimentation : la *tension maximale possible à l'état bloqué* des composants doit être supérieure à  $2 \times U$  ;
- avec le courant  $I$  prévu pour la charge : le *courant maximal possible à l'état passant* des composants doit être supérieure à  $2 \times I$  ;
- avec la période  $T_H$  du hacheur : ce qui signifie que les durées de commutation des composants interrupteurs utilisés sont au moins inférieures à  $\frac{T_H}{256} = \frac{T_H}{2^8}$  si on veut une

finesse de réglage de  $\alpha$  inférieure à 1 % puisque la commutation intervient deux fois par période  $T_H$ .

Les hacheurs utilisent non seulement des *composants interrupteurs*, mais aussi des diodes fonctionnant en commutation. Lors du blocage, elles conduisent en inverse durant un temps dit « de recouvrement inverse » noté  $t_{rr}$ . Ce temps  $t_{rr}$  doit être faible devant les durées de commutation des composants interrupteurs.

### Objectifs

On s'intéresse aux cas où le changement de commande d'un hacheur est réalisé :

- ✓ soit lors d'un arrêt brutal de la commande, y compris l'arrêt d'urgence ;
- ✓ soit lors d'un arrêt ou d'un démarrage progressif ;
- ✓ soit, lorsque c'est possible, lors d'un changement de quadrant de fonctionnement.



### REPÈRES

#### L'arrêt d'urgence

Il est généralement obtenu en bloquant tous les transistors. Mais l'une (ou plusieurs) des diodes est (sont) en conduction, ce qui permet le retour à zéro de l'énergie stockée dans la bobine d'inductance  $L$ . La f.é.m.  $E$  est supposée constante, durant le temps d'annulation  $t_{annul}$  qui est court (ordre de grandeur : 10 ms à 50 ms).

On note que le blocage de tous les transistors a lieu à  $t = t_{annul}$ .

Prenons le cas du **hacheur série - parallèle** relié à la charge  $r - L - E$ .

Après blocage des transistors, l'équation différentielle est alors : (avec  $U > E > 0$ ).

Cas de l'arrêt dans le quadrant 1 : avec  $i(t=0) > 0$ , on a  $L \frac{di}{dt} + ri + E = 0$ , car la conduction s'effectue par la diode  $D_{12}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à  $i = i(t=0) - \left(\frac{E}{L}\right)t$ .

Le courant s'annule à l'instant  $t_{annul} = \frac{L \times i(t=0)}{E}$ .

**Remarque** : on obtient le même résultat avec un hacheur série.

Cas de l'arrêt dans le quadrant 2 : avec  $i(t=0) < 0$ , on a  $L \frac{di}{dt} + ri + E = U$ , car la conduction s'effectue par la diode  $D_{11}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à  $i = i(t=0) + \left(\frac{U-E}{L}\right)t$ .

Le courant s'annule à l'instant  $t_{annul2} = \frac{L \times i(t=0)}{E - U}$

Pour le **hacheur à quatre quadrants**, les calculs sont analogues (cf. figure 9.1).

On a nécessairement  $|E| < U$ .

Cas de l'arrêt dans le quadrant 1 :  $i(t=0) > 0$ , et  $E > 0$ . On obtient l'équation différentielle suivante :

$$L \frac{di}{dt} + ri + E = -U$$

car la conduction s'effectue par les diodes  $D_{12}$  et  $D_{21}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à :

$$i = i(t=0) - \left( \frac{U+E}{L} \right) t$$

Donc le courant s'annule à l'instant  $t'_{annul} = \frac{L \times i(t=0)}{E + U}$

Cas de l'arrêt dans le quadrant 2 :  $i(t=0) < 0$ , et  $E > 0$ , avec l'équation différentielle suivante :

$$L \frac{di}{dt} + ri + E = U$$

car la conduction s'effectue par les diodes  $D_{11}$  et  $D_{22}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à :

$$i = i(t=0) + \left( \frac{U-E}{L} \right) t$$

Le courant s'annule à l'instant  $t'_{annul2} = \frac{L \times i(t=0)}{E - U}$

Cas de l'arrêt dans le quadrant 3 :  $i(t=0) < 0$ , et  $E < 0$ . L'équation différentielle est alors :

$$L \frac{di}{dt} + ri + E = +U$$

car la conduction s'effectue par les diodes  $D_{11}$  et  $D_{22}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à :

$$i = i(t=0) + \left( \frac{U-E}{L} \right) t = i(t=0) + \left( \frac{U+|E|}{L} \right) t$$

Le courant s'annule à l'instant  $t'_{annul3} = -\frac{L \times i(t=0)}{|E| + U}$ .

Cas de l'arrêt dans le quadrant 4 :  $i(t=0) > 0$ , et  $E < 0$ , avec l'équation différentielle suivante :

$$L \frac{di}{dt} + ri + E = -U$$

car la conduction s'effectue par les diodes  $D_{12}$  et  $D_{21}$ . En négligeant le terme  $ri$ , on arrive à :

$$i = i(t=0) - \left( \frac{U+E}{L} \right) t$$

Le courant s'annule à l'instant  $t'_{annul4} = + \frac{L \times i(t=0)}{U - |E|}$



## SAVOIR-FAIRE

### L'arrêt et le démarrage progressifs d'un hacheur

L'arrêt progressif est obtenu en réduisant régulièrement la commande de la puissance. La f.é.m.  $E$  varie et  $|E| \rightarrow 0$ . Deux cas peuvent être considérés ( $T_e$  st ici la période d'échantillonnage à ne pas confondre avec le couple électromagnétique d'un moteur).

Le rapport cyclique  $\alpha$  varie linéairement en fonction du temps jusqu'à obtenir une puissance transmise nulle. Soit  $\alpha_0$  la valeur du rapport cyclique telle que  $P = 0$ . Soit  $\alpha(t=0)$  la valeur initiale du rapport cyclique correspondant à une puissance  $P(t=0)$ . On impose alors une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre  $\alpha(t=0)$  et  $\alpha_0$  :

$$\alpha(nT_e) = [\alpha(t=0) - \alpha_0] \left( 1 - \frac{nT_e}{t_{arret}} \right) + \alpha_0$$

On rappelle que le temps est « discrétisé » selon l'échantillonnage  $T_e$ , période du hacheur. Pour  $n = 0$ , on a  $t = 0$ . La valeur du rapport cyclique ne change qu'à chaque période du hacheur.

Cette loi peut être programmée dans un processeur. Le choix du temps  $t_{arret}$  dépend de l'opérateur. Il doit être suffisamment grand pour éviter des courants trop élevés dans le hacheur.

La loi d'évolution de la f.é.m.  $E(t)$  en fonction du temps est connue. On considère que l'arrêt correspond au cas où  $E = 0$  (cas d'un moteur à excitation séparée). Alors on s'efforce de fonctionner à courant  $I$  constant.

Pour un hacheur série - parallèle fonctionnant dans le quadrant 1, la loi de variation du rapport cyclique  $\alpha$  est alors :

$$\alpha(nT_e) = \frac{E(nT_e) + rI}{U}$$

Pour un hacheur série - parallèle fonctionnant dans le quadrant 2, la loi du rapport cyclique  $\alpha$  est alors :

$$\alpha(nT_e) = \frac{E(nT_e) - rI}{U}$$

Pour un hacheur 4Q fonctionnant dans le quadrant 1, la loi du rapport cyclique  $\alpha$  est alors :

$$\alpha(nT_e) = \left(\frac{1}{2}\right) \left[ \left( \frac{E(nT_e) + rI}{U} \right) + 1 \right]$$

On peut ainsi retrouver les lois de commande pour les autres quadrants. Toutes ces lois peuvent être programmées dans un processeur. Le *démarrage progressif* est obtenu en faisant l'*opération inverse* d'un arrêt progressif.

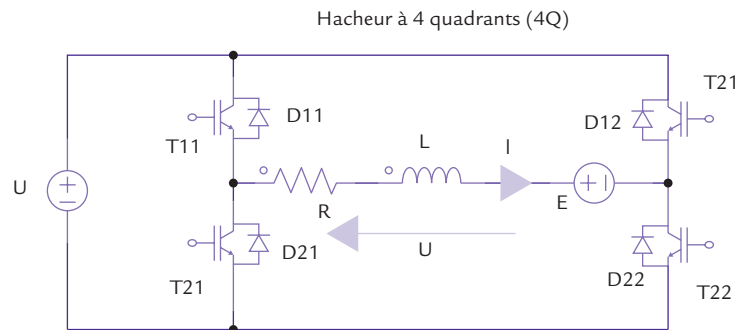


Figure 9.1 Hacheur à quatre quadrants



## EN PRATIQUE

### Le changement de quadrant de fonctionnement en passage progressif

Il est obtenu *en réduisant régulièrement* la commande de la puissance, jusqu'à la puissance nulle, puis la montée progressive de la puissance dans l'échange inverse. La f.é.m.  $E$  varie et  $E \rightarrow E_{fin}$  valeur finale.

Soit  $\alpha(t=0)$  la valeur *initiale* du rapport cyclique correspondant à une puissance  $P(t=0)$ . Soit  $\alpha_0$  la valeur du rapport cyclique telle que  $P=0$ . Soit  $\alpha_{fin}$  la

valeur du rapport cyclique finale telle que  $P = P_{fin}$  (avec changement de signe pour la puissance). On impose :

- d'abord une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre  $\alpha(t = 0)$  et  $\alpha_0$  :

$$\alpha(nT_e) = [\alpha(t = 0) - \alpha_0] \left(1 - \frac{nT_e}{t_{arret}}\right) + \alpha_0$$

- ensuite une loi « d'interpolation linéaire temporelle » entre  $\alpha_0$  et  $\alpha_{fin}$ . On désigne par  $t_{nquad}$  la durée du changement vers cette nouvelle puissance, et par  $n'T_e = nT_e - t_{arret}$ .

$$\alpha'(n'T_e) = [\alpha_0 - \alpha_{fin}] \left(1 - \frac{n'T_e}{t_{nquad}}\right) + \alpha_{fin}$$

La durée totale du changement de quadrant est alors  $t_{chang} = t_{arret} + t_{nquad}$ . Il peut durer plusieurs dizaines de secondes, voire quelques minutes. Ces lois peuvent être programmées dans un processeur. Le choix des temps  $t_{arret}$  et  $t_{nquad}$  dépend de l'opérateur. Ils doivent être suffisamment grands pour éviter des courants trop élevés dans le hacheur.

## Le changement de quadrant de fonctionnement en passage brutal

C'est ce qu'on appelle parfois « *la reprise à la volée* ». On veut, par exemple, rendre plus efficace le freinage d'un moteur, qui fonctionne alors en génératrice. La durée du changement est souvent inférieure à la seconde. Pour cela, on utilise au mieux les régimes transitoires considérés dans l'arrêt d'urgence. On admet que le changement est très rapide et *la f.é.m. E reste constante*.

Prenons le cas du **hacheur série - parallèle** relié à la charge  $r - L - E$ .

Au départ, le rapport cyclique vaut  $\alpha_1$  avec  $\langle i \rangle = \frac{\alpha_1 U - E}{r} > 0$

On effectue à partir de  $t = 0$  le passage *quadrant 1* → *quadrant 2* en bloquant les transistors durant  $t_{annul1}$ . Une fois ce temps écoulé, le courant  $i(t)$  est nul.

Ensuite, on commande le transistor  $T_{12}$  à l'état passant jusqu'à ce que le courant  $i(t)$  atteigne la valeur négative souhaitée.

Enfin, on reprend la commande normale du hacheur. Le rapport cyclique vaut  $\alpha_2$  avec :

$$\langle i \rangle = \frac{\alpha_2 U - E}{r} < 0. \text{ On a } \alpha_2 < \alpha_1.$$

Cette étude peut être reprise pour le passage *quadrant 2* → *quadrant 1* à E constant.

Prenons le cas du **hacheur 4Q** relié à la charge r - L - E, avec  $U > E > 0$ .

Au départ, le rapport cyclique vaut  $\alpha_1$  avec :

$$\langle i \rangle = \frac{(2\alpha_1 - 1)U - E}{r} > 0$$

On effectue à partir de  $t = 0$  le passage *quadrant 1* → *quadrant 2* en bloquant les transistors durant  $t'_{annul1}$ . Une fois ce temps écoulé, le courant  $i(t)$  est nul.

Ensuite, on commande les transistors  $T_{12}$  et  $T_{21}$  à l'état passant jusqu'à ce que le courant  $i(t)$  atteigne la valeur négative souhaitée.

Enfin, on reprend la commande normale du hacheur. Le rapport cyclique vaut  $\alpha_2$  avec :

$$\langle i \rangle = \frac{(2\alpha_2 - 1)U - E}{r} < 0. \text{ On a encore } \alpha_2 < \alpha_1.$$

Cette étude peut être reprise pour les passages à E constant :

## Conseils

Les régimes transitoires dans les hacheurs provoquent parfois des surtensions ou/et des surintensités. Les composants électroniques sont fragiles, même si les drivers qui les commandent leur assurent une certaine protection en coupant la commande dès qu'une anomalie se produit.

Il faut veiller avec soin aux câblages, pour réduire des inductances parasites : ce sont elles qui provoquent des surtensions en cas de variation très rapide du courant.

Les changements de commande des hacheurs font partie du fonctionnement même du convertisseur. Ils doivent être prévus comme une procédure dans le programme du processeur qui commande la variation du rapport cyclique  $\alpha$ . Des capteurs de courant et de tension sont indispensables pour contrôler en toute sécurité le fonctionnement du convertisseur.

quadrant2 → quadrant 1

quadrant3 → quadrant 4

quadrant4 → quadrant 3

Toutes ces commandes peuvent être programmées dans un processeur.

**Remarque** : Si on veut effectuer les opérations suivantes :

quadrant1 → quadrant 4

quadrant4 → quadrant 1

quadrant2 → quadrant 3

quadrant3 → quadrant 2

Il faut que le passage soit progressif, avec inversion du signe de la f.é.m. E.

### Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur non réversible alternatif → continu.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion.
- ✓ Présenter deux schémas de redresseurs à diodes les plus courants, l'un en monophasé, l'autre en triphasé.
- ✓ Préciser que la source génératrice alternative est de tension et que le récepteur est de courant.



### REPÈRES

Le redresseur à diodes réalise une conversion non réversible et non commandée alternatif - continu, du type  $(V, f) \rightarrow (U)$ .

*Redresseur à diodes monophasé*

On se limite ici au cas le plus fréquent : le montage PD2 à 4 diodes.

La tension  $v(t)$  est imposée telle que  $v(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$  avec  $\omega = 2 \pi f$ .

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 5.2.

*Redresseur à diodes triphasé*

On ne considère ici que le montage à 6 diodes, ou PD3.

Les tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$ ,  $v_3(t)$ , sont imposées telle que :

$$v_1(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2 \pi f$$

$$v_2(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t - 2 \pi / 3)$$

$$v_3(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t + 2 \pi / 3)$$



### Formulaire

On considère les grandeurs suivantes :

$V$  valeur efficace de la tension alternative

$I$  courant continu du récepteur

$\langle u_m \rangle = U'$  valeur moyenne de  $u_m(t)$

$I_{m \text{ eff}}$  = valeur efficace de  $i_m(t)$

$I_D$  = valeur efficace du fondamental de  $i_m(t)$  : redresseur à diodes

$P$  = puissance reçue par la source de courant continu  $I$ , en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur)

$S$  puissance apparente de la source alternative

$D$  puissance déformante du facteur d'utilisation :  $f_u = P/S$



SAVOIR-FAIRE

**Remarque :** Si  $V$  et  $I$  sont imposés, il n'est pas possible de régler la puissance fournie  $P$ .

**Tableau 10.1** Formulaire des ponts redresseurs à diodes

|                  | $\langle u_m \rangle = U'$ fixe    | P                                      | $I_D$   | $I_{m\text{eff}}$      |
|------------------|------------------------------------|--|---|------------------------|
| PD2<br>monophasé | $U_{D2} = V \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ | $U_{D2} I = V \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I$ | $I_{D2} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi}$               | $I$                    |
| PD3<br>triphassé | $U_{D3} = V \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$ | $V \frac{3\sqrt{6}}{\pi} I = U_{D3} I$ | $I_{D3} = \frac{\sqrt{6}I}{\pi}$                | $I \sqrt{\frac{2}{3}}$ |
|                  | <b>S</b>                           | <b><math>f_u</math></b>                | <b>D</b>  |                        |
| PD2<br>monophasé | $I V$                              | $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,9$    | $V \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} I$                |                        |
| PD3<br>triphassé | $V \sqrt{6} I$                     | $\frac{3}{\pi} \approx 0,955$          | $V \sqrt{6 \left(1 - \frac{9}{\pi^2}\right)} I$ |                        |



EN PRATIQUE

La figure 10.1 ci-dessous indique les montages redresseurs à diodes :

- PD2 ou Pont de Graëtz monophasé,
- PD3 ou Pont de Graëtz triphasé.

La tension de sortie est notée  $u_m$ . Dans le tableau 10.1, on s'intéresse à sa *valeur moyenne*  $\langle u_m \rangle = U'$  en fonction de la valeur efficace  $V$  de la tension d'entrée.

Le courant d'entrée est noté  $i_m$ . Dans le tableau 10.1, on s'intéresse à sa *valeur efficace*  $I_{m\text{eff}}$  en fonction de la valeur  $I$  du courant de sortie. Il est assimilé ici à une source de courant.

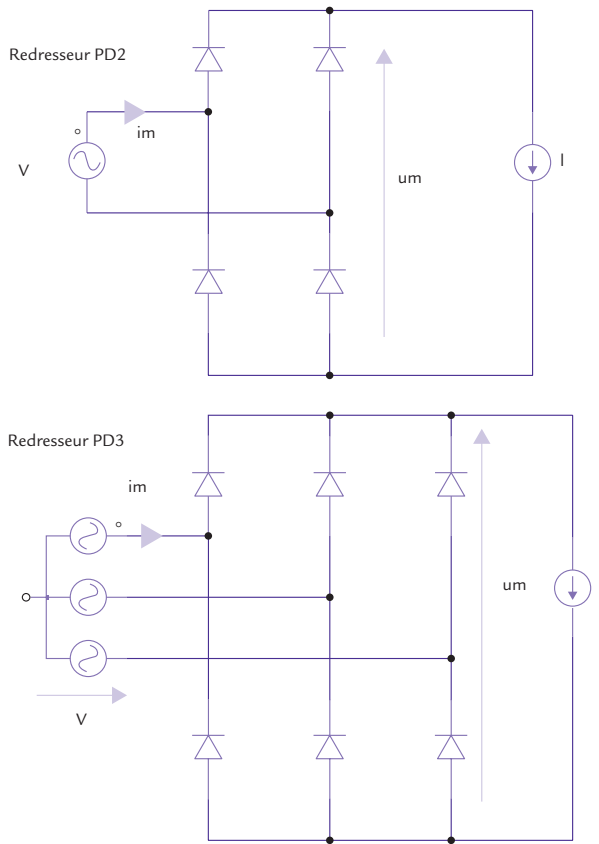


Figure 10.1 Montages de redresseurs à diodes PD2 et PD3

### Conseils

Les diodes doivent être parfois surdimensionnées dans le cas où la charge n'est pas à courant  $I$  imposé, mais sur condensateur. Dans ce cas, il y a des « pointes » de courant qui peuvent endommager les diodes.

Si  $V$  est la tension efficace de la *source alternative monophasée*, il est souhaitable que chaque diode ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{2}$ .

Si  $V$  est la tension efficace phase-neutre de la *source alternative triphasée*, il est souhaitable que chaque diode ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{3}\sqrt{2} = 2V\sqrt{6}$ .

# REDRESSEUR À THYRISTORS (THYRISTOR-BASED RECTIFIER BRIDGE)

## Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur commandable non réversible 1Q ou réversible 2Q ou 4Q alternatif → continu.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion selon que le pont est « mixte » ou « tout thyristor ».
- ✓ Préciser que la source génératrice alternative est de tension et que le récepteur est de courant.
- ✓ Présenter une simulation d'un redresseur avec asservissement de tension.



## REPÈRES

Le redresseur à thyristors réalise une conversion commandée alternatif - continu du type  $(V, f) \leftrightarrow (U)$ . C'est un convertisseur commandable comme le hacheur. La commande est réalisée en agissant sur l'angle retard à l'amorçage  $\delta$ .

Il est possible de réaliser une commande de type « Arc cosinus » de cet angle d'amorçage, de manière *analogique* ou *numérique*. La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est imposée par la source alternative.

On a pour une commande **analogique** la relation suivante :

$$\delta = \text{Arc cos} \left( \frac{U_c}{kV_s \sqrt{2}} \right) = \cos^{-1} \left( \frac{U_c}{U_M} \right) = \cos^{-1}(x)$$

où  $U_c$  est la tension de commande et  $x = \frac{U_c}{U_M}$  est la grandeur de réglage ( $x \in [-1 ; +1]$ ).

Et pour une commande **numérique** :

$T_e$  période d'échantillonnage

$$\cos \delta \approx \frac{x_M (nT_e)}{2^{M-1}} - 1$$

où la commande d'entrée est  $x_M(nT_e)$ , mot de M bits et la grandeur de réglage. Deux cas sont à considérer :

- le redresseur fonctionne dans un seul quadrant : c'est le cas du montage « pont mixte » monophasé ;
- le redresseur fonctionne dans deux ou quatre quadrants : c'est le cas du montage « tout thyristors » monophasé ou triphasé.



## SAVOIR-FAIRE

## Redresseur à un quadrant de fonctionnement

Le réglage de la tension  $U' = \langle u_m \rangle$  de sortie s'effectue agissant sur l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  seulement pour  $I > 0$  et  $U' > 0$ .

## Redresseur à thyristors monophasé pont mixte PD2

La tension  $v(t)$  est imposée telle que  $v(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$  avec  $\omega = 2\pi f$ .

La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est tout simplement  $t = 0$  (ou  $\theta = \omega t = 0$ ).

Il est possible d'écrire :

$$u_m(t) = 0 \text{ pour } \theta = \omega t \in [0 ; \delta] \text{ modulo } \pi$$

$$u_m(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ pour } \theta = \omega t \in [\delta ; \pi] \text{ modulo } \pi$$

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 11.1.

On s'intéresse au diagramme  $Q = f(P)$  à  $V$  et  $I$  constants imposés où  $Q$  est la puissance réactive et  $P$  la puissance active. En éliminant mathématiquement les fonctions  $\cos\delta$  et  $\sin\delta$ , par  $\cos^2\delta + \sin^2\delta = 1$ , on obtient un *demi-cercle* de centre  $O$ . Le formulaire est présenté au tableau 11.1.

## Redresseur à thyristors triphasé pont mixte PD3

Les tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$ ,  $v_3(t)$ , sont imposées telle que :

$$\triangleright v_1(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f$$

$$\triangleright v_2(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$\triangleright v_3(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est ici  $\theta = \omega t = \pi/6$  angle de commutation naturelle du redresseur à diodes.

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 11.1.



## Le formulaire des ponts mixtes

On considère les grandeurs suivantes :  
**V** valeur efficace de la tension alternative

**I** courant continu du récepteur

$\langle u_m \rangle = U'$  valeur moyenne de  $u_m(t)$

$I_{m \text{ eff}}$  = valeur efficace de  $i_m(t)$

**P'** = valeur efficace du fondamental de  $i_m(t)$

**P** = puissance reçue par la source de courant continu **I**, en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur)

**Q** = puissance réactive fournie par la source de courant alternative **V**, en considérant le convertisseur sans pertes

**S** = puissance apparente de la source de courant alternative **V**, en considérant le convertisseur sans pertes

$\varphi'$  = déphasage du fondamental de  $i_m(t)$  par rapport à la tension  $v(t)$  ou du fondamental de  $i_{m1}(t)$  de la phase 1 par rapport à  $v_1(t)$

Le formulaire des ponts mixtes est donné ci-dessous.

Le diagramme  $Q = f(P)$  à  $V$  et  $I$  constants imposés est un *demi-cercle* de rayon  $V I$  et de centre O.

**Tableau 11.1** Formulaire du pont mixte à thyristors

|                     | $\langle u_m \rangle = U'$ réglable  | P  | I'   | $I_{m\text{ eff}}$   |
|---------------------|--|--|--|--|
| PD2 mixte monophasé | $V \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$<br>ou $U_{D2} \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$ | $V I \frac{\sqrt{2}}{\pi} (\cos \delta + 1)$<br>ou $U_{D2} I \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$                         | $\frac{2\sqrt{2} I}{\pi} \cos \left( \frac{\delta}{2} \right)$<br>ou $I_{D2} \cos \left( \frac{\delta}{2} \right)$ | $I \sqrt{1 - \frac{\delta}{\pi}}$  |
| PD3 mixte triphasé  | $V \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$<br>ou $U_{D3} \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$ | $V I \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$<br>ou $U_{D3} I \left( \frac{\cos \delta + 1}{2} \right)$ | $\frac{\sqrt{6} I}{\pi} \cos \left( \frac{\delta}{2} \right)$<br>ou $I_{D3} \cos \left( \frac{\delta}{2} \right)$  | $I \sqrt{1 - \frac{\delta}{\pi}}$<br>si $\delta > \pi/3$ et<br>$I \sqrt{\frac{2}{3}}$<br>si $\delta < \pi/3$ |
|                     | Q  | S  | $\varphi'$   |  |
| PD2 mixte monophasé | $V I \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin \delta$   | $V I \sqrt{\frac{1 - \delta}{\pi}}$  | $\delta/2$   |  |
| PD3 mixte triphasé  | $\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V I \sin \delta$   | $3 V I \sqrt{1 - \frac{\delta}{\pi}}$ si $\delta > \pi/3$ et<br>$3 V I \sqrt{\frac{2}{3}}$ si $\delta < \pi/3$                 | $\delta/2$   |  |

### Redresseur à deux quadrants de fonctionnement

La tension  $U' = \langle u_m \rangle$  varie en agissant sur l'angle  $\delta$  pour  $I > 0$  et  $U' > 0$  ou  $< 0$ .

- Dans le cas où  $U'$  est  $> 0$ , l'échange de la puissance va de la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu  $I$ . Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant 1.
- Dans le cas où  $U'$  est  $< 0$ , l'échange de la puissance va de la source de courant continu  $I$  vers la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée à tension et fréquence imposées constantes. Le montage fonctionne en **onduleur assisté** (de courant). Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant 4.

### Redresseur à thyristors monophasé pont « tout thyristor » PD2

La tension  $v(t)$  est imposée telle que  $v(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$  avec  $\omega = 2 \pi f$ .

La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est tout simplement  $t = 0$  (ou  $\theta = \omega t = 0$ ).

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 11.2.

Le diagramme  $Q = f(P)$  à  $V$  et  $I$  constants imposés est un demi-cercle de centre  $O$ .

## Redresseur à thyristors triphasé pont « tout thyristors » PD3

Les tensions  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$ ,  $v_3(t)$ , forment un système triphasé sinusoïdal direct :

➤  $v_1(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t)$  avec  $\omega = 2\pi f$

➤  $v_2(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3)$

➤  $v_3(t) = V \sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3)$

La référence de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  est ici :

➤  $\theta = \omega t = \pi/6$  angle de commutation naturelle (des diodes) pour les thyristors reliés vers la borne + ;

➤  $\theta = \omega t = -\pi/6$  angle de commutation naturelle (des diodes) pour les thyristors reliés vers la borne -.

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 11.2.

Le diagramme  $Q = f(P)$  à  $V$  et  $I$  constants imposés est un *demi-cercle* de centre  $O$ .

## Formulaire

Les grandeurs désignées dans le tableau 11.2 sont les mêmes que celles du tableau 11.1.

**Tableau 11.2** Formulaire du pont « Tout thyristors »

|                                   | $\langle um \rangle = U'$ réglable                               | P   | I'                                    | $I_{m\text{eff}}$      |
|-----------------------------------|--|---|---------------------------------------|------------------------|
| PD2 « tout thyristors » monophasé | $V \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \delta$<br>ou $U_{D2} \cos \delta$ | $VI \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \delta$<br>ou $U_{D2} I \cos \delta$ | $\frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \cos(\delta)$ | $I$                    |
| PD3 « tout thyristors » triphasé  | $V \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$<br>ou $U_{D3} \cos \delta$ | $VI \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$<br>ou $U_{D3} I \cos \delta$ | $\frac{\sqrt{6}I}{\pi} \cos(\delta)$  | $I \sqrt{\frac{2}{3}}$ |
|                                   | Q  | S   | $\varphi'$                            |                        |
| PD2 « tout thyristors » monophasé | $VI \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin \delta$                           | $VI$  |                                       | $\delta$               |
| PD3 « tout thyristors » triphasé  | $VI \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \sin \delta$                           | $VI \sqrt{6}$   |                                       | $\delta$               |

## Redresseur à quatre quadrants de fonctionnement

Le système le plus simple à commander consiste à utiliser deux ponts « tout thyristors »  $P_{Th}$  et  $P'_{Th}$  branchés en parallèle de manière inversée dite en « tête-bêche ».

Le réglage de la tension  $U' = \langle u_m \rangle$  de sortie s'effectue agissant sur deux angles de retard à l'amorçage :

### Conseils

Le thyristor est un composant robuste, qui convient bien au redressement commandé. On peut concevoir des convertisseurs pour des puissances installées très élevées : plusieurs centaines de MW.

Le fonctionnement *en pont mixte triphasé* est parfois délicat, voire dangereux, car il y a un risque de *perte de contrôle* si l'angle  $\delta$  est trop voisin de  $\pi$  : en effet, en PD2 ou en PD3, le blocage d'un couple thyristor-diode peut ne pas se produire lorsqu'on amorce l'autre couple. Il faut alors prévoir une diode de roue libre supplémentaire.

Il faut que le processeur qui effectue les commandes soit « informé » par des capteurs de courants placés dans chaque branche du pont. Une procédure d'arrêt par disjoncteur doit d'ailleurs toujours être prête en cas de *perte de contrôle*.

Les thyristors doivent être parfois surdimensionnés dans le cas où la charge n'est pas à courant  $I$  imposé, mais sur condensateur. Dans ce cas, il y a des « pointes » de courant qui peuvent les endommager.

Comme pour les diodes, si  $V$  est la tension efficace de la *source alternative monophasée*, il est souhaitable que chaque thyristor ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{2}$ .

Si  $V$  est la tension efficace phase-neutre de la *source alternative triphasée*, il est souhaitable que chaque thyristor ait une tension maximale à l'état bloquée supérieure à  $2V\sqrt{3}\sqrt{2} = 2V\sqrt{6}$ .

➤  $\delta$  pour  $I > 0$  et  $U' > 0$  ou  $< 0$ . Seul le pont  $P_{Th}$  fonctionne ; le pont  $P'_{Th}$  est bloqué.

➤  $\delta'$  pour  $I < 0$  et  $U' > 0$  ou  $< 0$ . Seul le pont  $P'_{Th}$  fonctionne ; le pont  $P_{Th}$  est bloqué.

En définitive, on ne commande qu'un seul « pont » à thyristors à la fois, l'autre reste alors bloqué.

➤ Dans le cas où  $U'$  est  $> 0$  et  $I > 0$ , l'échange de la puissance réglé par l'angle  $\delta$  va de la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu  $I$ . Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont  $P_{Th}$  dans le quadrant 1.

➤ Dans le cas où  $U' > 0$  et  $I < 0$ , l'échange de la puissance réglé par l'angle  $\delta'$  va de la source de courant continu  $I$  vers la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée à tension et fréquence imposées constantes. Le montage fonctionne en **onduleur assisté**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont  $P'_{Th}$  dans le quadrant 2.

➤ Dans le cas où  $U' < 0$  et  $I < 0$ , l'échange de la puissance réglé par l'angle  $\delta'$  va de la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu  $I$ . Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont  $P'_{Th}$  dans le quadrant 3.

➤ Dans le cas où  $U' < 0$  et  $I > 0$ , l'échange de la puissance réglé par l'angle  $\delta$  va de la source de courant continu  $I$  vers la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée à tension et fréquence imposées constantes. Le montage fonctionne en **onduleur assisté**. Le fonctionnement du convertisseur est celui du pont  $P_{Th}$  dans le quadrant 4.

D'autres possibilités de commande en quatre quadrants existent pour ces deux montages en « double pont ». Elles imposent des bobines de lissage du courant.

Ce type de montage est utilisé pour l'alimentation de gros moteurs à courant continu de puissance nominale supérieure à 200 kW, pour obtenir un fonctionnement réversible 4 quadrants, directement relié au réseau.

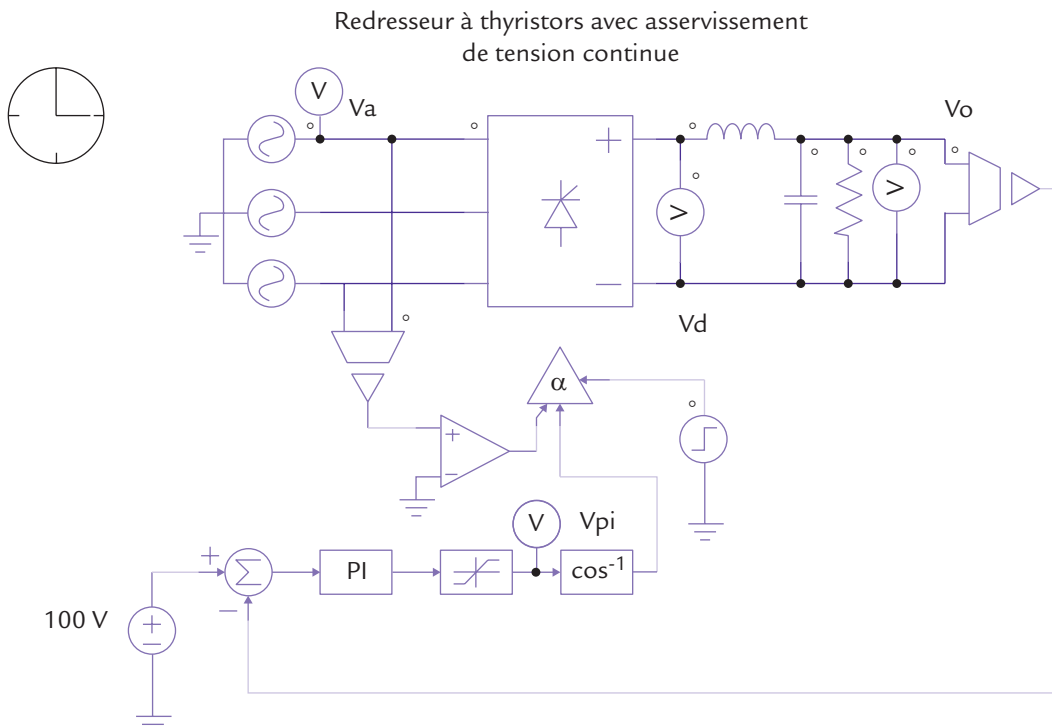


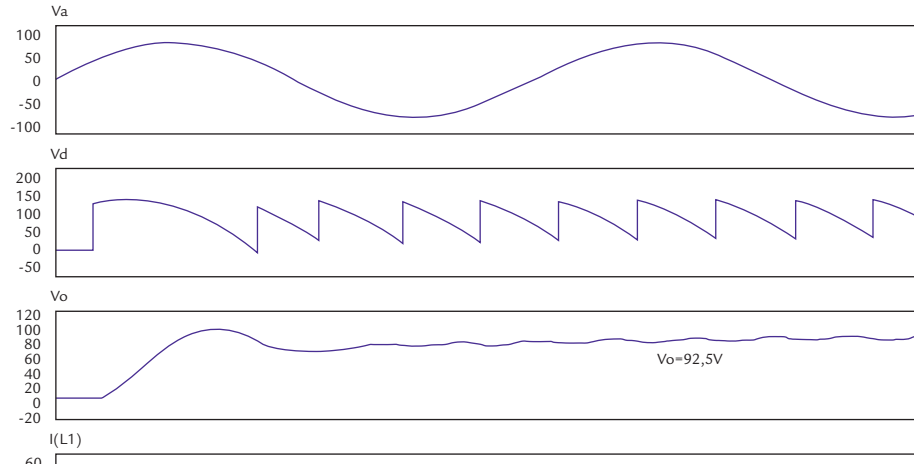
## EN PRATIQUE

On présente ici à la figure 11.1 un exemple de simulation d'un redresseur PD3 à thyristors triphasé avec asservissement de tension. On note l'allure :

- De la tension  $V_a(t)$  de la phase  $a$ ,
- De la tension  $V_d(t)$  en sortie du redresseur,
- De la tension  $V_0(t)$  après filtrage,
- Du courant  $I_L(t)$  au démarrage du redresseur.

Le filtre proportionnel et intégral a un gain de 0,01 et sa constante de temps est de 10 ms.





**Figure 11.1** Montage et résultat de la simulation sur le logiciel PSIM du redresseur à thyristors triphasé PD3 à 6 thyristors avec asservissement de tension.

### Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur continu  $\rightarrow$  alternatif commandable monophasé réversible.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion de la puissance.
- ✓ Préciser que la source génératrice continue est de tension et que le récepteur alternatif est de courant.
- ✓ Introduire la notion d'indice de modulation de largeur d'impulsion  $m$ .
- ✓ Présenter une simulation d'une modulation de largeur d'impulsions.



### REPÈRES

L'onduleur autonome réalise une conversion réversible continu - alternatif, soit de type  $(U) \leftrightarrow (V', f')$ , avec  $U > 0$ , soit de type  $(I) \leftrightarrow (I', f')$  avec  $I > 0$ , où l'opérateur a la possibilité :

- ▷ d'imposer la fréquence  $f'$  de la source alternative, en rapport avec l'utilisation prévue. On note  $T' = 1/f'$  et  $\omega' = 2\pi f'$ , respectivement période et pulsation de l'onduleur.
- ▷ d'imposer la valeur efficace  $V'$  de la tension de sortie, ou la valeur efficace  $I'$  du courant de sortie. On note en **caractères gras les valeurs efficaces des grandeurs caractéristiques** d'une source alternative.

**Très important** : la valeur efficace  $V'$  de la tension ou  $I'$  du courant de sortie d'un onduleur ne concernent en fait que le **fondamental** des grandeurs correspondantes. Car c'est le fondamental qui compte comme grandeur caractéristique de la source équivalente en sortie de l'onduleur.

Si l'on considère la valeur efficace de la tension de sortie  $v_m(t)$ , on la note  $V_{m\text{ eff}} \geq V'$  et de même le courant  $i_m(t) \geq I'$ .

Le classement des onduleurs dépend essentiellement du mode de commande des interrupteurs, ce qui détermine les formes d'onde (modulée) de la tension  $v_m(t)$  ou du courant  $i_m(t)$ .



## SAVOIR-FAIRE

## Présentation de l'onduleur monophasé de tension

L'onduleur autonome de tension réalise une conversion réversible continu - alternatif, de type  $(U) \leftrightarrow (V', f')$ , avec  $U > 0$ .

Les deux montages de principe de l'onduleur monophasé autonome de tension sont :

- l'onduleur en pont complet, (ou en « H ») représenté à la *figure 12.3*,
- l'onduleur en demi-pont, ne comportant que la moitié du pont complet. Il doit être alimenté par deux sources de tension continue de signes opposés.

## Onduleur en pont complet

Considérons la *figure 12.3*. Les sources de tension continue et de courant alternatif sont considérées comme parfaites :

- la tension  $U$  reste constante pour toute valeur positive ou négative et toute évolution du courant  $i_m(t)$  ;
- la valeur efficace  $I$  du courant reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension  $v_m(t)$ .

En fonctionnement normal, la source  $U$  est génératrice et la source  $I$  est réceptrice.

Plusieurs modes de commande sont envisageables. On admet que le courant  $i(t)$  est sinusoïdal :

$$i(t) = I \sqrt{2} \sin(\omega' t - \varphi)$$

## La commande simple

Elle est identique à celle du *hacheur à 4 quadrants* dans le cas particulier où le rapport cyclique est  $\alpha = 1/2$ .

On impose alors les fonctions de conversion suivantes :

$v = U$  durant  $T'/2$  (première demi-période) modulo  $T'$  ;

$v = -U$  durant  $T'/2$  (deuxième demi-période) modulo  $T'$ .

On démontre que :

$$f_u = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi : \text{facteur d'utilisation de l'onduleur } (0 \leq f_u \leq 1)$$

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} = UI \sqrt{1 - \frac{g}{\pi^2}} : \text{puissance déformante en VAD}$$

$$f_D = \frac{D}{S} = \sqrt{1 - \frac{g}{\pi^2}} : \text{facteur déformant de l'onduleur } (0 \leq f_D \leq 1)$$

On remarque, qu'à  $U$  et  $I$  imposés, il est impossible de régler le transfert de puissance (voir formulaire Tableau 12.1)

### La commande décalée

On note la forme d'onde à la figure 12.1. On introduit  $\theta = \omega' t$ .

$v = U$  durant  $[\beta; \pi - \beta]$  (première demi-période) modulo  $2\pi$ ; et égal à « 0 » sinon ;

$v = -U$  durant  $[\pi + \beta; 2\pi - \beta]$  (deuxième demi-période) modulo  $2\pi$ ; et égal à « 0 » sinon ;

on démontre que :

$$f_u = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}} \cos \beta \cos \varphi : \text{facteur d'utilisation de l'onduleur } (0 \leq f_u \leq 1)$$

Voir formulaire Tableau 12.1.

### La commande unipolaire à angles précalculés

On impose alors les signaux représentés à la figure 12.2. On rappelle que  $\theta = \omega' t$ .

Les commandes sont prévues pour réduire le plus possible les harmoniques de rang impair et de faible rang en choisissant judicieusement les angles de commande.

On choisit  $\beta_1 = 18,17^\circ$ ;  $\beta_2 = 26,64^\circ$ ;  $\beta_3 = 36,87^\circ$ ;  $\beta_4 = 52,90^\circ$ ;  $\beta_5 = 56,69^\circ$ .

Le fondamental est légèrement inférieur à celui qui est obtenu par la commande simple.

On obtient  $V' = 0,722 U$ .

On élimine ainsi pratiquement tous les premiers harmoniques jusqu'à l'harmonique de rang 13. On obtient  $V_{13} = 0,132 U$ .

En choisissant les valeurs ci-dessus pour les cinq angles, on démontre que :

$$f_u = \frac{P}{S} = 0,901 \cos \varphi : \text{facteur d'utilisation de l'onduleur } (0 \leq f_u \leq 1).$$

### Formulaire

On désigne par :

$V_{m \text{ eff}}$  la valeur efficace de la tension alternative  $v_m(t) = v_{\text{ond}}(t)$  de sortie

$U$  la tension continue d'alimentation

$$i(t) = I \sqrt{2} \sin(\omega' t - \varphi)$$

$f_h$  la fréquence du premier harmonique « gênant » de  $v_m(t)$

$V'$  la valeur efficace du fondamental de  $v_m(t)$

$\langle i_m \rangle$  la valeur moyenne de  $i_m(t)$

$m$  = profondeur (ou indice) de modulation de largeur d'impulsion (MLI)  $m = \frac{V_{\text{sin Max}}}{V_{\text{tri Max}}}$ .

On remarque, qu'à  $U$  et  $I$  imposés, il est impossible de régler le transfert de puissance. Voir Tableau 12.1.

### La commande unipolaire à angles précalculés avec réglage du transfert de puissance

On s'arrange pour que la période  $T_p$  de découpage (ou de la porteuse) soit très faible devant la période  $T'$  de l'onduleur (comme on le verra par la suite en modulation de largeur d'impulsions :  $T_p \ll T'$ ).

On obtient alors :

$$V_{m\text{ eff}} = 0,801 \sqrt{\alpha} U : \text{valeur efficace de } v_m(t)$$

$$V' = 0,722 \alpha U : \text{valeur efficace du fondamental de } v_m(t)$$

$$f_u = \frac{P}{S} = 0,901 \sqrt{\alpha} \cos \varphi : \text{facteur d'utilisation de l'onduleur } (0 \leq f_u \leq 1).$$

À tension  $U$  et courant  $I$  imposés, il est alors possible de régler le transfert de puissance en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$  réglable.

*La commande par modulation de largeur d'impulsion à « intersection sinus - triangle »*

La figure 12.3 montre le principe de cette commande présentée ici grâce au logiciel PSIM. On définit la grandeur de modulation  $v_{\text{mod}}(t)$  ou fonction génératrice de la manière suivante :

$$v_{\text{mod}}(t) = V_{\text{mod}} \sin(\omega' t) = G \sqrt{2} \sin(\omega' t)$$

$G$  est la valeur efficace de la génératrice (voir fiche 65).

La porteuse  $v_{\text{porteuse}}(t)$  est une fonction triangulaire de période  $T_p$  tandis que la tension de sortie  $v_m(t)$  est de période  $T' \gg T_p$  avec  $T' = \frac{2\pi}{\omega'}$ .

On appelle *profondeur (ou indice) de modulation* le rapport  $m = \frac{V_{\text{mod}}}{V_{\text{porteuse}}} = G\sqrt{2}$ .

C'est la double comparaison entre les tensions  $v_{\text{mod}}(t)$  et  $v_{\text{porteuse}}(t)$  qui fournit les signaux de commande des transistors du pont (en H) de l'onduleur (cf. figure 12.3).

On peut ainsi régler  $V'$  la valeur efficace du fondamental de  $v_m(t)$

$$V' = m \frac{U}{\sqrt{2}} = GU$$

Dans le cas de la figure 12.3, on a fixé :

$$T' = 20 \text{ ms } (f' = 50 \text{ Hz}), T_p = 1 \text{ ms } (f_p = 1 \text{ kHz}) \text{ et } m = 0,6.$$

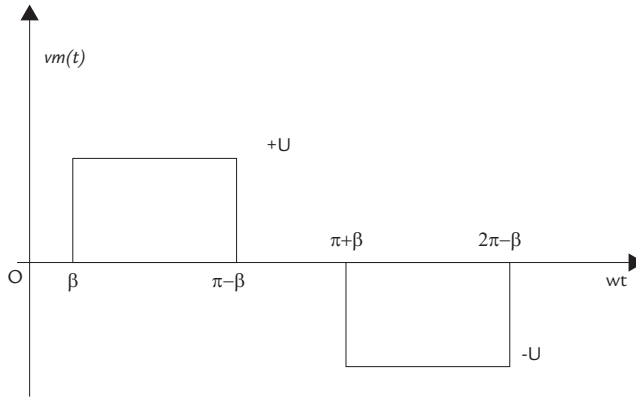


Figure 12.1 Commande décalée de l'Onduleur monophasé de Tension en pont complet

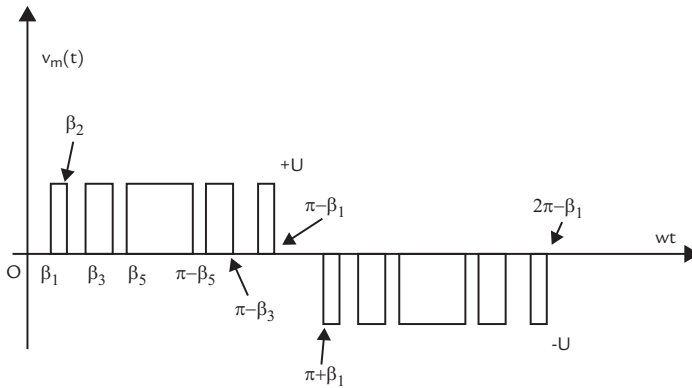


Figure 12.2 Commande à angle précalculés d'un onduleur monophasé de Tension en pont complet

Tableau 12.1 Formulaire des commandes simples des Onduleurs de tension monophasés à pont complet

|   | $V_{m\text{ eff}}$                | $f_h$   | Réglage de $V'$      | $V'$                                | $\langle i_m \rangle$                             |
|---|-----------------------------------|---------|----------------------|-------------------------------------|---|
| Commande simple (pleine onde)           | $U$                               | $3 f'$  | Aucun                | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi}$            | $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos \varphi$            |
| Commande décalée                        | $U \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$ | $3 f'$  | $0 < \cos \beta < 1$ | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos \beta$ | $\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I \cos \beta \cos \varphi$ |
| MLI à 5 angles précalculés              | $0,801 U$                         | $13 f'$ | Aucun                | $0,722 U$                           | $0,722 I \cos \varphi$                            |
| MLI à 5 angles précalculés avec réglage | $0,801 U \sqrt{\alpha}$           | $13 f'$ | $0 < \alpha < 1$     | $0,722 \alpha U$                    | $0,722 \alpha I \cos \varphi$                     |
| MLI à Intersection sinus-triangle       | $U \sqrt{\frac{2m}{\pi}}$         | $f_p$   | $0 < m < 1$          | $\frac{m}{\sqrt{2}} U$              | $\frac{m}{\sqrt{2}} I \cos \varphi$               |

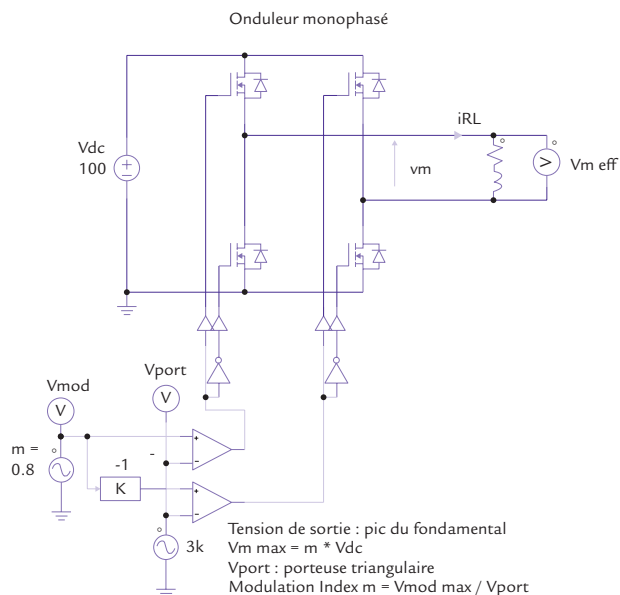
|   | P  | Q (côté alternatif)                                | S (côté alternatif)                 |
|---|--|--|-------------------------------------|
| Commande simple (pleine onde)           | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos \varphi$            | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \sin \varphi$            | $U I$                               |
| Commande décalée                        | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos \beta \cos \varphi$ | $\frac{2U\sqrt{2}}{\pi} I \cos \beta \sin \varphi$ | $U \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}} I$ |
| MLI à 5 angles précalculés              | $0,722 U I \cos \varphi$                           | $0,722 U I \sin \varphi$                           | $0,801 U I$                         |
| MLI à 5 angles précalculés avec réglage | $0,722 \alpha U I \cos \varphi$                    | $0,722 \alpha U I \sin \varphi$                    | $0,801 \sqrt{\alpha} U I$           |
| MLI à Intersection sinus-triangle       | $\frac{m}{\sqrt{2}} U I \cos \varphi$              | $\frac{m}{\sqrt{2}} U I \sin \varphi$              | $\sqrt{\frac{2m}{\pi}} U I$         |

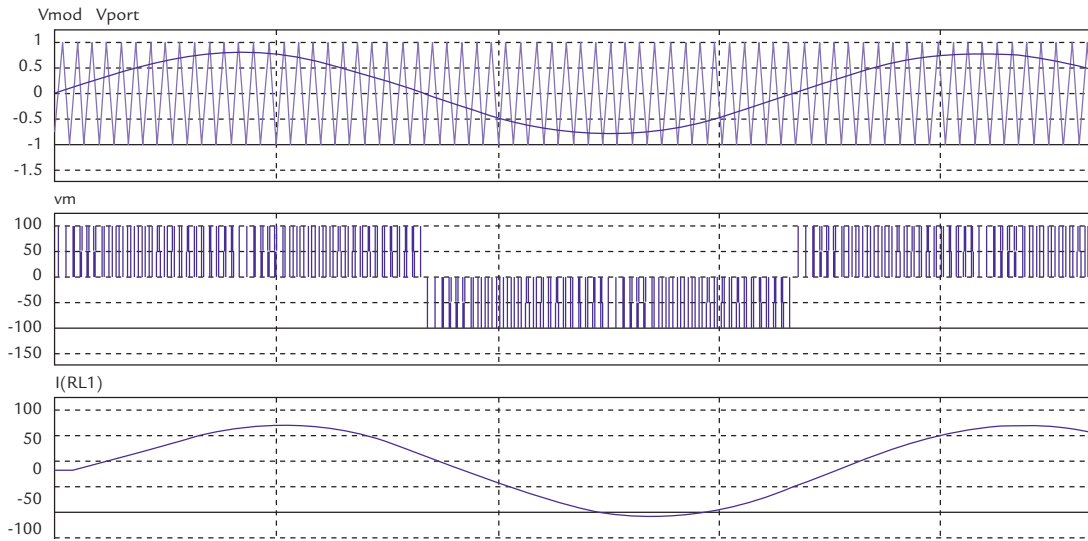
**Remarque :** On n'a présenté ci-dessus que les grandeurs considérées comme essentielles.



## EN PRATIQUE

On a effectué une simulation sur un onduleur monophasé de tension en utilisant une intersection sinus-triangle. Le logiciel utilisé est PSIM. La fréquence du fondamental est de 60 Hz ; c'est celle de la sinusoïde. La fréquence de la porteuse est de 3 000 Hz ; c'est celle du signal triangulaire.





**Figure 12.3** Commande en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) d'un Onduleur monophasé de Tension en pont complet

## Conseils

En pratique, c'est l'onduleur à modulation de largeur d'impulsions qui est le plus utilisé, et c'est ce type d'onduleur qu'il est préférable d'insérer dans une chaîne de fonctionnement avec un moteur, en commande en boucle ouverte ou fermée.

En général, les valeurs des instants de commutation des interrupteurs électroniques sont enregistrées dans la mémoire annexe du processeur de commande.

L'analyse spectrale de la commande MLI est de loin la meilleure puisqu'elle montre surtout la fréquence du fondamental (60 Hz dans le cas de la figure 12.3) et que les harmoniques de tension sont « repoussés » autour de la fréquence de la porteuse (3 000 Hz dans le cas de la figure 12.3). Ces harmoniques ne sont pas gênants en général pour le fonctionnement d'une machine synchrone ou asynchrone. Néanmoins, certains constructeurs prévoient des « sauts » de fréquence si des vibrations mécaniques apparaissent.

# LES GRADATEURS MONOPHASÉS (THE POWER DIMMERS)

## Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur alternatif  $\rightarrow$  alternatif gradateur monophasé commandable non réversible.
- ✓ Préciser que la source génératrice alternative est de tension et que le récepteur alternatif est inductif de tension.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion de la puissance.



## REPÈRES

Le **gradateur à thyristors ou à triac** remplace l'autotransformateur. La conversion est de type  $(V, f) \rightarrow (V', f)$ . Ce type de convertisseur est à fréquence fixe  $f = 1/T$ , celle du secteur, car le fonctionnement est lié aux caractéristiques du secteur. On utilise un déclencheur (ou amorçeur) électronique imposant la relation de la forme  $\delta = \pi(1-x)$  pour la commande de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  des thyristors ou des triacs. Il sert à fournir une alimentation facilement contrôlable en niveau, c'est-à-dire en valeur efficace. Cette propriété est exploitée pour la commande en vitesse des moteurs alternatifs monophasés.



## SAVOIR-FAIRE

Le montage d'étude du gradateur monophasé est présenté à la figure 13.1.

La source est le secteur imposant la tension  $v(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$ . On désigne par  $\theta$  la quantité  $\theta = \omega t$  ce qui donne  $v(\theta) = V\sqrt{2} \sin \theta$ .

Le récepteur où la tension « modulée » par la commande est notée  $v_m(t)$  est :

- actif, avec la f.é.m.  $e(\theta) = E\sqrt{2} \sin(\theta - \psi)$ ,
- passif, avec le circuit R – L.

On considère par la suite que la valeur efficace  $E$  de la f.é.m. et l'angle  $\psi$  sont imposés par les conditions de fonctionnement, mais indépendants de l'angle d'amorçage  $\delta$ .

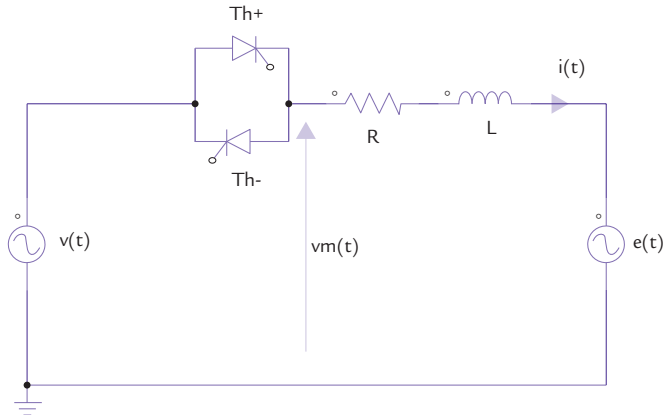


Figure 13.1 Gradateur monophasé sur charge R - L - e

On obtient alors l'équation différentielle suivante :

$$V \sqrt{2} \sin \theta \sqrt{2} - E \sqrt{2} \sin (\theta - \psi) = v_{RL}(\theta) = L\omega \frac{di}{d\theta} + ri$$

ce qui revient à écrire :

$$V_{RL} \sqrt{2} \sin (\theta + \phi) = L\omega \frac{di}{d\theta} + ri$$

On introduit l'angle  $\varphi$  tel que  $\tan \varphi = \frac{L\omega}{R}$ . L'intégration de cette équation différentielle montre qu'à une valeur de l'angle de retard  $\theta = \delta$  fixée, avec  $\delta_{\min} < \delta < \pi$  pour laquelle  $i = 0$ , correspond une autre valeur  $\theta = \beta$  telle que  $0 < \delta < \beta$  qui annule également  $i(\theta)$ . En pratique  $\delta_{\min} \geq +\varphi - \phi$

En définitive :

- pour l'alternance positive  $i(\theta)$  est  $> 0$  pour  $\theta \in ] \delta ; \beta [$  modulo  $2\pi$  ; et nul partout ailleurs,
- pour l'alternance négative  $i(\theta)$  est  $< 0$  pour  $\theta \in ] \delta + \pi ; \beta + \pi [$  modulo  $2\pi$  ; et nul partout ailleurs.

La tension  $v_{RL\delta\beta}(\theta) = V_{RL} \sqrt{2} \sin (\theta + \phi)$  seulement pour  $\theta \in ] \delta ; \beta [$  et pour :

$$\theta \in ] \delta + \pi ; \beta + \pi [$$

Sa valeur efficace  $V_{RL\delta\beta\_eff}$  est inférieure à  $V_{RL}$ .

Le gradateur peut servir, selon le réglage de  $\delta$ , et en faisant varier  $V'$  :

- à faire varier la puissance active fournie à une source alternative, comme un moteur ;
- à faire varier la puissance active dissipée dans une résistance pure ;
- à faire varier la puissance réactive fournie à une bobine d'inductance pure.

La tension appliquée  $v_{RL\delta\beta}(t)$  aux bornes du circuit R-L, lorsque les thyristors ou le triac condui(sen)t, est périodique, alternative, mais non sinusoïdale.

On écrit sa décomposition de Fourier en isolant le fondamental, qui a une valeur efficace qui dépend à la fois de  $\delta$  et de  $\beta$ .

$$v_{RL\delta\beta}(t) = V_{h1\delta\beta} \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_{h1}) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk} \sqrt{2} \sin(k\omega t + \phi_{hk})$$

$$\text{avec } V_{RL\delta\beta\_eff}^2 = V_{h1\delta\beta}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2$$

Le courant  $i(t)$  est périodique, alternatif, mais non sinusoïdal. On écrit également sa décomposition de Fourier en isolant **le fondamental**, qui a une valeur efficace qui dépend à la fois de  $\delta$  et de  $\beta$ .

$$i(t) = I_{h1\delta\beta} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_{h1}) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk} \sqrt{2} \sin(k\omega t - \varphi_{hk})$$

$$\text{avec } I_{eff}^2 = I_{h1\delta\beta}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2$$

### Conseils

Le gradateur est un convertisseur simple à utiliser et à câbler, utilisant soit des thyristors, soit des triacs. Son utilisation habituelle est la variation de vitesse des moteurs alternatifs universels, à excitation série : perceuse, aspirateur...

Il est néanmoins déconseillé de l'utiliser pour commander en vitesse un moteur asynchrone triphasé, car la souplesse de réglage n'est pas très grande et la charge équivalente est très inductive, ce qui limite les variations possibles de  $\delta$  entre  $\varphi$  et  $\pi$ , où  $\varphi$  est voisin de  $\pi/2$ .

D'une manière générale, la valeur efficace du fondamental s'écrit :

$$I_{h1\delta\beta} = \frac{V_{h1\delta\beta}}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$$

$$\varphi_{h1} = \varphi - \phi_{h1}$$

La valeur efficace  $V_{m\_eff}$  de la tension  $v_m(t)$  fournie à la charge  $R$ - $L$ - $e$  est donnée par :

$$V_{m\_eff} = V \sqrt{\frac{\beta - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta) - \sin(2\beta)}{2\pi}}$$

On remarque :

- que la relation  $V_{m\_eff} = f(\delta, \beta)$  n'est pas linéaire vis-à-vis de  $\delta$ .
- que  $\beta = \pi$  en cas de charge passive résistive pure.

**Exemple de montage** : le Triac BTA08 BW/CW relié au réseau 230V – 50 Hz, et supportant 8 A. La protection par protistor sur 10 ms doit être inférieure à  $I^2 t = 32 \text{ A}^2\text{s}$ .



### EN PRATIQUE

#### Formulaire du gradateur monophasé

Il est donné au tableau suivant.

Tableau 13.1 Formules du gradateur monophasé

|   | $\phi$ | $\varphi$ | $V_{m\_eff}$  | $I_{h1\delta\beta}$   | P  | S                           |
|---|--------|-----------|---|---|--|-----------------------------|
| Charge passive résistive pure<br>L et E = 0   | 0      | 0         | $V \sqrt{\frac{\pi - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi}}$  | $\frac{V_{h1\delta\beta}}{R}$   | $\frac{V_{m\_eff}^2}{R}$                               | $V_{m\_eff} \times I_{eff}$ |
| Charge passive inductive pure<br>(R et E = 0) | 0      | $\pi/2$   | $V \sqrt{\frac{\beta - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta) - \sin(2\beta)}{2\pi}}$<br>avec $v_{RL}(\beta) = 0$ | $V \times \frac{2}{L\omega} \left[ \frac{\pi - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi} \right]$ | 0  | $V_{m\_eff} \times I_{eff}$ |
| Charge active R - e<br>(L = 0)                | = 0    | 0         | $V \sqrt{\frac{\beta - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta) - \sin(2\beta)}{2\pi}}$<br>avec $v_{Re}(\beta) = 0$ | $\frac{V_{h1\delta\beta}}{R}$   | $E \times I_{h1\delta\beta} \cos(\psi - \varphi_{h1})$ | $V_{m\_eff} \times I_{eff}$ |
| Charge active L - e<br>R = 0                  | > 0    | $\pi/2$   | V<br>avec $v_{Le}(\beta) = 0$   | $\frac{V_{h1\delta\beta}}{L\omega}$   | $E \times I_{h1\delta\beta} \cos(\psi - \varphi_{h1})$ | $V_{m\_eff} \times I_{eff}$ |

**Rappel :** L'amorçage n'est possible que si  $\pi > \delta > \delta_{min} = \varphi - \phi$

**Remarques :**

- La valeur efficace du courant n'est calculable directement que lorsque la charge est passive et résistive pure. La puissance active est alors

$$P_R = V^2 \times \frac{1}{R} \left[ \frac{\pi - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi} \right] = R I_{eff}^2.$$

- La puissance réactive est difficilement calculable, sauf dans le cas où la charge est passive et inductive pure. Elle vaut alors

$$Q_L = V^2 \times \frac{2}{L\omega} \left[ \frac{\pi - \delta}{\pi} + \frac{\sin(2\delta)}{2\pi} \right].$$

- Lorsque la charge est active, on néglige la puissance active dissipée dans la résistance R.

Si on utilise la relation  $\delta = \pi(1 - x)$ , cela revient à écrire pour les puissances actives et réactives :

- $P_R = V^2 \times \frac{1}{R} \left[ x - \frac{\sin(2\pi x)}{2\pi} \right]$  en débit sur résistance pure ;

- $Q_L = V^2 \times \frac{2}{L\omega} \left[ x - \frac{\sin(2\pi x)}{2\pi} \right]$  en débit sur inductance pure.

On obtient dans les deux cas un réglage quasi-linéaire des puissances en fonction de x.

En effet :

$$y = x - \frac{\sin(2\pi x)}{2\pi} \approx 2 - 0,5 x$$

pour x voisin de 0,5, c'est-à-dire  $\delta$  voisin de  $\pi/2$ .

## Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur continu → alternatif commandable triphasé réversible.
- ✓ Présenter les divers types de commande.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion de la puissance.
- ✓ Introduire la notion d'indice de modulation de largeur d'impulsion  $m$ .
- ✓ Présenter une simulation d'une modulation de largeur d'impulsions.

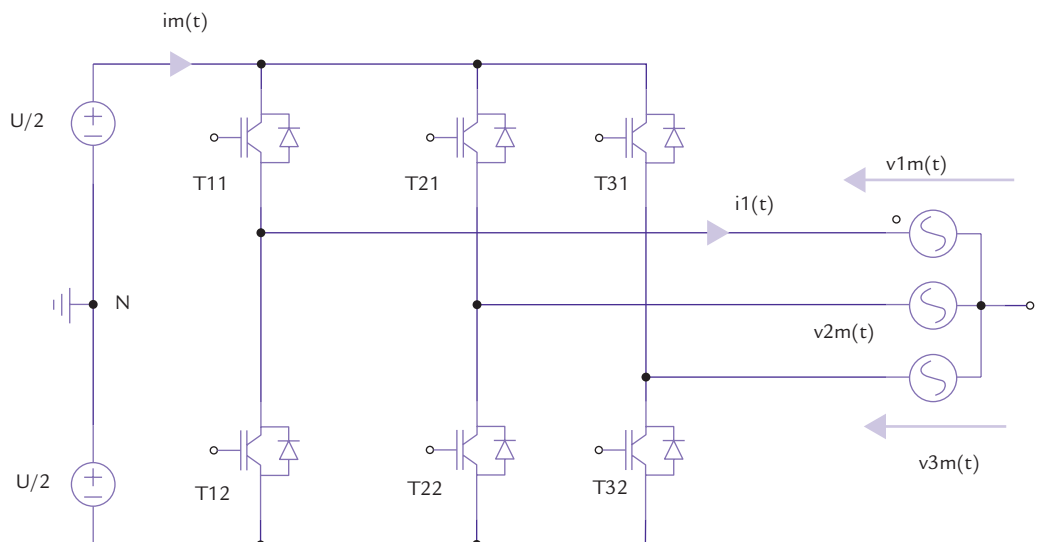


## REPÈRES

### L'onduleur triphasé de tension

L'onduleur autonome de tension triphasé réalise une conversion réversible continu - alternatif, de type  $(U) \leftrightarrow (V, f)$ , avec  $U > 0$ .

On se limite ici au montage en trois demi-ponts représenté à la *figure 14.1*. On verra l'intérêt de cette présentation pour la commande de l'onduleur en modulation de largeur d'impulsions.



**Figure 14.1** Montage de l'onduleur triphasé de tension en trois demi-ponts (Logiciel PSIM)

Les sources de tension continue et de courant alternatif sont supposées parfaites :

- La tension  $U$  reste constante pour toute valeur positive ou négative et toute évolution du courant  $i_m(t)$  ;
- La valeur efficace  $I$  des courants  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$ ,  $i_3(t)$  reste constante pour toute valeur et toute évolution de la tension  $v_m(t)$ .

On utilise six transistors notés :

- $T_{11}$ ,  $T_{12}$  pour le 1<sup>er</sup> demi-pont *relié à la phase 1*, de tension phase-neutre  $v_{1m}(t)$  ;
- $T_{21}$ ,  $T_{22}$  pour le deuxième demi-pont *relié à la phase 2*, de tension phase-neutre  $v_{2m}(t)$  ;
- $T_{31}$ ,  $T_{32}$  pour le troisième demi-pont *relié à la phase 3*, de tension phase-neutre  $v_{3m}(t)$ .

En fonctionnement normal, la source  $U$  est **génératrice** et les sources  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$ ,  $i_3(t)$  sont **réceptrices**. On admet que les courants sont sinusoïdaux :

$$i_1(t) = I \sqrt{2} \sin(\omega' t - \varphi); i_2(t) = I \sqrt{2} \sin\left(\omega' t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_3(t) = I \sqrt{2} \sin\left(\omega' t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right)$$



## SAVOIR-FAIRE

### La commande simple

On impose alors les signaux suivants. On rappelle que  $\theta = \omega' t$ .

$T_{11} = 1$  (*interrupteur fermé*) durant  $[0 ; \pi]$  (première demi-période) modulo  $2\pi$  ; et égal à « 0 » (*interrupteur ouvert*) sinon ;

$T_{12} = \overline{T_{11}}$  commande complémentaire ;

$T_{21} = 1$  (*interrupteur fermé*) durant  $[2\pi/3 ; 5\pi/3]$  modulo  $2\pi$  ; et égal à « 0 » (*interrupteur ouvert*) sinon ;

$T_{22} = \overline{T_{21}}$  commande complémentaire ;

$T_{31} = 1$  (*interrupteur fermé*) durant  $[4\pi/3 ; 7\pi/3]$  modulo  $2\pi$  ; et égal à « 0 » (*interrupteur ouvert*) sinon ;

$T_{32} = \overline{T_{31}}$  commande complémentaire.

Les tensions composées  $u_{m12}(t)$ ,  $u_{m23}(t)$ ,  $u_{m31}(t)$  valent alors soit  $+U$ , soit  $0$ , soit  $-U$ .

Sachant que  $v_{m1}(t) + v_{m2}(t) + v_{m3}(t) = 0$ , on démontre facilement pour les tensions simples que :

$$v_{m1}(t) = (1/3) [u_{m12}(t) - u_{m31}(t)]$$

$$v_{m2}(t) = (1/3) [u_{m23}(t) - u_{m12}(t)]$$

$$v_{m3}(t) = (1/3) [u_{m31}(t) - u_{m23}(t)]$$

On démontre que :

- $U_{m\text{ eff}} = U \sqrt{\frac{2}{3}}$  : valeur efficace des tensions composées  $u_{mij}(t)$
- $V_{m\text{ eff}} = U \frac{\sqrt{2}}{3}$  : valeur efficace des tensions simples  $v_{mij}(t)$
- $U' = U \frac{\sqrt{6}}{\pi}$  : valeur efficace du **fondamental** des tensions composées  $u_{mij}(t)$
- $V' = U \frac{\sqrt{2}}{\pi}$  : valeur efficace du **fondamental** des tensions simples  $v_{mij}(t)$
- $\langle i_m \rangle = I \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi$  : valeur moyenne du courant fourni ou reçu par la source  $U$ .
- $\langle p \rangle = P = U I \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi$  : puissance active en W
- $f_D = \frac{D}{S} = \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}}$  : facteur déformant de l'onduleur ( $0 \leq f_D \leq 1$ )

On remarque :

- qu'à  $U$  et  $I$  imposés, il est impossible de régler le transfert de puissance ;
- qu'à  $\cos \varphi$  imposé, le facteur d'utilisation  $f_u$  est plus élevé en triphasé qu'en monophasé ;
- que le facteur déformant  $f_D$  est plus faible pour un onduleur triphasé que pour un onduleur monophasé. Voir le Formulaire Tableau 14.1.

## La commande à modulation de largeur d'impulsions bipolaire

Le signal de la porteuse  $v_{port}(t)$  est de période  $T_p$ . On le « normalise » ici à une fonction *triangulaire* variant de -1 à +1 de même période.

On dispose de trois demi-ponts « monophasés », (figure 14.1) commandés par trois signaux déphasés d'un tiers de période. La somme des trois courants étant nulle, la tension  $V_{NN} = 0$ , ce qui évite de placer un fil électrique entre le neutre N et le point N'.

On impose trois **fonctions modulantes**  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$ ,  $g_3(t)$  sinusoïdales, où le *taux de modulation*  $m$  (ou de valeur efficace  $G$ ) est une grandeur de réglage de la valeur efficace  $V'$  du fondamental des tensions de sortie  $v_{m1}(t)$ ,  $v_{m2}(t)$ ,  $v_{m3}(t)$ , de l'onduleur. Elle est de période  $T' \gg T_p$  avec  $\omega' = \frac{2\pi}{T'}$  :

$$g_1(t) = m \sin(\omega' t) = G \sqrt{2} \sin(\omega' t)$$

$$g_2(t) = m \sin(\omega' t - 2\pi/3) = G \sqrt{2} \sin(\omega' t - 2\pi/3)$$

$$g_3(t) = m \sin(\omega' t + 2\pi/3) = G \sqrt{2} \sin(\omega' t + 2\pi/3)$$

En commande numérique, on obtient les *valeurs moyennes locales à la séquence n* (période  $T_p$ ) :

$$\langle v_{m1}(t) \rangle_{T_p} = g_1(n T_p) \times U/2 = g_1(n) \times U/2$$

$$\langle v_{m2}(t) \rangle_{T_p} = g_2(n T_p) \times U/2 = g_2(n) \times U/2$$

$$\langle v_{m3}(t) \rangle_{T_p} = g_3(n T_p) \times U/2 = g_3(n) \times U/2$$

où  $n$  est un **entier relatif** ( $\in \mathbb{Z}$ ) (voir la figure 14.2).

Voir aussi la fiche 65.

## Tableau récapitulatif

**Tableau 14.1** Grandeurs relatives à l'onduleur de tension triphasé de tension

| Caractérisation   | MLI   | Commande simple                           |
|---|---|---|
| Valeurs de $v_m(t)$   | $-(U/2) ; +(U/2)$   | $-(2/3)U ; -(1/3)U ; -(1/3)U ; +(2/3)U$   |
| Harmonique $f_h$  | Environ $F_p = \frac{1}{T_p}$   | $3f'$                                     |
| Valeur de $V'$  | $\frac{m}{2\sqrt{2}} U$   | $U \frac{\sqrt{2}}{\pi}$                  |
| Valeur de $U'$  | $\frac{m}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} U$  | $U \frac{\sqrt{6}}{\pi}$                  |
| Puissance active P  | $\frac{3m}{2\sqrt{2}} UI \cos \varphi$  | $\frac{3\sqrt{2}}{\pi} UI \cos \varphi$   |
| Puissance réactive Q  | $\frac{3m}{2\sqrt{2}} UI \sin \varphi$  | $\frac{3\sqrt{2}}{\pi} UI \sin \varphi$   |
| $V_{m \text{ eff}}$   | $U/2$   | $U \frac{\sqrt{2}}{3}$                    |
| $\langle i_m \rangle$                                       | $\frac{3m}{\sqrt{2}} I \cos \varphi$  | $\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I \cos \varphi$    |
| Puissance apparente $S = 3 V_{m \text{ eff}} \times I$ (VA) | $\frac{3}{2} UI$  | $U \sqrt{2} I$                            |
| Puissance déformante D (VAD)                                | $\frac{3}{2} UI \sqrt{1 - \frac{m^2}{2}}$ varie entre $\frac{3}{2} UI$ et $I \frac{U}{\sqrt{2}}$ ; valeur maximale obtenue pour $m = 0$ | $I U \sqrt{2} \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}}$ |



## EN PRATIQUE

## Conseils

En pratique, comme en monophasé, c'est l'onduleur à modulation de largeur d'impulsions qui est le plus utilisé, et c'est ce type d'onduleur qu'il est préférable d'insérer dans une chaîne de fonctionnement avec un moteur, en commande en boucle ouverte ou fermée.

En général, les valeurs des instants de commutation des interrupteurs électroniques sont enregistrées dans la mémoire annexe du processeur de commande.

L'analyse spectrale de la commande MLI est de loin la meilleure puisqu'elle montre surtout la fréquence du fondamental (60 Hz dans le cas de la figure 14.2) et que les harmoniques de tension sont « repoussés » autour de la fréquence de la porteuse (1 500 Hz dans le cas de la figure 14.2). Ces harmoniques ne sont pas gênants en général pour le fonctionnement d'une machine synchrone ou asynchrone. Néanmoins, certains constructeurs prévoient des « sauts » de fréquence si des vibrations mécaniques apparaissent.

Les onduleurs à injection d'harmonique 3 sont assez peu utilisés. On leur préfère les onduleurs à MLI vectorielle, qui provoquent moins de commutations des interrupteurs électroniques (voir la fiche 15).

## Injection de l'harmonique 3

Ce type de modulation n'est applicable que sur les onduleurs triphasés de tension. Cette méthode permet l'obtention d'une tension phase - neutre plus élevée (en valeur efficace) que pour la simple MLI à intersection sinus triangle.

Les moteurs synchrone ou asynchrone ne sont pas sensibles à l'harmonique 3 à condition que le fil neutre (en montage étoile) ne soit pas utilisé. On injecte l'harmonique 3 (le même pour les trois phases) de telle manière que :

$$\hat{V}_3 = \frac{\hat{V}_1}{6}$$

où  $\hat{V}_1 = V_M$  est l'amplitude du fondamental et  $\hat{V}_3$  celle de l'harmonique 3.

La tension correspondante  $v_a(t) = V_M \sin(\omega t) + \frac{V_M}{6} \sin(3\omega t)$  a une dérivée nulle et est maximale pour  $\omega t = \pi/3$  ou  $2\pi/3$  (par contre, pour  $\omega t = \pi/2$ , il y a un minimum « en creux » entre deux maxima). Alors on obtient :

$$V_M \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + 0 = \frac{V_s}{2}$$

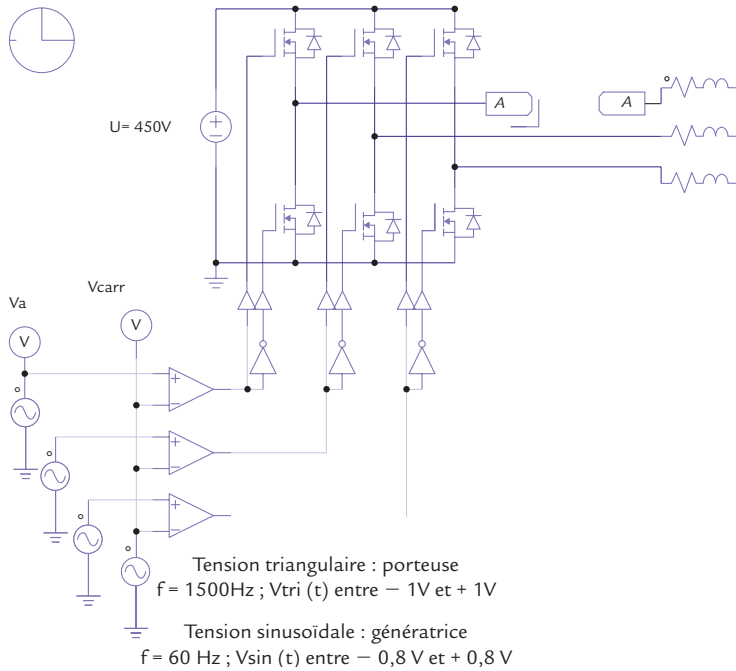
Ce qui donne  $V_M = \frac{V_s}{\sqrt{3}}$  au lieu de  $V_M = \frac{V_s}{2}$ , soit une augmentation de 1,154, soit 15,4 %.

## Simulation d'un onduleur sur le logiciel PSIM

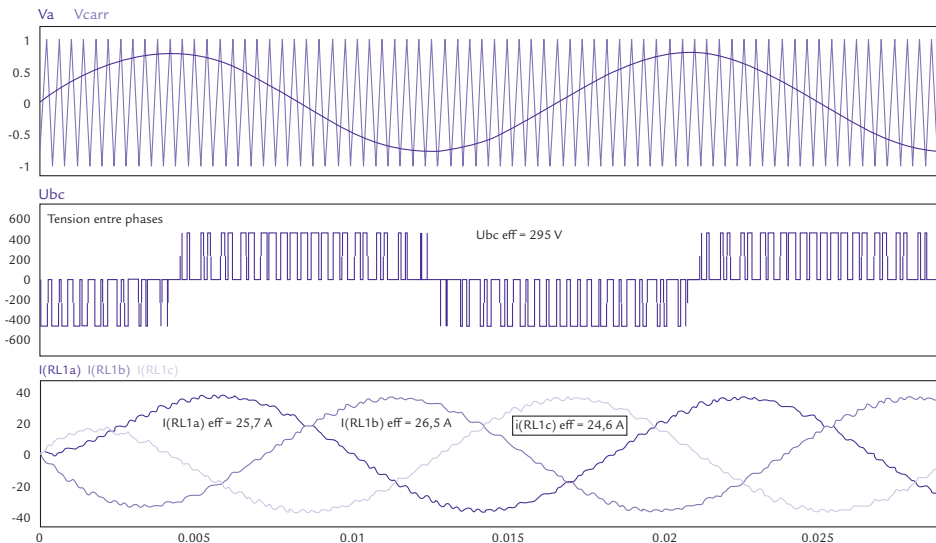
On considère le montage suivant (figure 14.2). La tension d'alimentation est de 450 V. La fréquence de la porteuse est de 1 500 Hz. La fréquence du fondamental, celle de l'onde sinusoïdale est de 60 Hz.

Le taux de modulation  $m = 0,8$ .

On constate dans la simulation que la tension entre phases varie entre  $\pm 450$  V. La valeur efficace de la tension obtenue est de 295 V, compte tenu du taux de modulation  $m = 0,8$ .



**Figure 14.2a** Onduleur triphasé de tension en modulation de Largeur d’impulsion (Logiciel PSIM)



**Figure 14.2b.**

# L'ONDULEUR TRIPHASÉ À MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION VECTORIELLE (THE SVPWM INVERTER)

## Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur continu → alternatif commandable triphasé réversible.
- ✓ Présenter l'intérêt de la commande vectorielle.
- ✓ Introduire les grandeurs de commande  $x$  et  $y$ .
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion de la puissance.
- ✓ Présenter un relevé expérimental indiquant le fonctionnement d'un onduleur industriel.



## REPÈRES

Ce type de modulation appelé en anglais *Space Vector Pulse Width Modulation* n'est applicable que sur les onduleurs triphasés de tension. Considérons le montage onduleur de la figure 15.1. Il est possible d'obtenir un système triphasé de tensions phase - neutre ( $v_a, v_b, v_c$ ) ou composées « entre phases » ( $u_{ac}, u_{ba}, u_{cb}$ ), par la commande des fonctions de connexion des interrupteurs.

En opérant de cette manière, aussi bien pour le sens direct que pour le sens inverse, on obtient six tensions composées possibles (voir la figure 15.2). Selon la commande en saturation des transistors, les six tensions composées  $u_{ac}, u_{bc}, u_{ba}, u_{ca}, u_{cb}, u_{ac}$  valent soit  $+V_s$  (durant  $T/3$ ), soit  $0$  (durant  $T/3$ ), soit  $-V_s$  (durant  $T/3$ ). Alors, la valeur efficace  $U$  des tensions composées vaut :

$$U = V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$$

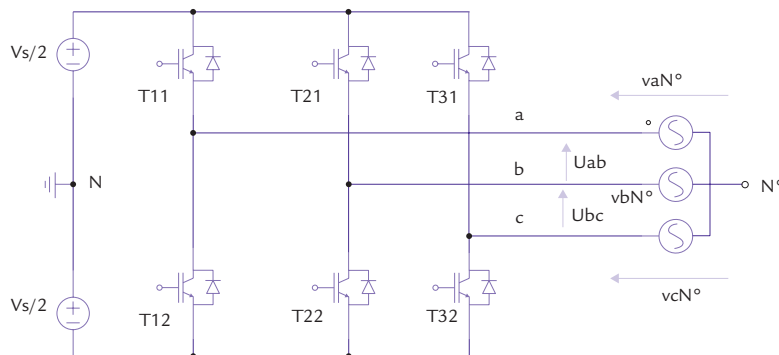


Figure 15.1 Schéma de l'onduleur pour MLI vectorielle



## SAVOIR-FAIRE

### Coordonnées

Les valeurs instantanées de ces tensions peuvent être résumées dans le tableau 15.1. Les codes sont ceux des transistors de la ligne supérieure de l'onduleur : 110 pour T11, T21, T32 par exemple.

On en déduit les vecteurs  $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$  représentés à la figure 15.2. Les vecteurs opposés ont des codes complémentaires.

Ces vecteurs sont donc déphasés de  $\pi/3$  et le principe de la commande MLI vectorielle consiste à utiliser deux vecteurs consécutifs (par exemple  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$ ) pour obtenir par *somme vectorielle* un vecteur  $\vec{W}$  tel que  $\vec{W} = x \vec{V}_1 + y \vec{V}_2$  où  $0 < x < 1$  et  $0 < y < 1$ , si on s'intéresse au premier secteur  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ .

On a affaire à un système de coordonnées **non orthonormal**. Considérons néanmoins les vecteurs  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  comme *vecteurs de référence*. En projetant sur les axes  $d$  et  $q$  correspond à une transformation de « PARK » équivalente, on obtient :

► sur l'axe «  $d$  » :  $W_d = \left(x + \frac{y}{2}\right) V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$  ;

► sur l'axe «  $q$  » :  $W_q = y \frac{\sqrt{3}}{2} V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

On obtient ainsi  $\|\vec{W}\|^2 = \left(\frac{2V_s^2}{3}\right) \left[ \left(x + \frac{y}{2}\right)^2 + \left(y \frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 \right] = \frac{2V_s^2}{3} (x^2 + y^2 + xy)$ .

En agissant sur  $x$  et sur  $y$  de manière à ce que  $(x^2 + y^2 + xy) \frac{2V_s^2}{3} = \|\vec{W}\|^2$  constant

on maintient ainsi un vecteur de norme imposée  $\|\vec{W}\|$ , si  $x^2 + y^2 + xy$  constant.

La rotation du vecteur  $\vec{W}$  est donnée par l'angle  $\theta = (\vec{V}_1, \vec{W})$ . On obtient par les projections :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{W_q}{W_d} = \frac{y \sqrt{3}}{2x + y}$$

En effectuant un calcul différentiel sur  $\|\vec{W}\|^2$ , il vient :  $2x dx + 2y dy + xdy + ydx = 0$

soit  $dx = -\frac{2y + x}{2x + y} dy$ . D'autre part,  $(1 + \operatorname{tg}^2 \theta) d\theta = 2\sqrt{3} \frac{x dy - y dx}{(2x + y)^2}$

En remplaçant  $\operatorname{tg} \theta$  par sa valeur, on aboutit à la relation  $d\theta = \sqrt{3} \frac{dy}{2x+y}$ .

L'incrément  $d\theta$  fixe pour une durée  $dt$  la pulsation  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  de l'onduleur et la fréquence  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ .

La valeur efficace maximale correspond au cas où  $\|\vec{W}\|$  atteint le cercle inscrit à l'hexagone (tracé en pointillé) et de rayon  $r = \frac{\sqrt{3}}{2} V_s \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}}$ .

Si on compare à la MLI à intersection, la tension phase - neutre maximale possible est  $V_a = \frac{V_s}{2\sqrt{2}}$  et la tension entre phases sera  $U = \frac{V_s\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$ . Le rapport entre les deux types de MLI sera donc :

$$\frac{\text{MLI vectorielle}}{\text{MLI à intersection}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,1547$$

La MLI vectorielle permet donc d'obtenir théoriquement 15,47 % de plus de tension pour la même tension d'alimentation continue. Cette augmentation est la même que lorsqu'on effectue l'injection de l'harmonique 3. Mais la modulation effectuée est plus régulière.

Pour réaliser les « rapports cycliques »  $x$  et  $y$ , le processeur détermine en premier le secteur où doit s'effectuer le calcul. Si  $T_m$  est la période de modulation (équivalente à période  $T_p$  d'une porteuse), et en considérant que la commande s'effectue dans le secteur  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ , on définit :

$x = \frac{T_1}{T_m}$  et  $y = \frac{T_2}{T_m}$  avec  $T_1 + T_2 \leq T_m$ . On définit alors une « durée de vecteur nul » obtenu par  $V_0$  ou  $V_7$ . De sorte que l'on peut écrire :

$$\vec{W} = \left(\frac{T_1}{T_m}\right) \vec{V}_1 + \left(\frac{T_2}{T_m}\right) \vec{V}_2 + \left(\frac{T_0}{T_m}\right) \vec{V}_0 \text{ (ou } \left(\frac{T_0}{T_m}\right) \vec{V}_7)$$

avec nécessairement  $T_1 + T_2 + T_0 = T_m$ .

La commande numérique en MLI vectorielle par processeur consiste en définitive à imposer  $\vec{W}$  et  $\theta$  à chaque nouvelle séquence  $n$ . Il réalise :

$$\vec{W} = \left(\frac{T_1}{T_m}\right) \vec{V}_1 + \left(\frac{T_2}{T_m}\right) \vec{V}_2 + \left(\frac{(1-k)T_0}{T_m}\right) \vec{V}_0 + \left(\frac{kT_0}{T_m}\right) \vec{V}_7$$

pour équilibrer les commandes. Ainsi, on réduit au minimum le nombre de commutations réalisées pour chaque composant, ce qui est encore un autre avantage de la MLI vectorielle. La commande d'un moteur consiste à déterminer  $\|\vec{W}\|$ , puis  $\theta$  à partir de la vitesse ou directement avec des capteurs de

position. Le processeur calcule  $\sin\theta$  et  $\cos\theta$ , ce qui permet d'en déduire dans lequel des six secteurs est  $\vec{W}$ . À partir de  $\|\vec{W}\|$  et de  $\theta$ , il calcule  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  pour obtenir les modulations prévues. Certains processeurs imposent  $k = 1/2$  pour simplifier la commande.

### Représentation des vecteurs

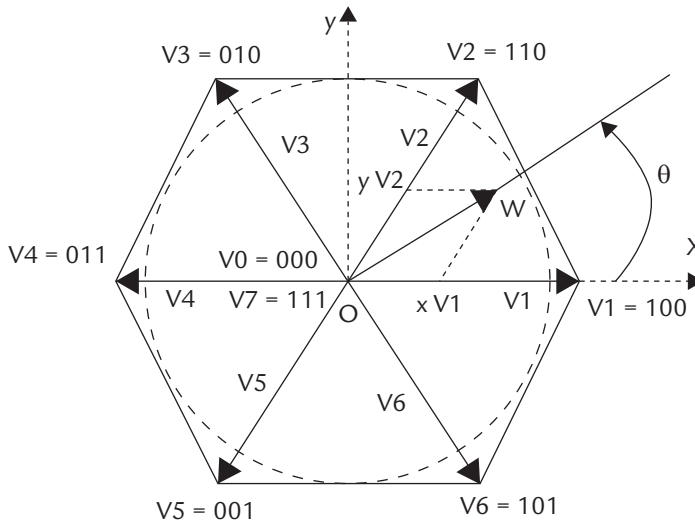


Figure 15.2 MLI vectorielle

### Tableau de commande des vecteurs

Tableau 15.1 Vecteurs tension de l'onduleur pour la commande MLI vectorielle

| Commande en saturation des Transistors | Code  | vaN'     | vbN'     | vcN'     | uab    | ubc   | uca    | Vecteur « tournant » $V_j$                               |
|--|-------|----------|----------|----------|--------|-------|--------|--|
| T12 ; T22 ; T32                        | 0 0 0 | $-V_s/2$ | $-V_s/2$ | $-V_s/2$ | 0      | 0     | 0      | $V_0 = 0$  |
| T11 ; T22 ; T32                        | 1 0 0 | $+V_s/2$ | $-V_s/2$ | $-V_s/2$ | $V_s$  | 0     | $-V_s$ | $V_j = V_1 = V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$                     |
| T11 ; T21 ; T32                        | 1 1 0 | $+V_s/2$ | $+V_s/2$ | $-V_s/2$ | 0      | $V_s$ | $-V_s$ | $V_j = V_2 = e^{j\frac{\pi}{3}} V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$  |
| T12 ; T21 ; T32                        | 0 1 0 | $-V_s/2$ | $+V_s/2$ | $-V_s/2$ | $-V_s$ | $V_s$ | 0      | $V_j = V_3 = e^{j\frac{2\pi}{3}} V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$ |

|                 |       |          |          |          |        |        |       |  |
|-----------------|-------|----------|----------|----------|--------|--------|-------|--|
| T12 ; T21 ; T31 | 0 1 1 | $-V_s/2$ | $+V_s/2$ | $+V_s/2$ | $-V_s$ | 0      | $V_s$ | $V_j = V_4 = -V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$                    |
| T12 ; T22 ; T31 | 0 0 1 | $-V_s/2$ | $-V_s/2$ | $+V_s/2$ | 0      | $-V_s$ | $V_s$ | $V_j = V_5 = e^{j\frac{4\pi}{3}} V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$ |
| T11 ; T22 ; T31 | 1 0 1 | $+V_s/2$ | $-V_s/2$ | $+V_s/2$ | $V_s$  | $-V_s$ | 0     | $V_j = V_6 = e^{j\frac{5\pi}{3}} V_s \sqrt{\frac{2}{3}}$ |
| T11 ; T21 ; T31 | 1 1 1 | $+V_s/2$ | $+V_s/2$ | $+V_s/2$ | 0      | 0      | 0     | $V_7 = 0$  |



## EN PRATIQUE

### Conseils

La MLI vectorielle n'est utilisable qu'en triphasé. Elle fournit une tension entre phases supérieure à la MLI traditionnelle. Elle est préférée à la commande par injection d'harmonique 3.

Les commutations des interrupteurs électroniques sont optimisées pour réduire les pertes par commutation. La fréquence équivalente de la porteuse est en général assez faible : quelques kHz. Elle convient bien à l'alimentation des moteurs asynchrones à contrôle direct de couple.

### Relevé expérimental

La figure 15.3 montre l'enregistrement d'un relevé expérimental en utilisant un onduleur triphasé industriel débitant sur charge résistive. Les formes d'onde sont obtenues grâce au logiciel LabVIEW. Ce logiciel permet le calcul de la puissance instantanée  $p(t)$  et de la moyenne  $P_{moy}$ , valant 379 W.

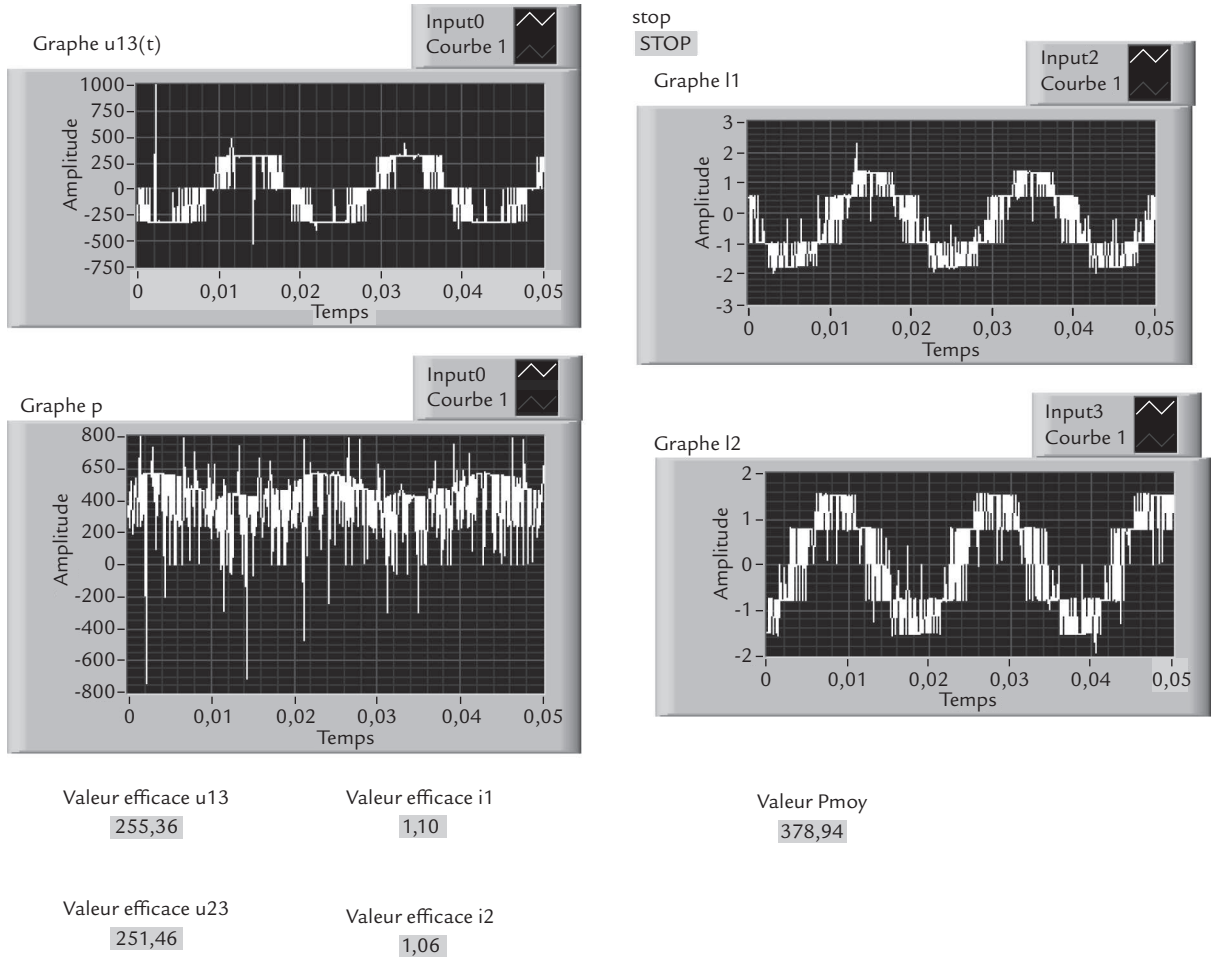


Figure 15.3 Enregistrement d'une MLI fournie par un onduleur industriel

# L'ONDULEUR ASSISTÉ (THE LOAD-CONTROLLED INVERTER)

## Objectifs

- ✓ Présenter le convertisseur commandable réversible 2Q (deux quadrants) continu → alternatif.
- ✓ Indiquer le formulaire de conversion sachant que le pont est « tout thyristors ».
- ✓ Préciser que la source réceptrice alternative est de tension et que le générateur est de courant.
- ✓ Indiquer que la source réceptrice de tension à fréquence fixe impose les instants de commutation et que le réglage s'effectue par l'angle retard à l'amorçage  $\delta$ .

## Formulaire

On considère les grandeurs suivantes :

$V$  valeur efficace de la tension alternative phase-neutre

$I$  courant continu du générateur

$\langle u_m \rangle = U'$  valeur moyenne de  $u_m(t)$

$I_{m \text{ eff}}$  = valeur efficace de  $i_m(t)$

$I'$  = valeur efficace du fondamental de  $i_m(t)$

$P$  = puissance reçue par la source de courant continu  $I$ , en considérant le convertisseur sans pertes (convention récepteur)

$Q$  = puissance réactive fournie par la source de courant alternative  $V$ , en considérant le convertisseur sans pertes

$S$  = puissance apparente de la source de courant alternative  $V$ , en considérant le convertisseur sans pertes

$\varphi'$  = déphasage du fondamental de  $i_m(t)$  par rapport à la tension  $v(t)$  ou du fondamental de  $i_{m1}(t)$  de la phase 1 par rapport à  $v_1(t)$ .



## REPÈRES

On considère un pont PD2 à 4 thyristors ou PD3 à 6 thyristors (voir la figure 16.1).

Le réglage de la tension  $U' = \langle u_m \rangle$  dépend de l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  pour  $I > 0$  et  $U' > 0$  ou  $< 0$ .

➤ Dans le cas où  $U' > 0$ , l'échange de la puissance va de la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée vers la source de courant continu  $I$ . Le montage fonctionne en **redresseur**. Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant **1**.

➤ Dans le cas où  $U' < 0$ , l'échange de la puissance va de la source de courant continu  $I$  vers la source de tension alternative ( $V, f$ ) monophasée ou triphasée à tension et fréquence imposées constantes. Le montage fonctionne en **onduleur assisté** (de courant). Le fonctionnement du convertisseur est dans le quadrant **4**.



SAVOIR-FAIRE

**Pont à 6 thyristors en onduleur assisté : utilisation**

Le réglage de la tension  $U' = \langle u_m \rangle$  s'effectue agissant sur l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$  pour  $I > 0$  et  $U' > 0$  ou  $< 0$ .

Les relations entre les diverses grandeurs sont données au formulaire du tableau 16.1. Le schéma de montage est présenté à la figure 16.1.

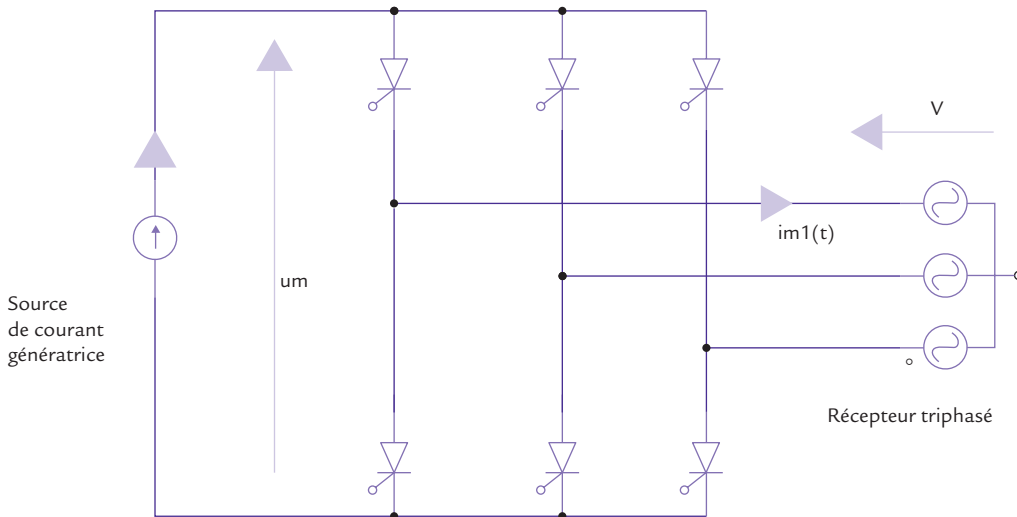


Figure 16.1 Schéma de montage d'un pont onduleur assisté à 6 thyristors

Tableau 16.1 Formulaire du pont monphasé PD2 ou triphasé PD3 « tout thyristors ». Le fonctionnement en onduleur assisté impose  $\pi > \delta > \pi/2$

|                                      | $\langle u_m \rangle = U'$            | P                                       | I'                                     | $I_{m\text{ eff}}$     |
|--------------------------------------|---------------------------------------|---|--|------------------------|
| PD2 « tout thyristors »<br>Monophasé | $V \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \delta$ | $V I \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \delta$ | $\frac{2\sqrt{2} I}{\pi} \cos(\delta)$ | I                      |
| PD3 « tout thyristors »<br>triphase  | $V \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$ | $V I \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$ | $\frac{\sqrt{6} I}{\pi} \cos(\delta)$  | $I \sqrt{\frac{2}{3}}$ |

|                                   | Q                                      | S              | $\varphi'$ |
|-----------------------------------|--|----------------|------------|
| PD2 « tout thyristors » monophasé | $V I \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\delta$ | $V I$          | $\delta$   |
| PD3 « tout thyristors » triphasé  | $V I \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \sin\delta$ | $V I \sqrt{6}$ | $\delta$   |



EN PRATIQUE

Conseils

Comme on l'a vu à la fiche 11, le thyristor est un composant robuste, qui convient bien au redressement commandé, comme au fonctionnement en onduleur. On peut concevoir des convertisseurs pour des puissances installées très élevées : plusieurs centaines de MW. La liaison France-Angleterre passant sous la Manche par une ligne à courant continu utilise ce type de montage.

Le fonctionnement en *onduleur assisté* est parfois délicat, voire dangereux, car il y a un risque de *perte de contrôle* si l'angle  $\delta$  est trop voisin de  $\pi$  : en effet, en PD2 ou en PD3, le blocage d'un couple de thyristors peut ne pas se produire lorsqu'on amorce l'autre couple.

Il faut que le processeur qui effectue les commandes soit « informé » par des capteurs de courants placés dans chaque branche du pont.

Une procédure d'arrêt par disjoncteur doit d'ailleurs toujours être prête en cas *perte de contrôle*.

Il est possible de généraliser la présentation du fonctionnement en redresseur / onduleur assisté en utilisant un pont complet PD2 à quatre thyristors ou un pont complet PD3 à six thyristors. On constate alors que le diagramme  $Q = f(P)$  à  $V$  et  $I$  constants imposés est un demi-cercle de rayon  $V I$  et de centre  $O$ .

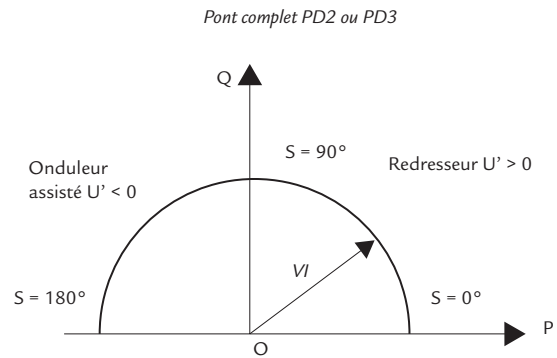


Figure 16.2

# UTILISATION DU MOTEUR À COURANT CONTINU

## Caractéristique couple-vitesse d'un moteur électrique

La caractéristique mécanique couple utile-vitesse angulaire  $T_u = f(\Omega)$  permet à l'utilisateur de prévoir le comportement de divers moteurs. Dans le cas général, ces caractéristiques sont paramétrées pour une grandeur physique : tension, fréquence, flux...

À faible charge, la vitesse du moteur à courant continu à flux constant est voisine et inférieure à  $\Omega$ , et celle du moteur asynchrone voisine et inférieure à  $\Omega_s$ , vitesse angulaire de synchronisme.

Seul le moteur à excitation série a une caractéristique nettement distincte des autres moteurs.

Rappelons que le couple  $T_u$  utile est obtenu à partir de la puissance active  $P_{ds}$  fournie au moteur, et après avoir soustrait toutes les pertes :

$$P_u = T_u \Omega = P_{abs} - \sum \text{pertes}$$

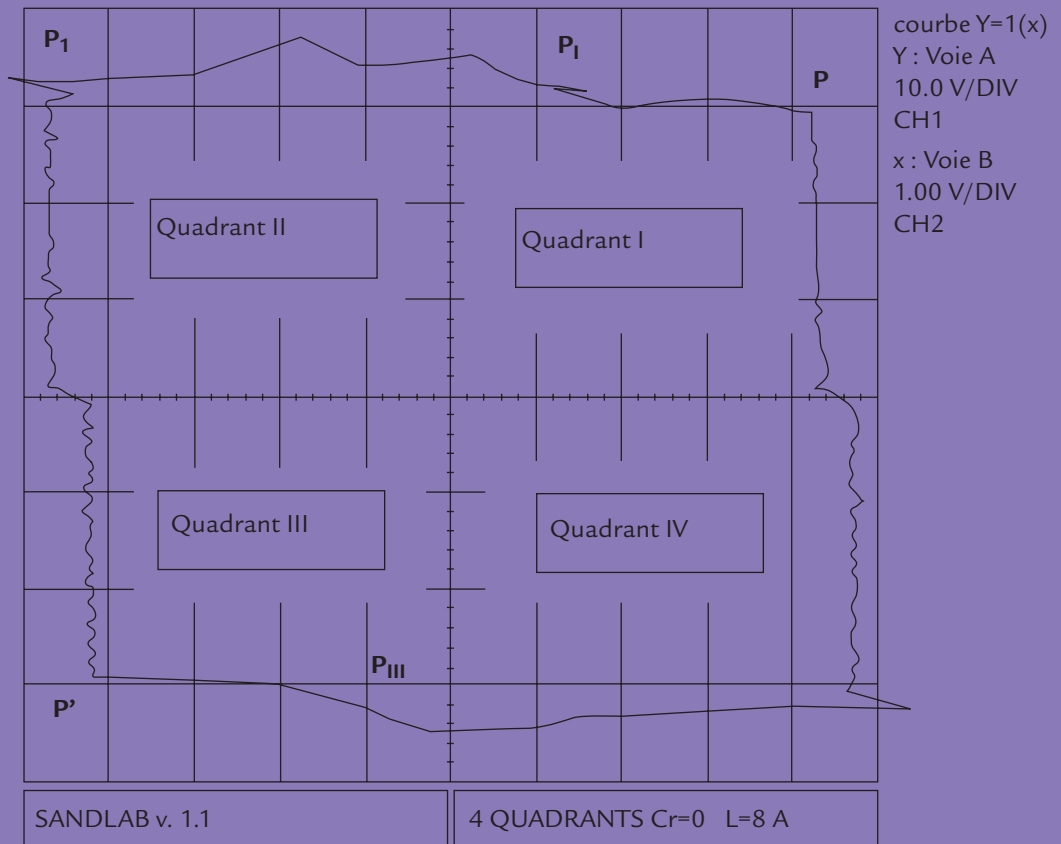
## Contrôle de la vitesse

On admet que la vitesse évolue nécessairement en fonction du temps, ainsi que le couple résistant. Mais il faut que le couple moteur soit toujours en mesure d'imposer la vitesse dans des conditions de tension et de courant supportables par le moteur. Ce qui signifie que, quelle que soit l'évolution du couple (et éventuellement de celle du moment d'inertie), il est toujours possible, par un réglage du fonctionnement du moteur, d'obtenir la vitesse désirée avec ou sans asservissement.

Dans de nombreux cas, et selon le type de machine, le réglage de la vitesse fait appel à des convertisseurs de puissance réversibles (Hacheurs, redresseurs à Thyristors, onduleurs...). Le contrôle de la vitesse exige que le convertisseur utilisé puisse toujours fournir à/ou recevoir de la machine la puissance nécessaire pour que :

- le couple *utile obtenu par la machine fonctionnant en moteur* puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la charge. C'est le cas du quadrant I pour la vitesse positive et du quadrant III pour la vitesse négative.
- le couple *résistant obtenu par la machine fonctionnant en génératrice* puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la « charge mécanique » devenue motrice. C'est le cas du quadrant II pour la vitesse positive et du quadrant IV pour la vitesse négative.

Un fonctionnement est donc possible dans les « quatre quadrants ». On peut utiliser un « double » pont PD3 en « tête-bêche ». La courbe expérimentale, relevée à l'oscilloscope est la suivante (voir figure 3.3).



**Figure 3.3** Contrôle de la vitesse d'un moteur à courant continu dans les quatre quadrants. (D'après un document ECODIME)

On a représenté la zone d'évolution possible des points de fonctionnement ( $T_w, \Omega$ ) de la machine électrique, en moteur ou en génératrice.

Le couple d'accélération est de 11,7 N.m. Le couple de décélération est de 9,46 N.m.

La constante K de f.é.m. vaut  $K = 1,3$  Wb.

La vitesse angulaire varie entre  $-70$  rad/s et  $+70$  rad/s.

Les points P et P' sont symétriques.

## LES FICHES

|  |     |
|--|-----|
| <b>Fiche 17 :</b> Le moteur à courant continu en régime stationnaire ( <i>DC motor</i> ) ..... | 96  |
| <b>Fiche 18 :</b> Le moteur à courant continu : alimentation par hacheur .....                 | 105 |
| <b>Fiche 19 :</b> Le moteur à courant continu : régime dynamique .....                         | 110 |
| <b>Fiche 20 :</b> Le moteur à courant continu : étude de cas .....                             | 118 |
| <b>Fiche 21 :</b> Le moteur à courant continu : modèle d'état .....                            | 123 |
| <b>Fiche 22 :</b> Moteur à courant continu. Utilisation en robotique .....                     | 131 |
| <b>Fiche 23 :</b> Commande d'un moteur à courant continu : freinage .....                      | 139 |

# LE MOTEUR À COURANT CONTINU EN RÉGIME STATIONNAIRE (DC MOTOR)

## Objectifs

- ✓ Présenter le moteur à courant continu en régime où la vitesse est constante en fonction du temps.
- ✓ Présenter les divers types de montage.
- ✓ Introduire la notion de couple moteur.
- ✓ Indiquer le tableau de choix des moteurs selon le type de charge.
- ✓ Introduire les équations du moteur en régime stationnaire (ou établi).



## REPÈRES

### Intérêt de la machine à courant continu

La machine à courant continu est relativement simple à modéliser dans le cas où le flux agissant sur l'induit est constant (machine à flux constant).

Elle est donc une référence, aussi bien en fonctionnement moteur qu'en génératrice. Les caractéristiques des systèmes associant des convertisseurs de puissance aux machines alternatives synchrones ou asynchrones ressemblent à celles des machines à courant continu.

Néanmoins, ces machines présentent deux inconvénients majeurs :

- elles comportent obligatoirement un *collecteur* (machine à entrefer radial) ou un système de contact *glissant rotor – stator* (machine à entrefer axial), ce qui limite les possibilités d'utilisation en surintensité.
- l'induit est nécessairement au rotor. La machine convertit la puissance électrique en puissance mécanique (ou inversement). C'est là que les pertes sont les plus importantes. Le bon fonctionnement de la machine exige une limite en température du rotor.

### Les divers types de machine à courant continu

D'une manière générale, la machine à courant continu se compose :

- d'un **stator** comportant, soit un bobinage inducteur « d'excitation » parcouru par un courant continu, soit un aimant permanent ;
- d'un **rotor induit**. Selon les machines, les lignes de champ magnétique dans l'entrefer sont :

- *selon une direction normale, à la surface du cylindre constituant le rotor.* On dit alors que la machine est à *champ radial*. Ce type de machine est le plus utilisé car il permet une plus grande puissance massique.
- *selon une direction parallèle à l'axe de rotation.* Il s'agit de moteur à « rotor disque » à *champ axial*, plus connu sous le nom de la marque « AXEM ». Le rotor n'est composé que de cuivre sous forme de circuit imprimé et d'isolant et possède un très faible moment d'inertie. Néanmoins, ses caractéristiques sont voisines de celles du moteur à flux constant.

En pratique, le champ magnétique dans l'entrefer ne dépasse guère 1,5 T, sinon le circuit « Fer » du moteur est trop saturé.

## Rôle du collecteur

Le collecteur est un ensemble de lames reliées sur lesquelles sont soudés deux faisceaux de conducteurs d'induit. Il permet :

- *l'alimentation* de ces bobinages à partir d'une source appartenant forcément au référentiel ; du laboratoire, dans le cas d'un moteur,
- *le lien entre les f.é.m. induites* dans le rotor et la charge électrique extérieure dans le cas d'une génératrice ;

Le collecteur a en pratique un double rôle :

- permettre une adaptation de la fréquence des courants rotoriques à la vitesse de rotation de la machine (pour les machines à courant continu). C'est en quelque sorte un « redresseur mécanique » ;
- d'assurer l'inversion du courant dans un conducteur du rotor en même temps que l'inversion de la f.é.m. correspondante. C'est une pièce très fragile, qui impose des contraintes dans l'utilisation des machines.

**Remarque :** Dans le cas du moteur à courant continu, la commutation est réalisée mécaniquement par le collecteur. On verra qu'il en est de même dans le cas de la machine synchrone autopilotée, mais cette fois la commutation est réalisée par un convertisseur électronique d'où le terme de *moteur « sans balais »* ou « *brushless* ».



## SAVOIR-FAIRE

### Expression de la f.é.m.

On désigne par  $\Phi$  le flux magnétique créé par chaque pôle du stator. La f.é.m. induite au rotor, recueillie entre balais, est proportionnelle au flux par pôle et à la vitesse angulaire de rotation. Il s'agit d'une variante de la loi de Lenz.

$$E = k\phi\Omega$$

La constante de proportionnalité  $k$  ne dépend que du nombre  $N$  de conducteurs au rotor, du mode de bobinage ( $a$  nombre de paires de voies d'enroulement) et du nombre  $p$  de paires de pôles.

$$k = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi}$$

Dans le cas où le flux  $\Phi$  est créé par un bobinage inducteur, plusieurs possibilités de branchement existent :

- le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu indépendant. La machine est dite à *excitation séparée*. Le flux  $\Phi$  est constant.
- le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu égal ou proportionnel au courant passant dans le bobinage induit. La machine est dite à *excitation série*. Le flux  $\Phi$  est variable.

Plus la puissance nominale de la machine est élevée, plus le nombre de pôles est grand pour mieux répondre aux contraintes et technologies de bobinage.

Le rotor est toujours « feuilleté » pour réduire les pertes par courants de Foucault. Le choix des tôles du rotor doit être tel que les pertes par hystérésis soient les plus faibles possible.

## Caractéristique d'une f.é.m. d'une machine à courant continu

On entraîne la machine en génératrice à vide. Dans le cas d'une machine comportant un circuit inducteur, parcouru par le courant d'excitation  $I_F$ , on trace la *caractéristique à vide à vitesse constante* (nominale) (voir figure 17.1).

Pour un courant d'excitation  $I_F$  nul, la f.é.m. est égale à  $E_r$ , f.é.m. rémanente. Le tracé de cette caractéristique suppose que les relevés sont effectués :

- à valeur toujours croissante du courant d'excitation  $I_F$ , dans l'inducteur,
- puis à valeur toujours décroissante du courant  $I_F$ .

## Réversibilité

La machine à courant continu (à flux  $\Phi$  constant) est *a priori* réversible, si les conditions de transfert de la puissance sont réunies. On assimile, en régime établi, la machine à un dipôle électrique de f.é.m.  $E$  et de résistance interne  $R_a$ ; on a en convention récepteur :

$$U_M = E + R_a I_a$$

ce qui donne en puissance absorbée :

$$P_M = U_M I_a = E I_a + R_a I_a^2$$

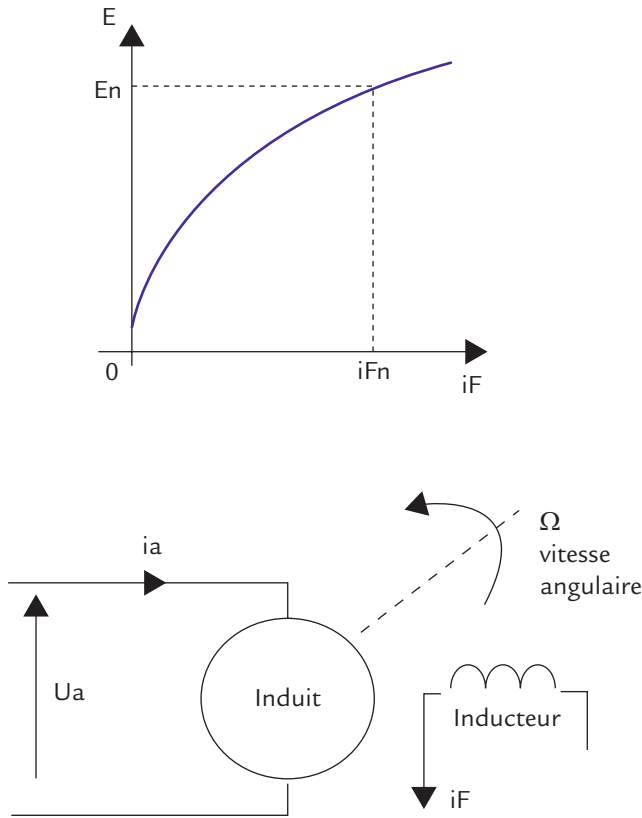


Figure 17.1 F.é.m. à vide à vitesse constante d'une machine à courant continu

Avec la convention générateur, on a la puissance fournie :

$$P_G = U_G I_a = E I_a - R_a I_a^2$$

On retrouve en commun pour ces deux états de fonctionnement la puissance électromagnétique  $P_e = E I_a = k \Phi \Omega I_a$ . Cette puissance est aussi celle qui donne le moment du *couple électromagnétique*  $T_e$  :

$$P_e = k \Phi \Omega I_a = T_e \Omega$$

soit encore :

$$T_e = k \Phi I_a$$

Ce (moment du) couple  $T_e$  est moteur ou résistant selon que la machine fonctionne en moteur ou en génératrice.

## Couplage

Il est possible de coupler de plusieurs manières les bobinages inducteurs et les bobinages induits, le fonctionnement dépendant de l'état moteur ou « génératrice ». L'ensemble des branchements possibles est indiqué dans le tableau 17.1, en tenant compte du fait que pour les machines à *excitation composée* (*compound*), lors du passage de l'état moteur à l'état génératrice, il faut inverser les connexions des bobinages inducteurs placés en série pour que les forces magnéto-motrices s'ajoutent dans les deux cas de fonctionnement.

Tableau 17.1 Les divers couplages de la machine à courant continu

| Nombre de bobinages inducteurs | Câblage Inducteur/ Induit | Nombre de sources extérieures  | Type de charge électrique ou mécanique | Machine                                      |
|--------------------------------|---------------------------|--------------------------------|--|--|
| 1                              | indépendant               | 2                              | mécanique                              | Moteur à excitation séparée                  |
| 1                              | indépendant               | 1                              | réseau électrique ou Résistance        | Génératrice à excitation séparée             |
| 1                              | en parallèle              | 1                              | mécanique                              | Moteur à excitation shunt                    |
| 1                              | en parallèle              | 0<br>( <i>autoexcitation</i> ) | réseau électrique ou Résistance        | Génératrice à excitation shunt               |
| 1                              | en série                  | 1                              | mécanique                              | Moteur à excitation série                    |
| 1                              | en série                  | 0<br>( <i>autoexcitation</i> ) | Résistance seulement                   | Génératrice à excitation série               |
| 2                              | excitation composée       | 2                              | mécanique                              | Moteur à excitation composée (compound)      |
| 2                              | excitation composée       | 1                              | réseau électrique ou Résistance        | Génératrice à excitation composée (compound) |



## EN PRATIQUE

### Équations du moteur à flux constant en régime établi

En régime établi, le courant et la vitesse sont constants en fonction du temps. On désigne respectivement par  $U_a$  et  $R_a$  la tension et la résistance de l'induit. On considère les pertes par hystérésis  $P_H$  et de frottement solide  $P_S$  (frottement sec essentiellement dû au contact balai-collecteur et à l'arbre sur les paliers). Ces pertes sont proportionnelles à la vitesse. On introduit un couple total de pertes  $T_p$  tel que :

$$P_H + P_S = T_p \cdot \Omega$$

**Remarque** :  $P_H$  donc  $T_p$  varient avec le flux.

Les pertes  $P_F$  par courant de Foucault et les pertes mécaniques  $P_V$  de ventilation (frottement fluide) sont proportionnelles au carré de la vitesse. On introduit  $f$  le coefficient frottement visqueux total équivalent tel que

$$P_F + P_V = f \cdot \Omega^2$$

**Remarque** :  $P_F$  donc  $f$  varient avec le flux.

Le couple équivalent de frottement total dû aux pertes autres que l'effet Joule est alors :

$$T = T_p + f \cdot \Omega$$

On désigne par  $T_r$  le couple résistant du moteur, ou ce qui revient au même, en régime stationnaire, le couple utile  $T_u$ . Les équations du moteur à courant continu à flux constant, et en régime permanent, sont alors :

$$U_a = R_a I_a + k\Phi \Omega \quad (1)$$

$$T_e = k\Phi I_a = T_p + f \cdot \Omega + T_r \quad (2)$$

On remarque que la constante  $k\Phi$  intervient à la fois dans l'expression de la f.é.m. et dans celle du couple électromagnétique  $T_e$ .

Ces équations donnent les caractéristiques du moteur en régime permanent. Comme la machine à flux constant est réversible, on peut considérer que les grandeurs sont algébriques, sauf les pertes. On obtient à partir des équations (1) et (2), en éliminant la vitesse :

$$I_a \left[ k\Phi + \frac{f R_a}{k\Phi} \right] = T_p + f \left( \frac{U_a}{k\Phi} \right) + T_r$$

La relation entre le courant d'induit  $I_a$  et le couple résistant  $T_r$  est linéaire. Mais à couple résistant nul, le courant sera non nul car il faut créer un couple électromagnétique qui corresponde aux *pertes Fer et mécaniques* du moteur.

En pratique, le terme de frottement visqueux est très faible (de l'ordre de  $10^{-4}$  à  $10^{-3}$  N. m.s/rad). Il est possible alors de simplifier l'expression précédente. On obtient alors :

$$k\Phi I_a \approx T_p + T_r$$

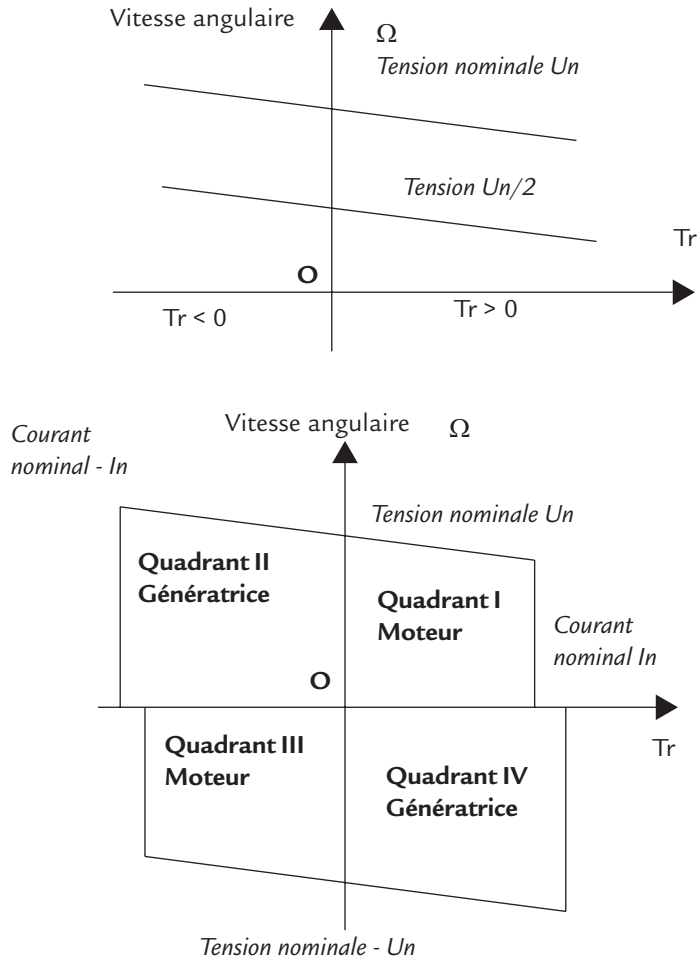
Selon que la machine fonctionne en moteur ou en génératrice, les effets du couple  $T_p$  s'additionnent ou se soustraient de ceux du couple  $T_r$ . Ceci est mis en évidence dans la caractéristique « Quatre quadrants » de la machine à courant continu (voir la figure 17.2). Le fonctionnement à courant constant

correspond en pratique au cas où le moteur est asservi avec une limitation de courant.

Étudions la caractéristique de la vitesse,  $\Omega = g(T_r)_{U_a = cte}$ . On part encore des équations (1) et (2), mais cette fois on élimine le courant. Ce qui donne en définitive :

$$\Omega \left[ k\Phi + \frac{R_a f}{k\Phi} \right] = U_a - R_a \left[ \frac{T_p + T_r}{k\Phi} \right]$$

L'allure de ces courbes (pour plusieurs valeurs de la tension d'induit) est la suivante (voir la figure 17.2).



**Figure 17.2** Caractéristique vitesse - couple d'une machine à courant continu pour une vitesse  $\Omega$  positive puis pour un fonctionnement quatre quadrants

Dans les cas où le terme de frottement visqueux est très faible, il est possible de simplifier l'expression précédente. On obtient alors les caractéristiques à **tension d'induit constante positive** pour les vitesses positives, ( $T_p > 0$ ) :

$$\Omega(T_r) = \frac{U_a}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r] \quad (\text{Quadrants I et II})$$

C'est une droite passant par le point de « marche à vide ».  $T_r = 0$ , et  $\Omega(0)$  tel que :

$$\Omega(0) = \frac{U_a}{k\Phi} - \frac{R_a T_p}{(k\Phi)^2}$$

Ces caractéristiques montrent la réversibilité de la machine à courant continu. On obtient les caractéristiques à **tension d'induit constante négative** pour les vitesses négatives, en négligeant le frottement visqueux :

$$\Omega = \frac{U_a}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r] \quad (\text{quadrants III et IV})$$

### Réglage de la vitesse

Considérons l'équation suivante :  $\Omega = \frac{U_a}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r]$  (3)

L'équation (3) montre que la vitesse varie :

- *linéairement* en fonction de  $U_a$  à flux et couple résistant constants ;
- « *presque* » *linéairement* en fonction de l'inverse du flux  $\frac{1}{k\Phi}$  à  $U_a$  fixée (par exemple la tension nominale). L'augmentation de la vitesse est obtenue en réduisant le courant d'excitation passant dans le bobinage inducteur.

**Remarque** : Un affaiblissement sensible du flux peut amener un effet « d'emballement » entraînant une brusque augmentation de la vitesse, difficilement contrôlable. Si le réglage par le flux de la vitesse est généralement effectué de manière à dépasser la vitesse nominale (de 15 à 25 %), il doit être effectué en situation de parfaite maîtrise de cette commande.

### Conseils

Ce type de moteur reste intéressant dans tous les systèmes « embarqués » car ils sont équipés de batteries. Mais le collecteur reste une pièce fragile, produit des étincelles, et ce moteur est à éviter dans un environnement poussiéreux, inflammable ou explosif.

Son rendement n'est pas excellent (inférieur à 95 % le plus souvent) et on lui préfère le moteur « sans balai » (ou « *brushless* ») qui est en définitive un moteur synchrone ou même à réluctance variable où le collecteur est remplacé par un commutateur électronique.

Le moteur à excitation série est encore largement utilisé aujourd'hui lorsqu'il s'agit d'obtenir un couple élevé au démarrage : traction électrique ferroviaire, démarreur pour moteur à explosion, essuie-glace...

## Équations du moteur à excitation série en régime établi

On désigne par  $I_s$  le courant circulant dans le bobinage inducteur. La résistance  $R_s$  est celle de l'inducteur.

Si  $\rho$  est la résistance en parallèle sur l'inducteur, on introduit  $\alpha = \frac{\rho}{\rho + R_s}$  qui

est le coefficient de shuntage  $\alpha = I_s/I_a$ . Dans un cas plus général, les équations sont les suivantes :

$$U_a = R_s I_s + R_a I_a + k\Phi(I_s) \Omega$$

$$T_e = k\Phi(I_s) \cdot I_a = T_p + f \Omega + T_r$$

La caractéristique couple-vitesse  $T_e = f(\Omega)$  à tension d'induit constante  $U_a$  est d'allure hyperbolique (voir la figure 17.3). Le moteur « s'emballe » à vide ou à faible charge. La puissance utile fournie est sensiblement constante sur une large plage de la vitesse ; alors à tension constante, le courant d'induit est constant.

L'opérateur intervient sur la vitesse du moteur en agissant sur la tension d'alimentation  $U_a$ . C'est la méthode utilisée la plus souple pour la commande en vitesse des locomotives équipées de ce type de moteur.

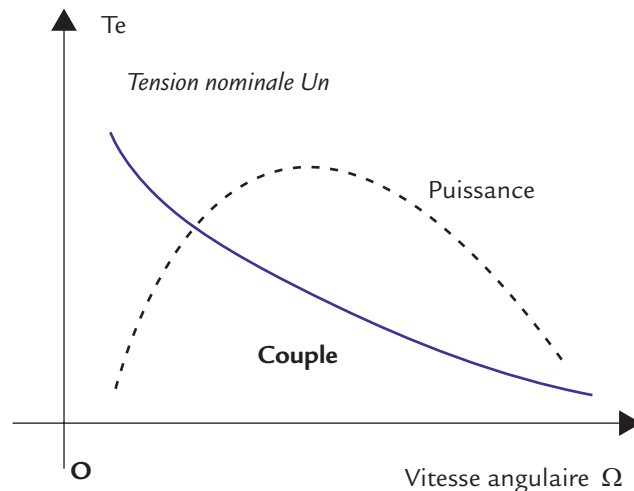


Figure 17.3 Caractéristiques du moteur à excitation série

### Objectifs

- ✓ Présenter la commande par hacheur du moteur à courant continu en régime où la vitesse est constante en fonction du temps.
- ✓ Présenter les divers types de hacheur associé à un moteur.
- ✓ Introduire la notion de commande de la vitesse en fonction du rapport cyclique  $\alpha$ .
- ✓ Indiquer le formulaire caractérisant le transfert de puissance.



### REPÈRES

Pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur, on utilise le plus souvent un hacheur série ou série - parallèle, ou même le hacheur quatre quadrants, qui alimente les bobinages d'induit de la machine.

On admet que le **modèle simple** du moteur à courant continu à flux constant se comporte de manière approchée comme une charge  $r - L - E$ , où  $E$  représente la f.é.m. du moteur, et  $r$  et  $L$  respectivement la *résistance* et l'*inductance* de l'induit ( $E = k \Phi \Omega$  où  $\Omega$  est la vitesse angulaire du moteur).



### SAVOIR-FAIRE

Le montage de principe du hacheur série-parallèle est présenté à la figure 18.1. Dans ce cas de fonctionnement, on s'intéresse au comportement du hacheur lorsque le moteur tourne en charge ou à vide. On considère ici :

- que les éléments sont parfaits,
- la période du Hacheur est  $T_H$ .

### Cas du hacheur série ou série-parallèle

Alors  $\langle u_m \rangle = U^2 = \alpha U = E + r \langle i \rangle$ . Ce qui revient à appliquer approximativement sur la bobine d'inductance  $L$ . L'ondulation du courant en cas de débit continu, est donnée par la relation :

$$\Delta i = I_M - I_m = U \frac{\alpha (1 - \alpha)}{L f_H}$$

Valable aussi bien pour le hacheur série, le hacheur parallèle ou le hacheur série parallèle. Cette ondulation est maximale pour  $\alpha = 1/2$ . Alors  $\Delta i_{Max} = \frac{U}{4L f_H}$

D'autre part, on a pour un **hacheur série – parallèle** :

$$\langle i \rangle = \left\langle \frac{u_m - E}{r} \right\rangle = \frac{\langle u_m \rangle - E}{r} = \frac{\alpha U - E}{r} \quad (1)$$

Si  $I = \langle i \rangle$  est positif, le montage fonctionne en hacheur série. La source  $E > 0$ , est réceptrice (Quadrant I).

Si  $I = \langle i \rangle$  est négatif, le montage fonctionne en hacheur parallèle. La source  $E > 0$ , est génératrice (Quadrant II), voir le formulaire tableau 18.1.

### Cas du hacheur à quatre quadrants (4Q)

La commande du hacheur 4Q est telle que les transistors sont alternativement bloqués et saturés de manière symétrique et en diagonale dans le pont en «H».

$$\text{Alors } \langle u_m \rangle = U' = (2\alpha - 1) U$$

On en déduit l'ondulation du courant :

$$\Delta i = I_M - I_m = 2 U \frac{\alpha (1 - \alpha)}{L f_H}$$

#### Formulaire des Hacheurs en débit continu

(Ce qui revient à  $\Delta i < 2 I$ )

On considère les grandeurs suivantes :

$U$  tension fournie par la source, considérée comme positive

$U' = \langle u_m \rangle$  tension réglable en sortie du hacheur

$f_H$  fréquence de découpage du hacheur

$I$  courant fourni ou reçu par la source de courant (positif en convention récepteur)

$\langle i_m \rangle$  valeur moyenne de  $i_m(t)$

$\Delta i$  ondulation du courant dans la bobine

$P$  la puissance transmise

L'ondulation obtenue est, à rapport cyclique fixé, le double de ce qui est obtenu pour le hacheur série parallèle. Cette ondulation est maximale pour  $\alpha = 1/2$ . Alors :

$$\Delta i_{Max} = \frac{U}{2L f_H}$$

D'autre part, on a :

$$\langle i \rangle = \frac{\langle u_m \rangle - E}{r} = \frac{(2\alpha - 1) U - E}{r} \quad (2)$$

Si  $I = \langle i \rangle$  est positif et  $E > 0$ , alors  $\alpha > 1/2$  et la source  $E$  est réceptrice (Quadrant I).

Si  $I = \langle i \rangle$  est négatif et  $E > 0$ , alors  $\alpha > 1/2$  et la source  $E$  est génératrice (Quadrant II).

Si  $I = \langle i \rangle$  est négatif et  $E < 0$ , alors  $\alpha < 1/2$  et la source  $E$  est réceptrice (Quadrant III).

Si  $I = \langle i \rangle$  est positif et  $E < 0$ , alors  $\alpha < 1/2$  et la source  $E$  est génératrice (Quadrant IV).

(Voir le formulaire tableau 18.1)

Tableau 18.1 Formulaire des Hacheurs en débit continu

|                            | $\langle u_m \rangle = U'$ | $\langle i \rangle = I$             | $\langle i_m \rangle$ | $\Delta i$                             | $P$  |
|----------------------------|----------------------------|-------------------------------------|-----------------------|--|--|
| Hacheur 2Q série parallèle | $\alpha U$                 | $I = \frac{\alpha U - E}{r}$        | $\alpha I$            | $U \frac{\alpha (1 - \alpha)}{L f_H}$  | $\alpha U I$ avec<br>Signe de $P$<br>= signe de $I$                      |
| Hacheur 4Q                 | $(2\alpha - 1) U$          | $I = \frac{(2\alpha - 1) U - E}{r}$ | $(2\alpha - 1) I$     | $2U \frac{\alpha (1 - \alpha)}{L f_H}$ | $(2\alpha - 1) U I$ avec<br>Signe de $P$<br>= signe de $(2\alpha - 1) I$ |

Ce formulaire montre que le transfert de puissance  $P$  n'est pas une fonction linéaire du rapport cyclique  $\alpha$  à  $U$  et  $E$  imposés.

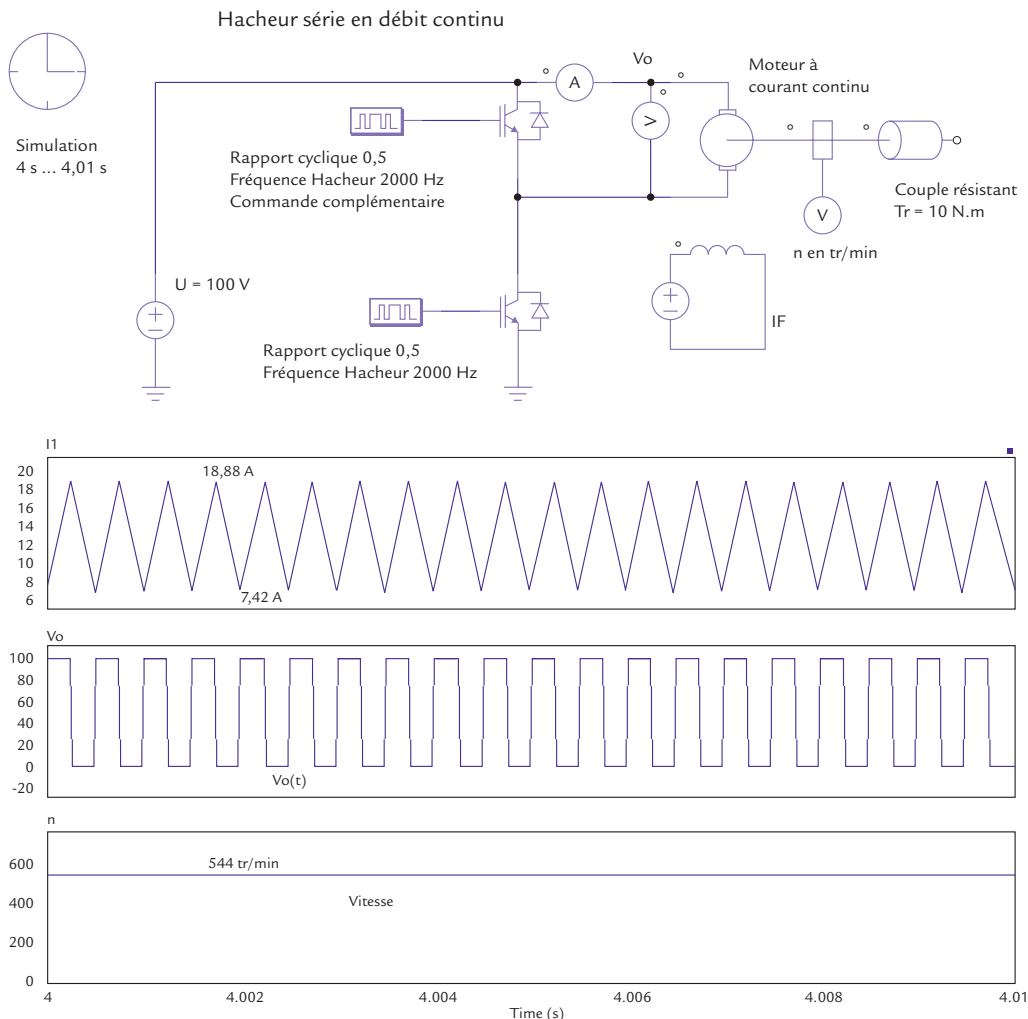


Figure 18.1 Moteur à flux constant en charge alimenté par hacheur série - parallèle en débit continu

Étudions la figure 18.1. La résistance du moteur vaut 0,5 ohm. Son inductance  $L = 1\text{mH}$ . La f.é.m. vaut  $E = 45\text{ V}$ .

La valeur du courant varie entre 6,88 A et 18,88 A. L'écart  $\Delta i$  vaut donc 12 A. La valeur moyenne  $I = 9,88\text{ A}$ .

La relation  $\Delta i < 2I$  est donc bien vérifiée et le débit du hacheur est continu.



## EN PRATIQUE

### Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu par Hacheur

On rappelle que la f.é.m. du moteur vaut  $E = k\Phi\Omega$ . On utilise cette relation pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur à flux constant :

$$\Omega = \frac{U_a}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r] \quad (3)$$

On remplace  $U_a$  par  $U_a = \langle u_m \rangle = U'$  et on obtient :

$$\Omega = \frac{\alpha U}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r] \quad (4) \text{ pour le hacheur série (1Q) ou série parallèle (2Q).}$$

$$\Omega = \frac{(2\alpha - 1)U}{k\Phi} - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} [T_p + T_r] \quad (5) \text{ pour le hacheur à 4 quadrants (4Q).}$$

### Conseils

Les composants électroniques de puissance constituant le hacheur sont fragiles. Veiller à ce que les sécurités en cas de surintensité ou de surtension soient actives, et ceci dans des temps très courts devant la période du hacheur.

La commande d'un moteur à courant continu, qu'il soit à flux constant ou à excitation série, s'effectue de plus en plus par hacheur, en raison de sa simplicité : en effet, elle est linéaire en fonction de  $\alpha$ .

Les caractéristiques  $\Omega = f(\alpha)$  sont des droites, des fonctions affines (voir la figure 18.2).

Pour la droite de la relation (5), le coefficient directeur est deux fois plus élevé que pour la droite de l'équation (4). Les deux droites se coupent (se rejoignent) pour  $\alpha = 1$ .

Dans le cas des *hacheurs 1Q ou 2Q*, la valeur de  $\alpha$  assurant le « décollage », c'est-à-dire le démarrage en charge est :

$$\alpha_0 = \frac{R_a}{k\Phi} \left[ \frac{T_p + T_r}{U} \right]$$

Dans le cas des *hacheurs* 4Q, la valeur de  $\alpha$  assurant le « décollage », c'est-à-dire le démarrage en charge pour les vitesses positives est :

$$\alpha_0 = \frac{R_a}{k\Phi} \left[ \frac{T_p + T_r}{2U} \right] + \frac{1}{2}$$

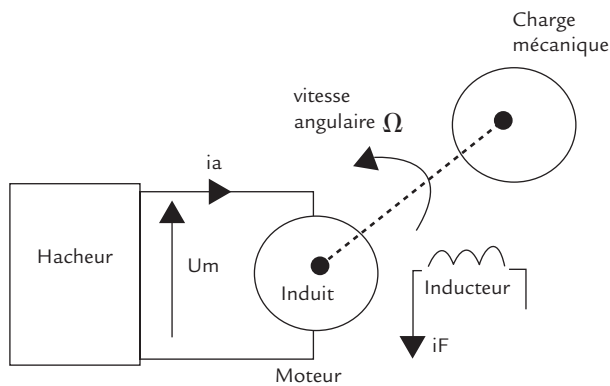
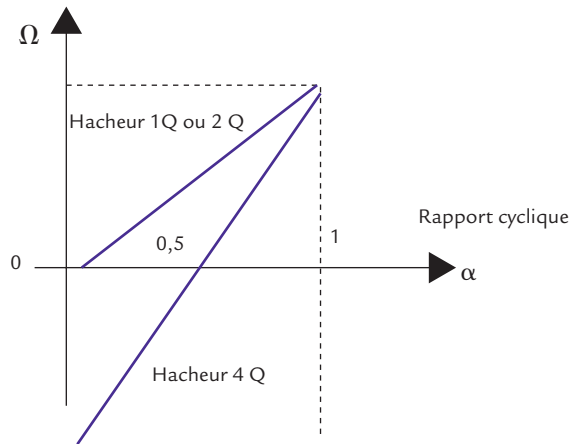


Figure 18.2 Caractéristiques  $\Omega = f(\alpha)$  de réglage de la vitesse par hacheur d'un moteur à courant continu à flux constant

### Objectifs

- ✓ Présenter les équations de fonctionnement du moteur à courant continu à flux constant.
- ✓ En déduire deux types de modélisation.
- ✓ Présenter une procédure de mesures permettant la détermination des coefficients du modèle.
- ✓ Présenter un exemple concret de mesure.



### REPÈRES

## Modélisation par blocs fonctionnels du moteur à flux constant

Cette modélisation est valable pour tous les régimes, qu'ils soient stationnaires, du type « cycle robotique » ou dynamiques.

On pose  $k \Phi = K$ . Le couple mécanique résistant (de charge)  $T_r$  est tel que le produit  $T_r \Omega$  est positif ou nul lorsque la machine fonctionne en moteur.

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K \Omega$$

$$T_e = K i_a = J \frac{d\Omega}{dt} + T_p + f \Omega + T_r$$

On en déduit le schéma figure 19.1. Les valeurs numériques présentées sont celles trouvées expérimentalement pour le moteur de 440 W (voir étude pratique). On utilise la présentation du logiciel VisSIM. Le moteur n'est pas chargé et est soumis brutalement à une tension de 220 V et l'intensité au démarrage est très élevée. **On en déduit qu'il ne faut jamais appliquer « brutalement » une tension élevée à un moteur à courant continu.**

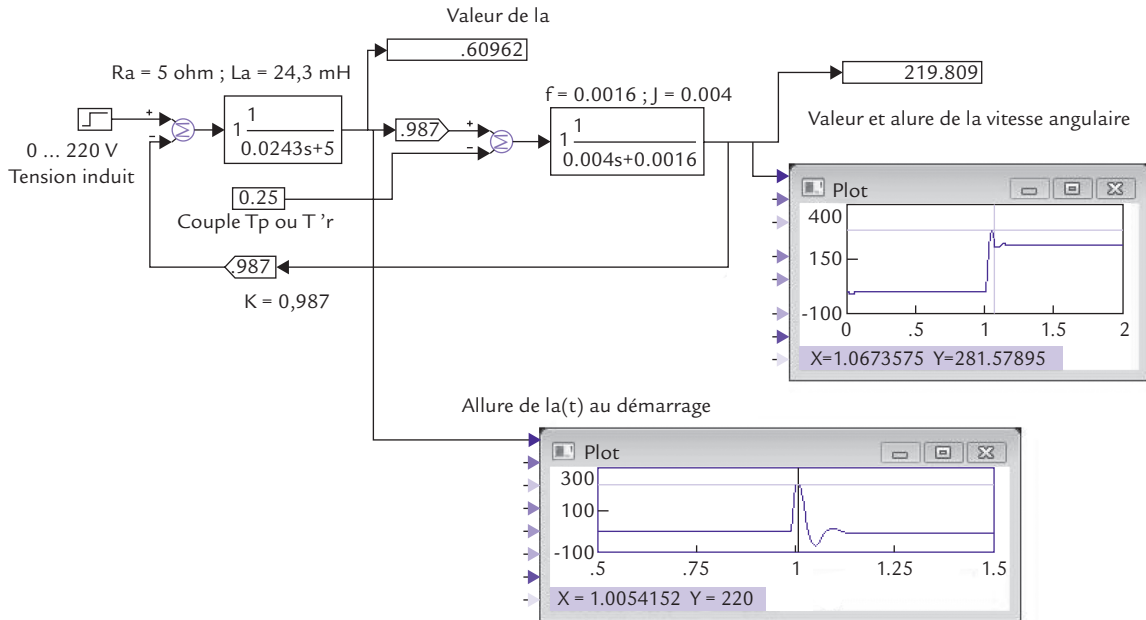


Figure 19.1 Modélisation par blocs fonctionnels du moteur à flux constant

**Remarque :** On introduit parfois dans les blocs fonctionnels les constantes de temps :

- mécanique  $\tau_M = \frac{J}{f}$  (ordre de grandeur : 100 ms à quelques secondes) ;
- électrique  $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$  (ordre de grandeur : 1 ms à 10 ms).

### Modélisation par fonctions de transfert du moteur à flux constant

On pose toujours  $k \Phi = K$ . On utilise l'opérateur de Laplace.

$$U_a(s) = [R_a + sL_a]I_a(s) + K\Omega$$

$$T_e = KI_a(s) = [Js + f]\Omega(s) + T_p + T_r$$

On s'intéresse essentiellement au rôle de la tension d'induit et du couple résistant sur la vitesse et sur le courant. On pose  $T'_r = T_r + T_p$ .

L'écriture matricielle est alors :

$$\begin{bmatrix} U_a(s) \\ T'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_a & K \\ K & -[Js + f] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(s) \\ \Omega(s) \end{bmatrix}$$

On se place dans le cas où  $f$  est nul. On inverse la matrice  $2 \times 2$  de manière à obtenir :

$$\begin{bmatrix} I_a(s) \\ \Omega(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(s) & T_{12}(s) \\ T_{21}(s) & T_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a(s) \\ T'_r \end{bmatrix}$$

Le déterminant de la matrice vaut  $\Delta = -[K^2 + sR_a J + s^2 L_a J]$

On obtient donc :

$$T_{11}(s) = T_I = \left( \frac{I_a}{U_a} \right)_{T'_r=0} = \frac{-sJ}{-[K^2 + sR_a J + s^2 L_a J]}$$

On introduit les constantes de temps :

- électromécanique  $\tau_{em} = \frac{R_a J}{K^2}$  (ordre de grandeur : 20 ms à 100 ms) ;
- électrique  $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$  (ordre de grandeur : 1 ms à 10 ms).

On obtient la fonction de transfert du courant :

$$T_{11}(s) = T_I = \left( \frac{I_a}{U_a} \right)_{T'_r=0} = \left( \frac{1}{R_a} \right) \frac{s\tau_{em}}{1 + s\tau_{em} + s^2\tau_{em}\tau_e}$$

De même, on calcule la fonction de transfert de la vitesse angulaire :

$$T_{21}(s) = T_\Omega = \left( \frac{\Omega}{U_a} \right)_{T'_r=0} = \frac{-K}{-[K^2 + sR_a J + s^2 L_a J]}$$

Ce qui donne :

$$T_{21}(s) = T_\Omega = \left( \frac{\Omega}{U_a} \right)_{T'_r=0} = \left( \frac{1}{K} \right) \frac{1}{1 + s\tau_{em} + s^2\tau_{em}\tau_e}$$

On remarque que  $T_{21}(s) = T_{12}(s)$ .

On calcule enfin, en introduisant les constantes de temps :

$$T_{22}(s) = \left( \frac{\Omega}{T'_r} \right)_{U_a=0} = - \left( \frac{\tau_{em}}{J} \right) \frac{1 + s\tau_e}{1 + s\tau_{em} + s^2\tau_{em}\tau_e}$$

Le moteur se comporte :

- comme un *filtre passe-bas* du deuxième ordre pour la fonction de transfert de la vitesse vis-à-vis de la tension, ou du courant vis-à-vis du couple résistant ;
- comme un *filtre passe-bande* du deuxième ordre pour la fonction de transfert du courant vis-à-vis de la tension.

Examinons le dénominateur. Il est possible de le mettre sous la forme normalisée :

$$D(s) = 1 + s\tau_{em} + s^2\tau_{em}\tau_e = 1 + 2m\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2$$

Ce qui donne  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_e\tau_{em}}}$  et  $m = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau_{em}}{\tau_e}}$ . Dans la plupart des cas,  $m$  est supérieur à 1 et le « système moteur » est très stable.

Le seul « risque » de rendre une machine *peu stable* ( $0 < m < 1$ ) est de placer en série une inductance élevée avec un moteur à faible inertie, ce qui arrive parfois lorsqu'on utilise un redresseur à thyristors.

À la figure 19.2, on a représenté le modèle utilisant les fonctions de transfert avec le logiciel VisSIM et soumis le moteur aux mêmes conditions d'entrée que pour le modèle de la figure 19.1 (tension d'induit échelon de 220 V, couple de pertes de 0,25 N.m., démarrage à vide). Les résultats sont sensiblement différents car on a négligé le coefficient de frottement visqueux  $f$ .

**Remarque :** il est parfois intéressant pour des simplifications dans les asservissements (voir dossier 5) de mettre  $D(s)$  sous la forme :

$$D(s) = 1 + s\tau_{em} + s^2\tau_{em}\tau_e \approx (1 + s\tau_{em})(1 + s\tau_e) \text{ si } \tau_e \ll \tau_{em}$$

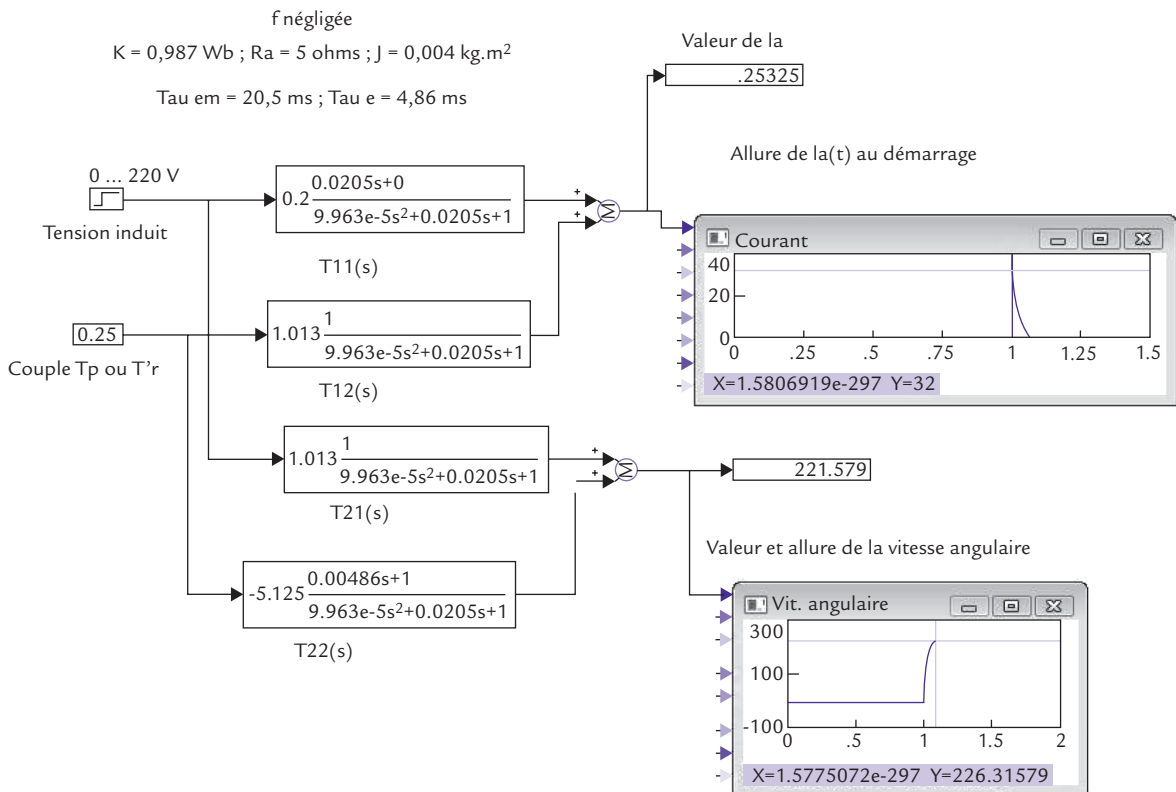


Figure 19.2 Modélisation par fonction de transfert du moteur à flux constant



## SAVOIR-FAIRE

## Mesures pour déterminer les éléments du modèle d'une machine à courant continu à flux constant

On présente ci-dessous les coefficients intervenant dans la modélisation. Il faut effectuer en laboratoire les essais suivants pour déterminer les coefficients caractérisant la machine, à excitation nominale :

- la Résistance d'induit  $R_a$
- la constante de f.é.m.  $K$
- l'inductance d'induit  $L_a$
- le couple de pertes (mécaniques frottement sec + pertes Fer par Hystérésis)  $T_p$
- le coefficient de pertes (mécaniques frottement fluide + pertes Fer par courants de Foucault)  $f$
- le moment d'inertie  $J$
- la résistance thermique  $R_{th}$
- la capacité thermique  $C_{th}$

En premier lieu, il faut effectuer deux essais à charge nominale pour retrouver le point nominal de fonctionnement du moteur pour les deux sens de rotation. Si la machine a une répartition symétrique des lignes de champ, le courant d'excitation  $I_{Fn}$  est le même au point nominal.

Ensuite, on mesure la résistance d'induit  $R_a$  en continu, à chaud, par une méthode volt-ampèremétrique, l'intensité du courant continu étant voisine du courant nominal. On coupe le courant d'excitation et la tension d'alimentation est réduite. Le rotor est bloqué par une charge mécanique.

La mesure de l'inductance  $L_a$  est réalisée par la méthode de Joubert. On alimente l'induit de la machine en alternatif (monophasé 50 Hz), le courant d'excitation est  $I_{Fn}$ . On mesure en valeur efficace la tension appliquée et le courant passant dans l'induit. La pulsation du secteur est  $\omega$ . On obtient finalement :

$$Z = \frac{V}{I} = \sqrt{R_a^2 + L_a^2 \omega^2}$$

**Remarque :** En utilisant un hacheur, il est possible de déterminer la valeur de  $L_a$  à partir de la relation donnant l'ondulation du courant  $\Delta i$  pour une valeur donnée du rapport cyclique  $\alpha$  (voir le tableau 18.1).

On calcule la constante  $K$  à partir des valeurs nominales de la tension, du courant, de la vitesse :

$$K = \frac{U_{an} - R_a I_{an}}{\Omega_n}$$

Les caractéristiques des pertes sont obtenues en effectuant un essai à vide en moteur, à excitation nominale. On fait varier la tension d'alimentation et on relève le courant d'induit  $I_{a0}$  et la vitesse angulaire  $\Omega$ . On trace la courbe du couple  $T_o = K I_{a0} = f(\Omega)$  et on cherche l'approximation linéaire de cette courbe. On obtient ainsi  $T_o = f\Omega + T_p$ . L'influence des pertes Joule est négligée (voir la figure 19.3).

La mesure du moment d'inertie est réalisée par la méthode de ralentissement de Routin. Le moteur tourne à vide à vitesse  $\Omega_0$  voisine de la vitesse nominale. On coupe l'alimentation de l'induit tout en laissant celle de l'inducteur. L'équation mécanique du ralentissement est donnée par :

$$0 = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + T_p$$

On enregistre la vitesse  $\Omega$  en fonction du temps et on cherche la modélisation donnant l'expression exponentielle décroissante du type  $\Omega = \Omega_0 \exp(-t/\tau_M) - \Omega_1$ . On détermine ainsi la constante de temps  $\tau_M = \frac{J}{F}$  et connaissant la valeur du coefficient  $f$ , on obtient la valeur de  $J$ .

**Remarque :** Si la vitesse angulaire  $\Omega_0$  à  $t = 0$  est connue avec précision, ainsi que la pente de la tangente à l'origine  $\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_t$ , alors, en écrivant  $J\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_{t=0} = -f\Omega_0 - T_p$ , il est également possible de déterminer directement le moment d'inertie  $J$ .

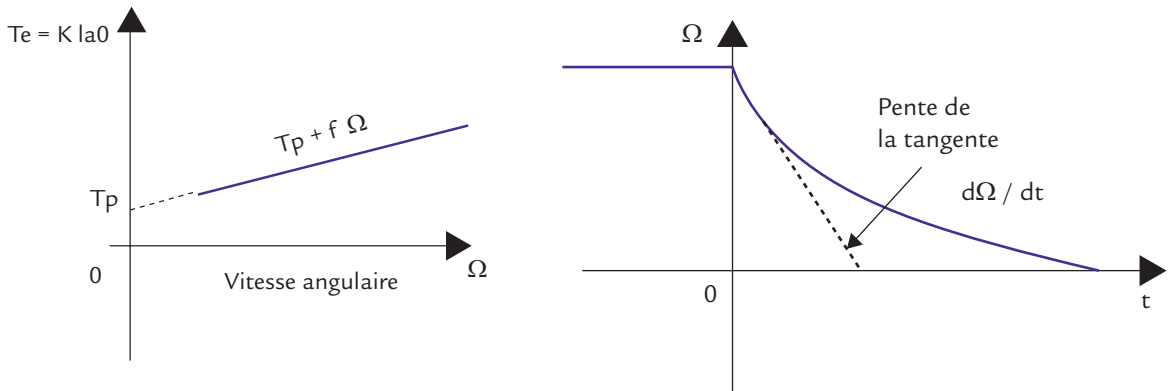


Figure 19.3 Mesures de  $T_p$ , de  $f$  et du moment d'inertie  $J$

La mesure de la résistance thermique  $R_{th}$  et de la capacité thermique  $C_{th}$  du moteur est réalisée par un capteur de température placé au rotor bloqué, alors que le courant d'induit est le courant nominal. Le courant d'excitation est nul.

On relève en premier lieu la température  $T_a$  du laboratoire. On trace ensuite la courbe de  $T_r = f(t)$  en effectuant des mesures toutes les minutes. On cherche à l'ordinateur la modélisation donnant l'expression exponentielle du type :  $T_r - T_a = T_0 [1 - \exp(-t/\tau_{th})] + T_a$

On détermine ainsi la constante de temps  $\tau_{th}$  et connaissant la valeur de  $T_a$ , de la puissance fournie  $P_j = R_a \cdot i_{an}^2$ , on obtient les valeurs de  $R_{th}$  et de  $C_{th}$ . Voir la fiche 22.



## EN PRATIQUE

### Étude d'un moteur à courant continu de 440 W

On s'intéresse à la modélisation du moteur Leroy-Somer MS1 Classe F 801 L 06 de puissance nominale 0,44 kW, de vitesse nominale 1 500 tr/min (soit 157 rad/s). Le constructeur donne les indications suivantes :

$L_a = 30$  mH ;  $J = 0,003$  kg.m<sup>2</sup> (moteur seul) ;  $U_n = 170$  V ; couple nominal 3 N.m Classe F ;  $I_F = 0,38$ A ;  $i_{an} = 3$  A. Rendement Hors excitation 0,74.

#### Mesures effectuées

Résistance d'induit à chaud :  $R_a = 5$  ohms

Calcul de la constante  $K$ . On obtient  $K = \frac{170 - 5 \times 3}{157} = 0,987$  Wb

Mesure de l'inductance  $L_a$  : Méthode de Joubert. On obtient

$L_a = 0,0243$  H.

La constante de temps électrique est donc  $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 4,86$  ms

La méthode du ralentissement a donné  $J = 0,004$  kg.m<sup>2</sup> car le moteur est accouplé à une charge mécanique. La constante de temps électromécanique

est donc  $\tau_{em} = \frac{R_a J}{K^2} = 20,5$  ms .

Lors des essais à vide en fonctionnement moteur, à excitation nominale, et en faisant varier la tension d'induit, on obtient  $T_p = 0,25 \text{ N.m}$  et  $f = 0,0016 \text{ N.m.s rad}^{-1}$ . La constante de temps mécanique est donc

$$\tau_M = \frac{J}{f} = 2,5 \text{ s.}$$

L'étude de la montée en température de l'induit où le courant est de 3 A, le rotor bloqué, sans ventilation et le courant inducteur nul, a montré que la croissance de la température suit bien la loi  $T_r - T_a = T_0 [1 - \exp(-t/\tau_{th})] + T_a$ . On a mesuré la température ambiante  $T_a = 25 \text{ °C}$  au laboratoire. On obtient finalement :

- une capacité calorifique  $C_{th} = 8\,850 \text{ J/K}$
- une résistance thermique  $R_{th} = 0,477 \text{ °K/W}$
- une constante de temps thermique  $\tau_{th} = 4221 \text{ s} = R_{th} \cdot C_{th}$

On vérifie donc ici les inégalités suivantes entre les constantes de temps :

$$\tau_{th} \gg \tau_M \gg \tau_{em} > \tau_e$$

### Conseils

Les mesures effectuées pour établir le modèle sont souvent imprécises. Il faut donc effectuer des essais dans des conditions différentes (à froid et à chaud), prendre les moyennes et les écart-types sur les valeurs obtenues.

Dans le dossier N° 5, on utilise ces modèles pour les asservissements.

### Objectifs

- ✓ Présenter la commande par hacheur série d'un moteur à courant continu à excitation séparée en régime où la vitesse est constante en fonction du temps.
- ✓ Présenter les divers types de fonctionnement, en débit continu ou discontinu.
- ✓ Introduire la notion de forme d'onde à rapport cyclique  $\alpha$  fixé, en fonction du fonctionnement à vide ou en charge du moteur.
- ✓ Montrer l'utilisation du logiciel LabVIEW pour ce type d'essais.



### REPÈRES

On se propose d'utiliser un moteur à courant continu ECODIME 1 200 W de courant nominal 7,2 A, de vitesse nominale 1 500 tr/min et de tension nominale 220 V sans ajouter de bobine de lissage. Il est alimenté par un hacheur série à transistor IGBT de référence IRG4PH20KD (*International Rectifier*).

L'alimentation du hacheur est un bloc « transformateur + redresseur à diodes + filtre » afin d'obtenir une tension continue  $U_0 = 250$  V. La fréquence du hacheur est de 1 000 Hz.

La grandeur de réglage est le rapport cyclique  $\alpha$  qui permet d'obtenir aux bornes du moteur une tension  $u(t)$  dont la valeur moyenne est réglable. Dans le cas où le *débit est continu*, la valeur moyenne  $\langle u \rangle$  de  $u(t)$  est donnée :

$$\langle u \rangle = \alpha U_0$$

où  $\alpha$  est le rapport cyclique du hacheur, rapport de la commande du transistor par rapport à sa période.

Dans le cas où le *débit est discontinu*, la valeur moyenne  $\langle u \rangle$  de  $u(t)$  est donnée :

$$\langle u \rangle = \alpha U_0 + (1 - \beta)E$$

où  $\beta$  est le rapport de la durée de conduction du hacheur (celui où  $i(t) > 0$ ), vis-à-vis de sa période.



## SAVOIR-FAIRE

### Présentation

Dans l'étude ci-dessous, on s'intéresse à la différence des formes d'onde des tensions et des courants selon que le débit est continu ou discontinu.

On place des capteurs de tension et de courant et on utilise le logiciel LabVIEW pour obtenir, pour  $\alpha = 0,5$  et deux types de fonctionnement :

- à vide (débit continu),
- en charge (débit continu) pour un courant de charge de 5 A.

On s'intéresse alors aux grandeurs suivantes :

- À la forme d'onde et à la *valeur moyenne*  $\langle u \rangle$  de la tension  $u(t)$ . Cette valeur est comparée à la valeur mesurée et à la valeur théorique ;
- À la forme d'onde et à la *valeur moyenne*  $\langle i \rangle$  du courant dans le moteur  $i(t)$ . Cette valeur est comparée à la valeur mesurée et à la valeur théorique ;
- À la forme d'onde et à la *valeur moyenne*  $\langle i_s \rangle$  du courant dans le hacheur  $i_s(t)$ . Cette valeur est comparée à la valeur mesurée et à la valeur théorique.

### Mesures sur le Hacheur série à transistor IGBT

Les résultats sont donnés à la figure 20.1.

### Débit continu : le moteur est chargé, le courant moyen est de 5 A

On a relevé pour un rapport cyclique  $\alpha$  de 0,5, avec  $U_0 = 250$  V :

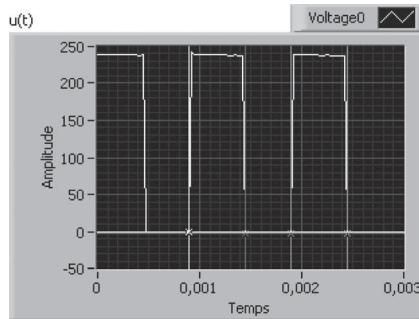
- Mesures aux appareils  $\langle u \rangle = 120$  V ;  $\langle i \rangle = 5$  A ;
- Mesures en utilisant les sondes et le logiciel  $\langle u \rangle = 116$  V,  $\langle i_s \rangle = 2,15$  A et  $\langle i \rangle = 4,32$  A ;
- Valeurs théoriques  $\langle u \rangle = 125$  V,  $\langle i_s \rangle = 2,5$  A et  $\langle i \rangle = 5$  A.

Les formes d'onde de la tension montrent que la tension  $u(t)$  varie entre 250 V et 0 V.

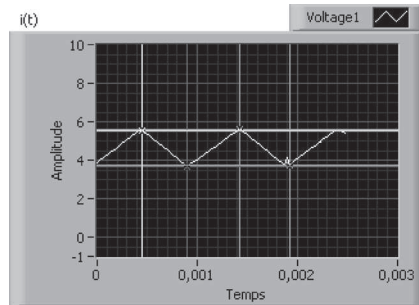
Le courant  $i_s(t)$  est nul durant l'effet « roue libre » et suit l'ondulation de  $i(t)$  lorsqu'il y a conduction du transistor.

Le courant  $i(t)$  a une ondulation donnée par  $\Delta i = 5,55 - 3,69 = 1,86$  A.

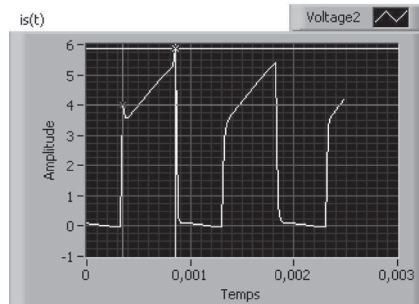
Fonctionnement en débit continu



|           |         |         |  |
|-----------|---------|---------|--|
| Curseur 0 | 0,0009  | -1,4953 |  |
| Curseur 1 | 0,00145 | -2,5024 |  |
| Curseur 2 | 0,0019  | -2,1667 |  |
| Curseur 3 | 0,00245 | -2,5329 |  |



|           |         |         |  |
|-----------|---------|---------|--|
| Curseur 0 | 0,00045 | 5,5542  |  |
| Curseur 1 | 0,0009  | 3,69873 |  |
| Curseur 2 | 0,00142 | 5,62134 |  |
| Curseur 3 | 0,00192 | 3,75366 |  |



|           |         |         |  |
|-----------|---------|---------|--|
| Curseur 0 | 0,00085 | 5,85938 |  |
| Curseur 1 | 0,00035 | 4,02222 |  |

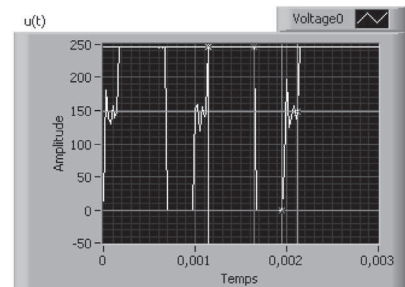


<u>  
116,05

<i>  
4,32

<is>  
2,15

Fonctionnement en débit discontinu



|           |         |         |  |
|-----------|---------|---------|--|
| Curseur 0 | 0,00115 | 246,735 |  |
| Curseur 1 | 0,00165 | 245,758 |  |
| Curseur 2 | 0,00195 | -0,9460 |  |
| Curseur 3 | 0,00212 | 147,98  |  |



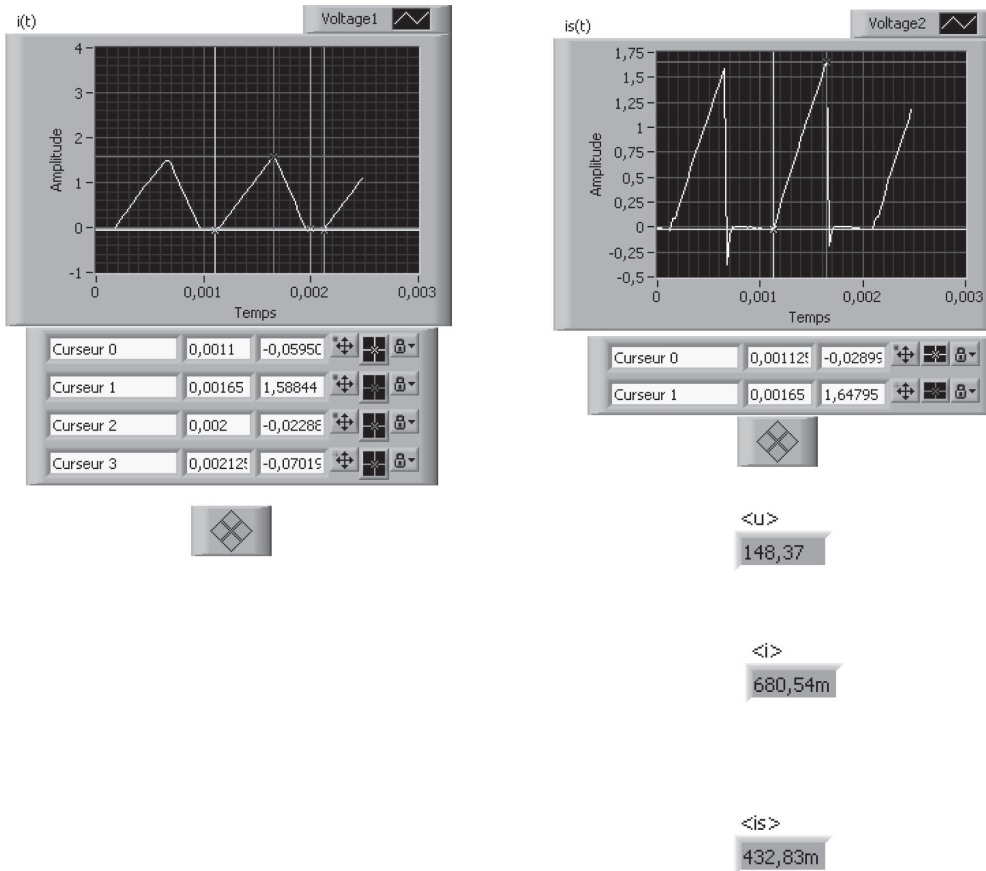


Figure 20.1 Résultats expérimentaux d'une commande d'un moteur à courant continu, en débit continu et discontinu

### Débit discontinu : le moteur tourne à vide

On a relevé pour un rapport cyclique  $\alpha$  de 0,5, avec  $U_0 = 250$  V :

- Mesures aux appareils  $\langle u \rangle = 150$  V ;  $\langle i \rangle = 0,75$  A ;
- Mesures en utilisant les sondes et le logiciel  $\langle u \rangle = 148$  V ;  $\langle i_s \rangle = 0,43$  A et  $\langle i \rangle = 0,68$  A ;
- Mesures concernant le débit discontinu noté en observant  $i(t)$  :

$$\beta = \frac{\text{Curseur 2} - \text{Curseur 0}}{0,001} = \frac{0,002 - 0,0011}{0,001} = 0,9$$

- Valeur maximale de  $i(t) = i_M = 1,58$  A ;

## Conseils

Les protections du hacheur sont obtenues grâce au driver SEMIKRON SKHI22. L'expérience suppose :

- que l'on procède lentement en montée en vitesse par augmentation du rapport cyclique ;
- que le démarrage s'effectue à vide ;
- que le moteur soit chargé uniquement après avoir atteint la tension nominale ;
- que la charge du moteur soit telle que le courant débité n'atteigne jamais le courant maximal supportable par le transistor IGBT et par le moteur ;
- que l'on veille à ce que l'échauffement du montage hacheur soit limité par une évacuation suffisante de la chaleur. Envisager une ventilation forcée si nécessaire.

➤ Mesure concernant le débit discontinu en observant  $u(t)$  ; on note au curseur 3 :  $E = 148 \text{ V}$ . C'est la f.é.m. du moteur en débit discontinu et  $E = \langle u \rangle$  en débit discontinu, car l'effet de la résistance est négligeable.

➤ Valeur théorique  
 $\langle u \rangle = 0,5 \times 250 + (1 - 0,5) \times 148 = 140 \text{ V}$

➤ Valeurs théoriques  
 $\langle i \rangle = \frac{\beta i_M}{2} = \frac{0,9 \times 1,58}{2} = 0,71 \text{ A}$  et  
 $\langle i_s \rangle = \frac{\alpha i_M}{2} = \frac{0,5 \times 1,58}{2} = 0,395 \text{ A}$

On constate que les valeurs théoriques sont assez bien vérifiées expérimentalement.

Les formes d'onde de la tension montrent que la tension  $u(t)$  varie entre  $250 \text{ V}$ ,  $148 \text{ V}$  et  $0 \text{ V}$ .

Le courant  $i_s(t)$  est nul durant l'effet « roue libre » et durant l'état où  $i = 0$  (débit discontinu) et suit l'ondulation de  $i(t)$  lorsqu'il y a conduction du transistor.



## EN PRATIQUE

L'étude peut être poursuivie en utilisant la réversibilité de la machine. Ceci n'a pas été possible dans l'expérience réalisée car l'alimentation continue est obtenue par un système redresseur à diodes associé à un filtrage par condensateur.

Il est possible de réaliser un freinage du moteur par réversibilité en ajoutant un transistor supplémentaire en série avec une résistance pour décharger périodiquement le condensateur de filtrage en cas de réversibilité.

### Objectifs

- ✓ Présenter les équations de fonctionnement du moteur à courant continu à flux constant.
- ✓ En déduire l'équation d'état d'un moteur à courant continu.
- ✓ Obtenir une modélisation du moteur exploitable sur logiciel.
- ✓ Présenter deux exemples de simulation sur deux logiciels différents.



### REPÈRES

On utilise la théorie des systèmes développée à la fiche 62.

En utilisant le système différentiel d'équations linéaires du moteur où les grandeurs vitesse et courant d'induit interviennent en tant que telles et par leur dérivée, et en posant  $k \Phi = K$  constante de f.é.m., on obtient :

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K\Omega$$
$$T_e = K i_a = J \frac{d\Omega}{dt} + T_p + f\Omega + T_r$$

Du point de vue **strictement mathématique**, ce système d'équations différentielles fait donc intervenir le courant d'induit  $i_a$  et la vitesse angulaire  $\Omega$  comme grandeurs du vecteur d'état  $[X]$  tandis que les grandeurs tension d'entrée  $U_a$  et couple résistant  $T_r$  sont les composantes du vecteur de commande  $[U]$ .

Du point de vue « **étude système** », il est facile de mesurer en temps réel les grandeurs d'état. Et lorsqu'il s'agit de réaliser un asservissement, il faut utiliser des capteurs d'intensité et de vitesse. Le vecteur  $[Y]$  résulte directement des caractéristiques des capteurs mesurant les grandeurs composantes de  $[X]$ .

Du point de vue **électrotechnique**, on sait que physiquement, le moteur à courant continu est *un système stable*. De plus, la tension d'induit agit principalement sur la vitesse et le couple résistant sur le courant d'induit. Le système moteur à courant continu est donc *commandable*. Et puisque le vecteur  $[Y]$  s'identifie par capteurs interposés à  $[X]$ , le moteur est un système observable.



## SAVOIR-FAIRE

## Équation d'état du moteur à courant continu à flux constant

On pose  $[Y] = [X] = \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix}$  et  $[U] = \begin{bmatrix} U_a \\ T'_r \end{bmatrix}$  avec  $T'_r = T_r + T_p$ .

Le système d'équations devient :

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \left( -\frac{R_a}{L_a} \right) i_a + \left( -\frac{K}{L_a} \right) \Omega + \left( \frac{1}{L_a} \right) U_a \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \left( \frac{K}{J} \right) i_a + \left( -\frac{f}{J} \right) \Omega - \left( \frac{1}{J} \right) T'_r \end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} [X] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ T'_r \end{bmatrix}$$

La matrice  $[A]$  est donc :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

et la matrice  $[B]$  est alors :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

## Stabilité du système

On cherche les valeurs propres de la matrice  $[A]$ . Ce qui donne :

$$\det([A] - \lambda [1]) = 0 \Rightarrow \begin{vmatrix} -\frac{R_a}{L_a} - \lambda & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

On aboutit à l'équation suivante :

$$\lambda^2 + \lambda \left( \frac{f}{J} + \frac{R_a}{L_a} \right) + \left( \frac{R_a}{L_a} \right) \left( \frac{K^2}{R_a J} + \frac{f}{J} \right) = 0$$

On rappelle les constantes de temps du moteur :

$$\begin{aligned} \tau_e &= \frac{L_a}{R_a} \\ \tau_{em} &= \frac{R_a J}{K^2} \\ \tau_M &= \frac{f}{J} \end{aligned}$$

avec en pratique  $\tau_M \gg \tau_{em} > \tau_e$ . L'équation précédente devient :

$$\lambda^2 + \lambda \left( \frac{1}{\tau_M} + \frac{1}{\tau_e} \right) + \left( \frac{1}{\tau_e} \right) \left( \frac{1}{\tau_M} + \frac{1}{\tau_{em}} \right) = 0$$

Les racines  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont soit négatives, soit en partie réelles négatives puisque leur produit est positif et leur somme négative. Le système est « mathématiquement » toujours stable.

Le discriminant s'écrit après simplification :

$$\Delta = \left( \frac{1}{\tau_M} - \frac{1}{\tau_e} \right)^2 - 4 \left( \frac{1}{\tau_e} \frac{1}{\tau_{em}} \right)$$

Comme  $\tau_M \gg \tau_e$ , il vient en pratique :

$$\Delta \approx \left( \frac{1}{\tau_e} \right) \left[ \left( \frac{1}{\tau_e} \right) - 4 \left( \frac{1}{\tau_{em}} \right) \right]$$

Si  $\tau_{em} > 4 \tau_e$  le discriminant  $\Delta$  est positif, les racines  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont réelles négatives et le moteur est très stable. C'est le cas si  $L_a < \frac{R_a^2 J}{4K^2}$ , ce qui est le cas le plus fréquent.

Si  $\tau_{em} < 4 \tau_e$ , le discriminant  $\Delta$  est négatif, les racines  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont complexes en partie réelle négative et le moteur est peu stable. C'est le cas si  $L_a > \frac{R_a^2 J}{4K^2}$ . Ce

qui intervient parfois si on place une bobine de lissage (dans le cas de l'utilisation d'un redresseur) trop élevée en série avec l'induit du moteur où le moment d'inertie  $J$  est faible.

### Commandabilité du système

On cherche le rang de la matrice  $[M_c] = ([B] \mid [A] [B])$ . Ce qui donne :

Pour  $[B]$  : rang = 2

Pour  $[A] [B]$  :

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a^2} & \frac{K}{JL_a} \\ \frac{K}{JL_a} & \frac{f}{J^2} \end{bmatrix}$$

Le rang de la matrice  $[A] [B]$  est bien de 2. Le système est donc toujours commandable.

### Utilisation de l'équation d'état du moteur

Reprenons l'équation :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} [X] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ T'_r \end{bmatrix}$$

Ce qui correspond à :

$$s[X] = [A][X] + [B][U]$$

où  $s$  est l'opérateur de la transformation de Laplace.

On obtient donc :

$$(s[1] - [A])[X] = [B][U]$$

soit encore :

$$[X] = (s[1] - [A])^{-1} [B][U] = [T][U]$$

où  $[T]$  est une matrice de transfert.

Écrivons

$$s[1] - [A] = \begin{bmatrix} s + \frac{R_a}{L_a} & \frac{K}{L_a} \\ -\frac{K}{J} & s + \frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

On néglige le frottement visqueux  $f$ . On obtient alors :

$$(s[1] - [A])^{-1} = \begin{pmatrix} 1 \\ s^2 + s\frac{R_a}{L_a} + \frac{K^2}{JL_a} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} s & -\frac{K}{L_a} \\ +\frac{K}{J} & s + \frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix}$$

On retrouve ainsi les termes utilisés dans la modélisation par fonctions de transfert présentée au chapitre 9.

$$\begin{bmatrix} I_a(s) \\ \Omega(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(s) & T_{12}(s) \\ T_{21}(s) & T_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a(s) \\ T'_r \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} U_a(s) \\ T'_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[T] = (s[1] - [A])^{-1} [B] = \begin{pmatrix} 1 \\ s^2 + s\frac{R_a}{L_a} + \frac{K^2}{JL_a} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} s & -\frac{K}{L_a} \\ +\frac{K}{J} & s + \frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$



## EN PRATIQUE

### Modélisation dans l'espace des états

À partir de :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ \Omega \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ \Omega \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ T'_r \end{pmatrix}$$

on construit le modèle suivant. Le moteur est le même que pour la fiche 19 et il fonctionne dans les mêmes conditions : moteur Leroy-Somer MS1 Classe F 801 L 06 de puissance nominale 0,44 kW, de vitesse nominale 1 500 tr/min (soit 157 rad/s).

On rappelle que :

$L_a = 30 \text{ mH}$  ;  $J = 0,003 \text{ kg.m}^2$  (moteur seul) ;  $U_n = 170 \text{ V}$  ; couple nominal 3 N.m Classe F ;  $I_F = 0,38 \text{ A}$  ;  $i_{an} = 3 \text{ A}$ .

Résistance d'induit à chaud :  $R_a = 5 \text{ ohms}$  ;  $K = 0,987 \text{ Wb}$  ;  $L_a = 0,0243 \text{ H}$

La constante de temps électrique vaut donc  $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 4,86 \text{ ms}$

$J = 0,004 \text{ kg.m}^2$  car le moteur est accouplé à une charge mécanique.

La constante de temps électromécanique vaut donc  $\tau_{em} = \frac{R_a J}{K^2} = 20,5 \text{ ms}$ .

$T_p = 0,25 \text{ N.m}$  et  $f = 0,0016$ .

La constante de temps mécanique vaut donc  $\tau_M = \frac{J}{f} = 2,5 \text{ s}$ .

L'équation d'état devient numériquement :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -205 & -40,6 \\ 246,7 & -0,4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 41,15 & 0 \\ 0 & -250 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ T'_r \end{bmatrix}$$

## Simulation sur le logiciel SIMULINK

On effectue la simulation avec ce logiciel en imposant comme grandeurs d'entrée :

- La tension d'induit  $U_a$  variant selon une rampe,
- Le couple résistant  $T_r(t)$  variant selon des créneaux variant de 0 à 3 N.m.  
On a donc  $T'_r$  variant entre 0,25 N.m et 3,25 N.m.

L'étude est présentée à la figure 21.1.

On constate que les courbes de simulation obtenues donnent une perturbation de la vitesse, assez significative.

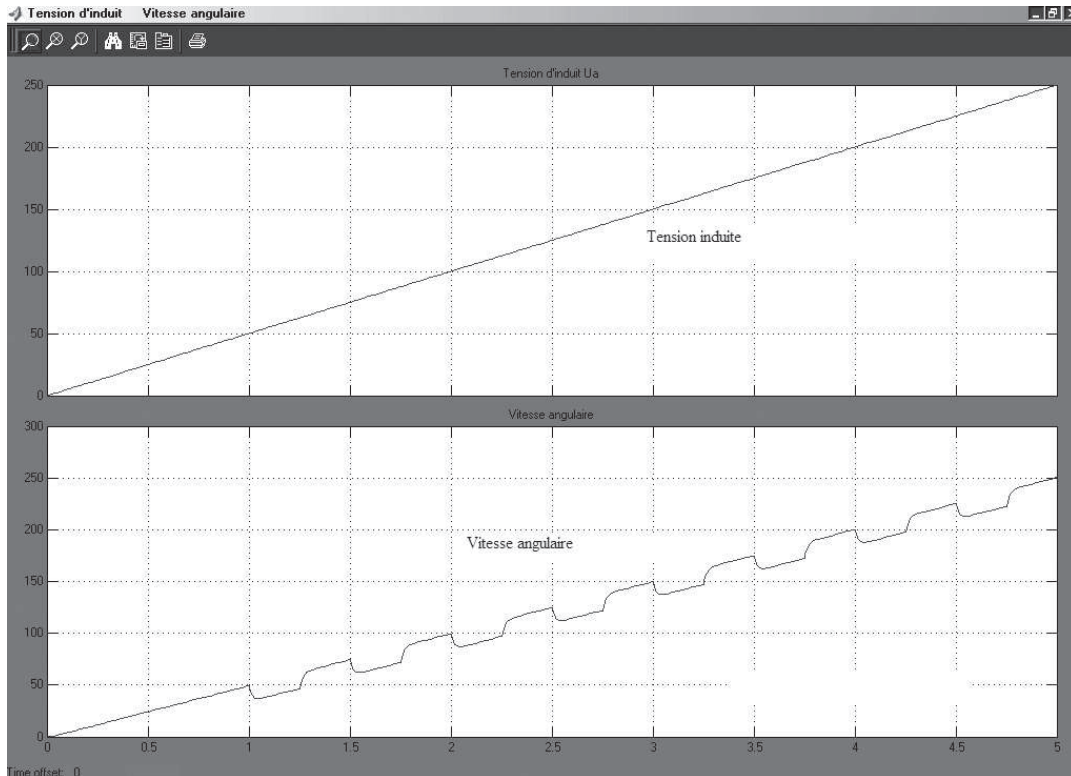
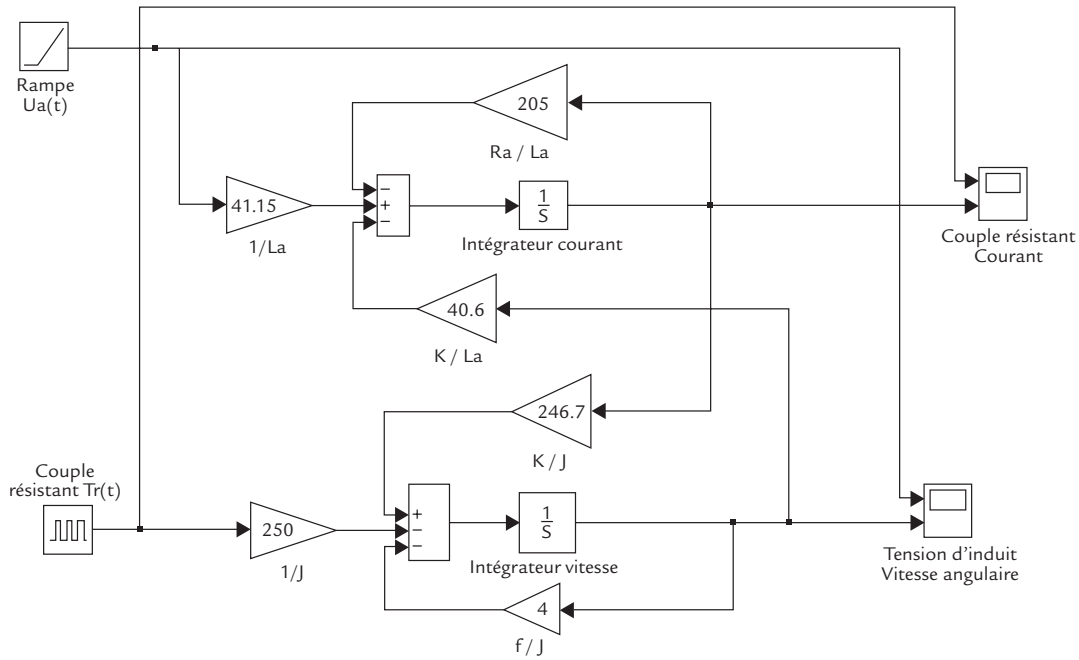


Figure 21.1 Représentation d'état du moteur Leroy-Somer à flux constant en utilisant le logiciel SIMULINK

Conseils

La modélisation d'état est pratique pour les simulations informatiques. Cependant, si les valeurs mesurées sont trop imprécises, il y a un risque de non-convergence au moment de la simulation.

On sait que la commande d'un moteur à courant continu à flux constant exige une bonne connaissance de son modèle en régime dynamique. Le risque de non-convergence, ou de résultats de simulation éloignés des résultats expérimentaux, doit inciter l'opérateur à la critique sur la validité du modèle.

En principe, si le modèle est validé, un dysfonctionnement détecté en simulation révèle un dysfonctionnement en expérimentation.

Simulation sur le logiciel VisSim

On effectue la simulation avec ce logiciel en imposant comme grandeurs d'entrée :

- La tension d'induit  $U_a$  variant selon une rampe de pente 22 V/s,
- Le couple résistant  $T_r(t)$  variant selon des créneaux variant de 0 à 5 N.m.

L'étude est présentée à la figure 21.2.

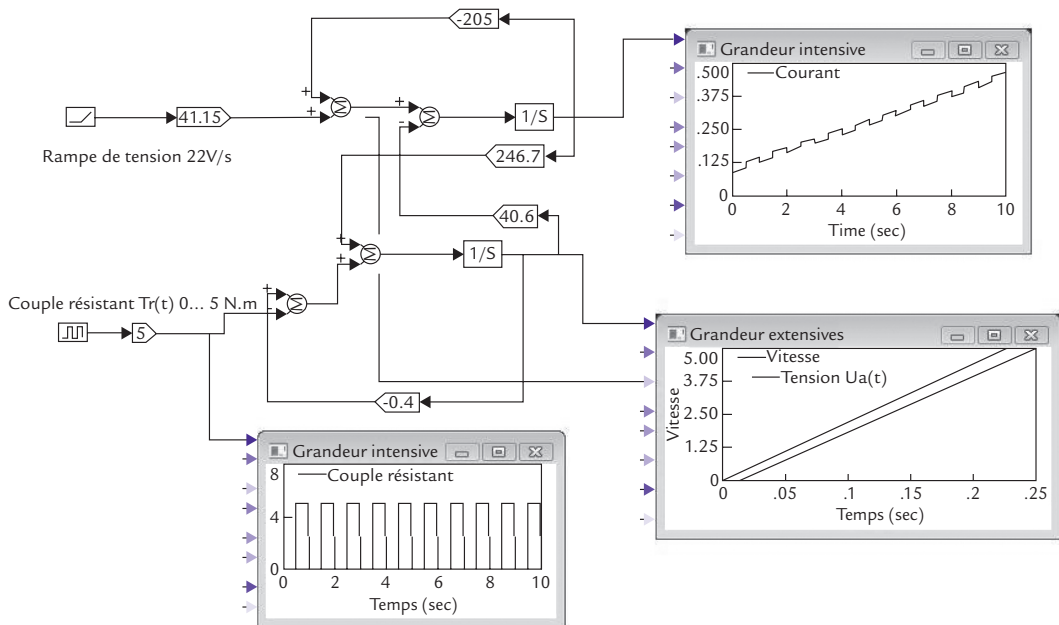


Figure 21.2 Représentation d'état du moteur Leroy-Somer à flux constant en utilisant le logiciel VisSim

Là encore, on constate que les courbes de simulation obtenues donnent une perturbation de la vitesse, assez significative, à cause des variations du couple résistant.

### Objectifs

- ✓ Présenter les équations de fonctionnement du moteur à courant continu à flux constant.
- ✓ Établir un modèle thermique du moteur à courant continu.
- ✓ Étudier des équations de fonctionnement en cycle robotique.
- ✓ Présenter des exemples de simulation sur deux logiciels différents.



### REPÈRES

## Caractéristiques de l'utilisation

Le moteur est commandé de manière à réaliser :

- soit des *cycles de vitesse* pour parcours angulaire donné  $\Theta$ , avec accélération la plus grande possible, palier de vitesse à un niveau le plus élevé possible, freinage, arrêt, et ceci pour des valeurs positives ou négatives de  $\Theta$ . Généralement la charge est « inertielle », c'est-à-dire que le couple résistant est nul. Ce qui va déterminer l'importance du courant d'induit est le couple d'inertie  $J d\Omega / dt$ .
- soit des *cycles « levage - descente »* à faible vitesse. Dans ce cas, on néglige l'influence du moment d'inertie, mais ce qui va déterminer l'importance du courant d'induit est le couple mécanique résistant  $T_r$ .

Dans les deux cas, le régime de variation des grandeurs de la machine (courant, vitesse...) est suffisamment lent pour que l'on puisse négliger l'inductance d'induit  $L_a$  dans les équations.

D'une manière générale, les équations à considérer sont :

$$U_a = R_a i_a + K \Omega$$
$$T_e = K i_a = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + T_p + T_r$$

## Utilisation du modèle thermique du moteur

Si le moteur est commandé de manière à fournir périodiquement des couples élevés, les pertes sont importantes, surtout les pertes par effet Joule. Le

modèle thermique permet de connaître la température du rotor pour un cycle de fonctionnement donné. Un schéma simplifié de ce modèle est donné à la figure 22.1.

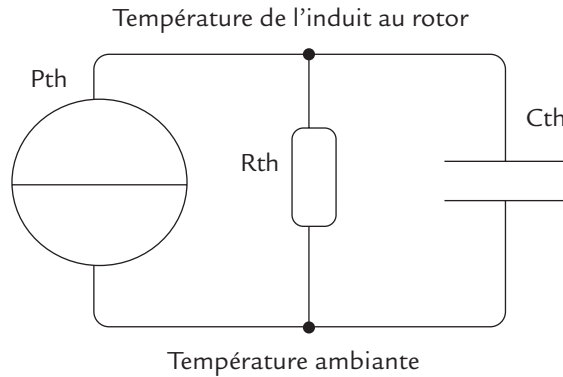


Figure 22.1 Modèle thermique simplifié du moteur à flux constant

La « source de courant » est en fait une source de chaleur provenant des pertes du moteur, qui sont essentiellement dissipées au rotor (les moteurs sont généralement à aimant permanent en robotique). La puissance thermique  $P_{Thr}$  est donnée par :

$$P_{Thr} = R_a i_a^2 + (T_p + f \Omega) \Omega$$

Cette puissance est dissipée par conduction et par convection entre le rotor et le laboratoire à travers l'entrefer et la carcasse du stator, tandis qu'une partie de la chaleur s'accumule dans l'ensemble métallique constitué par le moteur.

En désignant par  $T_r$  la température du rotor et  $T_a$  la température ambiante du laboratoire, on écrit :

$$P_{Thr} = \frac{T_r - T_a}{R_{th}} + C_{th} \frac{d(T_r - T_a)}{dt}$$

où  $R_{th}$  et  $C_{th}$  sont respectivement la résistance et la capacité thermiques équivalentes.

À régime de puissance thermique  $P_{Thr}$  constante, la température du rotor du moteur croît avec une constante de temps thermique  $\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th}$  (ordre de grandeur 3 000 s à 5 000 s).

L'asymptote horizontale correspond à la température finale  $T_{rfin}$  donnée par la loi d'Ohm thermique :

$$T_{rfin} - T_a = R_{th} P_{Thr}$$

Il est indispensable que cette température soit inférieure à celle préconisée par le constructeur (de l'ordre de 100 °C). Attention, certains constructeurs considèrent une température de laboratoire de 40 °C.



## SAVOIR-FAIRE

### Cycle robotique : présentation

Un cycle robotique consiste à imposer un angle de rotation  $\theta$  de la charge, angle correspondant à un déplacement demandé pour un bras articulé par exemple. Pour obtenir ce déplacement, on s'intéresse à l'allure de la vitesse et de l'accélération en fonction du temps (voir figure 22.2).

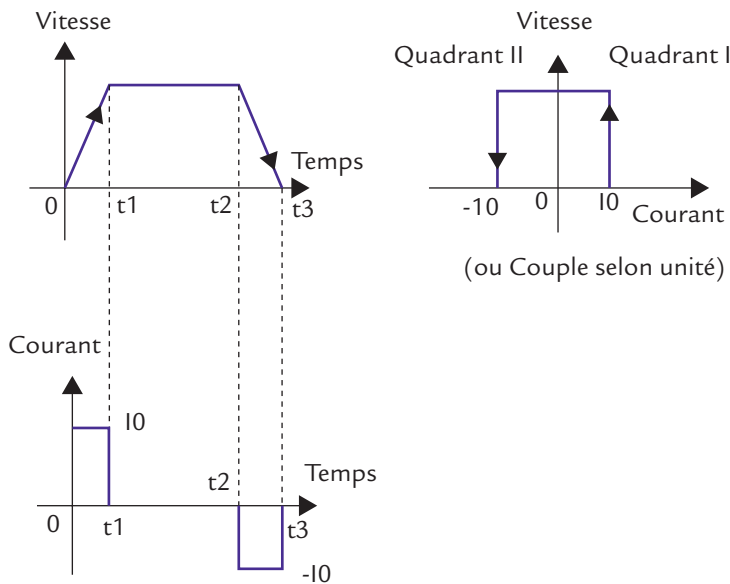


Figure 22.2 Un cycle robotique élémentaire

Dans l'exemple ci-dessus, la charge est purement « inertielle » et l'on néglige les pertes autres que l'effet Joule. La valeur du courant est alors très simple à obtenir, surtout si la durée  $t_3 - t_2$  du freinage est égale à la durée  $t_1$  de l'accélération.

## Comportement du moteur

On doit écrire le comportement du moteur dans le cas de trois régimes simples de fonctionnement :

- régime de démarrage à accélération  $\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt}$  constante ; le courant absorbé  $i_a = \left(\frac{J}{K}\right) \dot{\Omega}$  par le moteur est constant et sa valeur dépend de l'accélération voulue (positive). L'intensité de ce courant peut être égale ou légèrement supérieure au courant nominal  $I_n$  ;
- régime à vitesse constante ; le courant absorbé  $i_a = I_0 = \frac{T_p}{K}$  par le moteur est quasi nul ;
- régime de freinage à décélération  $\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt}$  constante négative ; le courant fourni  $i_a = \left(\frac{J}{K}\right) \dot{\Omega}$  par la machine à l'alimentation continue est constant, et sa valeur dépend de l'accélération voulue (négative). L'intensité de ce courant peut être égale ou légèrement supérieure en valeur absolue au courant nominal  $I_n$ . La source d'alimentation doit être réversible en courant.

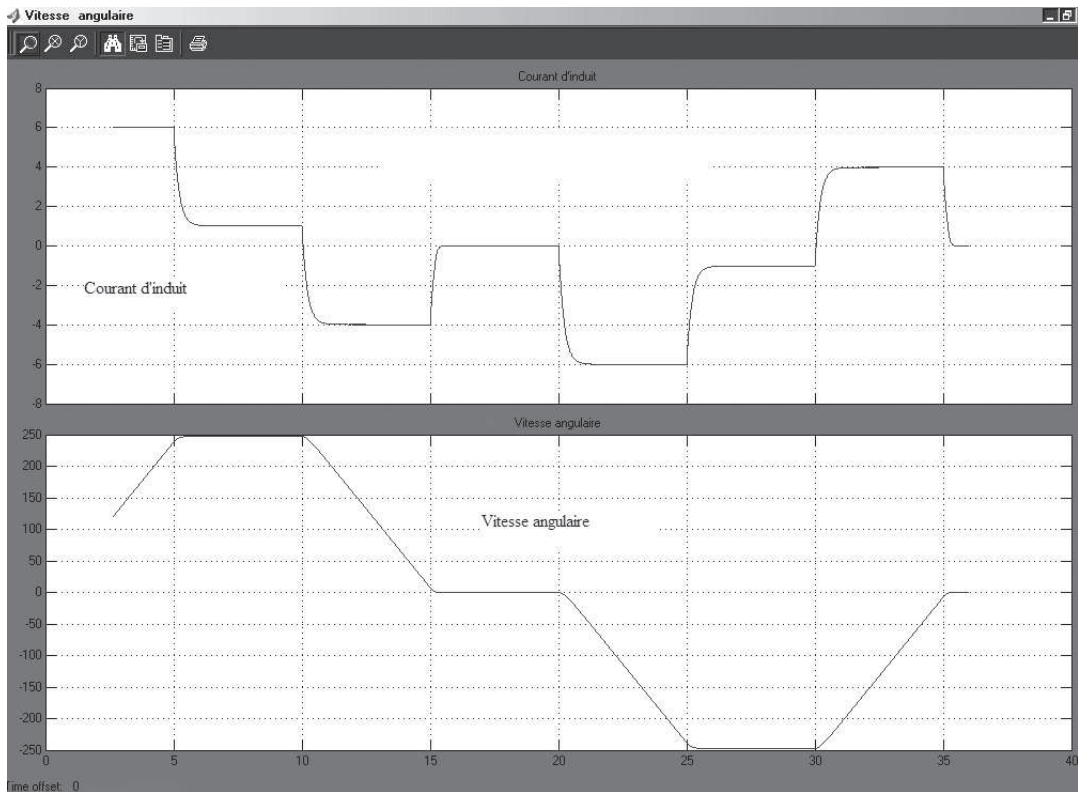
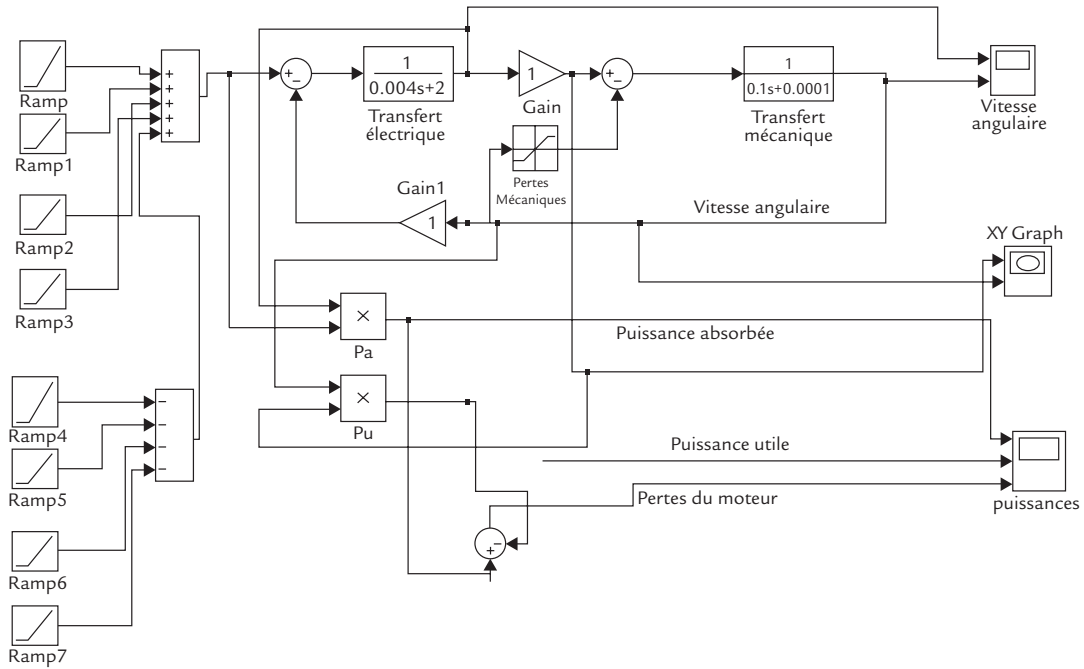


## EN PRATIQUE

### Simulation d'un cycle robotique sur le logiciel SIMULINK

On a réalisé sur le logiciel SIMULINK un montage d'un moteur à courant continu soumis à une charge seulement inertielle et exécutant un cycle robotique (voir figure 22.3).

Le moteur a une couple de pertes mécanique valant 1 N.m. Le *transfert électrique* se fait avec une résistance de 2 ohms et une inductance d'induit de 4 mH. Le *transfert mécanique* comporte un moment d'inertie de 0,1 kgm<sup>2</sup> et un coefficient de frottement visqueux de 10<sup>-4</sup>. Les huit rampes sont placées pour réaliser une commande en boucle ouverte du moteur afin d'obtenir un cycle robotique pour la vitesse. On constate en tracé X-Y le fonctionnement dans les quatre quadrants du moteur. On a indiqué également la courbe des puissances. On remarque ainsi l'évolution des pertes du moteur dans un cycle.



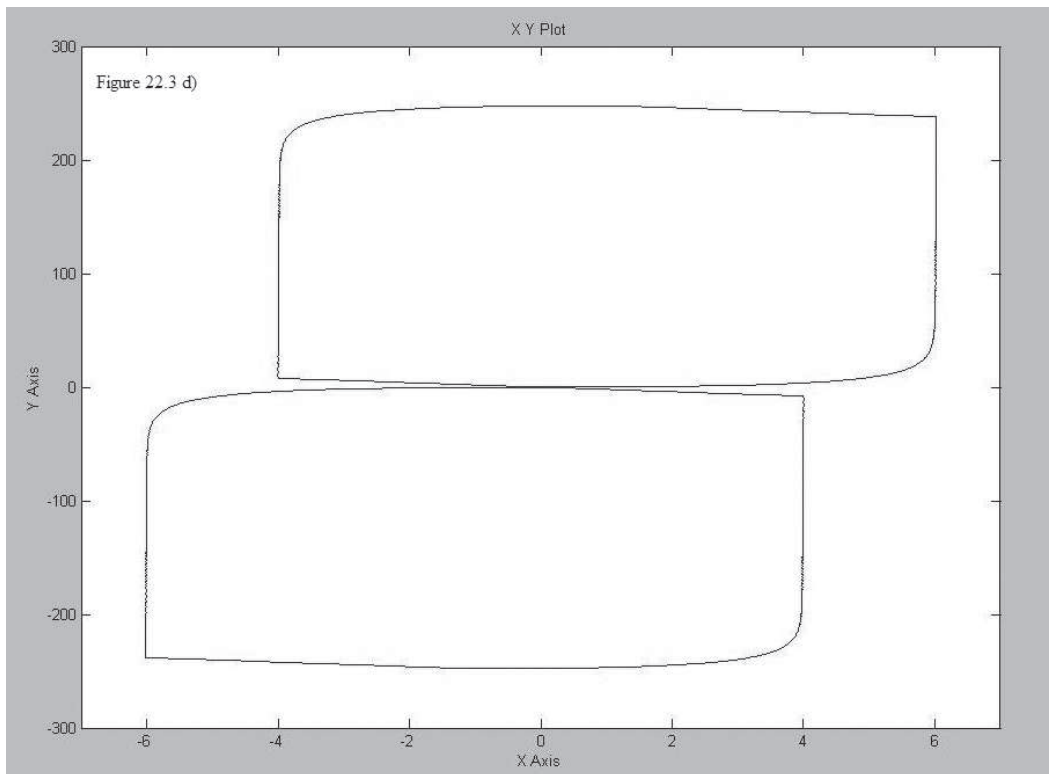
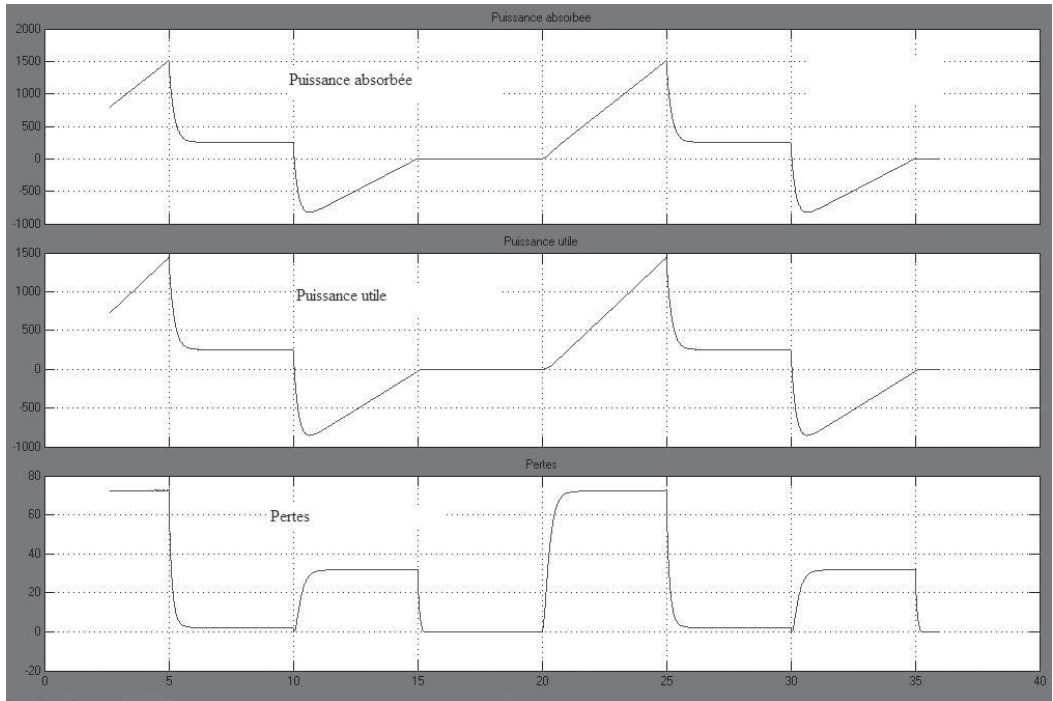


Figure 22.3 Fonctionnement d'un moteur à courant continu en cycle robotique

## Simulation sur le logiciel VisSim

On a réalisé sur ce logiciel un montage d'un moteur à courant continu soumis à une charge seulement inertielle et exécutant un cycle robotique (voir figure 22.4).

Le moteur est le suivant : moteur Leroy-Somer MS1 Classe F 801 L 06 de puissance nominale 0,44 kW, de vitesse nominale 1 500 tr/min (soit 157 rad/s).

On rappelle que :

$L_a = 30 \text{ mH}$  ;  $J = 0,003 \text{ kg.m}^2$  (moteur seul) ;  $U_n = 170 \text{ V}$  ; couple nominal 3 N.m Classe F

$I_F = 0,38 \text{ A}$  ;  $i_{an} = 3 \text{ A}$ .

Résistance d'induit à chaud :  $R_a = 5 \text{ ohms}$

$K = 0,987$

$L_a = 0,0243 \text{ H}$

$J = 0,004 \text{ kg.m}^2$ , car le moteur est accouplé à une charge mécanique.

$T_p = 0,25 \text{ N.m}$  et  $f = 0,0016$

Les valeurs extrêmes de la vitesse et du courant sont indiquées. On constate en tracé X-Y le fonctionnement dans les quatre quadrants du moteur.

### Conseils

Le cycle robotique est très utilisé dans de nombreux systèmes, aussi bien pour l'industrie automobile que l'industrie pharmaceutique.

Quand il s'agit de mouvements de bras articulés, de nombreuses précautions doivent être prises pour éviter que le mouvement devienne dangereux ou incontrôlable, aussi bien pour les personnes que pour le matériel utilisé.

Il faut prévoir que l'arrêt du moteur ne produise pas de surintensité dans les convertisseurs.

L'étude de l'optimisation du cycle robotique est plus développée aux fiches N° 63 et N° 64.

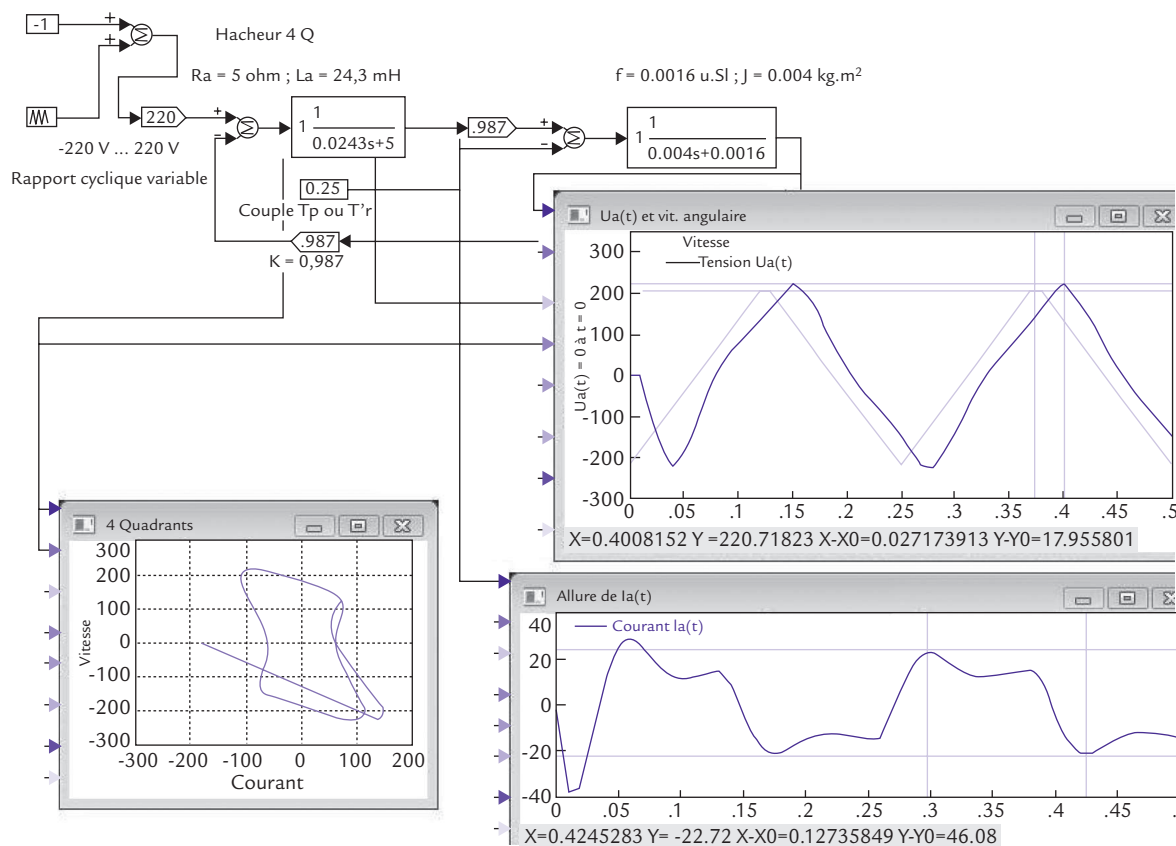


Figure 22.4 Fonctionnement d'un moteur à courant continu en cycle robotique

### Objectifs

- ✓ Présenter les équations de fonctionnement du moteur à courant continu à flux constant.
- ✓ Établir un principe de freinage.
- ✓ Étudier des équations expliquant la récupération de l'énergie.
- ✓ Présenter des exemples de profil de décélération.



### REPÈRES

Le développement de nouveaux moyens de stockage montre l'intérêt de plus en plus grand des spécialistes pour le freinage (stockage courte durée de l'énergie) et la récupération (stockage longue durée). Pour cette étude, on utilise :

- Une modélisation très simple, de type  $r - L - E$ , des machines électriques à courant continu, y compris leur commande par un convertisseur de puissance.
- Un comportement tel que le couple est quasi-constant, ce qui a pour conséquence que la machine se comporte en source de courant.
- Certains asservissements de ces machines permettent d'obtenir des freinages selon des modes « confortables » pour l'utilisateur.

On considère ici que l'élément de stockage peut être une batterie de supercondensateurs ou une batterie d'accumulateurs.



### SAVOIR-FAIRE

#### Le modèle utilisé pour la machine à courant continu

Le principe du freinage consiste à ce que la vitesse évolue et tend à devenir nulle. Le modèle  $r - L - E$  doit être adapté. On admet que la f.é.m.  $E$  est proportionnelle à la vitesse angulaire :  $E = K\Omega$ .

Le convertisseur utilisé est un hacheur parallèle. Le rapport cyclique est désigné par  $\alpha$ . Le schéma utilisé est celui de la figure 23.1.

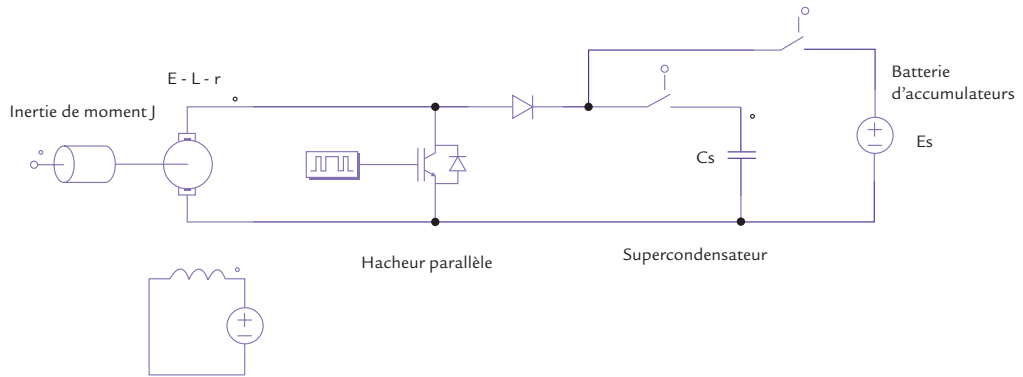


Figure 23.1 Fonctionnement d'une machine à courant continu en freinage par récupération

Le hacheur permet un contrôle du freinage et de la charge de la batterie de f.é.m. qui est supposée constante, ou d'un supercondensateur de capacité  $C_s$  très élevée (de l'ordre de 100 F).

### Étude énergétique du freinage

On utilise les équations de la machine :

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K\Omega$$

$$T_e = K i_a = J \frac{d\Omega}{dt} + T_p + f\Omega + T_r$$

Du point de vue énergétique, on passe d'une énergie cinétique  $W_s = \frac{1}{2} J \Omega_0^2$  à 0 puisque le freinage consiste dans ce cas à tenter de récupérer cette énergie.

Deux cas sont à considérer :

- La récupération de l'énergie se fait sur un *supercondensateur* de capacité très élevée  $C_s$  ;
- La récupération de l'énergie se fait sur une batterie d'accumulateurs de f.é.m.  $E_s$ .

On supposera par la suite que la récupération s'effectue sans pertes.

### Récupération sur une batterie de supercondensateurs

Soient  $V_0$  la tension initiale à  $t = 0$ , et  $V_{fin}$  la tension finale en fin de freinage du supercondensateur. Si la récupération s'effectue sans pertes, on a :

$$\frac{1}{2} C_s (V_{fin}^2 - V_0^2) = \frac{1}{2} J \Omega_0^2$$

où  $\Omega_0$  est la vitesse angulaire à  $t = 0$ .

Ce qui permet d'obtenir la relation suivante, quel que soit le mode d'évolution de la vitesse :

$$V_{fin}^2 = \left( \frac{J}{C_s} \right) \Omega_0^2 + V_0^2$$

En général, les constructeurs de supercapacité préconisent :

$$V_{fin} = 2 V_0$$

Où  $V_{fin} = V_n$  tension nominale du supercondensateur. Il s'ensuit la relation :

$$\left( \frac{3}{4} \right) V_n^2 = \left( \frac{J}{C_s} \right) \Omega_0^2$$

Prenons un exemple simple :  $J = 1 \text{ kg.m}^2$ ;  $\Omega_0 = 157 \text{ rad/s}$ ;  $C_s = 100 \text{ F}$ . La tension nominale  $V_n$  du super condensateur devra être égale ou supérieure à 18,12 V pour emmagasiner une énergie de 12 324 joules.

### Récupération sur une batterie d'accumulateurs

Soit  $E_s$  la f.é.m. de la batterie, supposée parfaite, c'est-à-dire constante. Si la récupération s'effectue sans pertes, on a :

$$\Delta Q_s \times E_s = \frac{1}{2} J \Omega_0^2$$

où  $\Omega_0$  est la vitesse angulaire à  $t = 0$  et  $\Delta Q_s$  la variation de la charge (stockée) de la batterie, à tension constante. Attention, cette variation de charge  $\Delta Q_s$  n'est pas celle  $\Delta Q$  qui est fournie par la machine à courant continu, car une partie de  $\Delta Q$  est évacuée par le hacheur parallèle vers la masse.

Il s'ensuit la relation suivante :

$$\Delta Q_s = \frac{1}{2} \left( \frac{J}{E_s} \right) \Omega_0^2$$

Prenons un exemple simple :  $J = 1 \text{ kg.m}^2$ ;  $\Omega_0 = 157 \text{ rad/s}$ ;  $E_s = 24 \text{ V}$ . La batterie va emmagasiner une énergie de 12 324 joules, soit une charge  $\Delta Q_s$  de 513,5 C ou de 0,142 A.h.



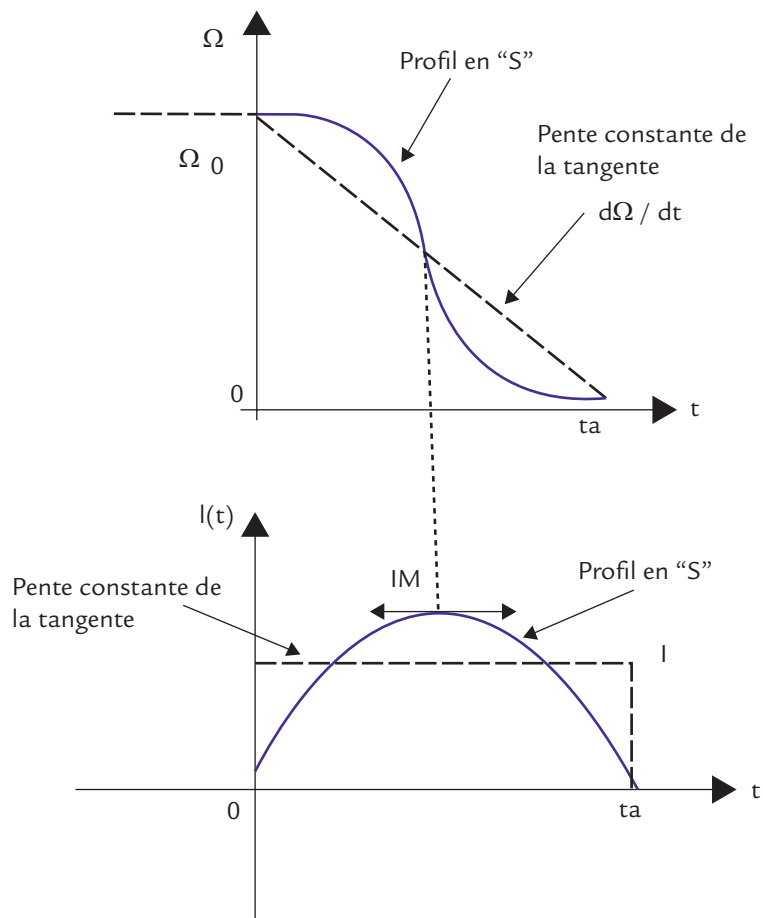
## EN PRATIQUE

### Freinage à décélération constante

On s'impose donc un profil de vitesse à décroissance linéaire

$$\Omega(t) = \Omega_0 \left( 1 - \frac{t}{t_a} \right)$$

où  $t_a$  est l'instant d'arrêt de la machine lorsque le début du freinage commence à  $t = 0$ , et  $\Omega_0$  la vitesse angulaire à  $t = 0$ . Ce profil est indiqué à la figure 23.2.



**Figure 23.2** Profils d'évolution de la vitesse du freinage d'une machine à courant continu en freinage par récupération

On en déduit :  $\frac{d\Omega}{dt} = \dot{\Omega} = -\left(\frac{1}{t_a}\right)\Omega_0$ . Ce qui donne  $Ki_a = \left(\frac{J}{t_a}\right)\Omega_0$  en se plaçant en convention générateur et en négligeant le coefficient  $f$  et le couple  $T_r$ ; c'est-à-dire :

$$i_a = I = \left(\frac{J}{Kt_a}\right)\Omega_0$$

Le hacheur permet un fonctionnement à débit de courant quasi-constant, ce qui a pour effet de « neutraliser » l'influence de l'inductance du moteur. Celle-ci intervient néanmoins pour fixer l'ondulation du courant due au hacheur parallèle. En imposant la valeur de la durée  $t_a$  du freinage, on impose de fait la valeur de  $I$ .

Prenons un exemple :  $J = kg \cdot m^2$ ;  $\Omega_0 = 157 \text{ rad/s}$ ;  $K = 1 \text{ Wb}$ ;  $t_a = 10 \text{ s}$ , alors  $I = 15,7 \text{ A}$ . La tension de sortie de la machine est donnée par :

$$U_a(t) = K\Omega - R_a I = K\Omega_0 \left(1 - \frac{t}{t_a} - \frac{R_a J}{K^2 t_a}\right) = K\Omega_0 \left(1 - \frac{t}{t_a} - \frac{\tau_{em}}{t_a}\right)$$

On retrouve ici le rôle de la constante de temps électromécanique  $\tau_{em}$ .

Au début du freinage, à  $t = 0$ , alors  $U_a(0) = K\Omega_0 \left(1 - \frac{\tau_{em}}{t_a}\right)$

Lorsque la vitesse de la machine devient nulle, alors :

$$U_a(t_a) = -K\Omega_0 \left(\frac{\tau_{em}}{t_a}\right) < 0$$

### Freinage à profil de vitesse en «S»

On s'impose un freinage à décroissance sinusoïdale de la vitesse. On s'impose donc un profil de vitesse (voir la figure 23.2).

$$\Omega(t) = \frac{\Omega_0}{2} \left[ 1 + \cos\left(\pi \frac{t}{t_a}\right) \right]$$

où  $t_a$  est l'instant d'arrêt de la machine lorsque le début du freinage commence à  $t = 0$  et  $\Omega_0$  la vitesse angulaire à  $t = 0$ . Ce profil est indiqué à la figure 23.2.

On en déduit :

$$\dot{\Omega} = -\frac{\Omega_0}{2t_a} \pi \sin\left(\pi \frac{t}{t_a}\right)$$

### Conseils

Mieux vaut éviter les freinages trop brutaux ; c'est pourquoi le profil « en S » est le plus intéressant.

Veiller à ce que l'énergie emmagasinée lors du freinage ne soit pas excessive. Une bonne gestion de cette énergie récupérée est souhaitable pour optimiser le freinage.

Le profil de freinage peut être imposé par programmation dans un processeur.

On constate que dans ce cas, l'accélération varie progressivement, ce qui évite les « à-coups ».

En appliquant la formule du couple, on obtient  $i_a = I(t) = \left( \frac{J\Omega_0\pi}{2Kt_a} \right) \sin\left( \pi \frac{t}{t_a} \right)$  en

se plaçant en convention générateur, et en négligeant le coefficient  $f$  et le couple  $T_r$ . Ce courant est maximal pour  $t = t_a/2$ , et vaut alors :

$$I_M = \frac{J\Omega_0\pi}{2Kt_a}$$

Exemple  $J = \text{kg.m}^2$ ;  $\Omega_0 = 157 \text{ rad/s}$ ;  $K = 1 \text{ Wb}$ ;  $t_a = 10 \text{ s}$ ; alors  $I_M = 24,66 \text{ A}$

On obtient pour la tension fournie par la génératrice :

$$U_a(t) = K\Omega - R_a I = K \frac{\Omega_0}{2} \left[ 1 + \cos\left( \pi \frac{t}{t_a} \right) - \left( \frac{\pi \tau_{em}}{t_a} \right) \sin\left( \pi \frac{t}{t_a} \right) \right]$$

On retrouve encore ici le rôle de la constante de temps électromécanique  $\tau_{em}$ .

Au début du freinage, à  $t = 0$ , alors  $U_a(0) = K\Omega_0$

Lorsque la vitesse de la machine devient nulle, alors  $U_a(t_a) = 0$ .

# UTILISATION DU MOTEUR À COURANT ALTERNATIF

## Moteur électrique et charge mécanique

### Caractéristique couple-vitesse d'un moteur électrique

La caractéristique mécanique couple utile-vitesse angulaire  $T_u = f(\Omega)$  permet à l'utilisateur de prévoir le comportement de divers moteurs. En général, ces caractéristiques sont paramétrées pour une grandeur physique : tension, fréquence, flux...

En courant alternatif, le choix des moteurs est plus important, mais il dépend beaucoup du type d'alimentation utilisé :

- › en monophasé, les machines sont soit à collecteur, soit à champ tournant ;
- › en triphasé, le plus souvent en régime sinusoïdal ou équivalent, comme celui qui est fourni par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI), les machines sont à champ tournant.

Rappelons que le couple utile  $T_u$  est obtenu à partir de la puissance active  $P_{abs}$  fournie au moteur et après avoir soustrait toutes les pertes :

$$P_u = T_u \Omega = P_{abs} - \sum \text{pertes}$$

## Adaptation moteur électrique-charge mécanique

### Position du problème

L'adaptation d'un moteur à sa charge mécanique peut être envisagée à partir de nombreux critères. Citons les principaux :

- › *Critère de stabilité* : on détermine le point de fonctionnement atteint dans le plan  $(\Omega, T_u)$ . Ce critère concerne les charges mécaniques dont le couple résistant ne dépend que de la vitesse.
- › *Critère de faibles oscillations de vitesse* si le critère précédent n'est pas applicable. Ce critère concerne surtout les charges mécaniques dont le couple résistant varie brutalement en fonction du temps.

- › *Critère de contrôle de la vitesse* si le critère précédent n'est pas applicable. Il concerne toutes les charges, mais surtout les charges mécaniques dont le couple résistant est à la fois fonction du temps et de la vitesse  $T_r = f(\Omega, t)$ .
- › *Critère d'adaptation de la vitesse et des moments d'inertie*. Il consiste à choisir judicieusement un réducteur ou un multiplicateur de vitesse. Ce critère concerne surtout les charges mécaniques dont le couple est « inertiel », les charges et le moment d'inertie évoluent rapidement.

## Contrôle de la vitesse

Dans de nombreux cas, et selon le type de machine, le réglage de la vitesse s'effectue :

- › soit par la tension uniquement, en utilisant un gradateur,
- › soit par la tension et la fréquence, en utilisant un onduleur.

Il fait appel à des convertisseurs de puissance réversibles. Le contrôle de la vitesse exige que le convertisseur utilisé puisse toujours fournir ou recevoir à/ de la machine la puissance nécessaire pour que :

- › le couple *utile obtenu par la machine fonctionnant en moteur* puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la charge. C'est le cas du quadrant I pour la vitesse positive et du quadrant III pour la vitesse négative.
- › le couple *résistant obtenu par la machine fonctionnant en génératrice* puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la « charge mécanique » devenue motrice. C'est le cas du quadrant II pour la vitesse positive et du quadrant IV pour la vitesse négative.

## Commande en couple

Il faut que le couple moteur soit toujours en mesure d'imposer la vitesse et la fréquence dans des conditions de tension et de courant supportables par le moteur et la charge. Ce qui signifie que, quelle que soit l'évolution du couple (et éventuellement de celle du moment d'inertie), il est toujours possible, par un réglage du fonctionnement du moteur, d'obtenir la vitesse désirée avec ou sans asservissement.

La commande en couple intervient surtout au **démarrage**, pour imposer un départ de vitesse à forte accélération : on impose alors un couple important supérieur au couple nominal, jusqu'à obtention de la puissance nominale. Ensuite le produit **P = couple × vitesse** reste constant et voisin de la puissance nominale.

Toutes choses égales par ailleurs, un moteur triphasé permet toujours d'obtenir un couple plus élevé qu'un moteur monophasé.

Voir aussi la fiche 34.

## LES FICHES

|  |     |
|--|-----|
| <b>Fiche 24 :</b> Moteur série universel .....   | 148 |
| <b>Fiche 25 :</b> Moteur asynchrone monophasé<br>et moteur diphasé .....                                       | 154 |
| <b>Fiche 26 :</b> Machine synchrone à pôles lisses<br>en régime stationnaire linéaire .....                    | 159 |
| <b>Fiche 27 :</b> Machine synchrone à pôles saillants<br>en régime stationnaire linéaire .....                 | 165 |
| <b>Fiche 28 :</b> Machine synchrone en régime stationnaire<br>non-linéaire .....                               | 169 |
| <b>Fiche 29 :</b> Machine synchrone en régime dynamique ...  | 175 |
| <b>Fiche 30 :</b> Machine synchrone : utilisation<br>de la Transformée de Park .....                           | 183 |
| <b>Fiche 31 :</b> Machine asynchrone en régime<br>stationnaire : modélisation .....                            | 192 |
| <b>Fiche 31 (suite) :</b> Machine asynchrone en régime<br>stationnaire : Couple. Essais<br>expérimentaux ..... | 198 |
| <b>Fiche 32 :</b> Moteur asynchrone en régime dynamique ...  | 206 |
| <b>Fiche 33 :</b> Détermination expérimentale des éléments<br>du modèle de la machine asynchrone .....         | 216 |

### Objectifs

- ✓ Présenter le moteur série universel comme une extension du moteur à courant continu à excitation série.
- ✓ Présenter des domaines d'application.
- ✓ Expliquer la commande en vitesse.
- ✓ Effectuer des simulations et des mesures en utilisant un logiciel.



### REPÈRES

## Intérêt de la machine à courant alternatif monophasé

Le **moteur « série universel »** est une machine à courant continu, à excitation série où les bobinages stator et rotor sont branchés en série. Le stator et le rotor sont composés de tôles, afin de réduire les pertes par courants de Foucault et par hystérésis. Ce type de moteur dispose d'un *collecteur* et équipe aussi bien de nombreux appareils domestiques comme les perceuses ou les aspirateurs. Il équipe aussi les locomotives du réseau suisse ou allemand :

- À basse tension ( $V = 230$  Volts par exemple,  $f = 50$  Hz) correspondant au réseau de distribution domestique,
- À tension et à puissance nominale plus élevées, ( $V = 15$  kV,  $f = 16 \frac{2}{3}$  Hz) correspondant au réseau ferroviaire de certains pays comme la Suisse.

## Rôle du collecteur d'un moteur série universel

Comme pour la machine à courant continu, le collecteur a en pratique un double rôle :

- permettre une adaptation de la fréquence des courants rotoriques à la vitesse de rotation de la machine (pour les machines à courant continu) ; c'est en quelque sorte un « convertisseur de fréquence » ;
- assurer l'inversion du courant dans un conducteur du rotor en même temps que l'inversion de la f.é.m. correspondante.

À puissance comparable, le collecteur d'une machine série « universelle » monophasée est de diamètre plus grand que celui de la machine équivalente en courant continu.



## SAVOIR-FAIRE

## Commande en vitesse

La commande est le plus souvent non-linéaire et délicate de mise en œuvre :

- à cause du comportement du moteur : la vitesse n'est pas une fonction linéaire de la grandeur d'entrée. C'est le cas par exemple du moteur à excitation série.
- à cause du convertisseur : la grandeur électrique obtenue en sortie n'est pas une fonction linéaire de la grandeur caractérisant le signal de commande. C'est le cas du gradateur à Triac ou à thyristors où la valeur efficace de la tension de sortie n'est pas une fonction linéaire de l'angle de retard à l'amorçage.
- à cause des conditions de fonctionnement : il arrive que les échauffements importants de l'induit modifient les caractéristiques de la machine. Parfois, une mauvaise compensation des flux (réaction magnétique d'induit) provoque une non-linéarité dans la caractéristique de la vitesse.

En revanche, la non-linéarité est recherchée voire imposée pour protéger la machine contre les surintensités, les surtensions et les survitesses.

## Commande non-linéaire de vitesse d'un moteur à collecteur à courant alternatif à excitation série

Le flux  $\Phi$  est fonction du courant circulant dans le bobinage inducteur, et ce courant est une fraction constante du courant induit. On se limite encore au cas où  $k\Phi = \lambda i_a$ . On introduit l'inductance  $L_a$  du moteur. On obtient :

$$U_a = R_a i_a + L_a s i_a + \lambda i_a \Omega$$

$$\lambda i_a^2 = J s \Omega + T_p + T_r$$

On s'efforce de réduire l'inductance en minimisant le nombre de conducteurs aussi bien pour l'induit que pour l'inducteur.

On se limite ici au cas où le régime est *stationnaire* avec une alimentation sinusoïdale. De fait, il faut alimenter la machine à une tension efficace d'induit supérieure à celle du continu, à cause de la chute de tension due à la réactance  $jL_a \omega I_a$ . On a dans ce cas, en notation complexe :

$$\underline{U}_a = [R_a + jL_a \omega + \lambda \Omega] I_a$$

$$\lambda |I_a|^2 = T_p + T_r$$

Si le couple résistant est constant, la valeur efficace  $I_a$  du courant est imposée. On a alors :

$$\left(\frac{U_a}{I_a}\right)^2 = [R_a + \lambda \Omega]^2 + [L_a \omega]^2$$

$$\lambda |I_a|^2 = T_p + T_r$$

La courbe  $\Omega = f(U_a)$  est une *branche d'hyperbole dont les asymptotes sont obliques*. On constate qu'une tension minimale  $U_{ad}$  est imposée pour que le moteur « décolle ». On a alors :

$$U_{ad} = \sqrt{R_a^2 + (L_a \omega)^2} I_a \text{ avec}$$

$$\lambda |I_a|^2 = T_p + T_r$$

Ensuite, lorsque la vitesse devient très grande, on obtient la relation approchée (voir figures 24.1 a et b) :

$$\Omega = \frac{U_a}{\lambda I_a} \text{ avec}$$

$$\lambda |I_a|^2 = T_p + T_r$$

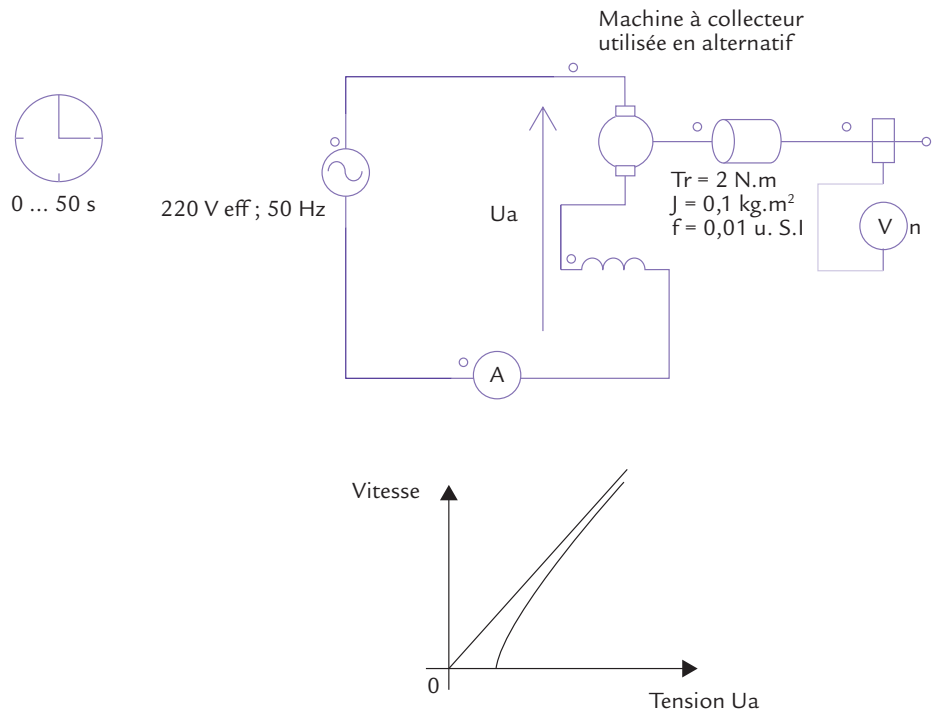


Figure 24.1a Moteur série universel alimenté sous tension alternative

Comme il s'agit d'un moteur série à  $U_a$  constant, la valeur de la vitesse varie fortement en fonction du couple résistant. On voit que la relation entre le courant et le couple est une racine carrée ce qui fait que, en première approximation, pour des vitesses élevées :

$$\Omega \approx \frac{U_a}{\sqrt{\lambda T_r}} \text{ avec}$$

$$|I_a|^2 \approx \frac{T_r}{\lambda}$$

## Commande par convertisseur de puissance

Pour faire varier la valeur efficace de la tension, on utilise le plus souvent un gradateur à Triac ou à thyristors. Ils sont souvent plus robustes et moins coûteux que leurs homologues à transistors. Mais généralement, la commande du transfert de la puissance n'est pas une fonction linéaire. Ainsi on constate :

- que la *valeur efficace*  $V$  de la tension fournie par les gradateurs à thyristors ou à triacs est une fonction non-linéaire de  $\delta$  (angle de retard à l'amorçage) ;
- qu'elle dépend également de l'angle  $\beta$  d'extinction du composant lorsque le courant devient nul :  $V = f(\delta, \beta)$ .

Il est difficile de rendre « linéaire » la commande d'un gradateur, car il est quasi-impossible de prévoir l'angle d'extinction  $\beta$ , qui dépend des conditions de fonctionnement. Cette commande est néanmoins utilisée telle quelle dans l'alimentation du moteur série universel ou asynchrone à cage.

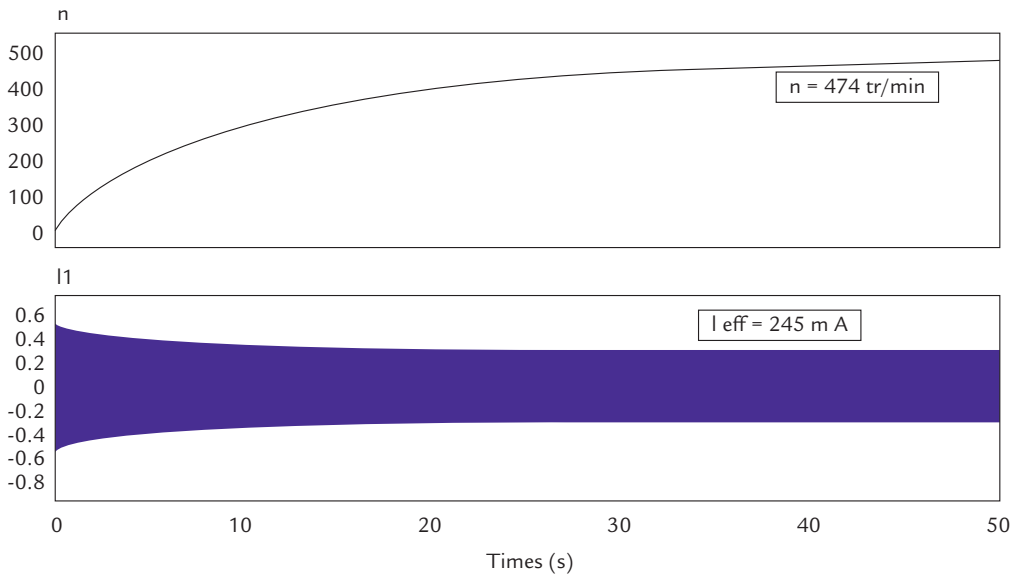


Figure 24.1b Démarrage et allure du courant



## EN PRATIQUE

### Mesures à effectuer

L'expérimentation a pour but de montrer l'importance des régimes transitoires en tension et en courant dans les diverses parties du montage. En utilisant des capteurs, il est facile de mesurer ou d'obtenir en valeur instantanée :

- La tension  $u(t)$ ,
- Le courant  $i(t)$ ,
- La vitesse  $n$  en tours/min,
- La température.

En revanche, il est difficile d'obtenir une représentation instantanée du couple électromagnétique. Il devra donc être **estimé**.

Ce calcul d'estimation ne peut être effectué que par un logiciel : LabVIEW, par exemple.

Prenons un *modèle simple de moteur universel* : le modèle r - L - e avec

$$e(t) = \lambda i_a(t) \times \Omega(t)$$

On exprime  $e(t)$  indirectement. On utilise alors l'équation suivante :

$$u(t) = r i(t) + L \frac{di}{dt} + e(t)$$

Le couple électromagnétique  $T_e$  est alors donné par :

$$T_e(t) = \frac{e(t) \times i(t)}{\Omega} = \left( \frac{60}{2\pi} \right) \left[ \frac{u i - r i^2 - L i \left( \frac{di}{dt} \right)}{n} \right]$$

Ce calcul sera effectué par le logiciel.

## Résultats

L'expérimentateur doit s'intéresser à plusieurs enregistrements sur l'ordinateur :

- Celui de l'évolution de la vitesse. Le démarrage doit s'effectuer en quelques secondes.
- Celui du régime transitoire du courant lorsque le moteur est alimenté brutalement sous la tension nominale du moteur. Un courant excessif réduit la « durée de vie » du moteur.
- Celui de l'évolution du couple électromagnétique. C'est le couple pulsatoire qui est souvent gênant. L'expérimentateur doit s'assurer que les vibrations introduites par le moteur sont à un niveau acceptable par l'ensemble mécanique.
- Celui de la température, en particulier lorsque les cycles démarrage – arrêt sont fréquents.

## Conseils

Ce type de moteur est robuste et assez pratique à utiliser sur le réseau, ce qui explique son utilisation en électroménager.

Le réglage par Triac est parfois peu sensible, et surtout non-linéaire, ce qui ne permet pas d'envisager un asservissement ou même une régulation de vitesse.

En principe, ce moteur ne « s'emballe » pas à vide à la différence de « son cousin », le moteur à excitation série à courant continu.

---

**Objectifs**

- ✓ Présenter le moteur asynchrone monophasé comme un cas particulier de moteur à champ tournant.
  - ✓ Présenter des domaines d'application.
  - ✓ Expliquer sa commande en vitesse.
  - ✓ Effectuer des simulations en utilisant un logiciel.
  - ✓ Présenter le moteur asynchrone diphasé comme un autre cas particulier de moteur à champ tournant.
  - ✓ Expliquer sa commande en vitesse.
- 


**REPÈRES**
**Le moteur asynchrone monophasé**

Il fonctionne selon le même principe que le moteur triphasé. Il est utilisé le plus souvent avec un condensateur pour créer un champ tournant dans l'entrefer. Il équipe aussi bien de nombreux appareils domestiques comme les réfrigérateurs ou les congélateurs et aussi certaines machines-outils.

**Le moteur asynchrone diphasé**

En utilisant des réseaux déphaseurs et des amplificateurs, on peut obtenir un système de deux tensions de même valeur efficace (ou non), de même fréquence et déphasées de  $90^\circ$  entre elles. Le moteur est à cage et deux bobinages se trouvent placés en quadrature au stator. L'un de ces bobinages est relié à une tension alternative à pulsation constante  $\omega_s$  et de valeur efficace fixe  $V_\alpha$ . L'autre est relié à une tension de même pulsation  $\omega_s$  de valeur efficace réglable  $V_\beta$  déphasée de  $90^\circ$  par rapport à  $V_\alpha$  (ce qui est obtenu à la figure 25.3). L'ensemble crée un champ tournant « elliptique ».

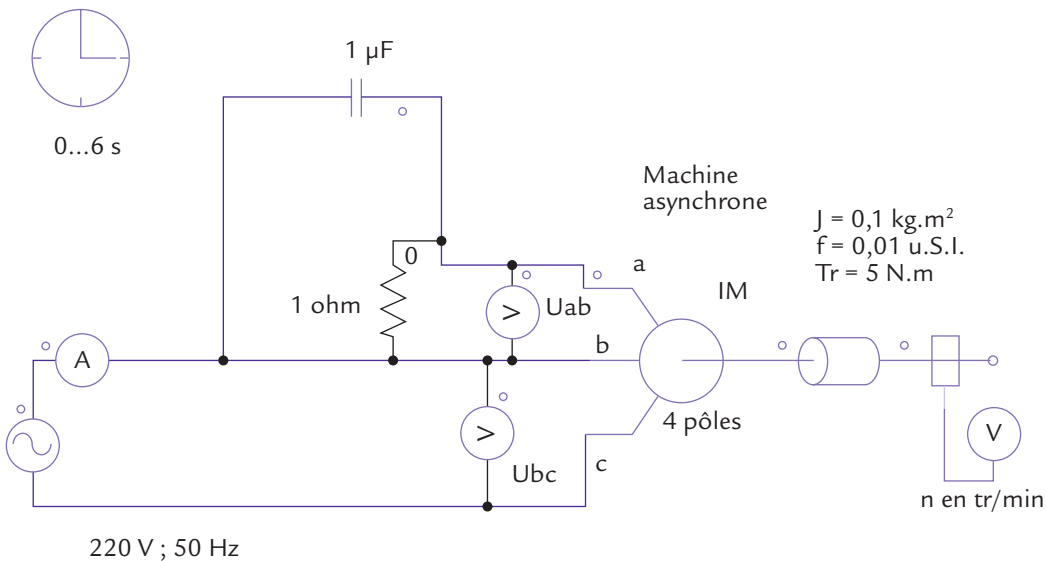


SAVOIR-FAIRE

### Le moteur asynchrone monophasé

Le moteur asynchrone ne fonctionne que si le rotor mis en court-circuit est soumis à un champ tournant. Or le champ tournant exige le plus souvent une alimentation triphasée. On y remédie en effectuant les montages suivants à partir d'une alimentation monophasée :

- Soit **en plaçant un condensateur en série** avec l'une des phases, comme l'indique la figure 25.1a. Dans ce cas, on crée un système de deux tensions  $U_{ab}(t)$  et  $U_{bc}(t)$  déphasées de  $90^\circ$  environ, ce qui est indiqué à la figure 25.1b. La simulation sur le logiciel PSIM indique que le moteur *démarre et entraîne* une charge comme indiqué à la vitesse  $n = 1\,500$  tr/min.
- Soit en **entraînant la charge à une vitesse voisine de la vitesse nominale** et en reliant les bobinages comme indiqué à la figure 25.2a. Dans ce cas, on démontre que, au voisinage de la vitesse nominale, on obtient une superposition de deux moteurs asynchrones de champs tournant en sens contraires. L'un a pour glissement  $g$ , l'autre pour glissement  $(2-g)$ . Le moteur *démarre entre les instants  $t = 0$  et  $t = 2,5$  s grâce au moteur à courant continu auxiliaire*. Il entraîne alors une charge comme indiqué à la figure 25.2a, à partir de l'instant  $t = 2,5$  s jusqu'à l'instant  $t = 10$  s (voir la figure 25.2b). Entre ces deux instants, la vitesse baisse légèrement à  $1\,400$  tr/min, ce qui donne un glissement  $g = 6,66\%$ .



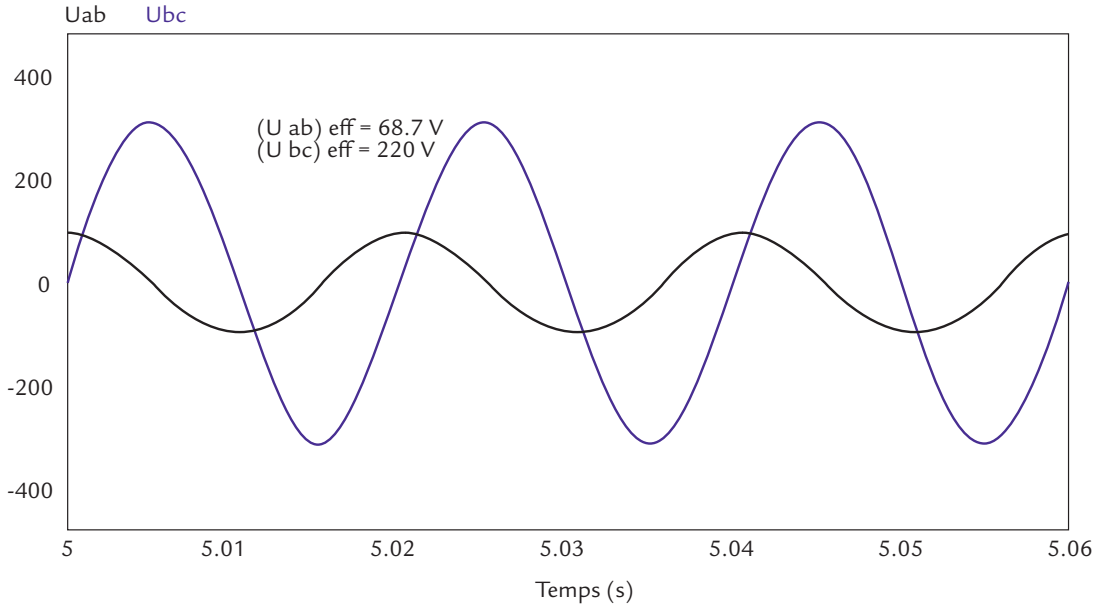
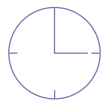
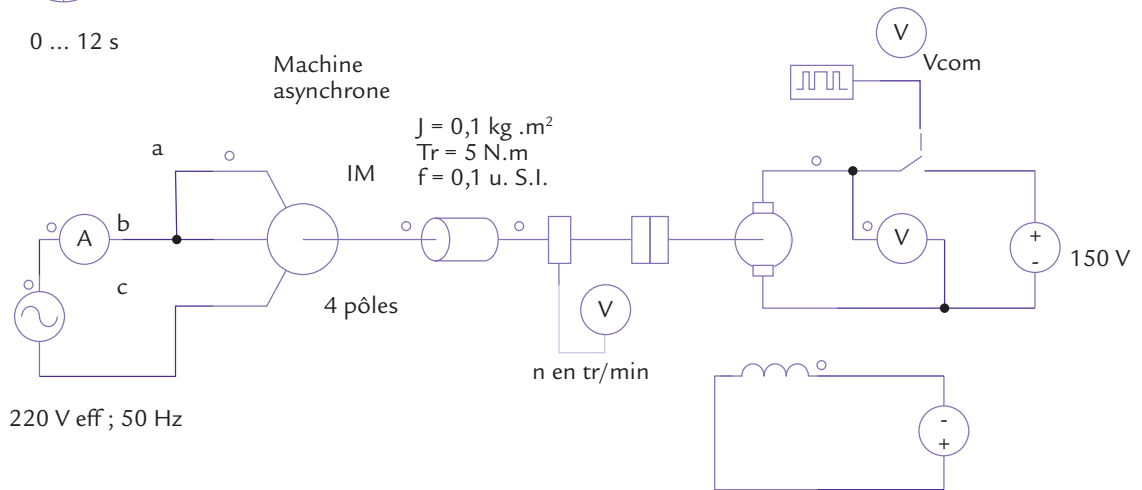


Figure 25.1 a et b Moteur asynchrone alimenté sous tension monophasée avec aide au démarrage par circuit R-C



0 ... 12 s



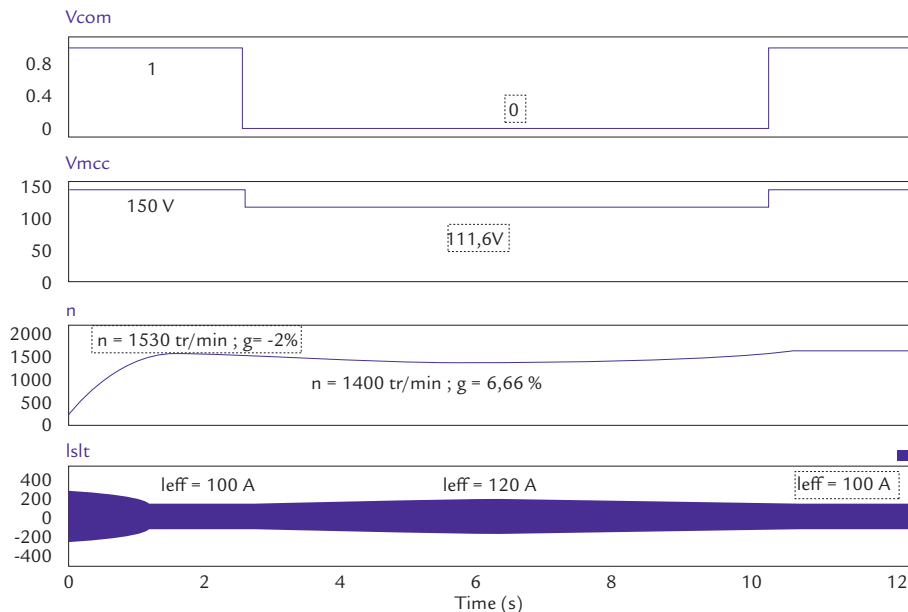


Figure 25.2 a et b Moteur asynchrone alimenté sous tension monophasée avec aide au démarrage par moteur auxiliaire

## Le moteur asynchrone diphasé

Pour ce type de moteur, il est possible de *régler facilement la vitesse*. Il suffit d'agir sur la tension  $V_\beta$  ce qui permet de modifier les caractéristiques du champ tournant « elliptique » (voir figure 25.3).

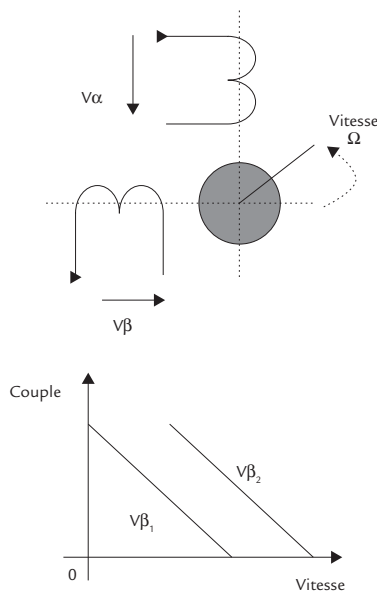


Figure 25.3 Commande d'un moteur asynchrone diphasé

Ce type de moteur existe pour les fréquences de 50 Hz ou de 400 Hz. Pour les valeurs faibles de  $V_\beta$  la caractéristique est telle que :

$$T_e = K_0 V_\beta - \lambda \Omega$$

On en déduit donc une relation du type :

$$\Omega \approx \frac{K}{1+s\tau_{em}} V_\beta - \frac{K'}{1+s\tau_{em}} T_r$$

où  $K$ ,  $K'$  et  $\tau_{em}$  sont des constantes fixées par la construction du moteur. La *commande en vitesse* est **linéaire** vis-à-vis de la valeur efficace de la tension  $V_\beta$  et vis-à-vis du couple résistant  $T_r$ .



## EN PRATIQUE

### Réglages de la vitesse d'un moteur asynchrone monophasé

#### Conseils

Comme le moteur série universel, le moteur asynchrone monophasé est robuste et assez pratique à utiliser sur le réseau. Ce qui explique son utilisation en électroménager.

En pratique, le réglage de la vitesse est difficile à obtenir pour ce type de moteur. On préfère « changer » le nombre de pôles en modifiant le couplage des bobinages au stator pour changer la vitesse du champ tournant. L'exemple le plus classique est la modification de la vitesse dans les machines à laver le linge.

Le réglage de vitesse n'est vraiment possible que sur le moteur diphasé, ce qui permet d'envisager un asservissement ou même une régulation de vitesse ou de position.

➤ Le réglage le plus simple de la vitesse est la *variation de la fréquence* d'alimentation qui agit directement sur la vitesse du champ tournant. Ceci s'obtient en utilisant un *onduleur de tension monophasé* à fréquence réglable. Mais ce type de réglage n'est généralement possible que dans le voisinage de la vitesse nominale, car le couple n'est optimal que dans une faible plage de fréquence.

➤ Un autre moyen de réglage est possible en agissant sur la *valeur efficace  $V$  de la tension* d'alimentation. Mais en général, ce réglage n'est pas linéaire. Le couple moteur est proportionnel pratiquement à  $V^2$ .

### Objectifs

- ✓ Présenter la machine synchrone triphasée comme un cas d'application du champ tournant.
- ✓ Utiliser le théorème de Ferraris.
- ✓ Introduire la notion de f.é.m. à vide.
- ✓ Expliquer l'utilisation de la machine en génératrice et en moteur.
- ✓ Présenter des diagrammes de fonctionnement en génératrice et en moteur en régime linéaire.



### REPÈRES

## Organisation d'une machine synchrone

Une machine synchrone est toujours formée :

- d'un *dispositif inducteur* créant un flux magnétique à travers l'induit, placé au rotor ou au stator. Cet inducteur est soit un aimant permanent, soit un bobinage parcouru par un courant continu ;
- d'un *bobinage induit* monophasé ou polyphasé placé dans l'autre référentiel que l'inducteur.

Les machines à forte puissance nominale ont l'inducteur au rotor (la « roue polaire ») et l'induit au stator. Par la suite, on considère toujours ce type de machine en se limitant au cas de l'induit triphasé.

## Machines à pôles lisses ou à pôles saillants

Il existe de fait deux types de machines synchrones :

- celle où l'épaisseur de l'*entrefer est constant* (ou à *pôles lisses*) vis-à-vis de l'angle  $\theta_m$  de référence du champ magnétique (ou de position du rotor) ;
- celle où l'épaisseur de l'*entrefer est variable en fonction* (ou à *pôles saillants*) de l'angle  $\theta_m$  à cause de la forme géométrique des pôles inducteurs. C'est l'objet de la fiche 27.

Si la roue polaire est à aimant permanent, la machine synchrone est à *pôles saillants*. Les diagrammes vectoriels diffèrent selon qu'elle est à pôles lisses ou à pôles saillants.

## F.é.m. à vide d'une machine synchrone à pôles lisses

En fonctionnement « alternateur », la roue polaire est entraînée à la vitesse angulaire  $\Omega_s$ , exprimée en radians/seconde. Elle comporte  $p$  paires de pôles et  $N$  le nombre de brins actifs par phase. On note  $n_s$  la vitesse en tours/minute. La relation entre les vitesses est la suivante :

$$\Omega_s = 2\pi \frac{n_s}{60}$$

On exprime alors la valeur efficace de  $e_{th}(t)$  :

$$(E_{th})_{eff} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} p N \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M = 2,22 \times p N \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M$$

**Coefficients correcteurs.** On introduit les coefficients suivants :

- ▷ de distribution  $K_d$  inférieur à 1 mais voisin de 1,
- ▷ de raccourcissement  $K_r$  inférieur à 1 mais voisin de 1,
- ▷ d'inclinaison des encoches  $K_i$  inférieur à 1 mais voisin de 1,
- ▷ de forme d'onde  $K_F$  supérieur à 1 mais voisin de 1.

On obtient ainsi la f.é.m. réelle à vide  $E_v$  en appelant  $K_b = K_d K_r K_i$  le coefficient de bobinage :

$$E_{eff} = E_v = 2,22 \times K_b K_F p N \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M$$



## SAVOIR-FAIRE

La machine à pôles lisses fonctionne à vitesse constante en fonction du temps.

À vide, le rotor, ou roue polaire, crée un champ tournant  $R_F$  fonction du courant continu d'excitation  $I_F$  circulant dans le bobinage inducteur.

Lorsque la machine est en charge, l'ensemble des courants d'induit de valeur efficace  $I$  crée lui aussi un champ tournant, dit de *réaction magnétique d'induit* (d'après le Théorème de Ferraris, voir la fiche 6).

## Cas de l'alternateur

La f.é.m. à vide est toujours proportionnelle à la vitesse angulaire. Dans le cas de non-saturation du circuit magnétique, on admet que le flux magnétique par pôle est proportionnel au courant continu d'excitation  $I_F$  circulant dans le bobinage inducteur. On écrit alors la f.é.m. complexe  $\underline{E}_v$  induite par  $\vec{R}_F$  (voir la figure 26.1) :

$$\underline{E}_v = \underline{a} I_F \Omega_s$$

La loi de Lenz :  $e = -\frac{d\Phi}{dt}$  introduit un retard de  $\pi/2$  de la représentation de cette f.é.m. par rapport à  $\vec{R}_F$  (en convention générateur). Le coefficient complexe  $a$  tient compte de ce retard et de la relation linéaire entre le flux et le courant  $I_F$ .

On écrit de même la f.é.m. complexe  $E_i$  induite par  $\vec{R}_i$  :

$$E_i = -j X_i I$$

où  $I$  est la valeur complexe du courant induit de la phase de référence (généralement la phase **notée a** du montage étoile au stator). Le régime des courants et des tensions est équilibré.

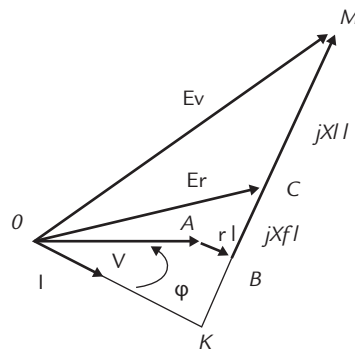


Diagramme de Behn Eschenburg de l'alternateur

Figure 26.1 Diagramme de la machine synchrone à pôles lisses en régime linéaire

La f.é.m. complexe résultante  $E_r$  est donnée par :  $E_r = E_v + E_i = E_v - j X_i I$ .

Cette f.é.m. complexe résultante  $E_r$  donne, en définitive, la valeur de la f.é.m. en charge de la machine. À cette valeur, il faut soustraire la chute de tension due à la résistance  $r$  des bobinages d'induit et à l'inductance de fuite  $\lambda$  dont la réactance est  $x_f = \lambda \omega$ . La tension de sortie du bobinage phase-neutre de référence (généralement la phase  $a$ ) est alors :

$$V = E_r - (r + j x_f) I = E_v - [ r + j (X_i + x_f) ] I$$

ce qui introduit  $X = L \omega = X_i + x_f$  : réactance totale synchrone de réaction d'induit de l'alternateur.

On a représenté les vecteurs correspondant aux grandeurs complexes :

$$\vec{OA} \Leftrightarrow \underline{V}, \vec{AB} \Leftrightarrow r I, \vec{BC} \Leftrightarrow j x_f I ; \vec{CM} \Leftrightarrow j X_i I ; \vec{OC} \Leftrightarrow \underline{E}_r ; \vec{OM} \Leftrightarrow \underline{E}_v$$

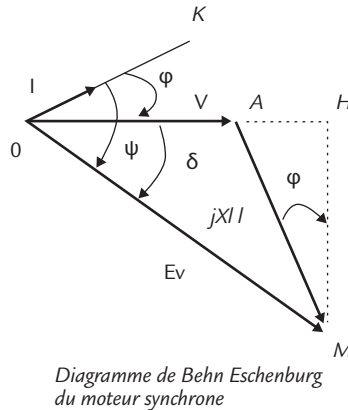
ce qui donne la construction vectorielle suivante :

$$\underline{E}_v \Leftrightarrow \vec{OM} = \vec{OA} + \vec{AB} + \vec{BC} + \vec{CM}$$

On en déduit le diagramme de **Behn-Eschenburg** de l'alternateur (voir la figure 26.1).

### Cas du moteur synchrone

Dans le cas du fonctionnement en moteur, le diagramme est celui de la figure 26.2.



**Figure 26.2** Diagramme de Behn Eschenburg du moteur synchrone à pôles lisses en régime linéaire non saturé

La présentation est en convention récepteur. En pratique, **on néglige l'influence** de la résistance, soit  $\overrightarrow{BA} \leftrightarrow r \underline{I}$  et le diagramme se simplifie, comme on le constate à la figure 26.2.

$$\overrightarrow{OA} = \overrightarrow{OM} + \overrightarrow{MA}$$

Utilisons le théorème de Pythagore. On obtient  $OM^2 = OH^2 + HM^2$ ; or  $OH = OA + AH$ , soit  $OH = V + XI \sin \varphi$ , et  $HM = XI \cos \varphi$ . Ce qui donne  $E_v^2 = (V + XI \sin \varphi)^2 + (XI \cos \varphi)^2$ .

On obtient donc la relation du diagramme simplifié :

$$E_v^2 = V^2 + 2 V X I \sin \varphi + X^2 I^2$$

Si  $V, I$  et  $\varphi$  sont imposés, on calcule  $E_v$  par cette relation. En utilisant la caractéristique  $E_v = a I_F \Omega_s$  (le coefficient  $a$  est ici en valeur réelle), on détermine la valeur de  $I_F$  à partir de la valeur de  $E_v$ .

**Remarque :** L'angle  $\varphi$  est compté positivement lorsque le courant est *en avance* sur la tension. Le régime des courants et des tensions est équilibré.

### Mesure de XI (notée X)

#### Méthode de Behn-Eschenburg

On relève la f.é.m. à vide de la machine en mesurant la valeur efficace de la tension à vide phase-neutre de l'induit (par exemple celle de la phase a) en fonction du courant continu d'excitation  $I_F$ , la machine étant entraînée à vitesse nominale. Ensuite, on linéarise la courbe (voir la figure 26.3.). Alors on obtient pour la vitesse nominale  $E_v = a I_F \Omega_n$

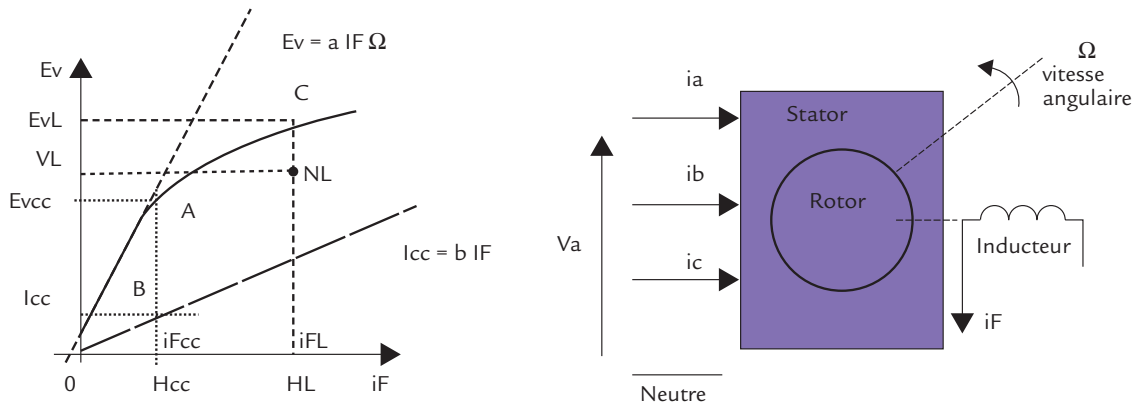


Figure 26.3 F.é.m. à vide du moteur synchrone à pôles lisses en régime non saturé

On effectue en alternateur un essai en court-circuit à courant d'excitation  $I_{Fcc}$  réduit. La relation est linéaire entre le courant d'induit  $I_{cc}$  et  $I_{Fcc}$ . Ceci est en fait la conséquence du théorème d'Ampère. Désignons par  $I_{cc} = b I_{Fcc}$  cette relation. Si on considère le diagramme de Behn-Eschenburg, on obtient :

$$E_{vcc} = a I_{Fcc} \Omega_s \approx X I_{cc} = X b I_{Fcc}$$

On en déduit la réactance synchrone  $X$  :

$$X = \frac{a}{b} \Omega_s$$

Si on utilise le même courant d'excitation  $I_{Fcc}$  pour l'essai à vide et l'essai en court-circuit, on obtient :

$$I_{cc} = b I_{Fcc} \Leftrightarrow H_{cc} B \text{ et } E_{vcc} = a I_{Fcc} \Omega_s \Leftrightarrow H_{cc} A$$

$$\text{soit } X = \frac{H_{cc} A}{H_{cc} B}$$



### Formules du couple du moteur synchrone à pôles lisses

On rappelle que la f.é.m. à vide est toujours proportionnelle à la vitesse angulaire. La formule du couple n'est simple que dans le cas de non-saturation de la machine.

On utilise donc le diagramme de Behn-Eschenburg. On néglige toutes les pertes de la machine synchrone.

On considère alors seulement le couple électromagnétique  $T_e$  tel que  $T_e \Omega_s = 3 V I \cos \phi$

Observons la figure 26.2. On note que  $V \cos \phi \Leftrightarrow OK \Leftrightarrow E_v \cos \psi$

D'autre part,  $X I \cos \phi \Leftrightarrow HM \Leftrightarrow E_v \sin \delta$



## EN PRATIQUE

### Courbes de Mordey

La machine fonctionne en moteur couplé au réseau à tension et à fréquence imposées. On trace l'évolution du courant d'induit  $I$  du stator en fonction du courant  $I_f$  continu d'excitation, pour un couple utile  $T_u$  imposé (donc aussi à puissance imposée) de la machine. Les courbes sont celles de la figure 26.4. La

On en déduit le couple électromagnétique  $T_e$  (en notant  $X_l = X$ ) :

$$T_e = \frac{3V I \cos \varphi}{\Omega_s} = \frac{3E_v I \cos \psi}{\Omega_s} =$$

$$3 \left( \frac{V}{\Omega_s} \right) \frac{E_v \sin \delta}{X}$$

Et en utilisant la relation linéaire

$$E_v = a \Omega_s I_F \text{ et } X = \frac{a}{b} \Omega_s$$

$$T_e = 3a I_F I \cos \psi = 3 \left( \frac{V}{\Omega_s} \right) b I_F \sin \delta$$

Ce type de relation est très utile pour la commande autopilotée du moteur synchrone (voir la fiche 44).

Par définition, on appelle couple synchronisant la quantité :

$$T_s = \frac{d(T_e)}{d\delta} = 3 \left( \frac{V}{\Omega_s} \right) b I_F \cos \delta$$

Ce couple est maximal si l'angle

$$\delta = \left( \vec{E}_v, \vec{V} \right) \text{ est faible. Ce qui signifie qu'un moteur ayant une « forte réaction d'induit » } j X I \text{ est sensible au risque de décrochage du rotor par rapport au champ tournant.}$$

courbe (C) représente le lieu des points minima  $M_0, M_1, M_2...$  Pour ces points de fonctionnement, le facteur de puissance est maximal et vaut  $\cos \varphi \approx 1$ .

Si le courant continu  $I_F$  est trop faible, on atteint la zone d'instabilité et le risque de décrochage augmente : le rotor ne suit plus le champ tournant.

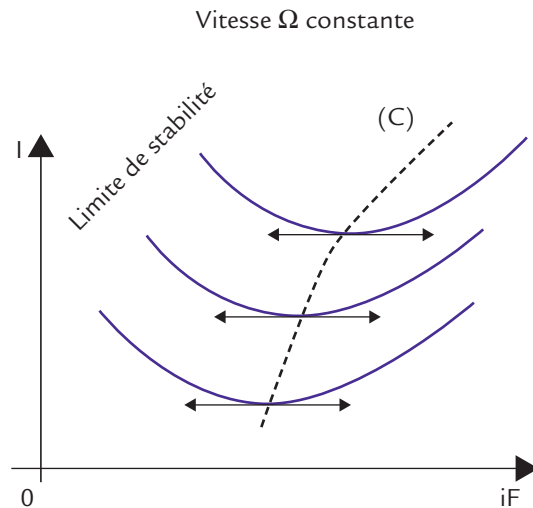


Figure 26.4 Courbes de Mordey d'un moteur synchrone à couple utile constant

### Conseils

Cette machine présente le meilleur rendement, qu'elle soit en fonctionnement génératrice ou en moteur. Son utilisation en génératrice est largement répandue, de l'alternateur d'automobile à celui des centrales thermiques, des éoliennes ou des centrales hydroélectriques.

Son utilisation en moteur est pourtant délicate :

1. S'il est relié au réseau, sa vitesse est imposée par la fréquence du réseau et il ne peut démarrer qu'en asynchrone (voir la fiche 43) ;
2. S'il est alimenté par un onduleur, il doit fonctionner en commande autopilotée (voir la fiche 44).

### Objectifs

- ✓ Présenter la machine synchrone triphasée à pôles saillants comme un cas d'application du champ tournant.
- ✓ Introduire la notion de f.é.m. à vide.
- ✓ Expliquer l'utilisation de la machine en génératrice et en moteur.
- ✓ Présenter des diagrammes de fonctionnement en génératrice et en moteur en régime linéaire.



### REPÈRES

## Organisation d'une machine synchrone à pôles saillants

Une machine synchrone à pôles saillants est telle que :

- le rotor, qui est l'inducteur, équipé soit d'un aimant permanent, soit d'un bobinage, est parcouru par un courant continu ;
- l'épaisseur de l'entrefer est variable en fonction de l'angle  $\theta_m$  à cause de la forme géométrique des pôles inducteurs du dispositif inducteur créant un flux magnétique à travers l'induit, placé au rotor ou au stator ;
- Le stator est bobiné induit monophasé ou polyphasé placé dans l'autre référentiel que l'inducteur.

## F.é.m. à vide d'une machine synchrone

On rappelle que la vitesse angulaire  $\Omega_s$  est exprimée en radians/seconde. La machine comporte  $p$  paires de pôles et  $N$  le nombre de brins actifs par phase. On note  $n_s$  la vitesse en tours/minute. La relation entre les vitesses est la suivante :

$$\Omega_s = 2\pi \frac{n_s}{60}$$

On exprime alors la valeur efficace de  $e_{th}(t)$  :

$$(E_{th})_{eff} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} pN \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M = 2,22 \times pN \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M$$

Il n'y a qu'un seul coefficient correcteur : coefficient de distribution  $K_d$  inférieur à 1 mais voisin de 1.

On obtient ainsi la f.é.m. réelle à vide  $E_v$  :

$$E_{\text{eff}} = E_v = 2,22 \times K_d p N \left( \frac{n_s}{60} \right) \Phi_M \text{ ou } E_v = 2,22 \times K_d p N \left( \frac{\Omega_s}{2\pi} \right) \Phi_M$$



## SAVOIR-FAIRE

### Diagramme de Blondel de la machine synchrone à pôles saillants

On se place maintenant dans le cas d'une machine à pôles saillants fonctionnant à vitesse constante en fonction du temps. On se limite au cas où la machine n'est pas saturée.

Le diagramme de Behn-Eschenburg n'est plus valable.

On considère l'angle  $\psi = \left( \vec{I}, \vec{E}_v \right)$ .

**En fonctionnement en alternateur**, la composante  $I \sin \psi$  est en quadrature arrière de  $90^\circ$  par rapport à la f.é.m. à vide  $E_v$ . Le vecteur associé  $\vec{HG}$  au nombre complexe  $jX_l I \sin \psi$  est donc en phase avec  $E_v$  (voir la figure 27.1). La réactance  $X_l$  ou réactance longitudinale est égale à la réactance de Behn-Eschenburg.

En revanche, la composante  $I \cos \psi$  en phase avec  $E_v$  est telle que le vecteur  $\vec{BH}$  associé au nombre complexe  $jX_t I \cos \psi$  est en quadrature avec  $E_v$ . La réactance  $X_t$  ou réactance transversale est inférieure à la réactance de Behn-Eschenburg.

La construction du diagramme de Blondel de l'alternateur à pôles saillants est la suivante :

On trace  $\vec{OA} \Leftrightarrow \vec{V}$  tension phase-neutre du stator. Puis  $\vec{AB} \Leftrightarrow r \vec{I}$  parallèle à  $\vec{I}$ .

Ensuite  $\vec{BH} \Leftrightarrow jX_t I \cos \psi$  ; et enfin  $\vec{HG} \Leftrightarrow jX_l I \sin \psi$ . On en déduit  $\vec{OG} \Leftrightarrow \vec{E}_v$ .

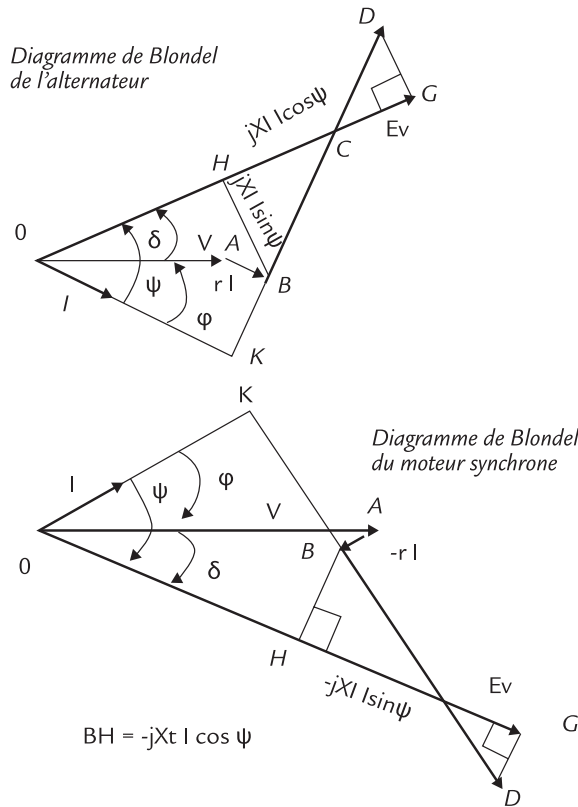
La valeur obtenue de  $E_v$  permet de connaître le courant continu d'excitation  $I_f$  nécessaire au fonctionnement. On remarque que  $\vec{BD} \Leftrightarrow jX_l I$  et que  $\vec{BC} \Leftrightarrow jX_t I$ .

**En fonctionnement en moteur synchrone**, la construction du diagramme de Blondel de la machine à pôles saillants est la suivante.

On trace  $\vec{OA} \Leftrightarrow \vec{V}$  tension phase-neutre du stator. Puis  $\vec{AB} \Leftrightarrow -r \vec{I}$  parallèle à  $\vec{I}$ .

Ensuite  $\vec{BH} \Leftrightarrow -jX_t I \cos \psi$  ; et enfin  $\vec{HG} \Leftrightarrow -jX_l I \sin \psi$ . On en déduit  $\vec{OG} \Leftrightarrow \vec{E}_v$ .

La valeur obtenue de  $E_v$  permet de connaître le courant continu d'excitation  $I_f$  nécessaire au fonctionnement. On remarque que  $\vec{BD} \Leftrightarrow -jX_l I$  et que  $\vec{BC} \Leftrightarrow -jX_t I$ .



**Figure 27.1** Diagramme de Blondel de l'alternateur et du moteur synchrone à pôles saillants (régime linéaire non saturé)

## Mesure des réactances $X_l$ et $X_t$

La mesure de la *réactance longitudinale*  $X_l$  s'effectue par la méthode de Behn-Eschenburg, la machine fonctionnant en alternateur.  $\psi$

Pour la mesure de la *réactance transversale*  $X_t$ , la machine fonctionne en moteur couplé au réseau et alimenté à faible tension d'induit. On réalise un montage tel que le sens du courant inducteur  $I_f$  peut être coupé par une intervention manuelle.

Le moteur tourne à vide sous tension réduite  $V_r$  et  $I_f$  est réglé pour que  $I$  soit minimal.

On coupe le courant inducteur ( $I_F = 0$ ). Juste avant que le glissement du rotor en moteur asynchrone ne commence, un « pic » de courant de valeur efficace  $I_p$  intervient, qui correspond d'après le diagramme de Blondel, à  $E_v \rightarrow 0$  et  $\psi$

$$\rightarrow \pi / 2. \text{ Ce qui donne } V_r \approx X_t I_p \text{ et } X_t = \frac{V_r}{I_p}$$

Voir aussi les figures 29.2 et 30.2.



## EN PRATIQUE

### Conseils

Les alternateurs à pôles saillants sont préférés aux alternateurs à pôles lisses à cause de leur robustesse et surtout parce que la forme d'onde de la tension fournie est quasi-sinusoidale.

Cependant, ils doivent être utilisés dans des dispositifs fonctionnant à vitesse plutôt faible (moins de 750 tr/min) à cause des turbulences de l'écoulement de l'air au rotor.

Le moteur synchrone à pôles saillants est très utilisé, surtout avec un inducteur à aimant permanent. Comme tous les moteurs à aimant permanent, il faut éviter de « *démagnétiser* » l'aimant, surtout si on est amené à retirer le rotor de son logement. Si c'est le cas, il faut contacter le constructeur pour qu'il « *remagnétise* » l'aimant, en faisant effectuer au matériau une partie du cycle d'hystérésis.

On se place dans le cas où  $r = 0$ . Ce qui donne par projection (voir la figure 27.1) :

$$V \cos \delta = E_v - X_l I \sin \psi$$

$$V \sin \delta = X_t I \cos \psi$$

D'où le résultat :

$$I \cos \psi = \frac{V \sin \delta}{X_t} ; \quad I \sin \psi = \frac{E_v - V \cos \delta}{X_l}$$

La puissance active fournie par l'alternateur est obtenue par :

$P = 3 V I \cos \varphi$ . Or  $\varphi = \psi - \delta$ . Donc  $P = 3 V [I \cos \psi \cos \delta + I \sin \psi \sin \delta]$ , soit :

$$P = 3V \left( \frac{V \sin \delta \cos \delta}{X_t} \right) + 3V \left( \frac{E_v - V \cos \delta}{X_l} \right) \sin \delta$$

ce qui donne :

$$P = 3 \left( \frac{V E_v}{X_l} \right) \sin \delta + \frac{3}{2} V^2 \sin 2\delta \left( \frac{1}{X_t} - \frac{1}{X_l} \right)$$

Le **couple moteur** de la machine synchrone à pôles saillants est alors, en négligeant toutes les pertes :

$$T_e = \frac{P}{\Omega_s} = 3 \left( \frac{V E_v}{\Omega_s X_l} \right) \sin \delta + \frac{3}{2} \frac{V^2}{\Omega_s} \sin 2\delta \left( \frac{1}{X_t} - \frac{1}{X_l} \right)$$

Le couple est composé de deux termes :

- celui où intervient la f.é.m.  $E_v$ , donc le courant inducteur ; c'est en général le terme le plus important ;
- le terme où n'intervient que  $V^2$ . Ce couple est dit « à réluctance variable » et correspond au fait que  $X_t$  est différent de  $X_l$ . Ce couple existe quelle que soit la valeur du courant inducteur (voir la fiche 46).

### Objectifs

- ✓ Présenter la machine synchrone triphasée en régime non-linéaire (saturé).
- ✓ Expliquer l'utilisation de la machine en génératrice et en moteur.
- ✓ Présenter des diagrammes de Potier en fonctionnement en génératrice et en moteur.
- ✓ Présenter une méthode de mesure de réactance en régime saturé (AIEE).



### REPÈRES

La machine synchrone est saturée. On introduit alors la méthode de Potier. La f.é.m. à vide est toujours proportionnelle à la vitesse angulaire. Mais dans le cas de la saturation du circuit magnétique constitué par l'ensemble stator-rotor, **les équations linéaires ne sont pas applicables**. Le diagramme de Behn-Eschenburg n'est plus utilisable.

Il faut directement raisonner sur les relations vectorielles faisant intervenir les rotors équivalents :

$$\vec{R}_r = \vec{R}_F + \vec{R}_I$$

On peut considérer que ces rotors équivalents créent des forces magnétomotrices qui s'ajoutent aussi vectoriellement. Seul le rotor réel  $\vec{R}_F$  est directement lié au courant continu d'excitation  $I_F$ .



### SAVOIR-FAIRE

#### Cas de l'alternateur

Le paradoxe de la méthode de Potier est que le courant continu  $I_F$  est transformé en « vecteur »  $\vec{I}_F$  colinéaire au vecteur rotor  $\vec{R}_F$ .

On introduit aussi un courant « vecteur »  $\vec{I}_I$  colinéaire au vecteur rotor  $\vec{R}_I$ . Comme il s'agit du champ tournant dû à la réaction d'induit, il y a équivalence (proportionnalité) entre le courant  $I_I$  et le vecteur  $\vec{I}$  du courant

d'induit de la phase de référence (généralement la phase a). On désigne par  $\alpha$  le coefficient d'équivalence de Potier :

$$\vec{I}_i = \alpha \vec{I}$$

La construction vectorielle des rotors équivalents donne, avec les vecteurs  $\vec{I}_F$ ,  $\alpha \vec{I}$  et  $\vec{I}_r$  (voir la figure 28.1) :

$$\vec{I}_r = \vec{I}_F + \alpha \vec{I} \text{ ou bien } \vec{I}_F = \vec{I}_r - \alpha \vec{I}$$

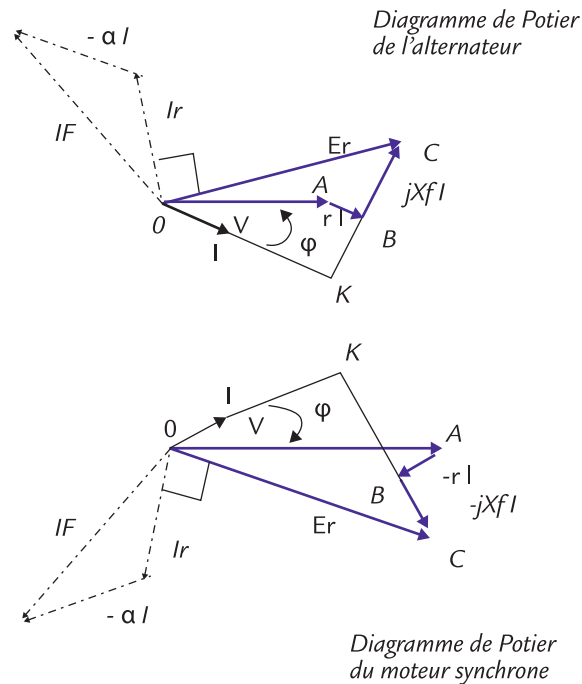


Figure 28.1 Diagrammes de Potier de l'alternateur et du moteur synchrone à pôles lisses en régime saturé (non-linéaire)

C'est un *fonctionnement en alternateur*, sur charge inductive ( $\varphi > 0$ ). On fixe la tension phase-neutre  $V$ , le courant d'induit  $I$  et le déphasage  $\varphi = \left( \vec{I}, \vec{V} \right)$ . Il est possible de déterminer par construction graphique *le courant d'excitation* de la roue polaire en utilisant la relation

$$\vec{I}_F = \vec{I}_r - \alpha \vec{I} .$$

On écrit  $\vec{E}_r = \vec{V} + \vec{rI} + \vec{jX_f I} \Leftrightarrow \vec{OC} = \vec{OA} + \vec{AB} + \vec{BC} .$

En utilisant la caractéristique à vide à vitesse constante, on en déduit  $I_r$  à partir de  $E_r$ .

Le vecteur  $\vec{I}_r$  est en quadrature avancée sur  $\vec{E}_r$  à cause de l'expression de la loi de Lenz en convention générateur (voir figure 11.2).

On obtient alors  $\vec{I}_F = \vec{I}_r - \alpha \vec{I} \Leftrightarrow \vec{OE} = \vec{OD} + \vec{DE}$  (voir la figure 28.1).

## Cas du moteur synchrone

En moteur synchrone, la construction diffère. On prévoit à la figure 28.1 un fonctionnement où le courant d'induit de la phase de référence est en avance de  $\varphi = \left( \vec{I}, \vec{V} \right) > 0$ .

On fixe la tension phase-neutre  $V$ , le courant d'induit  $I$  et le déphasage. Il faut déterminer par construction graphique le courant d'excitation  $I_F$  de la roue polaire en utilisant la relation

$$\vec{I}_F = \vec{I}_r - \alpha \vec{I}.$$

- ▶ On écrit que  $\underline{E}_r = \underline{V} - r \underline{I} - j x_f \underline{I} \Leftrightarrow \vec{OC} = \vec{OA} + \vec{AB} + \vec{BC}$ .
- ▶ En utilisant la caractéristique à vide à vitesse constante, on en déduit  $I_r$  à partir de  $E_r$ . Le vecteur  $\vec{I}_r$  est en quadrature arrière sur  $\vec{E}_r$  à cause de l'expression de la loi de Lenz en convention récepteur.
- ▶ On obtient alors  $\vec{I}_F = \vec{I}_r - \alpha \vec{I} \Leftrightarrow \vec{OE} = \vec{OD} + \vec{DE}$  (voir la figure 28.1).

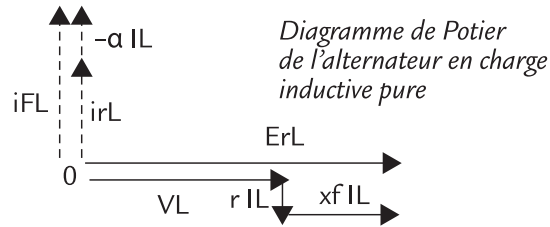
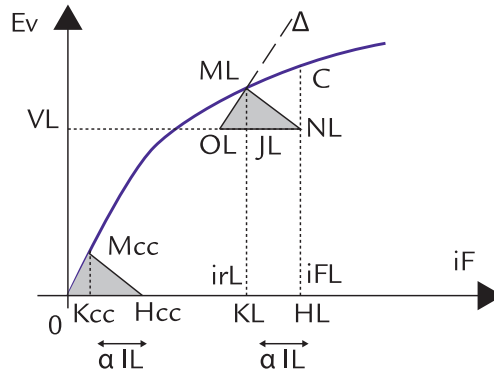
Ce diagramme permet donc d'indiquer le réglage à effectuer pour le courant continu d'excitation  $I_F$  lorsque  $V$ ,  $I$  et  $\varphi$  sont fixés. Le régime des courants et des tensions est équilibré.

## Détermination de $\alpha$ et de $x_f$

### Mesures

On utilise trois mesures, la machine fonctionnant en alternateur :

- ▶ la caractéristique de la f.é.m. à vide de la machine ; on néglige ici l'influence de la f.é.m. rémanente  $E_{rem}$ , et on considère que la caractéristique passe par l'origine ;
- ▶ un point de la caractéristique en court-circuit  $I_{cc} = b I_F$  (comme pour la méthode de Behn-Eschenburg) ;
- ▶ un point de fonctionnement  $N_L$  en charge inductive pure (comme pour la méthode A.I.E.E. Voir plus loin). Ce point donne la tension phase-neutre  $V_L$  pour un courant d'excitation  $I_{FL}$  et pour un courant d'induit  $I_L$  (voir figure 28.2).



**Figure 28.2** Détermination des coefficients du diagramme de Potier de l'alternateur ou du moteur synchrone à pôles lisses (régime saturé)

On compare le diagramme de Potier lorsque la charge de l'alternateur est inductive pure et lorsque la machine est en court-circuit. On s'arrange pour que le courant d'induit ait la même valeur efficace, soit  $I_L = I_{cc}$ .

En charge inductive pure, on a  $I = I_L$  :

$$E_{rL} \approx V_L + x_f I_L$$

puisque, pour chaque phase de l'induit, le courant  $\vec{I}_L$  est en quadrature arrière par rapport à la tension phase-neutre  $\vec{V}_L$  (en montage étoile).

Le courant  $\vec{I}_{rL}$  correspondant est en quadrature avant par rapport à  $\vec{E}_{rL}$ .

Comme  $\vec{I}_{FL} = \vec{I}_{rL} - \alpha \vec{I}_L$ , et que ces vecteurs sont pratiquement alignés, on écrit en utilisant les modules :

$$I_{FL} \approx I_{rL} + \alpha I_L \Leftrightarrow OH_L = OK_L + K_L H_L$$

En court-circuit, on a  $I = I_{cc}$ ; et  $E_{rcc} \approx x_f I_{cc}$

car on admet que la réactance de fuite est grande devant la résistance et que le courant de court circuit  $\vec{I}_{cc}$  est en quadrature arrière par rapport à la « f.é.m. »  $\vec{E}_{rcc}$ .

Le courant  $\vec{I}_{rcc}$  correspondant est en quadrature avant par rapport à  $\vec{E}_{rcc}$ .

Comme  $\vec{I}_{Fcc} = \vec{I}_{rcc} - \alpha \vec{I}_{cc}$ , et que ces vecteurs sont pratiquement alignés, on écrit en utilisant les modules :

$$I_{Fcc} \approx I_{rcc} + \alpha I_{cc} \Leftrightarrow OH_{cc} = OK_{cc} + K_{cc} H_{cc}$$

Or la valeur de  $I_{rcc}$  est faible, et on peut considérer comme pour le diagramme de Behn-Eschenburg que la relation entre  $E_v$  et  $I_F$  est linéaire.  $E_{vcc} = a \Omega_s I_{Fcc}$ .

Le terme  $a \Omega_s$  est le coefficient directeur de la tangente en O de la caractéristique à vide.

## Détermination graphique des coefficients $\alpha$ et $x_f$ de Potier

À partir du point  $N_L$ , on obtient le point  $O_L$  en traçant  $O_L N_L = OH_{cc}$ .

Du point  $O_L$  on trace la droite  $\Delta$  parallèle à la tangente en O de la caractéristique à vide. Le point d'intersection avec la caractéristique à vide est  $M_L$ .

Comme les courants d'induit sont égaux ( $I_L = I_{cc}$ ), on en déduit que  $K_{cc} H_{cc} = K_L H_L$ .

D'autre part,  $E_{rcc} = a \Omega_s I_{Fcc} = x_f I_{cc} = x_f I_L = K_{cc} M_{cc} = J_L M_L$ .

Les triangles  $OM_{cc}H_{cc}$  et  $O_L M_L N_L$  sont égaux ainsi que les triangles rectangles  $K_{cc} M_{cc} H_{cc}$  et  $J_L M_L N_L$ . On détermine :

- la réactance de fuite  $x_f$  par  $x_f I_L = J_L M_L$
- et le coefficient d'équivalence  $\alpha$  par  $\alpha I_L = J_L N_L = K_L H_L$ .



## EN PRATIQUE

## Réactance synchrone $X$ par la méthode A.I.E.E

Cette méthode s'applique dans le cas où la machine est saturée (*le terme AIEE vient de la Société américaine des ingénieurs électriciens*). Elle consiste à faire débiter la machine synchrone en alternateur, à vitesse nominale, sur une charge *purement inductive* ( $\cos \varphi = 0$ ). Le point de fonctionnement est obtenu pour un réglage  $I_{FL}$  du courant d'excitation, et pour un courant  $I_L$  débité par l'induit, noté  $N_L$  (voir la figure 28.2). On voit que la valeur  $E_v(I_{FL}) \Leftrightarrow H_L C$  correspond à un fonctionnement saturé de la machine.

### Conseils

Le diagramme de Potier et la méthode AIEE ne conviennent strictement que pour les machines synchrones à pôles lisses.

Toutefois, une extension est possible pour les machines à pôles saillants à cause de l'entrefer important intervenant dans la réaction d'induit transversale. Pour cette réaction, il y a linéarité entre flux et courant. Une combinaison diagramme de Potier pour la partie longitudinale – diagramme de Blondel pour la partie transversale est alors possible.

En traçant le diagramme de Behn-Eschenburg en fonctionnement alternateur, pour une charge inductive pure, on obtient approximativement un diagramme « aplati » :

$$H_L C = H_L N_L + N_L C \Leftrightarrow E_v(I_{FL}) = V_L + X I_L$$

Ce qui permet d'en déduire :

$$X_{AIEE}(I_F) = \frac{E_v(I_F) - V_L}{I_L}$$

La réactance synchrone obtenue par cette méthode varie fortement avec le courant d'excitation  $iF$  en zone saturée. C'est une méthode intermédiaire entre la méthode de Behn-Eschenburg et celle de Potier.

### Objectifs

- ✓ Présenter la machine synchrone triphasée en régime transitoire.
- ✓ Introduire une relation matricielle caractérisant le couplage stator-rotor.
- ✓ Présenter une méthode de mesure des coefficients de la machine.
- ✓ Utiliser un logiciel pour visualiser le comportement de la machine en cas de variation de couple.



### REPÈRES

### Fonctionnement en régime dynamique quelconque

On considère une machine triphasée représentée avec ses bobinages à la figure 29.1. Des amortisseurs sont placés pour réduire les champs tournants dus aux harmoniques des courants statoriques. Ils assurent aussi la stabilité de la machine en amortissant les oscillations du rotor autour du point d'équilibre (voir aussi la figure 29.3).

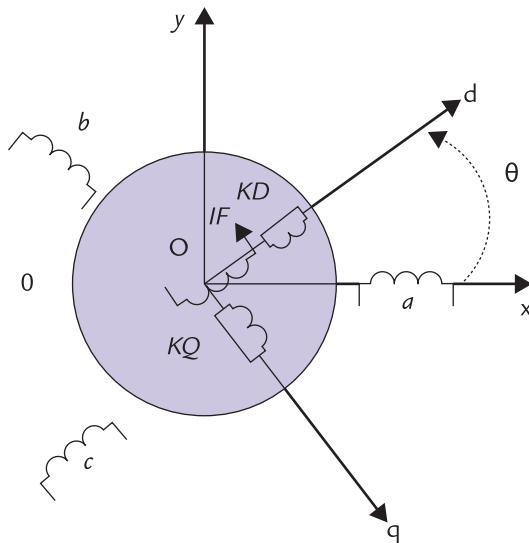


Figure 29.1 Bobinages de la machine synchrone

L'inducteur placé sur l'axe Nord-Sud est à un instant donné, décalé d'un angle  $\theta$  par rapport à l'axe de la phase  $a$ . Il est parcouru par le courant continu  $I_F$ . Sur le même axe, le bobinage représente (après transformation de Park) la composante directe KD. En quadrature arrière, on retrouve la composante KQ des amortisseurs du rotor.

**Hypothèses simplificatrices**

On néglige :

- les pertes en Fer ;
- la saturation du circuit magnétique ; les équations sont alors linéaires ;
- l'effet de peau ;
- les couplages capacitifs entre enroulements ;
- l'effet de la température sur la valeur des résistances.

On admet que les f.m.m. (*force magnéto-motrice*) des enroulements statoriques sont à répartition sinusoïdale.

- Soit  $[I_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$  le vecteur des courants au stator, et  $[I_r] = \begin{bmatrix} i_F \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix}$  le vecteur des courants au rotor.

- De même, soit  $[V_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$  le vecteur des tensions par phase au stator, et

par  $[V_r] = \begin{bmatrix} v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$  le vecteur des tensions par enroulement au rotor.

Il y a un décalage *électrique angulaire*  $\theta$  entre l'axe de la phase de référence du stator et l'axe de la phase correspondante du rotor.

Le couplage magnétique de la machine est donné par l'équation des flux

$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$  au stator et  $[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_F \\ \phi_{KD} \\ \phi_{KQ} \end{bmatrix}$  au rotor. On en déduit pour l'ensemble

des phases au stator :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

ou  $[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$

De même au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & R_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & R_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_F \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_F \\ \phi_{KD} \\ \phi_{KQ} \end{bmatrix}$$

$$\text{ou } [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]$$

Écrivons les relations reliant les flux aux courants stator et rotor (couplage magnétique) :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

avec  $[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$  « sous-matrice » des bobinages au stator,

où par exemple  $L_a$  est l'inductance d'un bobinage seul d'une phase, et  $M_{ab}$  l'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{aF} & M_{a,KD} & M_{a,KQ} \\ M_{bF} & M_{b,KD} & M_{b,KQ} \\ M_{cF} & M_{c,KD} & M_{c,KQ} \end{bmatrix} \text{ et } [M_s] = [M_{rs}]^t$$

De même :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_F & M_{F,KD} & 0 \\ M_{F,KD} & L_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{KQ} \end{bmatrix} \text{ matrice des bobinages au rotor, où } L_F \text{ est}$$

l'inductance de l'inducteur seul, et  $M_{F,KD}$  l'inductance mutuelle de couplage entre le bobinage inducteur et la composante directe de l'amortisseur du rotor. Ce qui donne :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \}$$

D'autre part, les expressions en fonction de  $\theta$  donnent :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{sv} \cos 2\theta & M_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos 2\theta \\ M_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos 2\theta & L_{s0} + L_{sv} \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

ainsi que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]_t = \begin{bmatrix} M_{FS} \cos \theta & M_{KD,S} \cos \theta & -M_{KQ,S} \sin \theta \\ M_{FS} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{KD,S} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -M_{KQ,S} \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{FS} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & M_{KD,S} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -M_{KQ,S} \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Les éléments de la matrice  $[L_{rr}]$  ne varient pas avec  $\theta$ . Les effets de la réluctance variable interviennent dans la matrice  $[L_{ss}]$ .

**Remarque :** La présentation de la machine a été volontairement simplifiée car on ne tient pas compte ici de l'influence des harmoniques, qui font qu'en réalité, les amortisseurs ne peuvent se réduire à deux circuits en quadrature.

Chaque inductance propre ou mutuelle comporte un terme constant ( $L_{s0}$  ou  $M_{s0}$ ) et un terme variable  $L_{sv}$ . Dans les machines à pôles lisses, le terme  $L_{sv}$  est nul.



## SAVOIR-FAIRE

### Détermination des coefficients d'une machine synchrone

On se limite ici au cas du régime sinusoïdal. On mesure les réactances suivantes :

- > La réactance synchrone longitudinale  $X_l$  ; cette réactance est aussi la réactance directe  $X_d$  en régime sinusoïdal après transformation de Park. On impose une valeur du courant  $I_F$ , sur la partie non saturée de la caractéristique à vide, en notant la f.é.m.  $E_v$  (IF) et le courant de court-circuit  $I_{cc}$  (IF) correspondant. Alors  $X_l = X_d = \frac{E_v}{I_{cc}}$
- > La réactance synchrone transversale  $X_q$  ; cette réactance est aussi la réactance en quadrature  $X_q$  en régime sinusoïdal après transformation de Park.

La machine fonctionne en moteur à vide, sous tension réduite  $V$ . On annule le courant (continu) inducteur  $I_F$ . Le moteur fonctionne alors en régime asynchrone grâce aux amortisseurs, mais le fonctionnement n'est pas stable.

On inverse  $I_F$ ; la machine passe d'un pôle à l'autre. On note le courant efficace  $I_M$  maximal absorbé par l'induit correspondant au moment où le rotor de la machine, excité de manière inverse, passe par la réactance transversale pour s'accrocher au champ tournant. Alors  $X_q = \frac{V}{I_M}$  (voir la figure 29.2).  
Après quelques oscillations, le rotor est stabilisé par rapport au champ tournant et le courant devient celui du régime permanent.

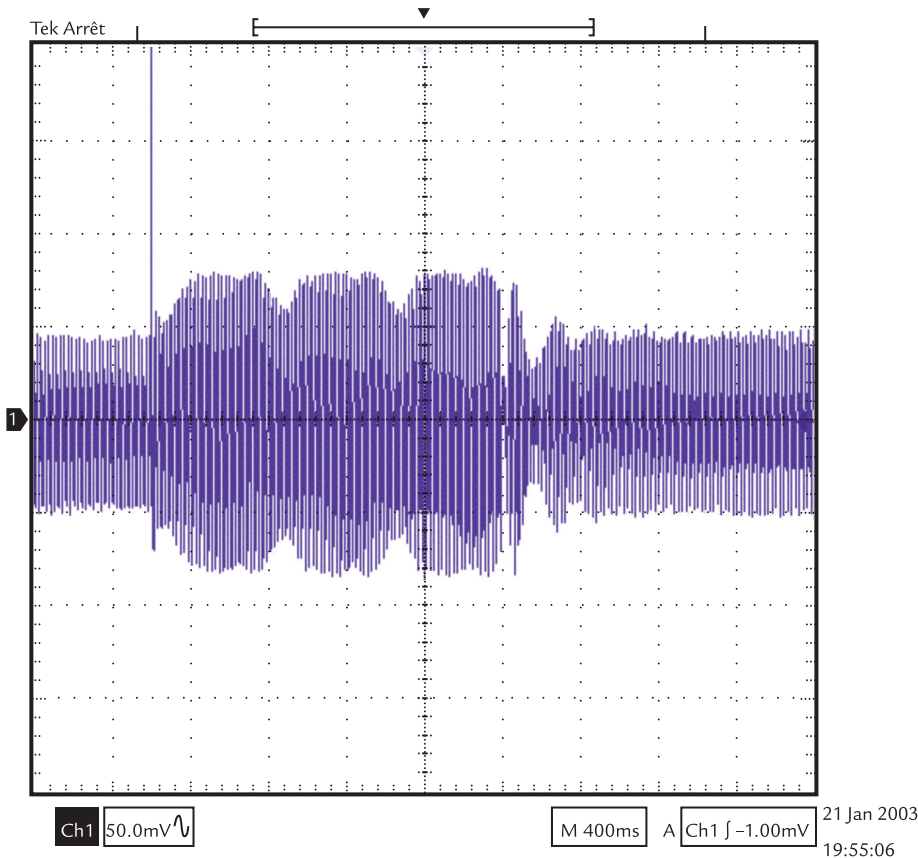


Figure 29.2 Régime transitoire du moteur synchrone en inversion de courant d'excitation

### Réactance homopolaire $X_0$

La machine est entraînée à vitesse nominale et l'inducteur est mis en court-circuit. On alimente (en série) les trois bobinages induits pour qu'il y ait le même courant. On mesure le courant  $I$  obtenu et la tension  $U$  appliquée.

Alors  $Z_0 = \frac{U}{3I}$ . On obtient la réactance en faisant intervenir la résistance totale  $R_0$ . Et  $X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}$ .



## EN PRATIQUE

### Intérêt de l'utilisation du logiciel LabVIEW

Il est possible « d'estimer » le couple électromagnétique  $T_e$  à partir de la puissance électromagnétique  $P_e$ , elle-même liée à la puissance active absorbée et en ayant soustrait les pertes au stator :

- Les pertes par effet Joule,
- Les pertes en Fer.

On mesure la résistance  $R_s$  par phase d'un bobinage du stator (monté en étoile), parcouru par un courant  $I_s$ . On estime les pertes Fer notée  $P_{FS}$  au stator. Soit  $P$  la puissance active absorbée par le moteur. On obtient alors :

$$P_e = P - 3 R_s I_s^2 - P_{FS} = T_e \cdot \Omega_s$$

où  $\Omega_s$  est la vitesse angulaire du champ tournant.

Après avoir effectué des mesures pour obtenir les valeurs de  $R_s$  et de  $P_{FS}$ , le logiciel effectue une estimation de l'évolution du couple. On prendra 5 000 échantillons, à la fréquence de 1 kHz, ce qui donne une évolution du couple sur 5 s. Un filtrage passe-bas est nécessaire.

On soumet donc le moteur à un échelon de couple résistant  $T_r$  croissant lorsqu'on le charge brutalement, ou décroissant dans le cas contraire.

### Utilisation du logiciel pour simuler la variation du couple d'un moteur synchrone

L'expression de la puissance instantanée peut s'écrire si  $i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0$  sous la forme suivante :

$$p(t) = u_{13}(t) \cdot i_1(t) + u_{23}(t) \cdot i_2(t)$$

Cette relation est choisie car elle utilise moins de capteurs. On filtre ensuite  $p(t)$  pour obtenir sa valeur moyenne par un filtrage passe-bas de Butterworth d'ordre 8, de fréquence de coupure 25 Hz. On constate que le temps de réponse de ce filtre est inférieur à 0,1 s, ce qui explique que l'on a choisi un tracé de l'évolution du couple  $T_e(t)$  ne commençant qu'après 0,1 s.

Pour obtenir  $I_s^2$ , on multiplie l'un des courants par lui-même, et on cherche sa valeur moyenne  $\langle I_s^2 \rangle$  également par le même filtrage passe-bas que ci-dessus.

On utilise un moteur synchrone Ecodime 230 V phase-neutre, couplé en étoile au stator, de vitesse nominale 1 500 tr/min ce qui donne  $\Omega_s = 157$  rad/s environ. On a mesuré :

- La résistance  $R_s = 5,26 \Omega$ ,
- Les pertes  $P_{FS} = 146 \text{ W}$ .

Le courant continu de la roue polaire vaut 1,3 A.

En charge, le moteur absorbe la puissance de 1 260 W avec un  $\cos\varphi = 0,91$ .

On calcule le couple électromagnétique  $T_e$  en faisant :

$$T_e = \frac{\langle p \rangle - 3 \times 5,26 \times \langle I_s^2 \rangle - 146}{157}$$

À la figure 29.3 on a présenté :

- **Les mesures à vide** du moteur (état 1). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 170 \text{ W}$  et du couple  $\langle T_e \rangle = 0,18 \text{ N.m}$  environ ;
- **Les mesures en charge** du moteur (état 2). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 1\,360 \text{ W}$  et du couple  $\langle T_e \rangle = 7,4 \text{ N.m}$  environ.

Le régime transitoire de *montée du couple*, lorsqu'on charge brutalement le moteur, le fait passer de l'état 1 à l'état 2 (échelon de couple). Il commence à l'instant  $t'_1 = 1,298 \text{ s}$  et finit à l'instant  $t'_2 = 1,5296 \text{ s}$ . La durée totale de ce régime transitoire (qui inclut aussi celui de la charge) est donc de  $t'_r = t'_2 - t'_1 = 0,23 \text{ s}$ .

Le régime transitoire de *descente du couple* lorsqu'on arrête brutalement le moteur le fait passer de l'état 2 à l'état 1. Il commence à l'instant  $t_1 = 1,167 \text{ s}$  et finit à l'instant  $t_2 = 2,053 \text{ s}$ . La durée totale de ce régime transitoire est donc de  $t_r = t_2 - t_1 = 0,88 \text{ s}$ . Le rotor est non chargé. Sa position angulaire oscille autour de sa position d'équilibre qui s'identifie à peu près à celle du champ tournant. Ces oscillations sont amorties grâce aux amortisseurs placés sur le rotor. Une estimation de leur fréquence est de 10 Hz. Et si  $t'_r < t_r$ , c'est à cause de ces oscillations.

On voit ici l'intérêt de cette estimation du couple qui met en évidence un phénomène d'oscillation dû à un comportement spécifique du moteur synchrone à vide.

### Conseils

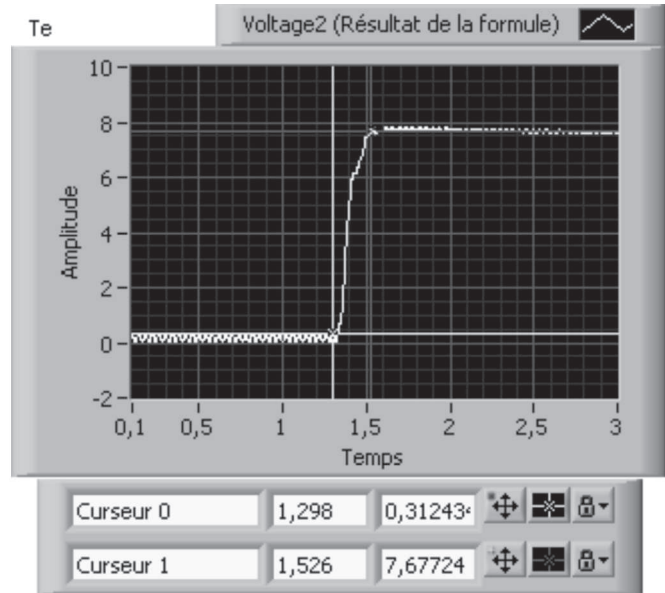
Il est très difficile de modéliser rigoureusement une machine synchrone en régime dynamique, même en utilisant la transformation de Park. En effet, les machines fonctionnent le plus souvent en régime non-linéaire et l'écriture matricielle, comme la transformation de Park, supposent un fonctionnement linéaire de la machine.

Dans ce cas, il faudra utiliser des modèles d'approche plus complets, en linéarisant autour d'un point de fonctionnement.

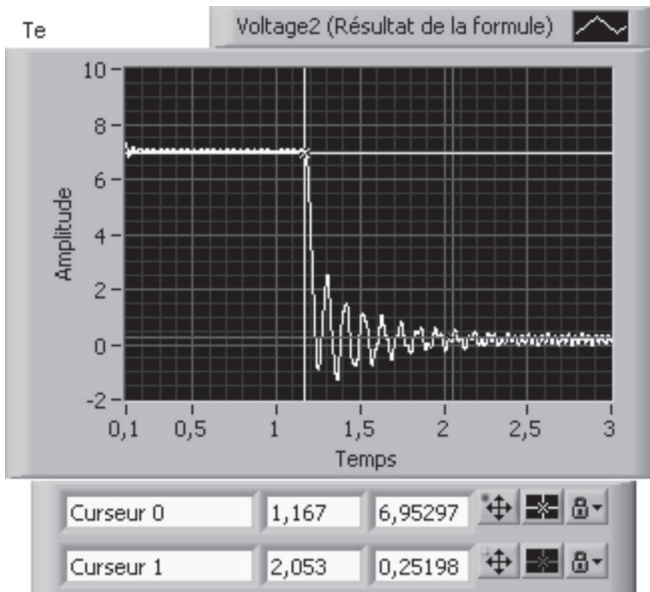
Mesures à vide

|         |         |
|---------|---------|
| <Te>    | <p>     |
| 179,62m | 170,20  |
| u13     | i1      |
| 398,39  | 253,61m |
| u23     | i2      |
| 409,77  | 597,72m |

Régime transitoire du couple lors de la mise en route brutale de la charge : passage de l'état 1 à l'état 2



Régime transitoire du couple lors de la coupure brutale de la charge : passage de l'état 2 à l'état 1



Mesures à vide

|        |       |
|--------|-------|
| <Te>   | <p>   |
| 7,39   | 1,36k |
| u13    | i1    |
| 396,63 | 1,93  |
| u23    | i2    |
| 407,98 | 2,01  |



Figure 29.3 Face avant de l'estimation du couple pour une brusque variation de la charge

### Objectifs

- ✓ Présenter la transformation de Park pour introduire une équation matricielle de la machine synchrone triphasée.
- ✓ Présenter les constantes de temps de la machine triphasée.
- ✓ Définir les réactances transitoires et subtransitoires de la machine.
- ✓ Présenter une série d'essais pour mesurer ces coefficients.



### REPÈRES

## Relation matricielle entre tensions et courants après transformation

En introduisant  $s$ , l'opérateur de Laplace, et en posant :

$$L_d = L_{s0} - M_{s0} + \frac{3}{2}L_{sv} ; L_q = L_{s0} - M_{s0} - \frac{3}{2}L_{sv} ; L_0 = L_{s0} + 2M_{s0} ; R_s = r$$

$$M_F = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{FS} ; M_{KD} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{KD,S} ; M_{KQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{KQ,S} ; M_{FD} = M_{F,KD}$$

on obtient l'équation matricielle suivante avec la pulsation  $\omega = p\Omega_s = \frac{d\theta}{dt}$  :

$$\begin{bmatrix} v_{s0} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + sL_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r + sL_d & -L_q \omega & sM_F & sM_{KD} & -M_{KQ} \omega \\ 0 & L_d \omega & r + sL_q & M_F \omega & M_{KD} \omega & sM_{KQ} \\ 0 & sM_F & 0 & R_F + sL_F & sM_{FD} & 0 \\ 0 & sM_{KD} & 0 & sM_{FD} & R_{KD} + sL_{KD} & 0 \\ 0 & 0 & sM_{KQ} & 0 & 0 & R_{KQ} + sL_{KQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_F \\ i_{KD} \\ i_{KQ} \end{bmatrix}$$

On constate que sur les  $6 \times 6 = 36$  éléments de la matrice, 17 sont nuls et surtout, les 19 coefficients restants sont constants, si on admet les hypothèses du départ.

## Introduction des flux

On écrit :

$\Phi_{sd}$  = flux total au stator sur l'axe direct ;

$\Phi_{sq}$  = flux total au stator sur l'axe en quadrature ;

$\Phi_F$  = flux total au rotor sur l'axe direct dû à l'inducteur ;

$\Phi_{KD}$  = flux total au rotor sur l'axe direct dû à l'amortisseur,

$\Phi_{KQ}$  = flux total au rotor sur l'axe en quadrature dû à l'amortisseur,

Ces flux ont pour expression dans un circuit magnétique non saturé :

$$\begin{aligned}\Phi_d &= L_d i_{sd} + M_F i_F + M_{KD} i_{KD} \\ \Phi_q &= L_q i_{sq} + M_{KQ} i_{KQ} \\ \Phi_F &= L_F i_F + M_F i_{sd} + M_{FD} i_{KD} \\ \Phi_{KD} &= L_{KD} i_{KD} + M_{KD} i_{sd} + M_{FD} i_F \\ \Phi_{KQ} &= L_{KQ} i_{KQ} + M_{KQ} i_{sq}\end{aligned}$$

et en posant  $\Phi_0 = L_0 i_{s0}$ . Les équations des tensions peuvent alors s'écrire :

$$\begin{aligned}v_0 &= r i_{s0} + s \Phi_0 \\ v_d &= r i_{sd} + s \Phi_d - \omega \Phi_q \\ v_q &= r i_{sq} + s \Phi_q + \omega \Phi_d \\ v_F &= R_F i_F + s \Phi_F \\ 0 &= R_{KD} i_{KD} + s \Phi_{KD} \\ 0 &= R_{KQ} i_{KQ} + s \Phi_{KQ}\end{aligned}$$

Les amortisseurs sont en court-circuit.

## Formule du couple

L'expression générale du couple électromagnétique peut se mettre sous la forme :

$$T_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}_t \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}_t \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

Comme la sous-matrice  $[L_{rr}]$  ne contient que des termes constants, il est possible de simplifier ; on aboutit à :

$$T_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [L_{ss}] \right\} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

En effectuant le changement de variable  $[i_{abc}] = [P]^{-1} [i_{odq}]$ , on obtient finalement :

$$T_e = p [\Phi_d i_{sq} - \Phi_q i_{sd}]$$

En commande autopilotée, on fait en sorte que  $i_{sd}$  (et  $i_{s0}$ ) soient nuls en permanence (voir fiche 45).



## SAVOIR-FAIRE

### Grandeurs opérationnelles

On introduit les impédances en quantité opérationnelles telles que :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} - s G(s) V_F \\ v_{sq} - \omega G(s) V_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + s \Lambda_d(s) & -\omega \Lambda_q(s) \\ \omega \Lambda_d(s) & r + s \Lambda_q(s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

où  $\Lambda_d(s)$  et  $\Lambda_q(s)$  sont les inductances opérationnelles respectivement selon l'axe direct et en quadrature et  $G(s)$  une quantité opérationnelle.

Ces inductances permettent d'écrire que :

$$\begin{aligned} \Phi_d(s) &= \Lambda_d(s) i_{sd} + G(s) V_F \\ \Phi_q(s) &= \Lambda_q(s) i_{sq} \end{aligned}$$

Et ceci donne également pour le couple :

$$T_e(s) = \Phi_d(s) i_{sq}(s) - \Phi_q(s) i_{sd}(s)$$

### Constantes de temps

L'inductance opérationnelle d'axe direct peut se mettre sous la forme :

$$\Lambda_d(s) = L_d \frac{(1 + sT'_d)(1 + sT''_d)}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})}$$

De même, l'inductance opérationnelle d'axe en quadrature s'exprime par :

$$\Lambda_q(s) = L_q \frac{(1 + sT''_q)}{(1 + sT''_{q0})}$$

Ce qui introduit les constantes de temps :

$$T'_{d} = \frac{L_F}{R_F} \left[ 1 - \frac{M_F^2}{L_d L_F} \right]$$

$$T'_{d0} = \frac{L_F}{R_F}$$

$$T''_{d} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} \left[ 1 - \frac{L_d M_{FD}^2 + L_F M_{KD}^2 - 2 M_F M_{FD} M_{KD}}{L_{KD} (L_d L_F - M_F^2)} \right]$$

$$T''_{d0} = \frac{L_{KD}}{R_{KD}} \left[ 1 - \frac{M_{FD}^2}{L_{KD} L_F} \right]$$

$T'_{d}$  = constante de temps transitoire d'axe direct en court-circuit. Constante de temps de l'**inducteur**, en présence de l'enroulement **d** de l'induit en court-circuit (l'enroulement KD étant supposé ouvert).

$T'_{d0}$  = constante de temps transitoire d'axe direct en circuit ouvert. Constante de temps de l'**inducteur** (les enroulements KD et **d** étant supposés ouverts).

$T''_{d}$  = constante de temps subtransitoire d'axe direct en court-circuit. Constante de temps de l'**amortisseur**, en présence de l'inducteur et de l'enroulement **d** de l'induit tous les deux en court-circuit.

**Remarque :** La relation donnant les grandeurs opérationnelles suppose que le couplage entre les enroulements inducteur *F* et amortisseur *D* soit très fort

( $M_{FD} \approx \sqrt{L_F L_{KD}}$ ) ce qui revient à négliger la constante de temps  $\frac{L_{KD}}{R_{KD}}$  devant  $\frac{L_F}{R_F}$ .

$T''_{d0}$  = constante de temps subtransitoire d'axe direct en circuit ouvert. Constante de temps de l'**amortisseur**, en présence de l'inducteur en court-circuit et de l'enroulement **d** de l'induit en circuit ouvert.

$T''_{q}$  = constante de temps subtransitoire transversale en court-circuit. Constante de temps de l'**amortisseur**, en présence de l'enroulement **q** de l'induit en court-circuit.

$T''_{q0}$  = constante de temps subtransitoire transversal en circuit ouvert. Constante de temps de l'**amortisseur**, en présence de l'enroulement **q** de l'induit en circuit ouvert.

$$T''_{q} = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}} \left[ 1 - \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ} L_q} \right]$$

$$T''_{q0} = \frac{L_{KQ}}{R_{KQ}}$$

**Cas particulier :** Si on néglige toutes les résistances, les inductances opérationnelles deviennent indépendantes de l'opérateur de Laplace  $s$ .

$$\Lambda_d = L_d - \frac{L_{KD} M_F^2 + L_F M_{KD}^2 - 2 M_F M_{FD} M_{KD}}{L_{KD} L_F - M_{FD}^2} \quad \text{et} \quad \Lambda_q = L_q - \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}}$$

## Réactances

Si on néglige toutes les résistances, les expressions des inductances opérationnelles se simplifient.

On appelle *réactance subtransitoire d'axe direct* la quantité :

$$X''_d = \omega \left( L_d - \frac{L_{KD} M_F^2 + L_F M_{KD}^2 - 2 M_F M_{FD} M_{KD}}{L_{KD} L_F - M_{FD}^2} \right)$$

On appelle *réactance transitoire d'axe direct* la quantité :

$$X'_d = \omega \left( L_d - \frac{M_F^2}{L_F} \right)$$

On appelle *réactance synchrone d'axe direct* la quantité :

$$X_d = \omega L_d$$

On appelle *réactance synchrone d'axe en quadrature* la quantité :

$$X_q = \omega L_q$$

On appelle *réactance subtransitoire transversale* la quantité :

$$X''_q = \omega \left( L_q - \frac{M_{KQ}^2}{L_{KQ}} \right)$$

Relations entre réactances et constantes de temps :

$$\frac{T'_{d0}}{T'_d} = \frac{X_d}{X'_d} ; \quad \frac{T'_{d0} T''_{d0}}{T'_d T''_d} = \frac{X_d}{X''_d} \cdot \frac{T''_{q0}}{T''_q} = \frac{X_q}{X''_q}$$



EN PRATIQUE

### Court-circuit brusque de l'alternateur triphasé en rotation à vitesse constante

On rappelle que l'équation du courant d'une phase est :

$$i_a(t) = -E_m \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'd}} + \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(\omega t + \psi) + \frac{E_m}{2} e^{-\frac{t}{T_d}} \left[ \left( \frac{1}{X''_d + X''_q} \right) \cos \psi + \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) \cos(2\omega t + \psi) \right]$$

On enregistre le courant d'induit à l'oscilloscope et on utilise un traitement de signal pour améliorer la qualité des formes d'onde obtenues avant de les sortir sur imprimante. On effectue la demi-somme algébrique des enveloppes supérieure et inférieure des courants obtenus. Puis on prend la moyenne trouvée pour les trois phases. On en déduit la moyenne  $I_m$  du courant en régime établi.

Pour déterminer les amplitudes  $I''_m$  et  $I'_m$  des régimes subtransitoire et transitoire, on soustrait des relevés le régime établi et on obtient ainsi  $I''_m + I'_m$ .

On trace  $I''_m$  et  $I'_m$  sur papier semi-logarithmique en fonction du temps. L'échelle n'est logarithmique que sur l'axe des ordonnées (voir la figure 30.1).

Échelle logarithmique

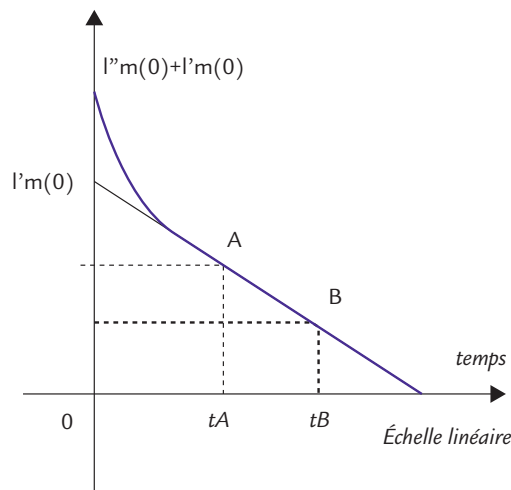


Figure 30.1 Utilisation du régime transitoire en court-circuit

En A, on considère qu'il ne reste que le régime transitoire. Et B est choisi pour que  $I'_m(B) = \frac{I'_m(A)}{e}$ . On trouve ainsi  $T'_d = t_B - t_A$ .

Pour mesurer  $T''_d$ , on part de  $I''_m(0) + I'_m(0)$ , on soustrait la variation propre de  $I'_m$  qui est plus lente et on cherche l'instant  $T''_d$  de division par  $e = 2,71828$  de  $I''_m$ .

La constante de temps  $T_a$  se déduit du régime apériodique. On détermine d'autre part la *réactance transitoire longitudinale* par la relation :

$$X'_d = \frac{E_v \sqrt{2}}{I_m + I'_m(0)}$$

et de même la réactance transitoire longitudinale :

$$X''_d = \frac{E_v \sqrt{2}}{I_m + I'_m(0) + I''_m(0)}$$

## Établissement de la tension à vide

L'établissement de la tension à vide pour chacune des phases fait intervenir les constantes de temps  $T'_{d0}$  et  $T''_{d0}$ . On procède comme précédemment, en effectuant des enregistrements, puis en déterminant l'enveloppe et la moyenne des résultats.

## Utilisation du régime triphasé de la machine en restant à l'arrêt

Ce sont des essais en régime permanent mais qui doivent être effectués rapidement, sinon on risque un échauffement excessif des bobinages.

On applique une tension réduite à la fréquence nominale, entre deux bornes de phases de l'induit (montage étoile : les phases **a et b** par exemple), l'inducteur étant en court-circuit. On amène le rotor dans la position où le courant dans l'inducteur est maximal. On mesure la puissance absorbée  $P$ , la tension  $U$  et le courant  $I$ .

On en déduit la *réactance subtransitoire directe*  $X''_d$ .

En effet,  $X''_d = \sqrt{Z''_d{}^2 - R''_d{}^2}$  avec  $Z''_d = \frac{U}{2I}$  et  $R''_d = \frac{P}{2I^2}$ .

On amène ensuite le rotor dans la position transversale qui correspond à une valeur pratiquement nulle du courant dans l'inducteur. On mesure de nouveau la tension  $U_t$  et le courant  $I_t$ , ainsi que la puissance  $P_t$ . On en déduit les réactances en quadrature :

$X''_q = \sqrt{Z''_q{}^2 - R''_q{}^2}$  avec  $Z''_q = \frac{U_t}{2I_t}$  et  $R''_q = \frac{P_t}{2I_t^2}$ .

En général  $X''_d > X''_q$ .

**Conseils**

Les expériences effectuées ci-dessus sont en principe indispensables pour réaliser une modélisation approfondie de la machine, qu'elle fonctionne en alternateur ou en moteur.

Les constantes subtransitoires mettent en évidence le rôle essentiel des amortisseurs pour stabiliser le fonctionnement de la machine en régime permanent.

Une fois déterminés tous les coefficients, il est possible d'envisager une modélisation sur un logiciel tel que Matlab/Simulink.

**Mesures en rotation inverse**

Ces essais sont effectués sur la machine entraînée en rotation inverse, sans excitation. Le stator est alimenté par un *système équilibré de tensions* de fréquence nominale mais à valeur réduite. On mesure la tension phase neutre  $V_i$  le courant  $I_i$ , ainsi que la puissance  $P_i$ . On en déduit :

$$X_i = \sqrt{Z_i^2 - R_i^2} \text{ avec } Z_i = \frac{V_i}{I_i} \text{ et } R_i = \frac{P_i}{3I_i^2}.$$

**Relation entre les grandeurs**

À partir des mesures de constantes de temps et de réactances, on doit vérifier les relations suivantes :

$$X'_d T'_{d0} = X_d T'_d$$

$$X''_d T''_{d0} = X'_d T''_d$$

$$\text{réactance inverse } X_i = (X'_d + X''_d) / 2 \text{ soit } T_a = X_i / r \omega$$

**Relevés expérimentaux**

**Essai pour mesurer la réactance transversale**

Cet essai a été obtenu pour un moteur synchrone Ecodime de 1,2 kW, sous-alimenté par une tension phase-neutre de 125 V et un courant d'excitation de 0,6 A, fonctionnant à vide.

On constate que lorsque l'alimentation de l'inducteur est coupée, l'amplitude du courant d'une phase est instable : le moteur fonctionne en « asynchrone » sur les amortisseurs. Lorsqu'on rétablit le courant d'excitation  $I_F$  dans l'inducteur, de manière inverse, un « pic » de courant apparaît de  $2\sqrt{2}I_M$  crête à crête (voir la figure 30.2).

En première approximation, on écrit que  $X_t = X_q \approx \frac{U}{I_M}$

**Essai en court-circuit**

La figure 30.3 donne un aperçu du comportement en court-circuit de la même machine synchrone fonctionnant en alternateur à vitesse nominale (1 500 tr/min). Le courant d'excitation est de 2 A. Le courant de court-circuit final est de 3 A (en valeur efficace).

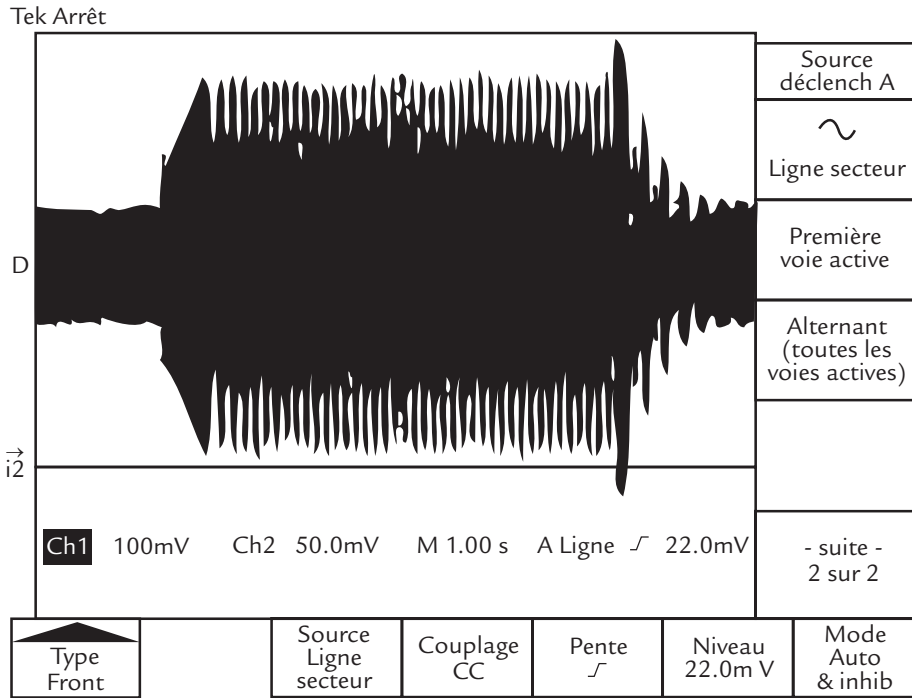


Figure 30.2 Essai expérimental de la réactance transversale

Machine synchrone en génératrice en court-circuit brusque

En haut : courant  
En bas : tension phase-neutre

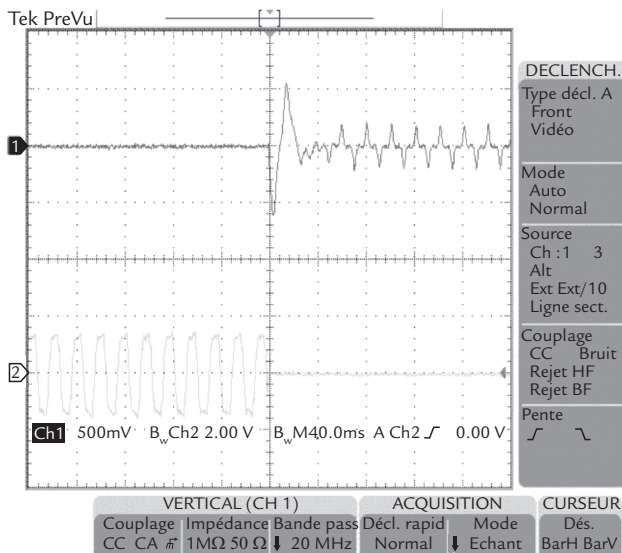


Figure 30.3 Essai en court-circuit d'un alternateur

## Objectifs

- ✓ Introduire les équations fondamentales de la machine asynchrone triphasée.
- ✓ Présenter les modèles possibles en régime permanent.
- ✓ Définir le rendement.
- ✓ Présenter un calcul de rendement.



## REPÈRES

## Champ tournant statorique

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages ci-dessous (voir la figure 31.1).

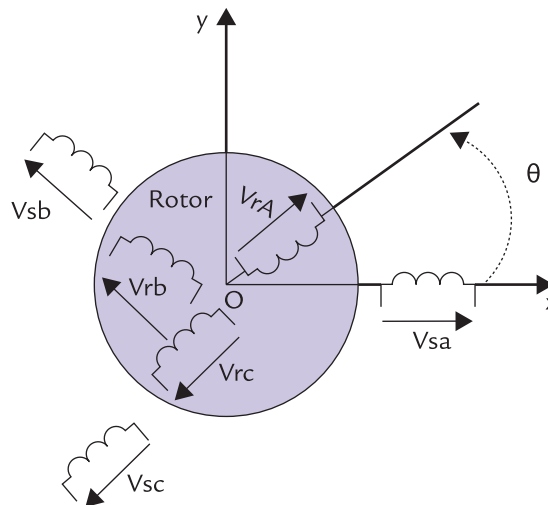


Figure 31.1 Les bobinages expliquant le fonctionnement d'un moteur asynchrone

On a représenté au stator trois bobinages dont les axes sont décalés de  $120^\circ$  et trois autres au rotor ; ils sont parcourus tous les deux par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct.

D'après de théorème de Ferraris, l'action des courants de pulsation  $\omega_s$  au stator a pour effet de provoquer une « force magnétomotrice » tournante  $\varepsilon_s$  telle que :

$$\varepsilon_s(\theta_s, t) = \frac{3}{2} k_s I_s \sqrt{2} [\cos(\omega_s t - \theta_s)]$$

Cette expression correspond à un « champ tournant » à la vitesse angulaire  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$  où  $p$  est le nombre de paires de pôles. Le référentiel de ce champ tournant est le stator.

## Champ tournant rotorique

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. triphasées dans les bobinages du rotor si la vitesse angulaire  $\Omega$  de rotation est différente de celle du champ tournant (Loi de Lenz). Aussi le moteur asynchrone est encore appelé *moteur à induction*.

On appelle *glissement* la quantité relative  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ . La pulsation  $\omega_r$  des f.é.m. et des courants induits au rotor vaut  $\omega_r = g \omega_s$  où  $\omega_s$  est la pulsation des courants du stator.

Par construction, les conducteurs du rotor de la machine asynchrone sont branchés en étoile.

Comme la vitesse du rotor est  $\Omega$ , on a dans le référentiel du stator :

$$\Omega + \Omega_r = \Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

Ce qui donne encore en introduisant  $\theta = p \int^t \Omega(x) dx$  et  $\theta = p \int^t \Omega_r(x) dx$

$$\theta_s = \theta + \theta_r + \alpha$$

où  $\alpha$  est un décalage angulaire (constante d'intégration). On obtient, dans le référentiel du stator, que la « force magnétomotrice »,  $\varepsilon_r(\theta_s, t)$  est en « synchronisme » à  $\alpha$  près avec  $\varepsilon_s$ ,

$$\varepsilon_r(\theta_s, t) = \frac{3}{2} k_r I_r \sqrt{2} [\cos(\omega_s t - \theta_s - \alpha)]$$

Le champ tournant résultant est  $\varepsilon(\theta_s, t) = \varepsilon_s(\theta_s, t) + \varepsilon_r(\theta_s, t)$  à la vitesse angulaire  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ .

En fonctionnement habituel, la machine est à « flux forcé », c'est-à-dire à force magnétomotrice  $\varepsilon(\theta_s, t)$  de champ tournant imposée (en amplitude et en fréquence).

### Principe de fonctionnement en moteur

Les courants induits au rotor créent une force magnéto-motrice  $\vec{\varepsilon}_r$  qui interagit avec la force magnéto-motrice  $\vec{\varepsilon}_s$  provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe, à condition :

- que le glissement  $g$  soit non nul pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles ;
- que les conducteurs du rotor soient en circuit fermé.

Il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique  $T_e$ . Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnéto-motrice :

$$\vec{T}_e = K \vec{\varepsilon}_s \wedge \vec{\varepsilon}_r$$

La constante  $K$  ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine.

### Configuration des conducteurs du rotor

Le stator d'une machine asynchrone est semblable à celui d'une machine synchrone, dans le cas où les bobinages triphasés de cette dernière sont au stator. Selon la constitution du rotor, on distingue :

- *la machine à rotor bobiné* : un bobinage triphasé analogue à celui du stator permet d'obtenir grâce à des bagues reliées à des balais, un système de courants triphasés de pulsation  $\omega_r = g \omega_s$ . On peut alors agir à la fois sur les bobinages au stator et au rotor.
- *la machine où les conducteurs du rotor sont mis en court-circuit* (ou rotor à cage). Les conducteurs sont, par fabrication, directement branchés en court-circuit au rotor. Il est impossible d'utiliser ni de mesurer les courants rotoriques.

Les moteurs à rotor en court-circuit sont les plus utilisés par les industriels. Néanmoins, pour l'étude et la modélisation, on raisonne généralement à partir de la machine à rotor bobiné.



## SAVOIR-FAIRE

## Équations simplifiées du fonctionnement à vitesse constante en régime sinusoïdal

On utilise les notations complexes. On associe la grandeur complexe  $V_s = V_{sa}$  à la tension de la phase  $a$  considérée comme référence. Alors

$I_{-s} = I_{-sa} = \hat{I}_s \exp(-j\phi_s)$ . De même,  $I_{-r} = I_{-ra} = \hat{I}_r \exp(-j\varphi_r)$ . Et pour les flux :

$\underline{\Phi}_s = \Phi_{sa} = \hat{\Phi}_s \exp(-j\psi_s)$  et au rotor  $\underline{\Phi}_r = \Phi_{ra} = \hat{\Phi}_r \exp(-j\psi_r)$

En écrivant la loi de Lenz pour la phase  $a$  :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt}$$

On exprime le flux complexe :

$$\underline{\Phi}_s = L_s I_{-s} + M I_{-r}$$

avec  $L_s$  inductance cyclique statorique et  $M$  inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor. On obtient finalement  $V_s = R_s I_s + j\omega_s \Phi_s$ .

On trouve de même au rotor :

$$\underline{\Phi}_r = L_r I_{-r} + M I_{-s}$$

avec  $L_r = (L_r - M_r)$  inductance cyclique rotorique et  $V_r = 0 = R_r I_r + jg \omega_s \Phi_r$ .

En considérant  $I_r$  comme référence, l'équation précédente montre que  $\Phi_r$  est

en quadrature avance sur  $I_r$ . Donc  $\underline{\Phi}_r = j \frac{R_r}{g \omega_s} I_r$  et  $\varphi_r = \pi/2 + \psi_r$ .

D'autre part, le courant stator  $I_s$  se déduit du flux et du courant rotoriques par la relation :

$$I_{-s} = \frac{\Phi_r}{M} - \frac{L_r}{M} I_{-r}$$

On en déduit le flux stator par la relation  $\underline{\Phi}_s = L_s I_{-s} + M I_{-r}$ .

Enfin, on obtient  $V_s$  en ajoutant  $R_s I_s$  à  $j\omega_s \Phi_s$ . Ce qui permet une représentation des vecteurs utile pour le modèle à fuites totalisées au rotor.

### Modèle à fuites totalisées au rotor

**On se limite ici à ce cas.** Considérons le courant magnétisant  $I_{sm}$ , égal ici au courant statorique à vide  $I_{sv}$  (pas de pertes Fer au stator et au rotor). Alors  $V_s = R_s I_s + j L_s \omega_s I_{sv}$ . On définit le courant rotorique  $I'_r$  ramené au stator par la relation :

$$I'_r = - \left( \frac{M}{L_s} \right) I_r$$

Et d'autre part :  $I'_r = I_s - I_{sv}$ . Par élimination de  $I_s$  et de  $I_r$ , on obtient :

$$j L_s \omega_s I_{sv} = \left[ \frac{R}{g} + j N \omega_s \right] I'_r$$

$N$  est l'inductance totale de fuites localisées au rotor et ramenées au stator.

$$N = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \left( \frac{L_s}{M} \right)^2 = \sigma L_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2$$

$k = \frac{M}{\sqrt{L_s L_r}}$  et  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} = 1 - k^2$  est le coefficient de dispersion de Blondel ;

$$R = R_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2$$

**Remarque :** le courant  $I'_r$  s'appelle également « courant transmis »  $I_t$ .

Le modèle à fuites totalisées au rotor est alors le suivant (Pertes Fer stator et rotor sont négligées, voir figure 31.2).

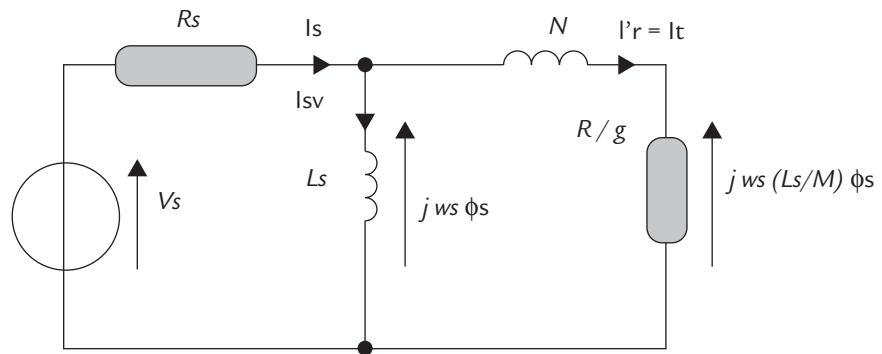


Figure 31.2 Modèles à fuites localisées au rotor

On peut aussi définir le rapport de transformation entre bobinages :

$$m = \frac{L_r}{M} \approx \frac{M}{L_s} \approx \sqrt{\frac{L_r}{L_s}}$$



## EN PRATIQUE

### Bilan des puissances en fonctionnement moteur.

#### Rendement

On désigne par  $\varphi_s$  le déphasage entre le courant d'une phase du stator et la tension phase-neutre correspondante. Pour le moteur asynchrone,  $\varphi_s$  est toujours  $> 0$  (inductif). La puissance active absorbée est :  $P_a = 3 V_s I_s \cos \varphi_s$

Les pertes au **stator** sont :

- ▶ les pertes Ferromagnétiques  $P_{Fs}$ . Elles sont mesurées lors d'un essai à vide, lorsque le glissement de la machine est nul ou très faible.  $P_{Fs} + P_{js0} = 3 V_s I_{s0} \cos \varphi_{s0}$ .  $P_{js0}$  correspond aux pertes par effet Joule au stator lors de l'essai à vide.
- ▶ les pertes par effet Joule  $P_{Js} = 3 R_s I_s^2$  où  $R_s$  est la résistance d'un enroulement du stator, supposé couplé en étoile.

On appelle Puissance électromagnétique ou transmise la quantité :

$$P_e = P_a - P_{Fs} - P_{Js}$$

Les pertes au **rotor** sont :

- ▶ les pertes Ferromagnétiques  $P_{Fr}$ , le plus souvent négligeables, car elles sont liées au glissement du moteur qui est généralement faible ;
- ▶ les pertes par effet Joule  $P_{Jr} = 3 R_r I_r^2$  où  $R_r$  est la résistance d'un enroulement du rotor (en étoile), et  $I_r$  la valeur efficace du courant induit ;
- ▶ les pertes mécaniques  $P_{méc}$  dues aux frottements.

On appelle Puissance utile sur l'arbre la quantité :

$$P_u = P_m = P_e - P_{Jr} - P_{méc}$$

On démontre que pour un glissement  $g$  donné correspondant à une vitesse du rotor, les pertes par effet Joule au rotor sont :

$$P_{Jr} = g P_e$$

On en déduit alors ( $P_u$  est la puissance utile obtenue sur l'arbre du moteur) :

$$P_u = (1 - g) [P_a - P_{Fs} - P_{Js}] - P_{méc}$$

Le rendement est alors :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \approx \frac{(1 - g) [P_a - P_{Fs} - P_{Js}] - P_{méc}}{P_a}$$

avec  $P_a = 3 V_s I_s \cos \varphi_s$ , puissance active fournie par le réseau, et  $g > 0$ .

#### Conseils

La modélisation d'un moteur asynchrone, même en régime permanent, n'est qu'approximative. Elle est tout de même précieuse pour connaître son comportement lorsqu'il est relié au réseau et que sa charge varie, en particulier pour déterminer l'évolution du facteur de puissance, du glissement, et donc de la vitesse.

La difficulté est qu'il est difficile de mesurer directement le glissement. Seule une mesure précise de la vitesse et une mesure de la fréquence du réseau peuvent donner une valeur précise du glissement et donc une bonne validité du modèle, si les autres mesures des éléments du modèle sont elles-mêmes précises.

## Objectifs

- ✓ Introduire les formules du couple d'une machine asynchrone.
- ✓ Présenter l'allure des courbes du couple.
- ✓ Présenter une méthode permettant une estimation de l'évolution du couple en cas de variation brusque de la charge du moteur, en s'aidant du logiciel LabVIEW.



## REPÈRES

Au vu de l'utilisation importante de ce moteur dans les systèmes industriels, l'étude du couple du moteur asynchrone est nécessaire pour mieux exploiter les possibilités de la machine.

### Méthode de calcul du couple

Les courants ou flux sont exprimés ici en valeur efficace.

Quand il s'agit de vecteur, la valeur efficace est le module du vecteur. À partir des pertes Joule au rotor on a :

$$T_e = \frac{3p R_r}{\omega_s g} I_r^2$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles.

### Formules du couple

En utilisant le modèle à fuites localisées au rotor (figure 31.2 et fiche 31), on a :

$$T_e = 3p \left( \frac{L_s}{M} \right)^2 \left( \frac{g \omega_s}{R} \right) \Phi_s^2 \quad \text{ou bien} \quad \vec{T}_e = 3 \frac{p}{2} \left( \vec{I}_r \wedge \vec{\Phi}_r \right)$$

$$\vec{T}_e = 3 \frac{p}{2} \left( \frac{M}{L_s} \right) \left( \vec{I}_r \wedge \vec{\Phi}_s \right) \quad \text{ou bien} \quad T_e = 3p \omega_s \Phi_s^2 \frac{\frac{R}{g}}{\left[ \left( \frac{R}{g} \right)^2 + (N \omega_s)^2 \right]}$$



## SAVOIR-FAIRE

## Allure des courbes

On se limite au cas où le couple s'exprime en fonction du glissement par la relation précédente.

Le couple est maximal pour  $g = g_M = \frac{R}{N\omega_s}$ . Il vaut alors  $T_{eM} = \left(\frac{3}{2N}\right)p\Phi_s^2$ .

Une autre expression du couple est alors :

$$T_e = \frac{2T_{eM}}{\frac{g}{g_M} + \frac{g_M}{g}}$$

Lorsque le glissement est faible,  $0 < g < g_n$  où  $g_n$  est le glissement nominal ( $g_n < g_M$ ), une approximation linéaire est possible, car  $\frac{g}{g_M} \ll \frac{g_M}{g}$ . On obtient alors :

$$T_e \approx 2T_{eM} \left( \frac{g}{g_M} \right)$$

La courbe  $T_e(g)$  et la droite d'approximation linéaire sont représentées à la figure 31.1 bis.

Il est également possible d'introduire la pulsation rotorique  $\omega_r = g \omega_s$ . On obtient alors :

$$T_e = 3p\Phi_s^2 \frac{\frac{R}{\omega_r}}{\left[ \left( \frac{R}{\omega_r} \right)^2 + N^2 \right]}$$

Le couple est maximal pour  $\omega_r = \omega_{rM} = \frac{R}{N}$ . Le couple maximal vaut toujours

$T_{eM} = \left(\frac{3}{2N}\right)p\Phi_s^2$ . Une autre expression du couple est alors :

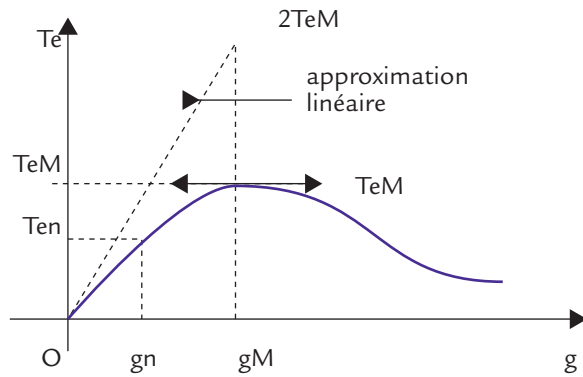
$$T_e = \frac{2T_{eM}}{\frac{\omega_r}{\omega_{rM}} + \frac{\omega_{rM}}{\omega_r}}$$

Lorsque la pulsation rotorique  $\omega_r$  est faible,  $0 < \omega_r < \omega_{rM}$  où  $\omega_{rM}$  est la pulsation rotorique nominale ( $\omega_{rM} < \omega_{rM}$ ), l'approximation linéaire est possible car

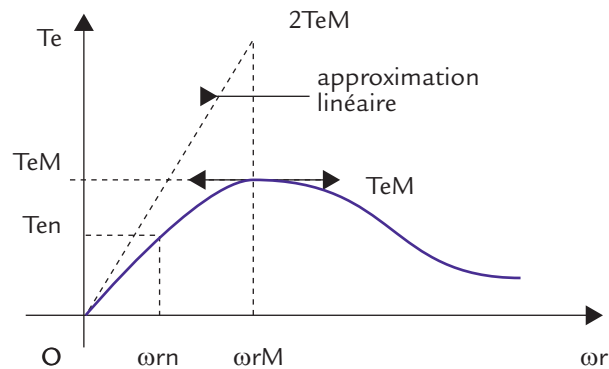
$\frac{\omega_r}{\omega_{rM}} \ll \frac{\omega_{rM}}{\omega_r}$ . On obtient alors :

$$T_e \approx 2T_{eM} \left( \frac{\omega_r}{\omega_{rM}} \right)$$

La courbe  $T_e(\omega_r)$  et la droite d'approximation linéaire sont représentées à la figure 31.1 bis.



Couple en fonction du glissement



Couple en fonction de la pulsation rotorique

**Figure 31.1 bis** Caractéristique du couple en fonction du glissement ou de la pulsation rotorique  $\Omega_r$ , à flux stator constant

**Remarque :** il s'agit d'une fonction impaire de  $\omega_p$ , compatible avec la réversibilité de la machine.

### Expressions du couple à flux constant

Pour l'approximation linéaire, et lorsque le glissement est faible, on obtient pour  $g \ll 1$  :

$$T_e \approx 3p\Phi_s^2 \frac{g\omega_s}{R}$$

Si, de plus, on néglige l'inductance de fuites  $N$ , le calcul montre alors pour ce schéma équivalent, que :

$$\Phi_s \approx \frac{V_s}{\sqrt{\left[\left(\frac{R_s}{L_s \omega_s}\right)^2 + \left(1 + \frac{g R_s}{R}\right)^2\right] \omega_s^2}}$$

Il est difficile d'effectuer un contrôle du flux stator  $\Phi_s$ . En pratique, ce type de commande n'est intéressant que pour une vitesse telle que  $g$  devient faible (vitesse supérieure à 25 à 30 % de la vitesse nominale, soit  $g R_s \ll R$ ).

Alors :  $\Phi_s \approx \frac{V_s}{\sqrt{\left[\left(\frac{R_s}{L_s \omega_s}\right)^2 + 1\right] \omega_s^2}}$ . Et si, de plus, la résistance statorique est

faible :  $R_s \ll L_s \omega_s$  :  $\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s}$

L'expression du couple devient :  $T_e \approx 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \frac{g \omega_s}{R} = 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \frac{\omega_r}{R}$

Le maintien au flux constant impose un rapport  $\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s}$  constant et ceci, pour toute vitesse de rotation du moteur. On a vu que cette condition n'est en pratique valable que si la vitesse est au moins 25 % à 30 % de la vitesse nominale. On utilise un onduleur réalisant en modulation de largeur d'impulsions directement  $\frac{V_s}{\omega_s}$  constant.



## EN PRATIQUE

### Méthode d'étude en utilisant le logiciel LabVIEW

Une approche expérimentale avec le moteur asynchrone est réalisée en estimant la variation du couple électromagnétique lorsque la charge du moteur varie brutalement. Le calcul du couple électromagnétique  $T_e$  s'effectue à partir de la puissance électromagnétique  $P_e$ , elle-même liée à la puissance active absorbée, et en ayant soustrait les pertes au stator (voir la fiche 31) :

- Les pertes par effet Joule,
- Les pertes Fer.

La résistance  $R_s$  par phase d'un bobinage du stator, (monté en étoile) a été mesurée. On estime les pertes Fer notée  $P_{FS}$  au stator. Soit  $P$  la puissance active absorbée par le moteur. On obtient alors :

$$P_e = P - 3 R_s I_s^2 - P_{FS} = T_e \cdot \Omega_s$$

La mise en service brutale de la charge revient à créer un *échelon de couple résistant*  $T_r$ , croissant, ou décroissant dans le cas contraire, par l'arrêt de cette charge.

Ceci a été effectué pour deux types de machines :

- Un moteur asynchrone Ecodime 1 200 W à *rotor à cage* de vitesse nominale proche de 1 500 tr/min, alimenté au réseau 230 V/50 Hz dont le stator est couplé en étoile ;
- Un moteur asynchrone Leroy-Somer 300 W à *rotor bobiné* de vitesse nominale proche de 1 500 tr/min, alimenté au réseau 230 V/50 Hz dont le stator est couplé en étoile.

## Utilisation du logiciel pour estimer la variation du couple d'un moteur asynchrone

### Sur le moteur Ecodime

C'est un moteur asynchrone Ecodime de puissance 1 200 W, 230 V phase-neutre, couplé en étoile au stator, de vitesse nominale 1 500 tr/min, ce qui donne  $\Omega_s = 157$  rad/s environ. On a mesuré :

- La résistance stator  $R_s = 5,8 \Omega$ ,
- Les pertes  $P_{FS} = 157$  W.

On exprime le couple électromagnétique  $T_e$  en faisant :

$$T_e = \frac{\langle p \rangle - 3 \times 5,8 \times \langle I_s^2 \rangle - 157}{157}$$

À la figure 31.2 bis sont indiquées :

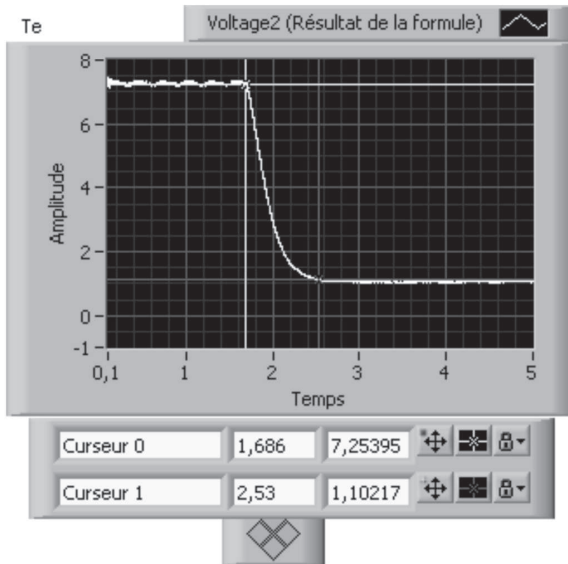
- **Les mesures à vide** du moteur (état 1). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 170$  W et du couple moyen  $\langle T_e \rangle = 1$  N.m environ.
- **Les mesures en charge** du moteur (état 2). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 1 390$  W (1 240 W au Wattmètre) et du couple moyen  $\langle T_e \rangle = 7,26$  N.m.

Le régime transitoire de *baisse du couple* lorsqu'on arrête brutalement le moteur le fait passer de l'état 2 à l'état 1. Il commence à l'instant  $t_1 = 1,686$  s et finit à l'instant  $t_2 = 2,53$  s. La durée totale de ce régime transitoire (qui inclut aussi celui de la charge) est donc de  $t_r = t_2 - t_1 = 0,844$  s.

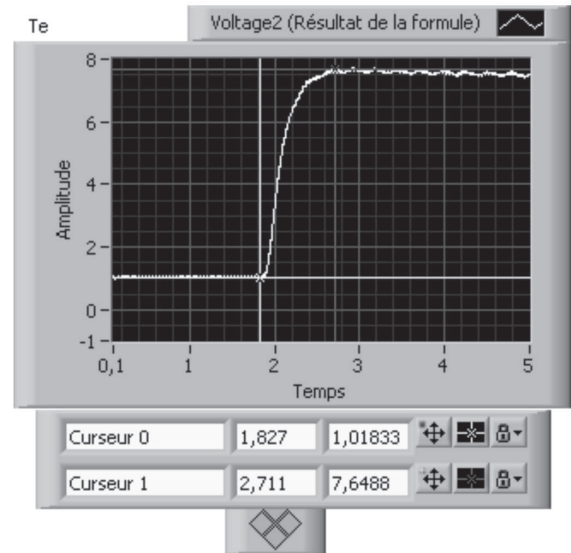
Le régime transitoire de *montée du couple*, lorsqu'on charge brutalement le moteur, le fait passer de l'état 1 à l'état 2 (échelon de couple). Il commence à l'instant  $t'_1 = 1,827$  s et finit à l'instant  $t'_2 = 2,711$  s. La durée totale de ce régime transitoire (qui inclut aussi celui de la charge) est donc de  $t'_r = t'_2 - t'_1 = 0,884$  s.

Donc  $t'_r > t_r$ : la durée du régime transitoire en montée de couple est un peu plus grande qu'en descente, sans que les valeurs de  $t_r$  et de  $t'_r$  soient très différentes.

Descente du couple : de l'état 2 à l'état 1



Montée du couple, de l'état 1 à l'état 2



Valeurs à vide

| <Te>          | <p>        |
|---------------|------------|
| 1,04          | 363,21     |
| u13<br>399,82 | i1<br>1,65 |
| u23<br>408,45 | i2<br>1,74 |

Valeurs à vide

| <Te>          | <p>        |
|---------------|------------|
| 7,26          | 1,39k      |
| u13<br>397,44 | i1<br>2,41 |
| u23<br>405,86 | i2<br>2,48 |

**Figure 31.2 bis** Estimation du couple pour une brusque variation de la charge pour un moteur asynchrone Ecodime à rotor à cage, en utilisant le logiciel LabVIEW

## Sur le moteur Leroy-Somer

Le moteur asynchrone Leroy-Somer est de puissance 300 W, 230 V phase-neutre, couplé en étoile au stator, à rotor bobiné en étoile, de vitesse nominale 1 500 tr/min ce qui donne  $\Omega_s = 157$  rad/s environ. On a mesuré :

- > La résistance stator  $R_s = 21,6 \Omega$
- > La résistance rotor  $R_r = 1,6 \Omega$
- > Les pertes  $P_{FS} = 90$  W

On calcule le **couple électromagnétique**  $T_e$  en faisant :

$$T_e = \frac{\langle p \rangle - 3 \times 21,6 \times \langle I_s^2 \rangle - 90}{157}$$

avec  $X_1 = \langle I_s^2 \rangle$  et  $X_2 = \langle p \rangle = P$  ( $X_1$  et  $X_2$  grandeurs inscrites dans le logiciel).

À la figure 31.3 bis sont indiquées :

- **Les mesures à vide** du moteur (état 1). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 280$  W et du couple  $\langle T_e \rangle = 1$  N.m environ ;
- **Les mesures en charge** du moteur (état 2). On obtient les valeurs moyennes de la puissance  $P = 1\,390$  W (1 240 W au Wattmètre) et du couple  $\langle T_e \rangle = 7,26$  N.m environ.

### Conseils

Les mesures de couple d'un moteur sont rarement précises. Cependant, la méthode décrite ci-dessus a le mérite de la simplicité et donne une estimation assez valable du couple d'une machine alimentée par le réseau.

Lorsqu'on utilise un onduleur, il est très difficile de mesurer la pulsation rotorique  $\omega_r$ . Si la fréquence de l'onduleur est connue, seule une mesure précise de la vitesse permet de

connaître  $\omega_r = 2\pi f - p 2\pi \left( \frac{n}{60} \right)$

Le régime transitoire de *baisse du couple* lorsqu'on arrête brutalement le moteur le fait passer de l'état 2 à l'état 1. Il commence à l'instant  $t_1 = 3,026$  s et finit à l'instant  $t_2 = 3,389$  s. La durée totale de ce régime transitoire (qui inclut aussi celui de la charge) est donc de  $t_r = t_2 - t_1 = 0,36$  s.

Le régime transitoire de *montée du couple* lorsqu'on charge brutalement le moteur le fait passer de l'état 1 à l'état 2 (échelon de couple). Il commence à l'instant  $t'_1 = 1,382$  s et finit à l'instant  $t'_2 = 2,857$  s. La durée totale de ce régime transitoire (qui inclut aussi celui de la charge) est donc de  $t'_r = t'_2 - t'_1 = 1,475$  s. Il est donc beaucoup plus lent que ce que l'on a obtenu en descente ( $t'_r > t_r$ ). C'est le phénomène inverse de celui qui a été constaté pour le moteur synchrone.

Mais les raisons sont différentes : dans le cas du moteur synchrone, on a  $t'_r < t_r$  à cause des oscillations. Dans le cas du moteur asynchrone, pour les deux types de moteurs,  $t'_r > t_r$  à cause de la « lenteur » du phénomène d'induction à réagir lorsqu'un « échelon de couple » est appliqué au moteur, surtout pour un moteur à rotor bobiné.

Mesures à vide

<Te>

740,97m

<p>

284,48

u13

402,87

i1

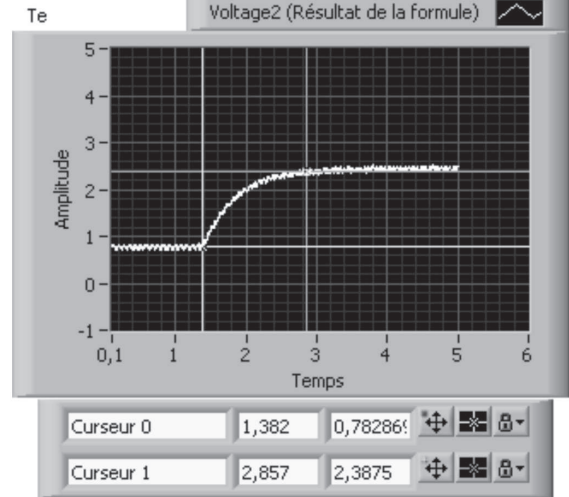
1,04

u23

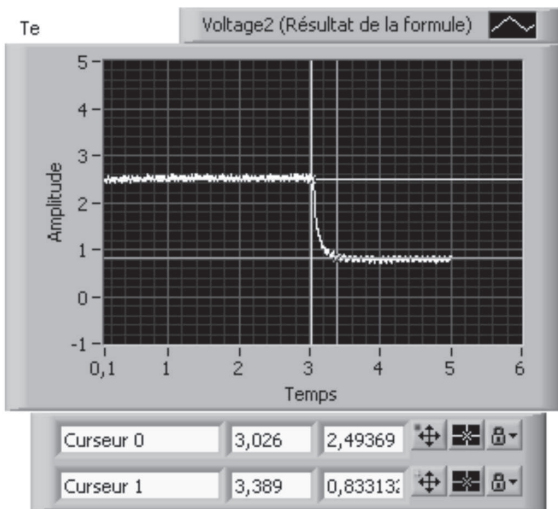
398,10

i2

1,08



Descente du couple : de l'état 2 à rétat 1



Mesures à vide

<Te>

2,42

<p>

560,85

u13

402,21

i1

1,11

u23

396,70

i2

1,14



Montée du couple, de l'état 1 à l'état 2

**Figure 31.3 bis** Estimation du couple pour une brusque variation de la charge du moteur asynchrone à rotor bobiné Leroy-Somer 300 W en utilisant le logiciel LabVIEW

### Objectifs

- ✓ Introduire la transformation de Park pour introduire une équation matricielle de la machine asynchrone triphasée.
- ✓ Introduire des formules du couple.
- ✓ Introduire des modèles de la machine, basés sur la transformation de Park, soit à partir du calcul matriciel, soit à partir des blocs fonctionnels.



### REPÈRES

## Matrices de passage de la transformation de Park

La transformation de Park conserve la puissance instantanée. On rappelle que :

$$[v_{0dq}] = [P] [v_{abc}] ; \text{ et que } [i_{0dq}] = [P] [i_{abc}] ; [\Phi_{0dq}] = [P] [\Phi_{abc}].$$

De même pour la transformée inverse  $[v_{abc}] = [P]^{-1} [v_{0dq}]$

**Remarque :** l'angle  $\theta$  qui sert à la transformation de Park est *a priori* quelconque. Il dépend du choix du référentiel, défini une fois pour toutes. On utilisera cette propriété pour le contrôle vectoriel du moteur.

## Équation des tensions

On se limite au cas où le référentiel est **lié au champ tournant**. Alors le stator et le rotor ont des « rôles » symétriques, l'un avec la pulsation  $\omega_s$ , l'autre avec la pulsation  $\omega_r$ . On rappelle que  $\omega_r = \omega_s - p \Omega$ , ce qui donne les équations du stator :

$$[v_{s \ abc}] = [R] [i_{s \ abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s \ abc}]$$

On écrit d'autre part :  $[v_{s \ abc}] = [P]^{-1} [v_{s \ 0dq}]$  et  $[i_{s \ abc}] = [P]^{-1} [i_{s \ 0dq}]$

On obtient les équations suivantes où  $\theta_s$  est l'angle « électrique » dont la référence est au stator ; on pose  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ . En appliquant la transformation de

Park aux équations de la machine asynchrone, on trouve :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq}$$

De même pour les autres calculs :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd}$$

Ici, les composantes homopolaires sont considérées comme nulles.

## Équation des flux

Appliquons la transformation de Park dans les relations donnant les flux. En posant :

$L_s$  = inductance cyclique statorique ;

$L_r$  = inductance cyclique rotorique ;

$M$  = inductance mutuelle cyclique stator – rotor.

On obtient :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

On admet que les flux homopolaires sont nuls.

## Les Formules du couple

Formules les plus utilisées :

- Au stator  $T_e = p [\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}]$ .
- Avec les courants stator et rotor  $T_e = p M [i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}]$ .
- Au rotor  $T_e = p [\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}]$

*Cas du régime sinusoïdal triphasé équilibré direct* : les composantes de Park des tensions, des flux et des courants sont constantes en fonction du temps. D'autre part, le rotor est en court-circuit.

On en déduit que  $\Phi_{rq} = + \frac{R_r}{\omega_r} i_{rd}$  et que  $\Phi_{rd} = - \frac{R_r}{\omega_r} i_{rq}$ . L'expression du couple devient alors :

$$T_e = p \frac{R_r}{\omega_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$$

En introduisant le coefficient de Blondel  $\sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s L_r}$ , on démontre les relations suivantes :

$$\Phi_{sd} = \left( \frac{L_s}{M} \right) \left[ -\sigma L_r i_{rd} - \frac{R_r}{\omega_r} i_{rq} \right]$$

$$\Phi_{sq} = \left( \frac{L_s}{M} \right) \left[ -\sigma L_r i_{rq} + \frac{R_r}{\omega_r} i_{rd} \right]$$

La « valeur efficace » du flux statorique  $\Phi_s$  en régime sinusoïdal revient à la relation  $3 \Phi_s^2 = \Phi_{sd}^2 + \Phi_{sq}^2$ . En remplaçant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  par leur valeur, en régime sinusoïdal équilibré direct, l'expression du couple du moteur s'écrit :

$$T_e = \left[ 3p \left( \frac{M}{L_s} \right)^2 \Phi_s^2 \right] \left[ \frac{\left( \frac{R_r}{\omega_r} \right)}{\left[ \left( \frac{R_r}{\omega_r} \right)^2 + (\sigma L_r)^2 \right]} \right]$$

En rappelant que  $\omega_r = g \omega_s$ , on retrouve la formule du couple selon le modèle à fuites totalisées au rotor. La résistance  $R_r$  et l'inductance de fuites  $\sigma L_r$  sont celles du rotor. Le rapport  $\frac{M}{L_s} = m$  revient à un rapport de transformation.



### SAVOIR-FAIRE

#### Intérêt de la modélisation de Park

Le modèle de la machine asynchrone est issu directement des équations obtenues après transformation de Park. Deux méthodes sont possibles :

- l'utilisation de la matrice d'état,
- l'utilisation de « schémas-blocs » fonctionnels qui nécessitent l'emploi de la transformation de Laplace.

#### Équation d'état

Cette modélisation consiste à utiliser le vecteur flux exprimé en composantes de Park des grandeurs du moteur du stator et du rotor.

Après transformation de Park, le flux devient le vecteur  $[\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$ .

On utilise les équations des tensions. On rappelle que :

$V_{sd}$ ,  $V_{rd}$  sont les tensions stator et rotor selon les axes d.

$V_{sq}$ ,  $V_{rq}$  sont les tensions stator et rotor selon les axes q.

$R_s$  et  $R_r$  sont les résistances stator et rotor.

La vitesse angulaire du rotor est  $\Omega$  et on note :

$$\omega' = p \Omega \text{ et } \omega_r = \omega_s - \omega'$$

On considère d'autre part l'équation des flux :

On rappelle que  $k = \frac{M}{\sqrt{L_s L_r}}$  et que  $\sigma = 1 - k^2$ . Les expressions des courants sont alors :

$$i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sd} - \frac{k^2}{\sigma M} \Phi_{rd}$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sq} - \frac{k^2}{\sigma M} \Phi_{rq}$$

$$i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rd} - \frac{k^2}{\sigma M} \Phi_{sd}$$

$$i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rq} - \frac{k^2}{\sigma M} \Phi_{sq}$$

avec l'équation des flux.

La première équation d'état d'un système se ramène à une expression de la forme :

$$\frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U]$$

où  $[X]$  est le vecteur d'état et  $[U]$  le vecteur d'entrée.

On obtient  $[A] =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{R_s k^2}{\sigma M} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s k^2}{\sigma M} \\ \frac{R_r k^2}{\sigma M} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_r k^2}{\sigma M} & -\omega_r & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état est « mathématiquement » le flux magnétique, (sans le flux homopolaire) puisque, dans les équations, c'est la seule grandeur qui apparaît directement et par sa dérivation en fonction du temps. Quant au vecteur d'entrée [U], il correspond aux tensions d'entrée du système tel qu'il est caractérisé par les équations données dans l'énoncé. Le vecteur flux est

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = [X] \text{ et le vecteur d'entrée pour un moteur asynchrone à cage}$$

$$\text{sera } [U] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La modélisation est alors directement réalisable sur MATLAB en utilisant le bloc intégrateur.

**Application**

On utilise une machine de référence, un moteur à rotor bobiné Leroy-Somer 380 V :

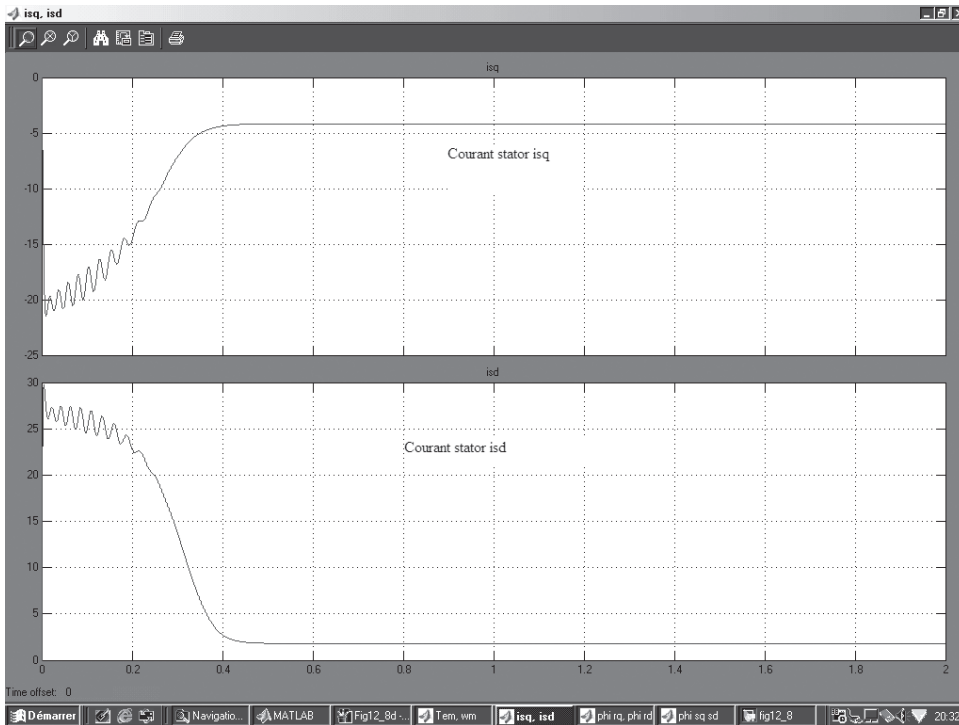
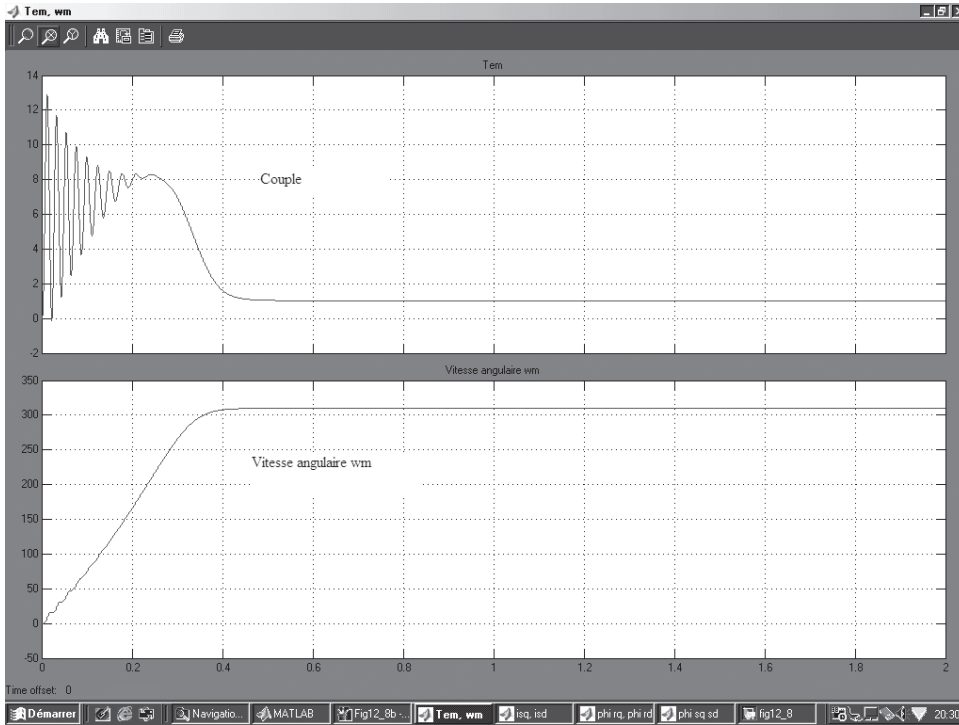
$$R_s = 0,85 \Omega ; R_r = 0,16 \Omega ;$$

$$L_s = 160mH ; L_r = 23 mH ; M = 58 mH ; \sigma = 0,086 ; k = 0,956$$

$p = 2 ; J = 50. 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ . Couple résistant nul.

$$\text{On obtient } [A] = \begin{bmatrix} -61,77 & \omega_s & 155,77 & 0 \\ -\omega_s & -61,77 & 0 & 155,77 \\ 29,32 & 0 & -80,89 & \omega_r \\ 0 & 29,32 & -\omega_r & -80,89 \end{bmatrix}$$

On effectue un démarrage brutal à vide sur le réseau triphasé et l'on observe l'évolution de la vitesse, du couple et des courants (voir figure 32.1).



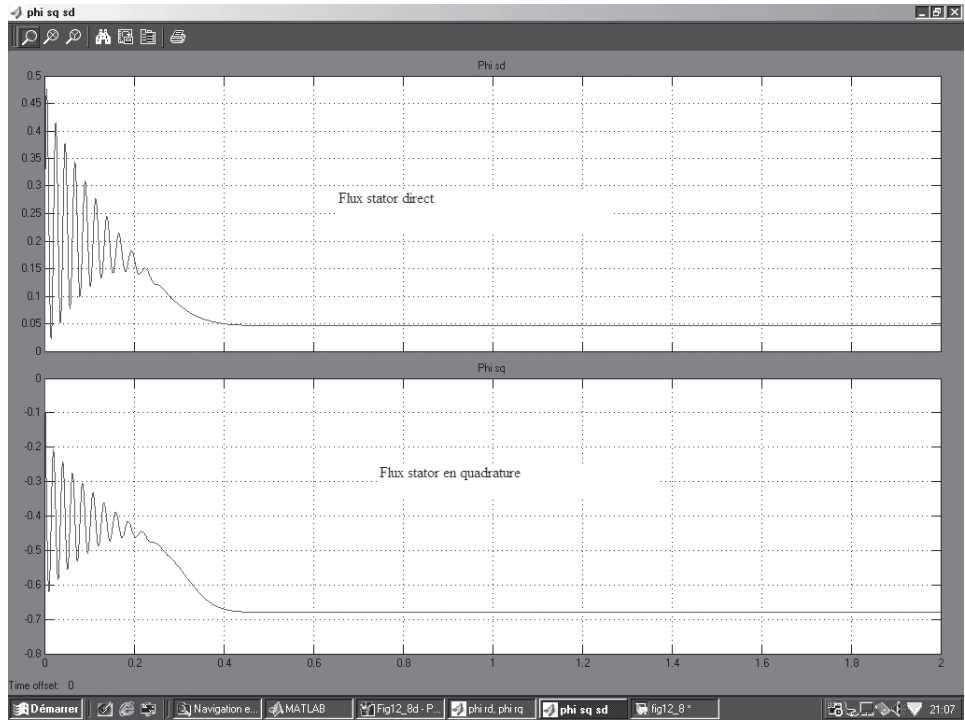


Figure 32.1 Simulation sur SIMULINK du démarrage du moteur asynchrone en utilisant le modèle des variables d'état



EN PRATIQUE

Modélisation utilisant les blocs fonctionnels

Sachant que :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd}$$

Avec  $\sigma = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s L_r}$  : coefficient de Blondel, ce qui donne alors :

$$V_{sd} = [R_s + s \sigma L_s] i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + s \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd} - \omega_s \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rq}$$

$$V_{sq} = [R_s + s \sigma L_s] i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + s \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rq} + \omega_s \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{rd} \left( 1 + s \frac{L_r}{R_r} \right) = M i_{sd} + \frac{L_r \omega_r}{R_r} \Phi_{rq}$$

$$\Phi_{rq} \left( 1 + s \frac{L_r}{R_r} \right) = M i_{sq} - \frac{L_r \omega_r}{R_r} \Phi_{rd}$$

Avec  $T_e = p M (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd})$

Et  $p \Omega = \omega_s - \omega_r ; J s \Omega = T_e - T_r$

La constante de temps rotorique est  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  et le bloc fonctionnel  $\frac{1}{R_s + s \sigma L_s}$ .

On utilise ce bloc fonctionnel pour déterminer :

$$i_{sd} = \left( \frac{1}{R_s + s \sigma L_s} \right) \left[ V_{sd} - s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} \right]$$

et d'autre part :

$$i_{sq} = \left( \frac{1}{R_s + s \sigma L_s} \right) \left[ V_{sq} - s \frac{M}{L_r} \Phi_{rq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \right]$$

La modélisation doit permettre aussi la détermination des flux :

$$\Phi_{rd} = \left( \frac{1}{1 + s \tau_r} \right) [ M i_{sd} + \omega_r \tau_r \Phi_{rq} ]$$

et d'autre part :

$$\Phi_{rq} = \left( \frac{1}{1 + s \tau_r} \right) [ M i_{sq} - \omega_r \tau_r \Phi_{rd} ]$$

$$T_e = p (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

**Remarque :** on introduit parfois la constante de temps statorique  $\tau_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$

**Conseils**

Beaucoup d'expériences sont nécessaires pour réaliser une modélisation approfondie de la machine asynchrone, qu'elle fonctionne en génératrice ou en moteur. Les constantes de temps au rotor et au stator sont néanmoins assez faciles à mesurer expérimentalement.

Une fois déterminés tous les coefficients, il est possible d'envisager une modélisation sur un logiciel tel que MATLAB/SIMULINK.

Le modèle par blocs fonctionnels est plus facile à « tester » que le modèle basé sur les variables d'état.

**Application**

Considérons la même machine de référence :

$R_s = 0,85 \Omega ; R_r = 0,16 \Omega ;$

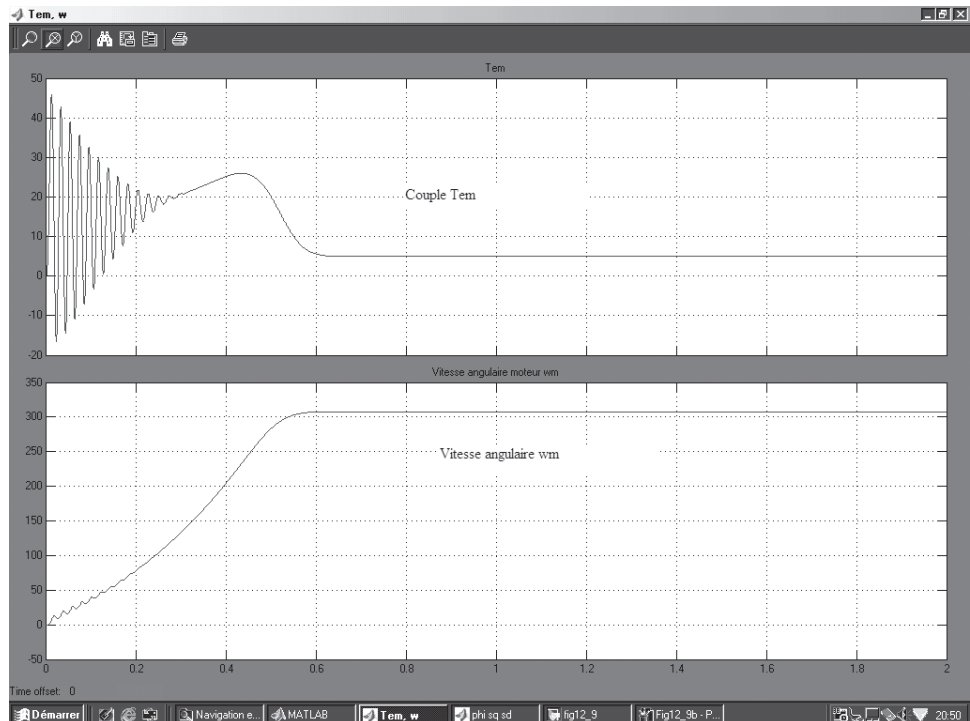
$L_s = 160 \text{ mH} ; L_r = 23 \text{ mH} ; M = 58 \text{ mH} ; \sigma = 0,086 ; k = 0,956$

$p = 2 ; J = 50 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ . Couple résistant nul.

Le calcul donne  $\tau_r = 0,143 \text{ s}$ . Bloc fonction-

$$\text{nel } \frac{1}{R_s + s \sigma L_s} = \frac{1}{0,85 + 0,0137s}$$

On effectue un démarrage brutal à vide sur le réseau triphasé et l'on observe l'évolution de la vitesse, du couple et des flux (voir figure 32.2). On constate que les résultats fournis par les deux modèles sont semblables pour le couple et la vitesse, mais non identiques, et différents pour les flux.



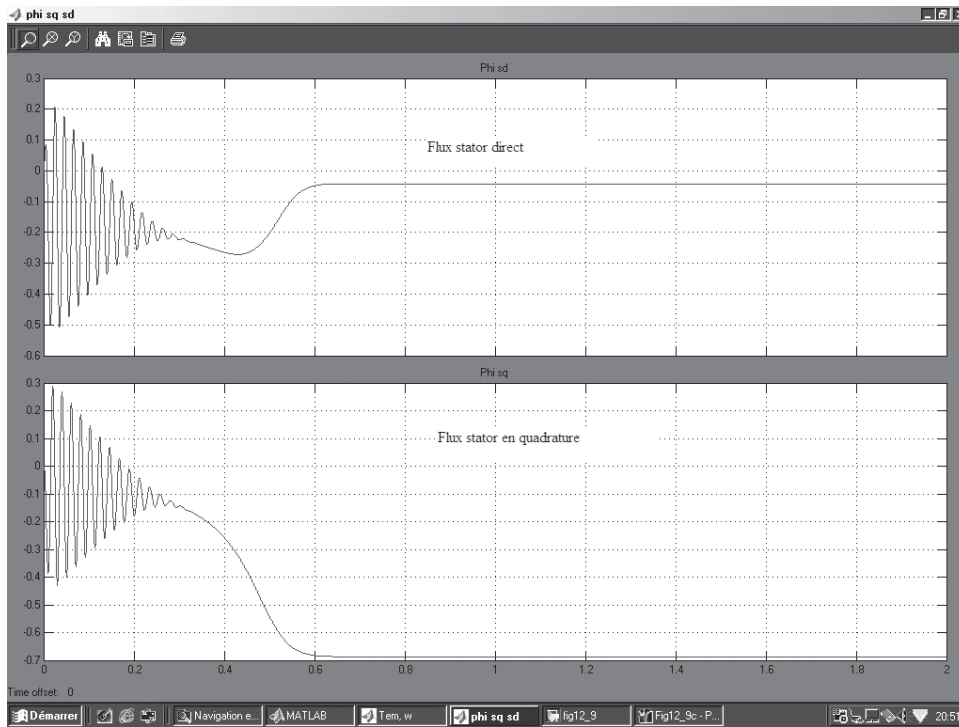


Figure 32.2 Simulation sur SIMULINK du démarrage du moteur asynchrone en utilisant le modèle des blocs fonctionnels

# DÉTERMINATION EXPÉRIMENTALE DES ÉLÉMENTS DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## Objectifs

- ✓ Introduire une méthode de mesure des coefficients d'une machine asynchrone à rotor bobiné.
- ✓ Rappeler les résultats importants lorsqu'on utilise la transformation de PARK dans le cas d'une machine asynchrone triphasée.
- ✓ Présenter une méthode permettant une estimation de l'évolution du couple en cas de variation brusque de la charge du moteur, en s'aidant du logiciel LabVIEW et de la transformation de Park.



## REPÈRES

### Intérêt de la machine à rotor bobiné

On a vu qu'il suffit de connaître  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $M$ ,  $p$  et  $J$  (et éventuellement le frottement visqueux et le couple résistant) pour en déduire  $\sigma$  et  $k$  et surtout le modèle complet de la machine.

La machine à rotor bobiné est la seule qui permette d'obtenir facilement les éléments du modèle, en régime linéaire. En effet, on peut accéder aussi bien aux bobinages stator qu'aux bobinages rotor. Cette machine est donc la seule étudiée par la suite.



## SAVOIR-FAIRE

### Mesures des résistances et essai au synchronisme

Un essai à l'arrêt est effectué en courant continu pour mesurer par une méthode voltampèremétrique (voltmètre et ampèremètre en continu) :

- la résistance  $R_s$  d'une phase au stator, en tenant compte de son couplage ;
- la résistance  $R_r$  d'une phase au rotor, toujours couplé en étoile.

Un essai à vide au synchronisme est effectué, à tension et à fréquence nominales. On mesure, le courant efficace à vide  $I_v$  et, en utilisant un wattmètre

« triphasé », la puissance à vide  $P_v$ . On a  $P_v \approx 3R_s I_v^2 + 3 \frac{V_s^2}{R_v}$ . On obtient ainsi

la résistance équivalence aux pertes ferromagnétiques  $R_v$  au stator.

La mesure de la puissance réactive à vide  $Q_v$  permet d'obtenir  $Q_v \approx 3 L_s \omega_s I_v^2$ .  
On obtient ainsi une première mesure de  $L_s$ .

## Mesure des inductances et des mutuelles

Les six extrémités sont sorties sur la plaque à bornes. *Une seule phase du stator est alimentée*, sous tension réduite  $V_{sa} < V_{sn}$ , pour être sûr de fonctionner en régime linéaire. Généralement, le neutre des bobinages rotoriques n'est pas accessible.

Le moteur est à l'arrêt. On place un voltmètre et un ampèremètre (en position alternatif) sur la phase  $a$  au stator, mesurant respectivement  $V_{sa}$ ,  $I_{sa}$ , un voltmètre (en position alternatif) sur la phase  $b$  au stator, mesurant  $V_{sb}$ , et un voltmètre (en position alternatif) entre deux phases du rotor mesurant  $U_{rab}$ . On tourne (à la main...) le rotor pour que  $U_{rab}$  soit maximal.

On démontre que  $\frac{V_{sa}}{I_{sa}} \approx L_s \omega_s$ , que  $\frac{V_{sb}}{V_{sa}} = \frac{|M_s|}{I_s}$  et que  $\frac{(U_{rab})_{Max}}{V_{sa}} = \sqrt{3} \frac{|M_{sr}|}{I_s}$

On rappelle que  $L_s = L_s - M_s$ . D'où une autre mesure de  $L_s$ .

**Remarque :** Attention  $M_s$  est négatif.

*Le rotor est alimenté entre deux phases*, sous tension réduite  $U_{rac}$ . Le moteur est encore à l'arrêt. On place un voltmètre (en position alternatif) sur la phase  $a$  au stator, mesurant respectivement  $V_{sa}$  et un voltmètre et un ampèremètre (en position alternatif) entre les deux phases du rotor mesurant  $U_{rac}$  et  $I_{rac}$ . On tourne le rotor pour que  $V_{sa}$  soit maximal.

On démontre que, dans ces conditions,  $L_r \approx \frac{U_{rac}}{2 \omega_s I_{rac}}$ , et que  $M_{sr} = \frac{2L_r (V_{sa})_{Max}}{\sqrt{3} U_{rac}}$

On réalise ainsi une deuxième mesure de  $M_{sr}$ .

Il n'est pas possible de mesurer  $I_r$  et  $M_r$ , car le point neutre des bobinages du rotor n'est pas accessible.

## Mesure des grandeurs relatives au rotor

La détermination du coefficient de Blondel est assez délicate ; il est souvent préférable de s'en remettre aux essais classiques du moteur à l'arrêt sous tension réduite, rotor en court-circuit.

On utilise le modèle par phase à fuites ramenées au rotor de la figure. Le moteur étant à l'arrêt,  $g = 1$ . On a mesuré  $R_r$ , donc on connaît  $R = R_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2$ . On mesure

la puissance réactive fournie par le réseau et, en effectuant un bilan des puissances réactives, on en déduit la valeur de  $N\omega_s$ . On obtient ainsi  $\sigma = \frac{N}{N+L_s}$  et la constante de temps rotorique  $\tau_r = \frac{N+L_s}{R}$ .

Une autre méthode pour mesurer la constante de temps rotorique  $\tau_r$  consiste à coupler la machine au réseau, rotor en court-circuit, l'entraîner pour qu'elle fonctionne légèrement en génératrice asynchrone ( $g < 0$ ). On coupe alors brutalement l'alimentation du réseau et on enregistre à l'oscilloscope l'évolution de la tension phase-neutre. On admet que la pulsation rotorique  $\omega_r$  est quasi-nulle. Les courants sont nuls au stator. On obtient :

$$\Phi_{sd} = 0 + M i_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = 0 + M i_{rq}$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + 0$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + 0$$

et d'autre part :

$$V_{sd} = 0 + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = 0 + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - 0 \times \Phi_{rq}$$

$$0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + 0 \times \Phi_{rd}$$

La décroissance des courants rotoriques, les seuls existants, fait intervenir la constante de temps  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ . Elle est répercutée sur les flux  $\Phi_{sd}$  et  $\Phi_{sq}$ , ce qui explique pourquoi la décroissance des tensions (sinusoïdales amorties) au stator mettent en évidence la constante de temps rotorique  $\tau_r$ .



## EN PRATIQUE

On utilise le logiciel LabVIEW pour simuler la variation du couple d'un moteur asynchrone en utilisant la Transformation de Park.

On se limite ici au cas du moteur Leroy-Somer 300 W à rotor bobiné, précédemment étudié à la fiche 31. On a mesuré son inductance mutuelle stator-rotor  $M = 0,31$  H. Le nombre de paires de pôles est  $p = 2$ .

Une formule du couple électromagnétique  $T_e$  utilisant les transformées de Park est alors :

$$T_e = p M (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq})$$

Il faut donc faire calculer par le logiciel les transformations de Park.

On effectue un prélèvement avec 5 000 échantillons à une fréquence de 1 kHz. La durée de l'analyse est donc de  $t_0 = 5$  s.

On programme un diagramme dans le logiciel.

On capture les courants des phases 1 et 2 du stator et des phases 1 et 2 du rotor. On cherche à déterminer l'angle  $\theta_s(t)$  au stator, correspondant à  $\theta_s = \omega_s t$  où  $\omega_s = 2 \times \pi \times 50$  Hz =  $100\pi$  rad/s. Pour ce faire, on utilise un générateur en « dents de scie » de fréquence 50 Hz, variant entre 0 et 2π Volts, synchronisé sur le réseau. On obtient par calcul les composantes de Park des courants statoriques  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ .

Ce qui donne, en tenant compte du coefficient de réduction des capteurs de courant la composante  $I_{sd}$  :

$$I_{sd} = 10 \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{s1}(t) \times \cos \theta_s + i_{s2}(t) \times \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) - (i_{s1}(t) + i_{s2}(t)) \times \cos \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

avec  $v_{\theta_s}(t)$  tension correspondant à l'angle  $\theta_s(t)$ .

Et l'on obtient de manière analogue la composante  $I_{sq}$  :

$$I_{sq} = -10 \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{s1}(t) \times \sin \theta_s + i_{s2}(t) \times \sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) - (i_{s1}(t) + i_{s2}(t)) \times \sin \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

Il faut déterminer l'angle  $\theta_r$  au rotor, correspondant à  $\theta_r = \omega_r t$  où  $\omega_r = 2\pi f_r$ , pulsation des courants rotoriques. Pour cela, on utilise la méthode exposée ci-dessus : l'angle  $\theta_r$  croît linéairement en fonction du temps comme indiqué sur la figure 33.1. Le coefficient directeur de cette droite est directement proportionnel à  $f_r$ . Vu le faible glissement, le niveau du courant rotorique est proportionnel à sa fréquence. Une fois capté l'un des courants rotoriques, on le filtre pour le rendre sinusoïdal. On passe alors à sa valeur absolue et un nouveau filtrage permet d'obtenir une tension quasi-continue proportionnelle à son niveau. Cette valeur est alors intégrée pour obtenir une valeur  $\theta_r$  proportionnelle à la fois au temps et à la fréquence rotorique.

Un réglage est alors nécessaire. Dans l'expérience, le réglage de la charge du moteur est tel que  $f_r = 2,3$  Hz. Cette fréquence est mesurée en régime permanent à l'oscilloscope. Durant les 5 secondes que dure l'acquisition, la variation de l'angle rotorique sera  $\theta_r = \omega_r \times 5 = 2 \times \pi \times 2,3 \times 5 = 72,25$  rad. Ce qui correspond à  $V_{\theta_r} = 72,25$  V. Le réglage s'effectue après plusieurs essais en plaçant un coefficient multiplicateur pour tenir compte de la relation amplitude de courant-fréquence au rotor, relation qui dépend de chaque moteur.

On fait calculer alors, par le logiciel la composante suivante :

$$I_{rd} = 10 \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{r1}(t) \times \cos \theta_r + i_{r2}(t) \times \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) - (i_{r1}(t) + i_{r2}(t)) \times \cos \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

Et l'on obtient de manière analogue la composante  $I_{rq}$  :

$$I_{rq} = -10 \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ i_{r1}(t) \times \sin \theta_r + i_{r2}(t) \times \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) - (i_{r1}(t) + i_{r2}(t)) \times \sin \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

Le logiciel calcule alors le couple électromagnétique  $T_e$  en utilisant la relation  $T_e = 2 \times 0,31 (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq})$ .

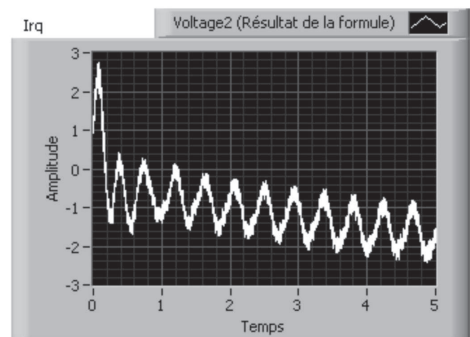
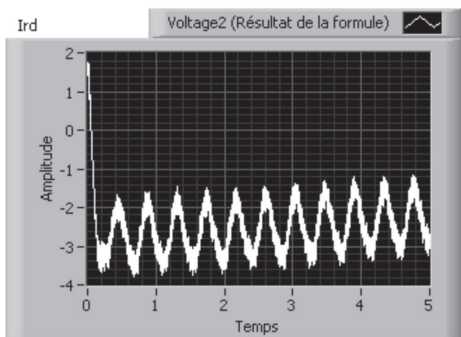
On place ensuite un indicateur pour obtenir le couple moyen et un filtre passe bas, pour afficher sur un graphe une évolution « visible » du couple.

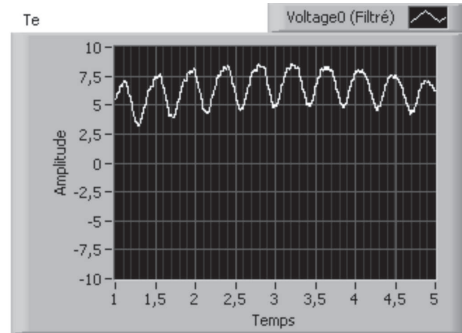
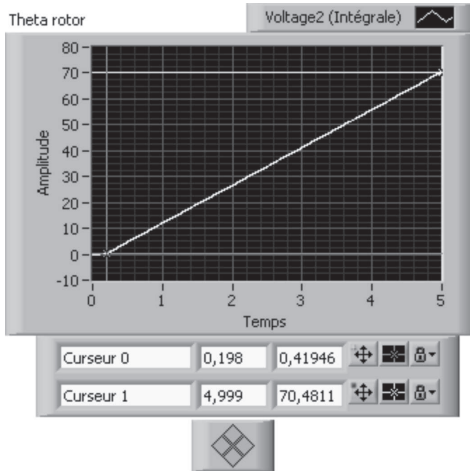
Le résultat sur la face avant de l'expérience est indiqué à la figure 33.1. L'étude a été effectuée en utilisant 5 000 échantillons à la fréquence d'échantillonnage de 1 kHz.

On a représenté deux cas de fonctionnement :

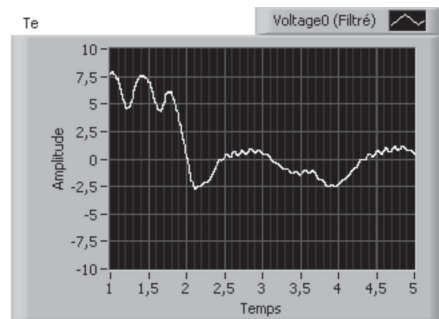
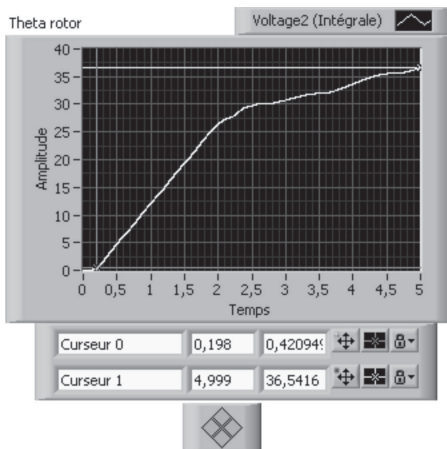
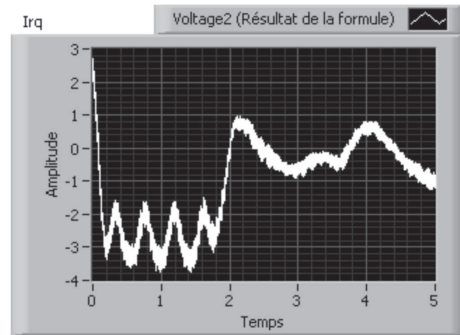
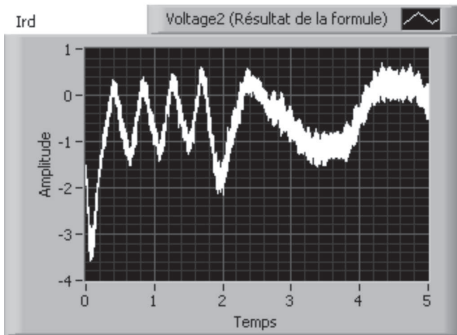
- Le moteur alimenté par le réseau, sous tension nominale, fonctionne en régime stable de vitesse (régime permanent) et le couple est sensiblement constant en fonction du temps.
- Le moteur alimenté par le réseau, sous tension nominale, est soumis à une baisse brutale du couple de charge.

Fonctionnement en régime permanent





Régime transitoire : baisse brutale de la charge du moteur en coupant l'excitation de la génératrice de charge



La croissante de theta rotor baisse puisqu'à l'instant  $t = 2s$ , on a brutalement coupé l'excitation de la génératrice à courant continu de charge. On constate l'incidence sur le couple électromagnétique

Figure 33.1 Résultats expérimentaux donnant l'estimation du couple en utilisant les transformées de Park des courants statoriques et rotoriques

Dans la partie « régime permanent » de la figure, le moteur est en charge, la fréquence rotorique est de 2,3 Hz, l'angle « Theta rotor » =  $\theta_r$  varie entre 0 et 72,25 rad environ. La puissance active absorbée est de 373 W. On constate une évolution rapide des courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  durant 0,1 s en raison du régime transitoire des filtres utilisés. Ces courants sont ensuite approximativement constants. C'est pourquoi le couple électromagnétique n'a été représenté qu'après l'instant  $t = 0,1$  s. Il y a des ondulations aussi bien pour les courants

que pour le couple. Elles sont dues au calcul inexact du logiciel car il est quasi-impossible d'obtenir parfaitement la fréquence rotorique. Elles ne sont pas éliminées par filtrage passe-bas.

Dans la partie « régime transitoire » de la figure, le moteur est en charge, et brutalement, on coupe l'excitation de la génératrice de charge à l'instant  $t = 2$  s. Ce qui permet d'observer l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Elle ne ressemble guère à celle que l'on a obtenue à la figure 31.3, où l'on a soumis le même moteur aux mêmes conditions de variation de couple résistant. On remarque l'évolution de l'angle rotorique « Theta rotor »  $\theta_r$  dont la croissance diminue après l'instant  $t = 2$  s, à cause de la baisse de la fréquence rotorique.

### Conseils

On constate l'intérêt de l'utilisation de la transformation de Park, même pour des essais expérimentaux.

Ce qui est difficile, c'est de transformer l'angle  $\theta = \omega t + \theta_0$  en une tension qui va entrer dans la carte d'acquisition du logiciel LabVIEW. Beaucoup d'essais seront nécessaires pour obtenir les valeurs de la transformation de Park qui soient conformes à ce que l'on attend de l'expérience.

La connaissance de constantes de temps au rotor et au stator est essentielle pour obtenir de bons résultats expérimentaux.

# CONTRÔLE ASSERVISSEMENT COMMANDE

## Rappels des connaissances théoriques

Un moteur accouplé à sa charge mécanique peut toujours être considéré comme un système. Pour le commander correctement, il faut établir :

- › si possible **les équations** reliant les grandeurs utiles en « sortie » (vitesse, position, courants), en fonction des grandeurs « d'entrée » (tension, fréquence, couple résistant, courants...) et les relations introduisant les grandeurs « d'état » comme le flux ;
- › la **commandabilité** du système, ce qui permet de définir le vecteur d'entrée (ou de commande)  $[u]$ .
- › la **linéarité ou la non-linéarité** de la fonction  $f([x],[u])$  du système ;
- › en cas de non-linéarité, une **forme analytique simple** pour  $f([x],[u])$  ;
- › dans tous les cas, un **modèle** dont le comportement est proche du système réel.

**Remarque :** Selon le type de commande, les courants peuvent être considérés en grandeurs d'entrée ou en grandeurs de sortie. En pratique, la détermination par la mesure des éléments physiques intervenant dans ces modèles est souvent délicate, voire imprécise, car la valeur même de certaines grandeurs (résistance, inductance, f.é.m., etc.) est physiquement incertaine.

Beaucoup de logiciels permettent une simulation de la « sensibilité aux paramètres », c'est-à-dire une analyse des évolutions de comportement du modèle – pour une commande donnée – selon une **variation arbitraire** des valeurs des éléments du modèle dans un **intervalle de confiance** donné. Cette méthode est parfois nécessaire pour valider le modèle, mais est toujours très délicate car la variation choisie est souvent contestable.

## Principe de la commande en boucle fermée

Une commande est davantage fiable et maîtrisable si on peut connaître et utiliser à chaque instant les données disponibles d'un système en sortie.

Ces données sont le plus souvent fournies par des capteurs de préférence à réponse linéaire.

La précision, la qualité, la finesse et d'une manière générale, la **fiabilité des capteurs**, sont essentielles dans la commande des systèmes bouclés puisque c'est l'information qu'ils fournissent qui sert de base à la commande (voir la fiche 36).

### Cas des systèmes monovariables

Dans ce cas  $p = m = 1$  (voir théorie fiche 62). Mais  $n$  peut être égal ou supérieur à l'unité. Reprenons les équations, en considérant que  $[Y]$  ne dépend que de l'état du système. On utilise l'opérateur  $s$  de Laplace :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} &= s[X] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] \end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$[X] = (s[1] - [A])^{-1}[B][U]$$

**Remarque :** On rappelle que  $[1]$  est la matrice unité.

Soit, en remplaçant le vecteur  $[X]$  :

$$y = [C](s[1] - [A])^{-1}[B] u = T(s) u$$

Dans ce cas, la fonction de transfert  $T(s) = [C](s[1] - [A])^{-1}[B]$  est un scalaire, même si le vecteur d'état est de dimension  $n$  supérieure à 1 et si elle résulte d'un double produit matriciel.

La commande en boucle fermée consiste alors à agir sur l'unique grandeur d'entrée  $u$  en comparant la grandeur de sortie  $y$  à la grandeur de consigne  $y_c$  (voir figure 5.1 bis).

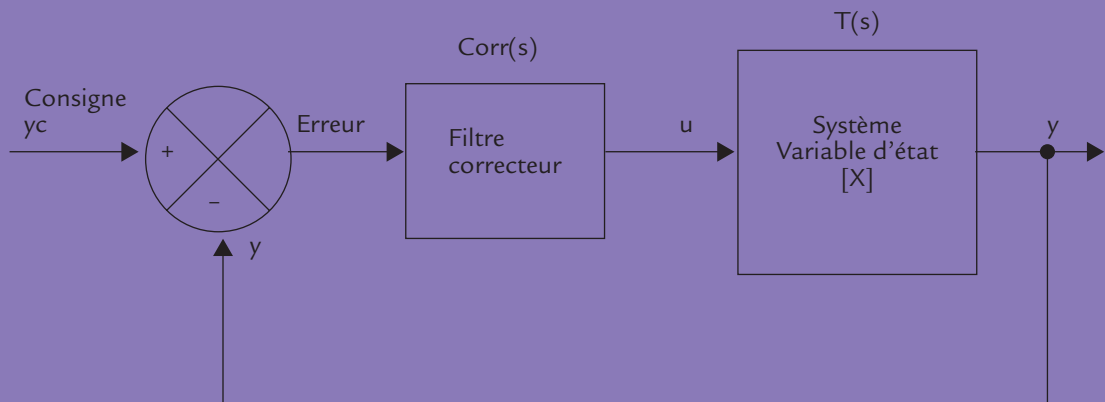


Figure 5.1 bis Principe d'un système linéaire monovariante bouclée

## Fonctions de transfert

La relation donnant la fonction de transfert du système **en boucle ouverte** est  $y = T(s) u$ .

On se limite ici au cas du **retour unitaire** : la grandeur de sortie  $y$  est directement comparée à la grandeur de consigne  $y_c$ .

**En l'absence de correcteur**,  $u = y_c - y$  ce qui donne  $y_c = [T(s) + 1] u$ , soit  $y_c = [T(s) + 1] \frac{y}{T(s)}$ .

La fonction de transfert **en boucle fermée** est définie par  $y = T'(s) y_c$  alors  $\frac{y}{y_c} = T'(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)}$ .

Lorsqu'un **correcteur** de fonction de transfert  $C_{corr}(s)$  est inséré dans la boucle, **l'erreur (ou l'écart)**  $\varepsilon = y_c - y$  donne  $y = C_{corr}(s) T(s) \varepsilon$ . On en déduit :

$$y_c = [C_{corr}(s) T(s) + 1] \varepsilon \text{ soit } y_c = [C_{corr}(s) T(s) + 1] \frac{y}{C_{corr}(s) T(s)}$$

Par définition, la fonction de transfert **en boucle fermée** est telle que  $y = T'(s) y_c$  ; alors  $\frac{y}{y_c} = T'(s) = \frac{C_{corr}(s) T(s)}{1 + C_{corr}(s) T(s)}$ .

## LES FICHES

|  |     |
|--|-----|
| <b>Fiche 34</b> : Contrôle en vitesse d'un moteur .....                                      | 226 |
| <b>Fiche 35</b> : Commande en couple d'un moteur<br>électrique .....                         | 232 |
| <b>Fiche 36</b> : Les capteurs .....   | 238 |
| <b>Fiche 37</b> : Méthodes de Strejc, Broïda<br>et Ziegler-Nichols .....                     | 246 |
| <b>Fiche 38</b> : Systèmes bouclés analogiques .....   | 250 |
| <b>Fiche 39</b> : Les avantages de la commande numérique ...                                 | 255 |
| <b>Fiche 40</b> : Correction des systèmes analogiques<br>et numériques .....                 | 263 |
| <b>Fiche 41</b> : Simulation d'une régulation de vitesse<br>à moteur à courant continu ..... | 273 |

### Objectifs

Le contrôle de la vitesse de rotation angulaire  $\Omega$  d'un moteur électrique s'effectue :

- ✓ par la tension appliquée aux bornes de l'induit,
- ✓ par la valeur efficace du fondamental de la tension et par la fréquence lorsqu'il s'agit d'un moteur alternatif.

La vitesse obtenue en régime stationnaire dépend également du couple résistant  $T_r = f(\Omega)$  de la charge mécanique entraînée.



### REPÈRES

La caractéristique mécanique couple utile-vitesse angulaire  $T_u = f(\Omega)$  permet à l'utilisateur de prévoir le comportement de divers moteurs. En général, ces caractéristiques sont paramétrées pour une grandeur physique : tension, fréquence, flux...

- En charge, la vitesse du moteur à courant continu à flux constant est voisine et inférieure à  $\Omega_v$ , vitesse à vide.
- La vitesse du moteur asynchrone est voisine et inférieure à  $\Omega_s$ , vitesse angulaire de synchronisme.
- Le moteur synchrone ne peut fonctionner à vitesse variable qu'en régime autopiloté.
- Le moteur à courant continu ou alternatif à excitation série a une caractéristique nettement distincte des autres moteurs.

Rappelons que le couple utile, à vitesse  $\Omega$  donnée est obtenu à partir de la puissance active  $P_{abs}$  fournie au moteur et après avoir soustrait toutes les pertes :

$$P_u = T_u \Omega = P_{abs} - \sum \text{pertes}$$



### SAVOIR-FAIRE

#### Divers couples résistants de charges mécaniques

En simplifiant, on peut classer les caractéristiques de couple résistant d'une charge mécanique de la manière suivante :

- les caractéristiques couple-vitesse  $T_r = f(\Omega)$  indépendantes du temps. C'est le cas des frottements, des systèmes de levage-descente, de ventilation, d'essorage...
- les caractéristiques couple-temps  $T_r = f(t)$  indépendantes de la vitesse, comme pour les machines-outils utilisées en usinage ;
- les caractéristiques couple-vitesse-temps  $T_r = f(\Omega, t)$  comme dans le cas du rouleau embobineur ou débobineur de papier ou de tissu ;
- les caractéristiques relatives au moment d'inertie variable comme dans le cas du mouvement des bras articulés en robotique.

### Caractéristiques couple-vitesse indépendantes du temps

La figure 34.1 représente les diverses courbes possibles selon le type de charge mécanique utilisée.

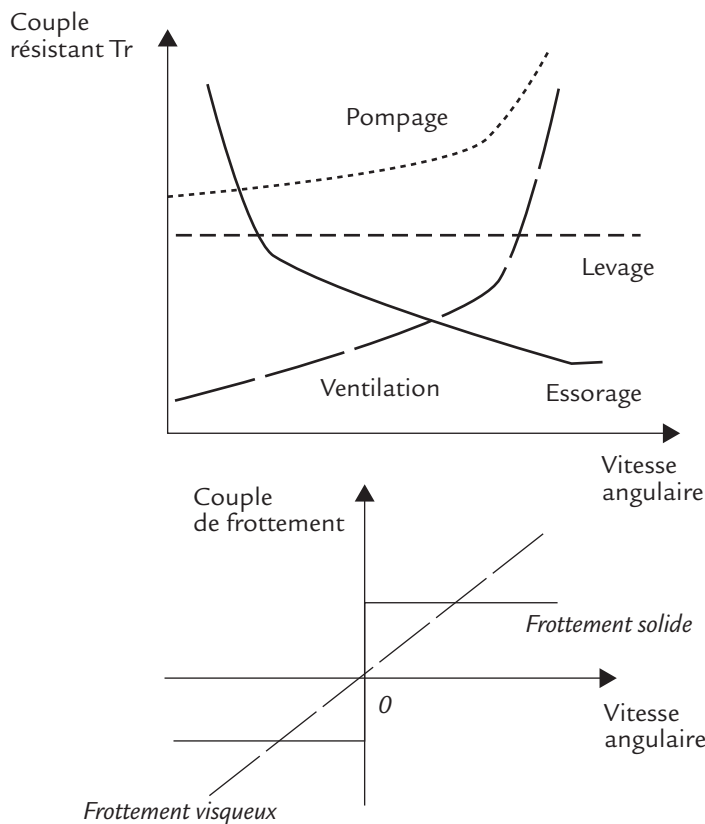


Figure 34.1 Les caractéristiques couple-vitesse de diverses charges mécaniques

Les caractéristiques de frottement correspondent à des charges mécaniques. On distingue :

- **Le frottement solide** (ou sec) dit de Coulomb ; le couple est indépendant de la vitesse en valeur absolue, mais est toujours résistant ;
- **Le frottement visqueux** ; le couple résistant est proportionnel à la vitesse et agit en sens opposé :

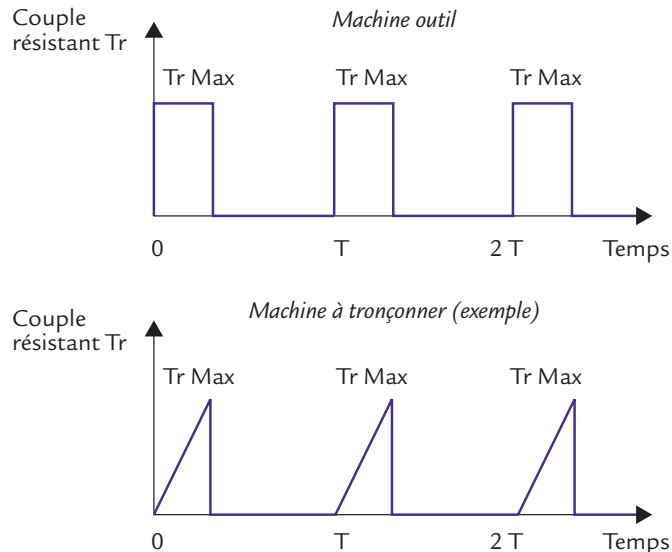
$$T_r = f \Omega$$

La courbe la plus simple est celle du levage : le couple résistant est constant avec la vitesse. En effet, on convertit une force de pesanteur  $P = m g$  en un couple de levage qui dépend :

- du rayon de la poulie à laquelle est relié le système de levage,
- du rapport de réduction de la vitesse.

Il y a réversibilité possible. Plus généralement, le couple résistant est croissant avec la vitesse. En effet, les frottements et les efforts à fournir pour la charge mécanique augmentent avec la vitesse. Seule exception, l'essorage : la force centrifuge est une fonction du carré de la vitesse angulaire ; l'expulsion des gouttelettes de liquide croît avec la force centrifuge et réduit d'autant le couple résistant.

### Caractéristiques couple-temps indépendantes de la vitesse



**Figure 34.2** Les caractéristiques couple-temps d'une machine outil et d'une machine à tronçonner

La figure 34.2, représente les diverses courbes possibles selon deux types de charge mécanique.

En haut, pour la machine-outil (tour, fraiseuse, rectifieuse...), l'effort demandé à l'outil est périodique, de période  $T$ , et constant durant le travail, ce qui correspond à un couple constant durant l'usinage. En fin d'une passe d'usinage, le couple résistant redevient nul. La période  $T$  représente donc l'intervalle de temps entre deux passes d'usinage successives.

En bas de la figure, pour la machine à tronçonner ou à découper, l'effort demandé à l'outil est encore périodique, de période  $T$ , mais l'effort varie selon l'avance de l'outil par rapport à la pièce à découper. Ce qui correspond à un couple généralement croissant durant le découpage. En fin de découpage d'une pièce, le couple résistant redevient nul. Ici la période  $T$  représente donc l'intervalle de temps entre deux découpages ou tronçonnages complets.

Ces périodes peuvent varier entre quelques fractions de seconde et une minute.



## EN PRATIQUE

### Critère d'adaptation des vitesses et des moments d'inertie

On utilise souvent un convertisseur mécanique (réducteur ou multiplicateur) de vitesse pour adapter la gamme de variation de vitesse de la charge à un réglage de celle du moteur.

En utilisant divers moyens : pignons, courroies, chaînes, vis sans fin... il est possible d'obtenir en sortie d'un convertisseur mécanique une vitesse  $\Omega_{ch}$  différente de la vitesse  $\Omega$  du moteur. D'une manière générale, si  $0 < \Omega_{ch} < (\Omega_{ch})_{Max}$  et si  $0 < \Omega < (\Omega)_{Max}$  on choisit :

$$k = \frac{(\Omega_{ch})_{Max}}{(\Omega)_{Max}}$$

On pose généralement  $k = \frac{\Omega_{ch}}{\Omega}$

le rapport de réduction ou de multiplication du convertisseur mécanique.

Si le rendement est de 1, il y a conservation de la puissance. Désignons par  $T_r$  le couple résistant « vu » par le moteur et  $T_{ch}$  le couple réel de la charge mécanique. On a  $T_r \Omega = T_{ch} \Omega_{ch}$ , soit finalement :

$$k = \frac{\Omega_{ch}}{\Omega} = \frac{T_r}{T_{ch}}$$



### Adaptation moteur – charge mécanique

L'adaptation d'un moteur à sa charge mécanique peut être envisagée à partir de nombreux critères. Citons les principaux :

- ◆ **Critère de stabilité** : on détermine le point de fonctionnement atteint dans le plan  $(\Omega, T_v)$ . Ce critère concerne les charges mécaniques dont le couple résistant ne dépend que de la vitesse.
- ◆ **Critère de faibles oscillations de vitesse**, si le critère précédent n'est pas applicable. Ce critère concerne surtout les charges mécaniques dont le couple résistant varie brutalement en fonction du temps.
- ◆ **Critère de contrôle de la vitesse**, si le critère précédent n'est pas applicable. Il concerne toutes les charges, mais surtout les charges mécaniques dont le couple résistant est à la fois fonction du temps et de la vitesse  $T_r = f(t)$ .

◆ **Critère d'adaptation de la vitesse et des moments d'inertie.** Il consiste à choisir judicieusement un réducteur ou un multiplicateur de vitesse. Ce critère concerne surtout les charges mécaniques dont le couple est « inertielle » ; les charges et le moment d'inertie évoluent rapidement.

### Critère de contrôle de la vitesse

On admet que la vitesse évolue nécessairement en fonction du temps, ainsi que le couple résistant. Mais il faut que le couple moteur soit toujours en mesure d'imposer la vitesse dans des conditions de tension et de courant supportables par le moteur. Ce qui signifie que quelle que soit l'évolution du couple (et éventuellement de celle du moment d'inertie), il est toujours possible par un réglage du moteur d'obtenir la vitesse désirée avec ou sans asservissement.

Dans de nombreux cas, et selon le type de machine, le réglage de la vitesse fait appel à des convertisseurs de puissance réversibles : (hacheurs, redresseurs à thyristors, onduleurs, etc.). Le contrôle de la vitesse exige que le convertisseur utilisé puisse toujours fournir ou recevoir à ou de la machine la puissance nécessaire pour que :

- ◆ le couple **résistant obtenu par la machine fonctionnant en génératrice** puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la « charge mécanique » devenue motrice. C'est le cas du quadrant II pour la vitesse positive et du quadrant IV pour la vitesse négative.
- ◆ le couple **utile obtenu par la machine fonctionnant en moteur** puisse être supérieur (en valeur absolue) au couple maximal éventuel de la charge. C'est le cas du quadrant I pour la vitesse positive et du quadrant III pour la vitesse négative ;

**Transmission de l'énergie cinétique.** On admet ici que la transmission de l'énergie cinétique n'est pas affectée par les rendements.

➤ Si le moteur entraîne la charge mécanique, l'énergie cinétique est telle que  $\frac{1}{2} J_r \Omega^2 = \frac{1}{2} J_{ch} \Omega_{ch}^2$  où  $J_r$  est le moment d'inertie équivalent « vu » par le moteur.

Comme  $k = \frac{\Omega_{ch}}{\Omega}$ , on obtient  $J_r = k^2 J_{ch}$ .

➤ Si la charge mécanique **entraîne la machine électrique**, l'énergie cinétique est telle que  $\frac{1}{2} J_m \Omega_{ch}^2 = \frac{1}{2} J \Omega^2$  où  $J$  et  $J_m$  sont respectivement le moment d'inertie du moteur et le moment équivalent du moteur « vu » par la charge mécanique. Comme  $k = \frac{\Omega_{ch}}{\Omega}$ , on obtient  $J_m = \frac{J}{k^2}$ .

**Le choix optimal de k** est basé sur le rapport des moments d'inertie du moteur  $J$  et de la charge  $J_{ch}$ . Négligeons ici le rôle du couple de pertes  $T_p$  et du couple résistant  $T_r$ .

En fonctionnement moteur de la machine électrique, le moment d'inertie total est :

$$J_t = J + k^2 J_{ch}$$

Pour tout moteur électrique parcouru par un courant d'induit  $I$ , une équation approchée du couple est :

$$T_e \approx KI \approx J_t \frac{d\Omega}{dt} = (J + k^2 J_{ch}) \times \frac{1}{k} \times \left( \frac{d\Omega_{ch}}{dt} \right)$$

Dans le cas d'une charge inertielle, on cherche le plus souvent à imposer l'accélération  $\ddot{\Theta}_{ch} = \frac{d\Omega_{ch}}{dt}$ . Le courant  $I$  est minimal (pertes par effet Joule minimales) si la dérivée par rapport à  $k$  de  $(J + k^2 J_{ch}) \times \frac{1}{k}$  est nulle,

ce qui correspond à un rapport de réduction ou de multiplication de vitesse  $k = k_{opt} = \sqrt{\frac{J}{J_{ch}}}$ .

Il est rarement utile d'optimiser  $k$  en fonctionnement réversible du convertisseur mécanique (machine électrique en génératrice), car ce fonctionnement n'est jamais durable.

**Remarque** : L'optimisation est plus exigeante qu'une simple adaptation. On cherche le plus souvent à faire fonctionner le moteur de façon à minimiser ses pertes. C'est ce qui est présenté dans l'encadré suivant.

### Conseils : les réducteurs de vitesse

En général, le moteur asynchrone en commande de vitesse en boucle ouverte ou fermée est le mieux adapté pour entraîner des charges mécaniques telles qu'elles sont présentées à la figure 34.1.

Il existe de nombreux types de réducteurs de vitesse. On recherche généralement deux qualités à ces réducteurs :

- ◆ un excellent rendement ;
- ◆ un fonctionnement réversible.

Il est difficile d'obtenir l'un et l'autre. Désignons par :

◆  $\eta_D$  le rendement « direct »  $\eta_D = \frac{T_{ch} \Omega_{ch}}{T_r \Omega}$  du convertisseur lorsque la puissance est transmise du moteur vers la charge ;

◆  $\eta_R$  le rendement « inverse »  $\eta_R = \frac{T_r \Omega}{T_{ch} \Omega_{ch}}$  du convertisseur lorsque la puissance est transmise de la charge vers la machine électrique fonctionnant alors en génératrice.

Le plus souvent  $\eta_R < \eta_D$ . Un réducteur de vitesse est toujours coûteux et encombrant. Il est généralement peu ou pas réversible, sauf s'il a été choisi expressément.

## Objectifs

Nous allons considérer l'équation fondamentale de la dynamique de rotation :

$$T_e = J \frac{d\Omega}{dt} + T_p + T_r$$

- ✓ Pour un moteur entraînant une charge à inertie  $J$  constante et à couple de pertes  $T_p$  et résistant  $T_r$  constants, l'accélération  $\frac{d\Omega}{dt}$  est imposée par la valeur du couple électromagnétique  $T_e$ .
- ✓ Pour un moteur entraînant une charge à inertie  $J$  constante très élevée et à couple de pertes  $T_p$  et résistant  $T_r$  négligeables, l'accélération  $\frac{d\Omega}{dt}$  est imposée par la valeur du couple électromagnétique  $T_e$ . Alors :  $T_e \approx J \frac{d\Omega}{dt}$
- ✓ Pour un moteur entraînant une charge à inertie  $J$  constante, à couple de pertes  $T_p$  constant et pour un couple résistant  $T_r(\Omega)$ , fonction de la vitesse  $\Omega$ , celle-ci est imposée par la valeur du couple électromagnétique  $T_e$ .

$$\text{Alors } T_e = f \Omega + T_p + T_r$$

En définitive, la commande en couple d'un moteur, selon le type de charge mécanique entraîné, permet d'imposer un mouvement donné à cette charge, aussi bien en accélération qu'en vitesse.



## REPÈRES

### Commande par le flux du couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée

Le flux  $\Phi$  est réglable par le courant  $I_f$  circulant dans le bobinage inducteur. En simplifiant les équations, on obtient, avec  $U_a$  et  $I$  respectivement tension et courant d'induit :

$$U_a \approx R_a I + k\Phi\Omega$$

$$k\Phi I = T_e = J s \Omega + T_p + T_r$$

À courant  $I$  imposé, la commande du couple électromagnétique  $T_e$  est linéaire vis-à-vis du flux, mais non linéaire vis-à-vis du courant d'excitation  $I_f$ .

## Commande par la tension du couple d'un moteur à courant continu à excitation séparée

Le flux  $\Phi$  est fixé par la valeur du courant  $I_f$  circulant dans le bobinage inducteur. En simplifiant les équations, on obtient :

$$U_a \approx R_a i_a + k\Phi\Omega$$

$$k\Phi i_a = J s\Omega + T_p + T_r$$

Ce qui donne, en admettant que le courant  $i_a = I$  dépende de  $U_a$ , imposée par le convertisseur de puissance :

$$i_a = I = \frac{U_a - k\Phi\Omega}{R_a}$$

$$k\Phi i_a = T_e = k\Phi \left[ \frac{U_a - k\Phi\Omega}{R_a} \right] = J s\Omega + T_p + T_r$$

À flux imposé, et pour une vitesse donnée  $\Omega$ , la commande du couple électromagnétique  $T_e$  est linéaire vis-à-vis de la tension  $U_a$ .



### SAVOIR-FAIRE

Elle prévoit l'évolution de la vitesse en régime transitoire, pour une plage donnée de la variation du flux, obtenue par la variation du courant inducteur  $I_f$  (voir figure 35.1).

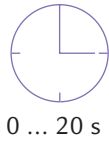
La modélisation a été obtenue en partant des équations fondamentales du moteur. On a choisi :

$$R_a = 0,5 \Omega \text{ et la valeur de } i_f \text{ varie de } 0,8 \text{ A à } 1,6 \text{ A.}$$

Le couple de charge est variable avec la vitesse :

$$T_r = 0,5 + 0,1 \Omega + 0,01 \Omega^2 + 0,001 \Omega^3$$

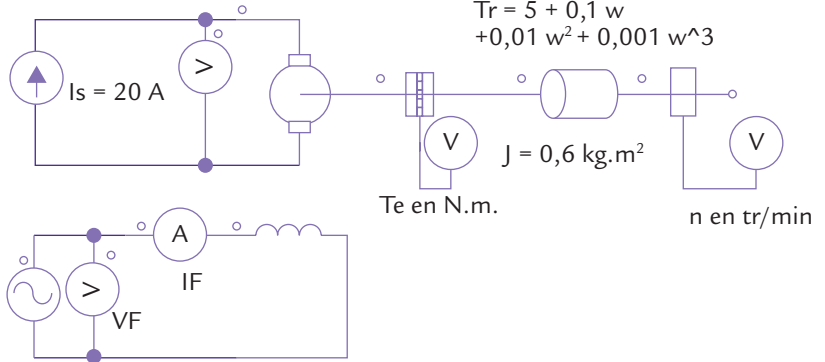
Il y a effectivement une relation linéaire du couple  $T_e$  en fonction du courant d'excitation  $i_f$ . Mais la vitesse ne varie pas linéairement en fonction du courant d'excitation.



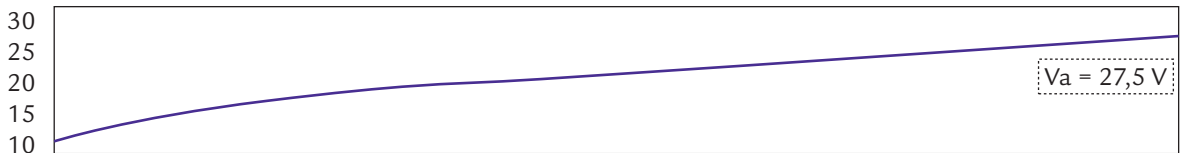
$R_a = 0,5 \text{ ohm}$  ;  
 $E = 110 \text{ V à } 1200 \text{ tr/min}$   
 $R_F = 75 \text{ ohms}$   
 $I_F \text{ nom} = 1,6 \text{ A}$   
 $I_a \text{ nom} = 10 \text{ A}$   
 $J = 0,4 \text{ kg.m}^2$

$\omega = \text{vitesse angulaire en rad/s}$

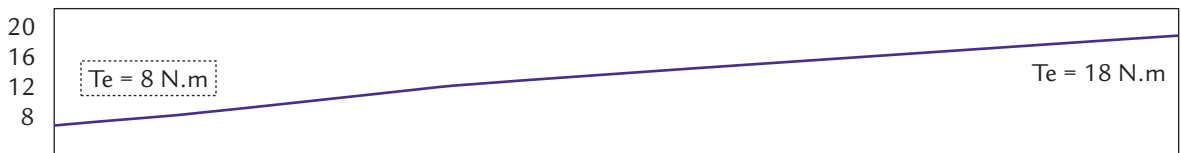
$$T_r = 5 + 0,1 \omega + 0,01 \omega^2 + 0,001 \omega^3$$



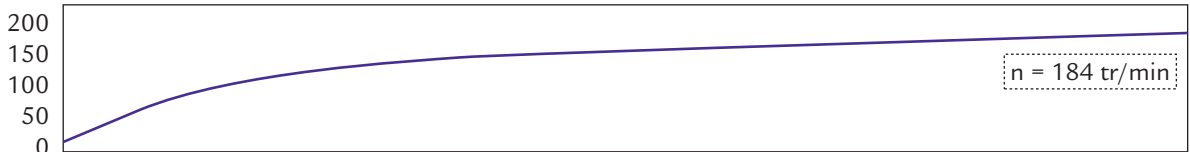
$V_a$



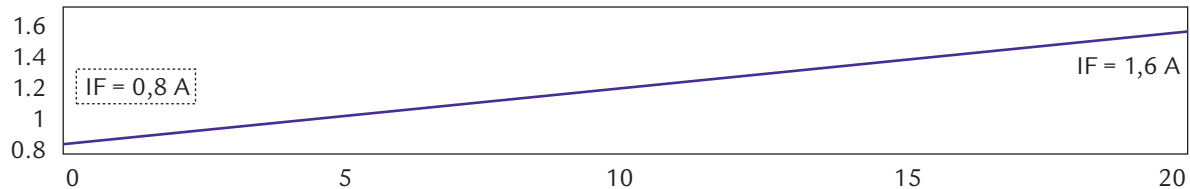
$T_e$



$n$

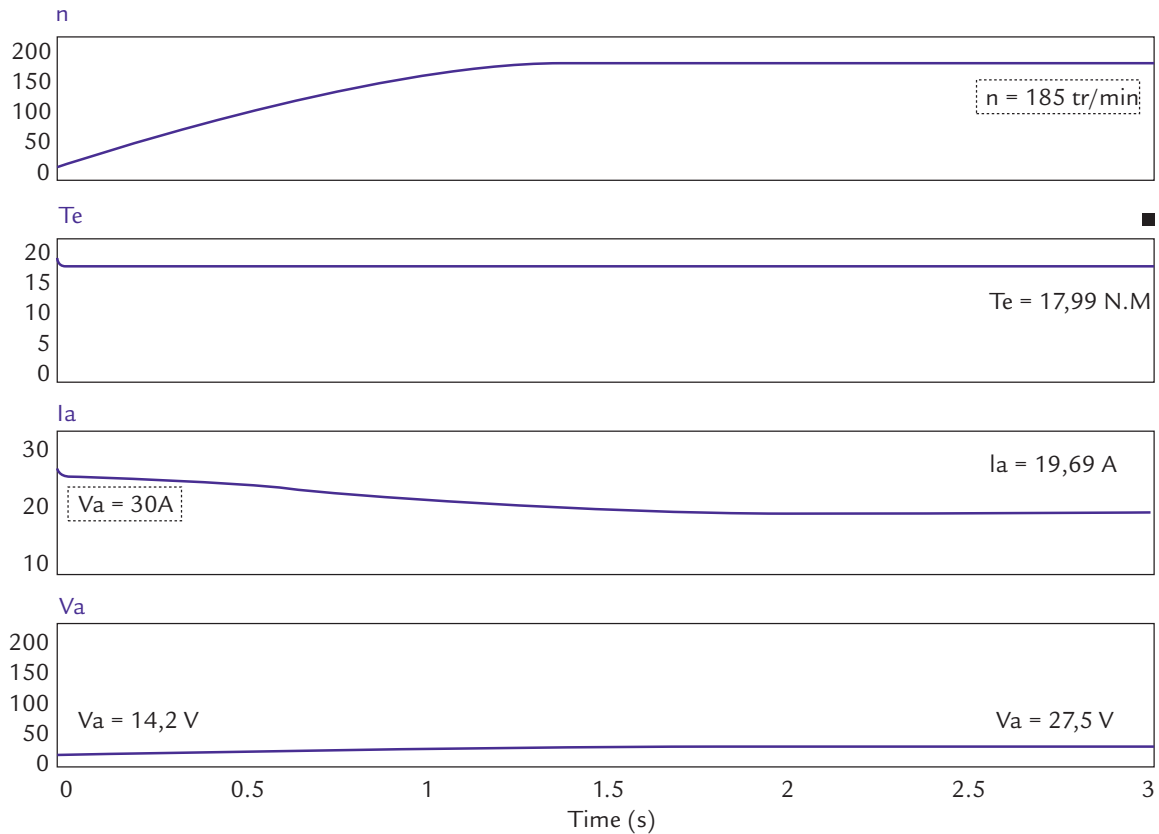
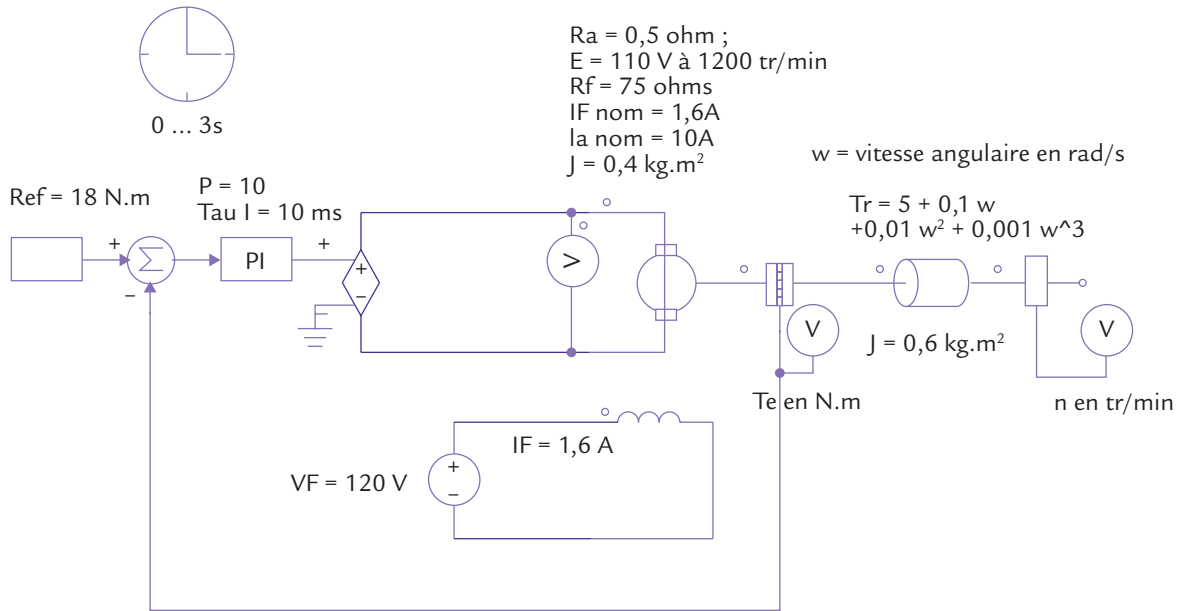


$I_F$



Time (s)

Figure 35.1 Commande à courant constant en couple par le flux d'un moteur à courant continu à excitation séparée



**Figure 35.2** Commande – asservie en couple – par la tension d'un moteur à courant continu à excitation séparée

On met en évidence ce comportement en réalisant un **asservissement de couple** (voir la figure 35.2 a). On a utilisé un capteur de couple, une consigne de 18 N.m et choisi un correcteur PI avec  $P = 10$  et de constante de temps  $\tau_i = 10\text{ms}$ .

La simulation permet de prévoir l'évolution de la vitesse en régime transitoire, pour une plage donnée de la variation de la tension (de 14,2 V à 27,5 V) et ceci à couple constant égal à 18 N.m (voir figure 35.2b).

On a choisi  $R_a = 0,5$  ohm, et la valeur de  $k\Phi$  est de 0,87 Wb.

Le couple de charge est variable avec la vitesse comme dans le cas précédent :

$$T_r = 0,5 + 0,1 \Omega + 0,01 \Omega^2 + 0,001 \Omega^3$$

La vitesse augmente progressivement, mais non linéairement.



## EN PRATIQUE

La commande en couple ne concerne pas seulement le moteur à courant continu. Il est possible de commander de manière comparable les moteurs à courant alternatif triphasé, synchrones ou asynchrones. Elles sont généralement à flux imposé et il faut imposer un courant et un déphasage.

- en **moteur synchrone** :  $T_e = k\Phi(I_F) I \cos\psi$  où  $I$  est la valeur efficace du fondamental du courant d'induit de ligne,  $k$  est une constante, propre à la machine,  $\Phi(I_F)$  et  $\psi$  respectivement le flux en fonction du courant d'excitation  $I_F$  et le déphasage entre courant d'induit et *f.é.m.* Cette formule permet d'obtenir une explication relativement simple de la commande en **mode autopiloté** : le contrôle du couple s'effectue à flux imposé  $\Phi(I_F)$ , par la valeur du courant  $I$  et en imposant la valeur de l'angle  $\psi$  (En général voisin de zéro).
- en **moteur asynchrone** :  $\vec{T}_e = 3 \frac{p}{2} \left( \frac{M}{L_s} \right) \left( \vec{I}_r \wedge \vec{\Phi}_s \right)$ . Cette formule permet d'obtenir une explication relativement de la commande en **contrôle vectoriel** : le contrôle du couple s'effectue - à flux stator imposé  $\vec{\Phi}_s$  - par la valeur du courant rotor équivalent  $\left( \frac{M}{L_s} \right) \vec{I}_r$  ramené au stator et en imposant la valeur de l'angle  $\left( \vec{I}_r, \vec{\Phi}_s \right)$ , voisin de  $\pi/2$ .

## Bien démarrer une commande en couple

Au démarrage d'un moteur, une commande en couple suppose toujours une tension d'abord relativement faible, puis, au fur et à mesure de la croissance de la vitesse, une augmentation de la tension jusqu'à une valeur maximale « supportable » par les bobinages d'induit du moteur. On atteint alors généralement la puissance maximale.

Ensuite, pour obtenir des vitesses élevées, il faut baisser la commande du couple :

- Soit en diminuant le flux,
- Soit en modifiant les angles  $\psi$  ou  $(\vec{I}_r, \vec{\Phi}_s)$ .

La figure 35.3 montre les deux phases classiques d'un démarrage d'un moteur :

- une phase à couple constant, souvent maximale,
- une phase à puissance constante, pendant laquelle la vitesse continue à croître alors que le couple diminue. Dans ce cas, le flux est en baisse, ou bien on modifie les angles  $\psi$  ou  $(\vec{I}_r, \vec{\Phi}_s)$  interviennent dans les formules du couple.

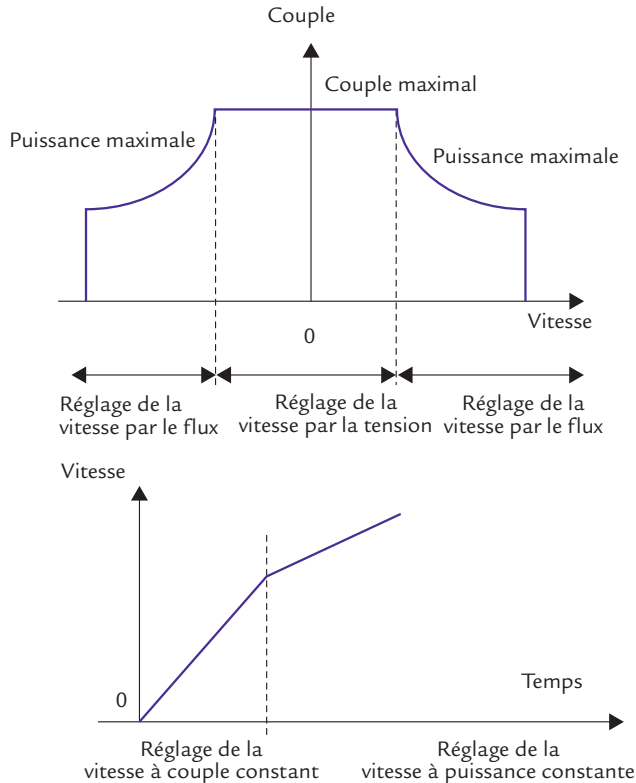


Figure 35.3

## Objectifs

Les grandeurs physiques rencontrées en électrotechnique ne se limitent pas aux grandeurs électriques et doivent être toujours prises en compte dans un système industriel. Le moteur électrique est un actionneur électromécanique et sa « fragilité » provient justement des grandeurs physiques intervenant dans son fonctionnement :

- ✓ un excès d'intensité provoquant un échauffement trop important des bobinages ;
- ✓ un excès de tension pouvant provoquer un claquage des isolants ;
- ✓ des formes d'onde non-sinusoïdales dans une machine à courant alternatif, provoquant des pertes fer et Joule supplémentaires ;
- ✓ un « surcouple » tel que les limites d'élasticité de l'arbre du moteur sont dépassées. Il y a alors déformation irréversible de la transmission mécanique ;
- ✓ une survitesse incontrôlée (emballement) pour les moteurs à courant continu dans le cas où le flux dans la machine devient trop faible.

Des capteurs sont donc nécessaires ne serait-ce que pour la protection de la machine et son fonctionnement en toute sécurité, même en boucle ouverte. D'autres capteurs concernent l'utilisation du moteur : le positionnement, la déformation obtenue, l'échauffement de la charge mécanique...

En dehors de toute considération technologique, les capteurs sont nécessaires en boucle fermée pour assurer la rétroaction souhaitée. Les capteurs couramment utilisés convertissent la grandeur physique concernée en une grandeur électrique, généralement une tension continue, parfois une tension alternative, ou directement une donnée numérique exprimée sur N bits.



## REPÈRES

La règle est que l'information issue du capteur doit être l'image la plus fidèle possible du phénomène physique capté.

Une deuxième règle sous-jacente est que le capteur doit perturber le moins possible le système où l'on recherche les éléments d'information.

La fidélité de l'information exige de nombreuses performances :

- **la linéarité** : le niveau (ou la fréquence pour certains capteurs) du signal fourni doit être rigoureusement proportionnel(le) au niveau de la grandeur physique captée ;
- **la précision** la plus grande possible en rapport avec les exigences de la commande du moteur ;

- **une dérive** nulle ou faible vis-à-vis de la température et de la durée d'utilisation ;
- **un décalage nul** ou faible : la courbe de transfert passe par « 0 » lorsque cela est possible ;
- **un temps de réponse le plus court possible** lorsque la grandeur physique varie d'un échelon unitaire (d'Heaviside) ;
- **un excellent comportement dynamique** : l'information est bien transmise, que le niveau de la grandeur physique soit faible ou élevé ;
- **une grande robustesse** vis-à-vis des variations d'humidité, de température, des vibrations...

La **faible perturbation d'un capteur** sur le système considéré n'est vraie que si le prélèvement de puissance pour obtenir une bonne qualité d'information est négligeable. Ce prélèvement est d'autant plus faible que le capteur est lui-même alimenté par une source annexe de tension et associé à un montage électronique. C'est le cas de la majorité des capteurs.

Dans certains cas, comme pour la dynamo tachymétrique, le prélèvement de puissance est mécanique et correspond aux pertes de la dynamo.



## SAVOIR-FAIRE

### Chaîne de mesures

En définitive, un capteur n'est que le premier élément d'une chaîne de mesure qui va généralement sur l'une des fonctionnalités suivantes :

- une simple protection « en tout ou rien » d'un système ;
- une commande en boucle ouverte, avec protection ;
- un asservissement ou une régulation ;
- un système « intelligent » constitué d'un microcontrôleur ou d'un DSP.

Dès qu'il s'agit de ne pas « commander en aveugle » un système, le capteur joue un rôle essentiel.

La **protection** doit agir très vite, en premier lieu, sur tous les éléments du système. Les capteurs permettent en fait un **contrôle** permanent du fonctionnement.

La **commande** asservie ou pilotée agit principalement sur le convertisseur de puissance qui alimente le moteur. Elle prend en compte le système dans sa globalité.

L'**automatisation de la commande** est assurée le plus souvent par un automate programmable.

## Le capteur dans la protection d'un système

La protection d'un système consiste à agir :

- soit à partir de l'alimentation électrique (disjoncteur, fusible...) ;
- soit sur la commande électronique (retour à zéro, inhibition des signaux de commande...) ;
- soit éventuellement par une action électromécanique sur l'arbre du moteur (frein d'urgence, action sur la charge mécanique...).

La détection d'une anomalie, d'un dysfonctionnement ou d'un défaut est généralement obtenue à partir d'un capteur. Deux exigences essentielles doivent être respectées :

- **la rapidité de la protection** : l'action de celle-ci doit se produire dans un intervalle de temps plus court que la durée de surcharge admissible des composants ;
- **la fiabilité de la protection** : l'action de sécurité doit se produire selon des procédures bien définies à l'avance, de manière à éviter des déclenchements intempestifs, ou involontairement retardés.

La rapidité et la fiabilité sont obtenues par une « bonne fiabilité » des cartes électroniques de protection, qu'elles soient analogiques ou logiques.

Si on utilise un microcontrôleur, un FPGA ou un DSP, des procédures d'interruption prioritaires sont prévues soit pour arrêter le programme principal, soit le placer en attente, tant que le sous programme déclenché par l'interruption n'est pas terminé.

La tendance actuelle des fonctions de contrôle ou de protection consiste de plus en plus à utiliser un microcontrôleur spécialisé dans les interruptions : le *PIC (Programmable Interrupt Controller)* et laisse aux processeurs dits « intelligents » (microcontrôleurs, DSP...) le soin de calculer les algorithmes nécessaires à la commande du moteur tandis que les signaux résultants des calculs agissent sur la commande du convertisseur : rapport cyclique ou modulation de largeur d'impulsions...

Quant à l'*Automate programmable*, il gère le fonctionnement global du système.



## EN PRATIQUE

### Les capteurs pour les grandeurs électriques

#### Capteurs de courant

On se limite ici au cas du capteur à boucle fermée qui est le plus utilisé. Le flux magnétique créé par le circuit primaire (gros fil) est compensé à l'aide d'une bobine secondaire grâce à une cellule à effet HALL associée à un circuit élec-

tronique. Un circuit magnétique constitué de ferrite permet de « canaliser » le flux créé dans la bobine secondaire.

Le courant secondaire est fourni par un amplificateur opérationnel, lui-même alimenté par deux sources à courant continu de tensions opposées. Il assure une compensation « à flux nul » et on obtient ainsi une exacte représentation du courant primaire mesuré.

**Remarque :** Ce type de capteur est parfois utilisé sous forme de « pince ampèremétrique ».

On obtient un *isolement galvanique* parce que les circuits électriques primaire et secondaire n'ont aucun point commun.

Il existe sur le marché une gamme très étendue de capteurs, pour des mesures allant de 1 A à 500 kA.

Avantages des capteurs de courant à effet HALL :

- Possibilité de mesurer, avec isolement galvanique des courants continus ou alternatifs de forme d'onde complexe, jusqu'à des fréquences assez élevées (de l'ordre de 100 kHz) ;
- Très bonne précision selon le choix de la résistance  $R_i$  ;
- Très faible dérive en température ;
- Un temps de réponse très court et une bande passante élevée.

Selon le choix du capteur, la tension maximale d'isolement peut varier entre 2500 V et 6000 V.

**Inconvénient des capteurs de courant à effet HALL :** si l'on souhaite une « image » de la valeur efficace d'un courant alternatif, par exemple pour la protection d'un moteur à champ tournant, il est préférable d'utiliser un transformateur d'intensité dont le bobinage secondaire est relié à une résistance faible ; la mesure de la valeur efficace s'effectue en utilisant un circuit intégré tel que le AD736 qui donne en sortie une tension continue proportionnelle à la **valeur efficace vraie de la tension d'entrée**.

## Capteurs de tension

Si la puissance mise en jeu est inférieure à une centaine de watts, et pour des tensions d'alimentation inférieures à 50 V, on utilise une sonde de tension atténuatrice calibrée. L'avantage est que l'on obtient à l'entrée de l'oscilloscope une tension rigoureusement « fidèle » à la tension mesurée ou visualisée. Ces sondes sont passives et non isolées galvaniquement. Elles divisent la tension par 10 ou 100 et la fréquence maximale d'utilisation peut atteindre 100 MHz. La tension maximale d'entrée est de l'ordre de 1000 V pour certaines d'entre elles.

Généralement, les capteurs utilisés pour la mesure des tensions sont des *sondes différentielles atténuatrices*. Elles sont actives et isolées galvaniquement. Elles mesurent la différence de deux tensions, généralement élevées, et la

divisent par 20 ou 200. La fréquence maximale est de l'ordre de 60 MHz. La tension maximale d'entrée est de l'ordre de 1000 V.

### Capteur de fréquence

La mesure de la fréquence est souvent synonyme de mesure de vitesse. Elle peut être aussi un moyen de « capter » un signal de protection modulé en fréquence pour s'affranchir des parasites industriels...

Dans les cas classiques, la mesure de la fréquence d'un signal analogique s'effectue par conversion en un signal logique (utilisation d'un comparateur de type *LM311*) ou en impulsions et comptage périodique (remise à zéro chaque seconde) de ces impulsions.

Certains capteurs (incrémentaux) fournissent des impulsions pour chaque variation d'angle  $\Delta\theta$ . Le comptage périodique de ces impulsions donne une grandeur numérique proportionnelle à la vitesse et le comptage « absolu » (après initialisation, mais sans remise à zéro périodique) donne une information proportionnelle au déplacement angulaire.

### Capteur de phase

Le décalage en phase est une grandeur souvent exploitée dans la commande autopilotée des machines synchrones. La mesure du déphasage entre deux signaux périodiques de même fréquence consiste le plus souvent à utiliser la méthode de comparaison de phase incluse dans les boucles à verrouillage de phase : les signaux périodiques sont convertis en signaux logiques et envoyés sur une porte « ou exclusif » dont on mesure la valeur moyenne  $V_{smoy}$  de la tension de sortie (après filtrage passe-bas).

Si les signaux comparés sont en logique TTL (niveau maximal 5 V) et de rapport cyclique 0,5, alors la valeur maximale mesurable de la phase vaut  $\varphi = 180^\circ$ . On a donc :

$$|\varphi| \text{ en degrés} = 180 V_{smoy} / 5$$

## Les capteurs des grandeurs mécaniques

### Les capteurs de vitesse

Ces capteurs permettent un asservissement ou une régulation de vitesse, ou encore une protection en vitesse (contre le risque d'emballement d'un moteur à courant continu par exemple).

**La génératrice tachymétrique** est une dynamo à aimant permanent qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse de rotation. Les caractéristiques essentielles de cette génératrice sont :

- la vitesse maximale de rotation,
- la constante de f.é.m. en V pour 1000 tours/min (exemple 60 V pour 1000 tours/min),
- la linéarité en %,
- l'ondulation crête à crête en %,
- le courant maximal débité.

Pour atténuer l'ondulation de la tension de sortie, il faut utiliser un filtre passe-bas.

**Le codeur incrémental :** la lumière émise par une diode électroluminescente est réfléchiée par les graduations d'un disque – solidaire du rotor – vers un phototransistor qui permet de restituer électriquement par des impulsions le défilement des graduations. Les signaux obtenus en sortie sont prévus pour être traités par des portes ou des bascules logiques. Ces signaux sont généralement :

- une voie Z donnant une impulsion par tour,
- une voie A donnant  $n$  impulsions par tour,
- une voie B donnant aussi  $n$  impulsions par tour, mais décalées de  $\pm 90^\circ$  selon le sens de rotation.

Si  $A(k)$  représente le nombre des impulsions obtenues sur la voie A durant la séquence numéro  $k$  de comptage (généralement la seconde) la quantité

$N(k) = \frac{A(k)}{n}$  représente la vitesse en tours/seconde exprimée par un « mot numérique » de  $N$  bits qui est la sortie du compteur. Ce compteur est « rafraîchi » chaque seconde.

Les caractéristiques principales d'un codeur incrémental sont :

- le nombre de points par tour (exemple 500 points/tr),
- le nombre de voies ou de pistes (exemple A, B, Z et leur complément logique),
- la tension d'alimentation,
- la vitesse maximale d'utilisation.

Les signaux ainsi fournis sont ensuite traités directement par un micro-contrôleur ou convertis en une tension analogique par des circuits spécialisés tels que le ME26 CO. Ce circuit « interprète » des signaux de codeurs de niveau pouvant varier de 3 V à 24 V, pour une fréquence inférieure à 200 kHz. L'erreur de linéarité est de  $0,5 \cdot 10^{-3}$  et sa bande passante « type » est de 1 kHz.

## Les capteurs de position

### Capteurs analogiques

Le plus simple est le potentiomètre résistif qui fournit une tension (généralement continue) proportionnelle à la position d'un curseur. Ce type de capteur convient lorsque les mouvements sont lents. Il est linéaire ou angulaire, précis, mais assez fragile.

Les capteurs inductifs sont robustes et fiables. C'est pourquoi ils sont beaucoup utilisés en milieu industriel. Il s'agit d'utiliser les propriétés du champ magnétique dans les bobinages.

### Capteurs ou codeurs numériques

On retrouve ici le codeur incrémental qui « intègre » la vitesse par comptage (par exemple les  $n$  impulsions de la voie A).

N'oublions pas que  $\theta(t) = \int_0^t \Omega(x) dx$  ou que  $\theta(n) = 2\pi \sum_{k=0}^n N(k)$  où  $N(k)$  est

la quantité qui représente la vitesse en tours/seconde exprimée par un « mot numérique » sur  $N$  bits.

La position angulaire  $\theta(n)$  est aussi exprimable en un « mot numérique » sur  $N$  bits, à condition qu'il n'y ait pas de dépassement de la capacité du compteur. Le compteur est « remis à zéro » à chaque nouveau départ de la mesure de  $\theta$ .

La détermination du sens de rotation se fait comme précédemment, en utilisant une bascule D pour les deux voies A et B.

Le codeur absolu utilise un disque subdivisé en pistes concentriques. Chaque piste comporte une succession de secteurs réfléchissants et absorbants. Comme pour le codeur incrémental, un système diode LED phototransistor fournit une information par piste.

La piste correspondant au bit « poids fort » (MSB) n'a que 2 secteurs.

La piste correspondant au bit de poids le plus faible (LSB) a  $2^N$  secteurs. C'est ce qui donne la précision du codage. Par exemple, un codeur absolu de 12 pistes ( $N=12$ ) fournit  $2^{12}=4096$  points par tour.

**Remarques :** Certains codeurs sont « multitours ».

Il est possible, en envoyant un signal sur l'entrée ZERO d'un codeur absolu, de considérer la position du codeur au moment de l'envoi comme origine de  $\theta$ .

## Les capteurs de couple

Ils mettent en œuvre plusieurs phénomènes physiques :

- le principe d'égalité de l'action et de la réaction. Ceci est utilisé dans la dynamo – balance ;
- l'effet piézo – électrique : l'action d'une force sur certains cristaux ;
- l'effet de torsion dû à l'action d'un couple sur un arbre mécanique ;
- l'effet de déformation élastique qui fait varier une résistance (jauge de contrainte). Celle-ci est mesurée au pont de Wheatstone.

## Conseils : le choix des capteurs

Il est souvent avantageux de placer plusieurs capteurs de technologies différentes pour observer le comportement d'un système en partant du principe de précaution qui veut qu'il est toujours préférable de « douter » de l'information transmise par un seul capteur. Le processeur utilisé devra être d'autant plus intelligent pour gérer l'ensemble des informations.

Il existe aujourd'hui divers capteurs sous forme de composants électroniques à coût modéré.

Le codeur absolu est beaucoup plus fiable que le codeur incrémental, mais il est aussi beaucoup plus coûteux. Il n'est utilisé que dans des systèmes où l'on exige une grande précision et une grande fiabilité dans le positionnement : robotique, assemblage automatique...

Les capteurs de couple sont coûteux et généralement fragiles. De plus, ils sont lents et si le couple varie rapidement, le signal analogique qui rend compte de cette variation est en retard. En pratique, on préfère utiliser des processeurs pour estimer le couple.

D'une manière générale, on s'efforce de plus en plus d'éviter de placer des capteurs fragiles et coûteux sur les systèmes. On préfère « estimer » la vitesse, le couple, voire la tension à partir de capteurs robustes, simples, bon marché, mais fiables.

### Objectifs

Il est généralement préférable d'identifier le système par des essais en boucle ouverte. Identifier consiste à déterminer :

- ✓ si le système est linéaire,
- ✓ les limites des grandeurs physiques liées à l'évolution du système (vitesse, tension, intensité, température...).

En pratique, beaucoup de phénomènes vont avoir une influence négligeable sur le comportement en boucle fermée du système. Dans le cas de la commande des machines, on peut considérer grossièrement qu'il s'agit de déterminer des « constantes de temps » effectives qui vont entrer en ligne de compte dans l'évolution d'une commande. Aussi préfère-t-on obtenir une identification expérimentalement par des méthodes temporelles (réponse indicielle).



### REPÈRES

Le « saut » de variation  $E$  de  $u(t)$  peut être réglé au gré de l'expérimentateur. Il suffit que l'enregistrement de la variation de vitesse, des courants et des tensions donne des signaux faciles à interpréter. Un lissage des données est parfois nécessaire, soit par filtrage, soit à l'ordinateur.

Si, par exemple, le système en boucle ouverte est du **premier ordre**, il n'y a qu'une constante de temps  $\tau$  « décelable » dans l'essai expérimental

et on identifie alors  $T(s)$  à  $T(s) = \frac{T_0}{1 + \tau s}$ . La réponse est de la forme

$y(t) = T_0 E [1 - \exp(-t/\tau)]$ . On détermine  $T_0$  et  $\tau$  par relevé en échelle semi-logarithmique.



### SAVOIR-FAIRE

Des méthodes particulières sont utilisées lorsque la réponse indicielle ne présente pas de dépassement. Citons les méthodes de Strejc, de Broïda et de Ziegler et Nichols très souvent utilisées dans l'étude des régulations (voir la figure 37.1).

## Méthode de Strejc

Cette méthode consiste à considérer que la fonction de transfert en boucle ouverte du système à identifier est de la forme :

$$T_{STRC}(s) = \frac{T_0}{(1+s\tau_D)^n}$$

dans sa forme simplifiée ou bien :

$$T_{STRC}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{(1+s\tau_D)^n}$$

dans sa forme générale.

Il est à noter que  $\tau_N$  est un retard « pur », alors que  $\tau_D$  est une « constante de temps » (voir figure 37.1).

## Méthode de Broïda

Cette méthode est une simplification de l'étude précédente. Elle consiste à considérer que la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte du système s'écrit :

$$T_{BA}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{1+s\tau_D}$$

On détermine les valeurs de  $\tau_N$  et de  $\tau_D$  en identifiant le résultat obtenu par la réponse indicielle théorique à la réponse réelle pour deux points particuliers :

$$y(t_1) = 0,28 \text{ et } y(t_2) = 0,4$$

ce qui permet d'obtenir graphiquement les valeurs  $t_1$  et  $t_2$ .

On démontre que dans ces conditions, on a approximativement :

$$\tau_N \approx 2,8 t_1 - 1,8 t_2$$

$$\tau_D \approx 5,5(t_1 - t_2)$$

On obtient les constantes  $\tau_N$  et  $\tau_D$  directement par le calcul.

## Méthode de Ziegler et Nichols

Cette méthode est destinée à un calcul ultérieur du PID. On considère que la réponse indicielle est modélisable par une fonction « intégrateur en cascade avec retard » :

$$T_{ZN}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{s}$$

La réponse indicielle est alors une « rampe » décalée dans le temps  $y = T_0(t - \tau_N)$ .

Cette méthode est assez grossière, mais elle permet une première approche du réglage des filtres correcteurs PID (voir la fiche 40).



## EN PRATIQUE

### Formulaires

La méthode consiste à trouver le point d'inflexion  $I$  de coordonnées  $(t_i, y_i)$  de la réponse indicielle. On trace la tangente  $AB$  à la courbe en ce point (voir figure 37.1). Le point  $A$  de coordonnées  $(t_A, 0)$  détermine un temps  $t_u$  compté à partir du retard  $\tau_N$ , et le point  $B$  un temps  $t_b$  avec la même origine que  $t_u$ . On désigne par  $t_a = t_b - t_u$ . La valeur finale  $T_0 E$  de  $y$  est normalisée à 1.

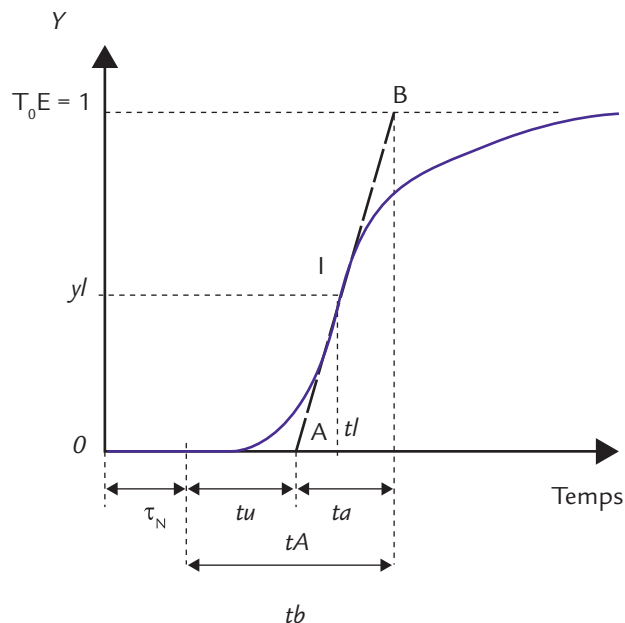


Figure 37.1 Méthode de Strejc

On utilise alors le tableau suivant pour déterminer  $n$ ,  $\tau_N$  et  $\tau_D$  :

**Tableau 37.1** Détermination des coefficients du modèle de Strejc

| n  | $y_i$ | $t_u/t_a$ | $t_a/\tau_D$ | $t_u/\tau_D$ | $t_i/\tau_D$ |
|----|-------|-----------|--------------|--------------|--------------|
| 1  | 0     | 0         | 1            | 0            | 0            |
| 2  | 0,26  | 0,104     | 2,7          | 0,28         | 1            |
| 3  | 0,32  | 0,22      | 3,7          | 0,8          | 2            |
| 4  | 0,35  | 0,32      | 4,46         | 1,42         | 3            |
| 5  | 0,37  | 0,41      | 5,12         | 2,10         | 4            |
| 6  | 0,38  | 0,493     | 5,7          | 2,81         | 5            |
| 7  | 0,39  | 0,57      | 6,22         | 3,55         | 6            |
| 8  | 0,40  | 0,642     | 6,7          | 4,31         | 7            |
| 9  | 0,407 | 0,71      | 7,16         | 5,08         | 8            |
| 10 | 0,413 | 0,773     | 7,6          | 5,87         | 9            |

On procède comme suit :

- On relève  $y_i$  et, en arrondissant, on détermine l'ordre  $n$  ;
- On relève  $t_a$ , ce qui permet d'en déduire  $t_u$ , à l'aide de la colonne  $t_u/t_a$  ;
- On relève  $t_A$ , et on détermine  $\tau_N$  par  $\tau_N = t_A - t_u$  ;
- Enfin, on obtient  $\tau_D$  par l'une des trois dernières colonnes.

### Conseils

Il faut veiller à ce que l'enregistrement de la réponse indicielle ne présente pas de dépassement. Sinon, les méthodes présentées ci-dessus ne sont pas applicables.

Ces méthodes d'identification sont les plus faciles à réaliser. La seule précaution à prendre est de s'assurer que les régimes transitoires des courants circulant dans le moteur et, éventuellement, le convertisseur de puissance alimentant le moteur, n'introduisent ni échauffements excessifs, ni dysfonctionnements du système.

## Objectifs

Voyons les cas rencontrés dans les commandes de machines. On considère ici :

- ✓ que la commande est supposée analogique ;
- ✓ que celle-ci concerne des régulations de vitesse ou des asservissements de position ;
- ✓ que les puissances peuvent être très élevées : la limitation en courant est toujours nécessaire.

Le système est supposé **monovariante**, sauf quand on introduit la limitation de courant.

L'identification des paramètres de la machine revient le plus souvent à rechercher une modélisation où l'on peut rentrer les valeurs numériques du modèle par divers essais.

Le modèle choisi est préférentiellement le plus simple possible, mais en rapport avec l'analyse du fonctionnement de la machine. L'identification consiste en premier lieu à valider le modèle utilisé.

Il faut étudier l'information caractérisant la sortie  $[y]$  (ou  $y$ ), obtenue par un ou plusieurs capteurs. Il faut définir le comportement de ces capteurs. Dans certains cas, il est préférable « d'estimer » la grandeur de sortie.

On s'intéresse aux propriétés suivantes :

- ✓ La **stabilité** du système bouclé peut être évaluée soit à partir du système en boucle fermée, soit à partir du système en boucle ouverte.
- ✓ La **précision** du système bouclé consiste à étudier l'évolution de l'erreur  $\varepsilon = y_c - y$  en fonction du temps dans le cas d'une réponse à une consigne donnée  $y_c(t)$  : échelon, rampe ou parabole.
- ✓ La **rapidité** du système consiste à déterminer le temps de réponse  $t_r$  à 95 % de la valeur finale lorsque la consigne  $y_c(t)$  est un échelon.



## REPÈRES

### Critère de stabilité

Comme pour l'identification, il est généralement préférable d'étudier la stabilité d'un système en boucle ouverte. D'ailleurs, c'est la simple application du « principe de précaution » car si un système bouclé est **instable**, il est **non commandable** (voir fiche 63).

## Stabilité en boucle fermée

Le système en boucle fermée est stable si  $T'(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)}$  a des pôles à parties réelles négatives. Si ce n'est pas le cas, le filtre correcteur doit introduire une fonction de transfert  $C_{corr}(s)$  telle que :

$$T'(s) = \frac{C_{corr}(s) T(s)}{1+C_{corr}(s) T(s)} = \frac{T_c(s)}{1+T_c(s)} \text{ ait des pôles à parties réelles négatives.}$$



## SAVOIR-FAIRE

### Précision d'un système

Pour l'automaticien, l'important est que l'erreur  $[\varepsilon] = [Y]_c - [Y]$  tende vers zéro en réponse à une modification et/ou en présence de perturbations.

Dans le cas du **système monovarié**, la sortie du système est telle que

$$Y(s) = C_{corr}(s) T(s) \varepsilon.$$

On écrit que

$$T_c(s) = C_{corr}(s) T(s) = \frac{K(1+b_1s+b_2s^2+\dots+b_ms^m)}{s^\alpha(1+a_1s+a_2s^2+\dots+a_{n-\alpha}s^{n-\alpha})} = \frac{K N(s)}{s^\alpha D(s)}$$

où  $\alpha$ , nombre entier positif ou nul, est la classe (ou le type) de l'asservissement, et  $n$  nombre entier  $> \alpha$  est l'ordre de l'asservissement.

On a normalisé  $\frac{N(0)}{D(0)} = 1$ . Le calcul montre que :

$$\varepsilon = \frac{Y_c(s)}{1+T_c(s)}$$

L'erreur est due à la consigne  $Y_c(s)$ . Les critères de précision consisteront à déterminer dans quelle mesure l'erreur revient à 0 selon la classe de l'asservissement. D'après le calcul précédent et le théorème de la valeur finale on a :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow +0} s \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow +0} \left[ \frac{s^\alpha}{s^\alpha + K \frac{N(s)}{D(s)}} \right] s Y_c(s)$$

Prenons  $Y_c(s) = 1/s$  (la consigne est un échelon unitaire).

On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{t \rightarrow +\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow +0} s \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow +0} \left[ \frac{s^\alpha}{s^\alpha + K} \right]$$

L'erreur vaut  $\varepsilon(\infty) = \frac{1}{1+K}$  si  $\alpha = 0$ .

Elle n'est nulle que si  $\alpha \geq 1$  (voir tableau 38.1).

Prenons  $Y_c(s) = 1/s^2$  (la consigne est une rampe d'équation  $y_c(t) = t$ ).

On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{s \rightarrow +0} \left[ \frac{s^{\alpha-1}}{s^\alpha + K} \right]$$

L'erreur  $\varepsilon(\infty)$  n'est nulle que si  $\alpha \geq 2$  (voir tableau 38.1).

Prenons  $Y_c(s) = 1/s^3$  (la consigne est une parabole d'équation  $y_c(t) = \frac{1}{2} t^2$ ).

On obtient :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{s \rightarrow +0} \left[ \frac{s^{\alpha-2}}{s^\alpha + K} \right]$$

L'erreur  $\varepsilon(\infty)$  n'est nulle que si  $\alpha \geq 3$  (voir tableau 38.1).

**Tableau 38.1** Erreur statique selon la classe et selon la consigne

| $y(t)$            | Classe $\alpha = 0$ | Classe $\alpha = 1$ | Classe $\alpha = 2$ | Classe $\alpha = 3$ |  |
|-------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--|
| échelon(t)        | $\frac{1}{1+K}$     | 0                   | 0                   | 0                   | Précision en position                        |
| t                 | $\infty$            | $\frac{1}{K}$       | 0                   | 0                   | Précision en vitesse<br>(Erreur de traînage) |
| $\frac{1}{2} t^2$ | $\infty$            | $\infty$            | $\frac{1}{K}$       | 0                   | Précision en accélération                    |

### Rapidité d'un système

Ceci concerne surtout les asservissements. On définit **le temps de réponse  $t_r$** , comme la durée de l'évolution de **la réponse indicielle en sortie  $y(t)$**  entre 0 et la zone comprise entre 0,95 E et 1,05 E si E représente la consigne de l'asservissement.

**Une approche simple de la rapidité** consiste à corriger un système pour réduire le plus possible le temps de réponse  $t_{ras}$  pour la courbe  $y_{as}(t)$  (voir figure 38.1).

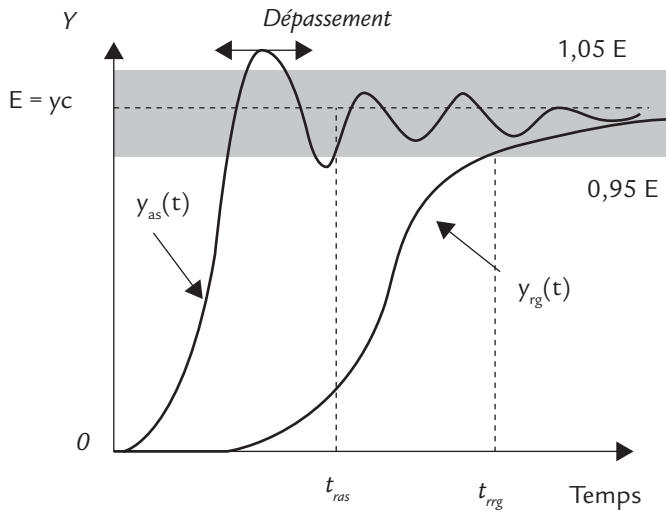


Figure 38.1 Réponses indicielles d'un asservissement et d'une régulation

Pour les régulations, on préfère généralement obtenir un système en boucle fermé très stable et peu rapide, c'est-à-dire où la réponse indicielle  $y_{rg}(t)$  est sans dépassement (voir figure 38.1). Le temps de réponse  $t_{rrg}$  est alors plus long.



## EN PRATIQUE

Tableau 38.2 Système du deuxième ordre en boucle fermée

| Valeur de $\xi$<br>(en boucle fermée)           | $\xi = 0,43$                   | $\xi = 0,707$                  | $\xi = 1$                          |
|---|--------------------------------|--------------------------------|------------------------------------|
| Valeur de K                                     | $K = 1,35$                     | $K = 0,5$                      | $K = 0,25$                         |
| Marge de phase                                  | $46^\circ$                     | $65^\circ$                     | $76^\circ$                         |
| Pulsation de transition $\omega_T$              | $\omega_T = \frac{0,97}{\tau}$ | $\omega_T = \frac{0,45}{\tau}$ | $\omega_T = \frac{0,24}{\tau}$     |
| Temps réponse $t_r$ à 5 %<br>(en boucle fermée) | $t_r = \frac{5,3}{\omega_0}$   | $t_r = \frac{3}{\omega_0}$     | $t_r \approx \frac{4,7}{\omega_0}$ |
| Dépassement D en %<br>(en boucle fermée)        | $D = 22 \%$                    | $D = 4,3 \%$                   | $D = 0 \%$                         |



**Formulaires**

On se limite au cas des systèmes du **deuxième ordre**. C'est le cas le plus fréquent et on essaie le plus souvent de s'y ramener. La fonction **modèle souhaitable après correction en boucle ouverte et en retour unitaire** est de classe 1 et de la forme :

$$T_c(s) = \frac{K}{s\tau(1+s\tau)}$$

Ce qui donne en boucle fermée :

$$T'(s) = \frac{1}{1+s\frac{\tau}{K} + s^2\frac{\tau^2}{K}} = \frac{1}{1+2\xi\left(\frac{s}{\omega'_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega'_0}\right)^2}$$

En identifiant, on obtient  $\omega'_0 = \frac{\sqrt{K}}{\tau}$  et  $\xi = \frac{1}{2\sqrt{K}}$  : amortissement en boucle fermée.

On appelle dépassement D la quantité correspondant au premier maximum  $y_{Max}$  de la réponse indicielle, en précisant que

$$D = 100 \times \left( \frac{y_{Max} - E}{E} \right) \text{ est en \%}$$

Pour un système du deuxième ordre, on

$$\text{démontre que } D = 100 \times \exp\left(-\pi \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)$$

Plus le dépassement est grand, moins le système bouclé a un degré de stabilité suffisant. Dans la pratique, il est souhaitable que l'asservissement fonctionne de manière telle que  $0,43 \leq \xi \leq 1$  pour obtenir le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité en boucle fermée. D'où le tableau indicatif ci-dessus.

Par définition, la pulsation de transition  $\omega_T$  est telle que la fonction de transfert à retour unitaire en boucle ouverte a pour module l'unité. Ce qui signifie :

$$|T(j\omega_T)| = 1 \text{ en l'absence de correction ;}$$

$$|T_c(j\omega_{CT})| = |C_{corr}(j\omega_{CT})| \times |T(j\omega_{CT})| = 1 \text{ après correction (voir fiche 40).}$$

La correction modifie généralement la valeur de la pulsation de transition. D'après ce tableau, la valeur de  $\xi$  la plus intéressante est 0,707.

**Pièges à éviter**

Très souvent, l'utilisateur préfère obtenir un modèle du système destiné à être asservi. Et par la suite, il utilise ce modèle pour tester diverses simulations en se servant de logiciels. Il faut veiller à la validité des modèles et savoir qu'une légère erreur dans les valeurs numériques obtenues peut faire passer un système bouclé stable à un système instable. En observant le tableau 38.2, on constate qu'en passant de  $K = 0,5$  à  $K = 1,35$ , c'est-à-dire en multipliant seulement par 3 (environ), on obtient un dépassement qui va de 4,3 %, qui est très raisonnable, à 22 % qui est ce qui est le maximum acceptable. Toute augmentation de K au-delà de la valeur 1,35 rend le système quasi-incontrôlable.

L'utilisateur a donc toujours intérêt à commencer par régler le système bouclé à une valeur faible de K pour éviter tout risque d'instabilité, quitte à obtenir une faible précision et une faible rapidité.

### Objectifs

La plupart des signaux utilisés pour la commande ou pour le contrôle des machines sont analogiques.

Dans le domaine industriel, ce qui compte c'est de **pouvoir reproduire** facilement, sans grande dispersion des caractéristiques, **un système ou une commande**. Ceci suppose que l'on ne soit pas astreint à chaque cas à des réglages expérimentaux mais que de véritables **procédures systématiques** puissent être utilisées par n'importe quel opérateur.

Dans l'état actuel des techniques, l'utilisation de la commande numérique par automate ou par processeur répond à ces critères. Les avantages sont nombreux :

- ✓ la commande est facile à identifier par un organigramme clair indépendant du langage utilisé pour mettre en action le processeur ;
- ✓ elle est facile à reproduire, il suffit de relancer le programme ;
- ✓ elle est généralement facile à modifier, il suffit d'intervenir soit sur une mémoire reprogrammable (EEPROM), soit sur une mémoire vive (SRAM) ;
- ✓ l'utilisation d'une mémoire vive est non seulement utile pour le programme du processeur, mais aussi pour stocker des données qui peuvent faire évoluer le processus de commande ;
- ✓ pour certains processeurs, il est possible d'intervenir « en temps réel » pour modifier ou faire évoluer le programme, en utilisant un micro-ordinateur ;
- ✓ le développement d'algorithmes de plus en plus performants : transformée de Fourier rapide, convolution, corrélation, calcul matriciel, filtrage numérique... fait qu'il est de plus en plus facile de connaître et d'analyser « en temps réel » le comportement du système.

C'est ce dernier avantage qui est le plus prometteur dans l'amélioration de la commande des moteurs, et c'est pourquoi des constructeurs de processeurs de signal (DSP) développent des composants spécialisés comme l'ADMC401 de Analog Devices ou le LF2407 de Texas Instruments qui permettent le contrôle aussi bien du moteur à courant continu que du moteur pas à pas, ou des moteurs synchrone ou asynchrone. Certaines commandes par FPGA sont également envisageables.

Cependant, le simple bon sens montre qu'il vaut mieux diversifier les protections et les limitations, tout en leur imposant une priorité :

- ✓ **limitation numérique**, par le processeur en fonctionnement normal,
- ✓ protection analogique en cas d'urgence.

Pour l'industriel, la commande analogique reste avantageuse dès que l'on se contente de performances modestes ou que l'on recherche la simplicité. Les composants utilisés sur les cartes électroniques sont essentiellement des transistors et des amplificateurs opérationnels, peu coûteux et faciles à se procurer sur le marché.



REPÈRES

Ici, la période  $T_s$  n'est pas faible devant les constantes de temps du système. On désigne par  $f_H$  la fréquence la plus haute du système régulé en boucle fermée. En pratique, on prend :

$$5f_H < \frac{1}{T_s} < 25f_H$$

On utilise la transformée de Laplace des signaux échantillonnés, ce qui permet par la suite le passage à la transformée en  $z$  qui est la mieux adaptée à ce type d'étude, ce qui donne :

$$z^{-1} = e^{-sT_s}$$

L'étude d'un système bouclé à partir de la transformée en  $z$  ressemble à celle vue au chapitre précédent. On identifie le système analogique et on détermine sa fonction de transfert  $T(s)$ .

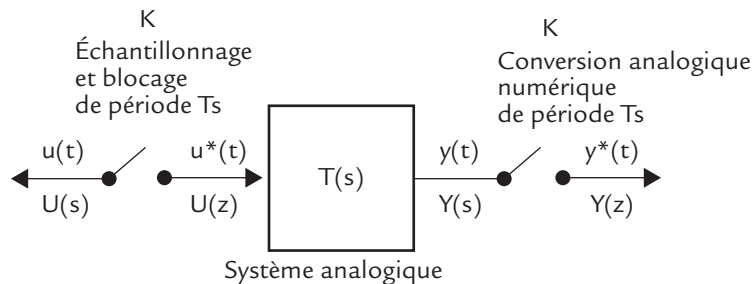


Figure 39.1 Commande numérique d'un système

Le système est échantillonné et bloqué à l'entrée. Les interrupteurs  $K$  sont commandés à la période  $T_s$  (voir figure 39.1). On note  $u^*(t)$  le signal échantillonné et bloqué de  $u(t)$  et  $y^*(t)$  le signal échantillonné et bloqué de  $y(t)$ . La fonction de transfert  $B(s)$  d'un bloqueur d'ordre zéro est  $B(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s}$ . On

associe à  $u^*(t)$  sa transformée de Laplace notée  $U^*(s)$  et sa transformée en  $z$  notée  $U(z)$  ; de même la transformée en  $z$  de  $y^*(t)$  est notée  $Y(z)$ .

L'utilisation d'un échantillonneur-bloqueur impose le passage suivant de la transformée de Laplace à la transformée en  $z$ .

On passe de  $T(s) = \frac{Y(s)}{U(s)}$  à la fonction  $G(z)$  associée en calculant

$$G(z) = (1 - z^{-1}) Z \left[ \frac{T(s)}{s} \right] = \frac{Y(z)}{U(z)}.$$

**Remarque :** pour obtenir un signal numérique  $y(nT_s)$  à partir de  $y(t)$ , il est nécessaire d'installer un convertisseur analogique numérique. La transformée en  $z$  de  $y(nT_s)$  est  $Y(z)$ . Mais en automatique, on exprime  $Y(z)$  en introduisant un **échantillonneur fictif** (représenté en pointillé sur la figure) à partir de  $Y(s)$ .

L'analyse d'un système échantillonné (ou discrétisé) est semblable à celle d'un système analogique (ou continu).

L'**identification** des paramètres du système consiste encore à rechercher une modélisation analogique. L'identification consiste à valider le modèle utilisé.

La **grandeur de sortie  $y$**  est convertie en signal électrique grâce à un capteur. On convertit ce signal en une suite d'échantillons numériques  $y(nT_s)$  exprimés sur  $N_D$  bits.

La **stabilité** du système numérique bouclé est généralement évaluée à partir du système en boucle fermée.

La **précision** du système bouclé consiste à étudier l'évolution de l'erreur  $\varepsilon(nT_s) = y_c(nT_s) - y(nT_s)$  en fonction du temps pour une réponse à une consigne donnée  $y_c(nT_s)$  : échelon, rampe ou parabole.

La **rapidité** du système numérique bouclé est évaluée à partir du système en boucle fermée soumis à un échelon unitaire. On recherche le plus souvent une « réponse plate ». Le **correction d'un système échantillonné** fait appel soit à des méthodes semblables à celle d'un système analogique (correcteurs numériques PI, PD ou PID), soit à des correcteurs numériques d'optimisation (voir fiche 40).



## SAVOIR-FAIRE

### Calcul de la fonction de transfert

Observons la figure 39.2.

La correction du système est **numérique**, introduite par le filtre de fonction de transfert  $C(z)$ . Le **retour est unitaire**. On a encore  $\varepsilon(z) = Y_c(z) - Y(z)$ .

$$\text{Posons } T_{corr}(z) = C(z) \cdot (1 - z^{-1}) Z \left[ \frac{T(s)}{s} \right] = C(z)G(z) = \frac{Y(z)}{\varepsilon(z)}.$$

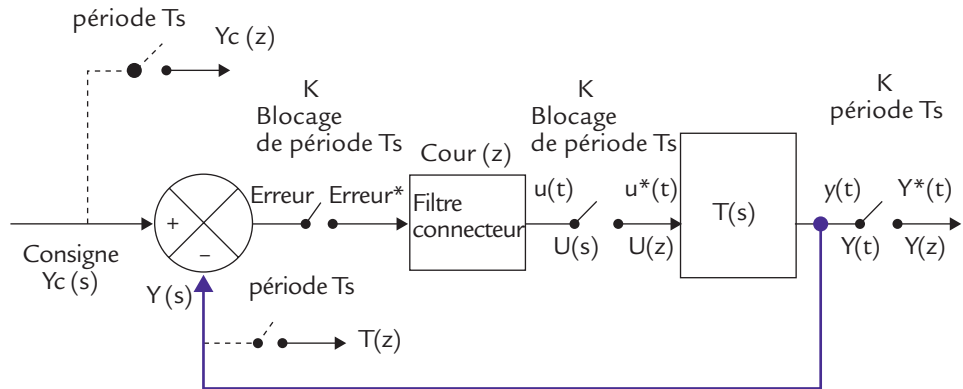


Figure 39.2 Deux échantillonneurs bloqueurs et un correcteur numérique

On obtient les relations suivantes en boucle fermée :

$$\varepsilon(z) = \frac{Y_c(z)}{1 + T_{corr}(z)}$$

$$T'_{corr}(z) = \frac{T_{corr}(z)}{1 + T_{corr}(z)} = \frac{Y(z)}{Y_c(z)}$$

On rappelle que  $G(z)$  est la fonction du système (en  $z$ ) sans correction. La relation  $T_{corr}(z) = C(z)G(z) = \frac{Y(z)}{\varepsilon(z)}$ , fait apparaître un terme  $C(z)$  en facteur avec  $G(z)$ .

Il est alors possible d'utiliser les performances des filtres correcteurs numériques et choisir  $C(z)$  pour optimiser le produit  $C(z)G(z)$ .

**Remarque :** Ce type de correcteur n'est lui-même qu'un cas particulier d'un correcteur dit « RST » dont la structure est examinée à la fiche 40.

## Stabilité d'un système numérique

### Critère de stabilité

Soit un système caractérisé par sa fonction de transfert  $G(z)$ . La réponse impulsionnelle de ce système est  $Y_\delta(z) = G(z) \cdot 1$ . Il est généralement possible d'écrire :

$$Y_\delta(z) = G_0 \frac{\prod_k (z - z_k)}{\prod_{i=1}^n (z - z_i)}$$

où  $G_0$  est le gain,  $n$  l'ordre du système, les  $z_i$  sont les pôles et les  $z_k$  sont les zéros.

**Théorème** : Le système est stable si et seulement si tous ses pôles  $z_i$  sont à l'intérieur du cercle unité. Plus les pôles sont à l'intérieur et loin du « bord » du cercle, plus le système est stable.

### Critère de Jury

Ce critère impose des conditions sur les coefficients en  $z$  du dénominateur de la fonction de transfert. Il s'applique pour tous les systèmes numériques exprimés par  $T(z)$  quel que soit l'ordre  $n$ .

Pour le deuxième ordre, au dénominateur on obtient :

$D(z) = z^2 + a_1 z + a_0$ , ou bien  $D(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_0 z^{-2}$ , selon le choix de notation en transformée en  $z$ .

Le critère de Jury impose simultanément  $a_0 > -1 + a_1$  ;  $a_0 < 1$  et  $a_0 > -1 - a_1$ . Dans le plan  $(a_1, a_0)$ , ceci s'exprime par le triangle de stabilité (voir figure 39.3).

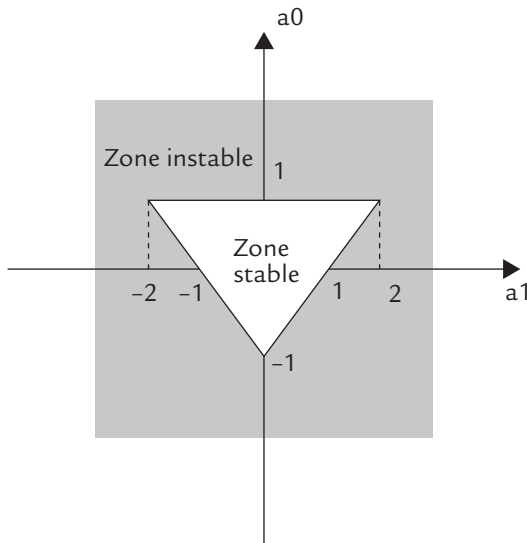


Figure 39.3 Triangle de stabilité pour un système du deuxième ordre



EN PRATIQUE

### Précision d'un système numérique

Le théorème de la valeur finale est le suivant lorsqu'on utilise la transformation en  $z$  :

$$\varepsilon(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (z-1) \varepsilon(z)$$

Et si  $G(z)$  désigne la fonction de transfert en boucle ouverte on écrit :

$$\varepsilon(z) = \frac{y_c(z)}{1+G(z)} = \frac{y_c(z)}{1+K \frac{1}{(1-z)^\alpha} \frac{N(z)}{D(z)}}$$

où  $\alpha$  est la classe (ou le type) de l'asservissement. L'erreur  $\varepsilon(\infty)$  de régime permanent est présentée au tableau 39.1.

Tableau 39.1 Erreur selon la classe et selon la consigne

| $y(n T_s)$              | Classe $\alpha = 0$ | Classe $\alpha = 1$ | Classe $\alpha = 2$ |  |
|-------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--|
| échelon( $T_s$ )        | $\frac{1}{1+K}$     | 0                   | 0                   | Précision en position                        |
| $n T_s$                 | $\infty$            | $\frac{T_s}{K}$     | 0                   | Précision en vitesse<br>(Erreur de traînage) |
| $\frac{1}{2} (n T_s)^2$ | $\infty$            | $\infty$            | $\frac{T_s}{K}$     | Précision en accélération                    |

### Rapidité d'un système numérique

L'originalité de la commande numérique d'un système bouclé est la possibilité d'obtenir une réponse en quelques périodes d'échantillonnage  $T_s$  appelée encore réponse en temps minimal.

Après une période d'échantillonnage  $T_s$ , la sortie  $y(nT_s)$  est **identique** à la consigne  $y_c(n T_s)$  : la réponse est dite « pile » ou « plate » (voir la fiche 40).

Si la consigne est telle que :

- $y_c(nT_s)$  est un échelon unitaire. Alors la sortie  $y(nT_s)$  est identique à la consigne  $y_c([n-1] T_s)$  soit  $Y(z) = z^{-1} Y_c(z) = 1 - (1 - z^{-1}) Y_c(z)$  ;
- $y_c(nT_s)$  est une rampe. On démontre que  $Y(z) = 1 - (1 - z^{-1})^2 Y_c(z)$ .

Un choix judicieux de la période  $T_s$  est nécessaire pour que la variation ne soit pas trop brutale à la fois pour la machine et pour le convertisseur de puissance qui l'alimente. La correction de l'asservissement doit s'efforcer d'obtenir ce résultat (voir la fiche 40).

### Remarques :

- Dans certains cas, on accepte que la réponse soit « plate » au bout de deux périodes  $T_s$ . Le filtre correcteur est alors plus facile à réaliser et la réponse indicielle moins abrupte.
- Si la correction permet d'obtenir une erreur nulle en une ou deux périodes d'échantillonnage  $T_s$ , ce n'est pas pour autant que l'erreur « analogique » sera nulle. Mais elle sera indécélable par le correcteur numérique.

Le concepteur d'une commande numérique peut en définitive utiliser deux démarches :

- soit considérer que **la période  $T_s$  est très faible** devant toutes les constantes de temps du système commandé. Tous les processus sont alors quasi-analogiques et l'on peut utiliser les méthodes du chapitre précédent. Les fonctions de transfert sont exprimées en utilisant **la transformation de Laplace**. Toutefois, la commande est numérique et il est possible de la transformer en un système « intelligent » comportant un microcontrôleur ou un DSP ;
- soit considérer que **la période  $T_s$  n'est pas faible** devant toutes les constantes de temps du système commandé. Les fonctions de transfert sont exprimées en utilisant **la transformation en z**. La commande est nécessairement numérique et étudiée comme telle. Bien entendu, il est encore possible de la transformer en un système « intelligent » constitué d'un microcontrôleur d'un PIC ou d'un DSP.

Une fois choisie la valeur de  $T_s$ , la commande numérique doit assurer les critères suivants :

- **une bonne adaptation des données** fournies en multiplexage par les capteurs : elles doivent être traitées sans difficulté par le processeur. Ceci suppose que le nombre de bits  $N_D$  des données soit inférieur ou égal à  $N$ , le nombre de bits de fonctionnement du processeur. Si ce n'est pas le cas (processeur à 8 bits pour des données exprimées en 12 bits), il faut utiliser la « double précision » ;

### Conseils

La règle est que l'information contenue dans le signal électrique fourni par un capteur doit reproduire le plus fidèlement possible celle qui est contenue dans le phénomène physique capté. On désigne par  $y(nT_e)$  cette grandeur, où  $n$  est le numéro de l'échantillon. Un choix essentiel du concepteur est la période d'échantillonnage  $T_e$  qui est la même pour toutes les grandeurs discrétisées du système. Dans l'état actuel des techniques,  $T_s$  reste très supérieure aux durées de commutation des composants de puissance.

**N.B.**  $T_e = T_s = T_{\text{sampling}}$  = période d'échantillonnage en anglais.

- que le multiplexage soit tel que les données puissent être traitées durant  $T_s$  sans perte de contrôle par le processeur, **et ceci quelle que soit l'évolution possible du système.**
- **une bonne adaptation des algorithmes** de commande et de contrôle aux caractéristiques du système à contrôler,
  - S'il s'agit d'une commande en boucle ouverte, elle doit permettre l'évolution progressive des variables d'état en toute sécurité dans le domaine précisé par le constructeur du système, si possible en optimisant les pertes.
  - S'il s'agit d'une commande en boucle fermée, elle doit permettre un asservissement ou une régulation en toute sécurité en respectant les critères de stabilité, de précision et de rapidité.
- **une interface fiable** entre la commande numérique et le convertisseur de puissance ;
- **une grande puissance de calcul** du processeur ; ceci signifie un nombre de bits  $N$  plutôt élevé (16, voire 32 bits) et un noyau de calcul du composant permettant un grand nombre d'opérations différentes. Il est alors possible d'y implanter des algorithmes complexes (filtres, matrices, transformées...).
- **une facilité de programmation** ; elle est caractérisée par un organigramme clair et aisé à transposer en langage assembleur ou en langage « C ».
- **un grand espace mémoire** ; les filtres utilisant la convolution fonctionnent d'autant mieux que le nombre d'échantillons de calcul est élevé.

Le langage « C » apparaît aujourd'hui comme « universel » par les processeurs. Un compilateur est néanmoins nécessaire et spécifique à chaque composant pour convertir le programme du langage « C » en langage assembleur. Cette conversion est rarement optimale.

### Objectifs

On présente des filtres correcteurs analogiques de fonction de transfert  $C(s)$  ou numériques de fonction de transfert  $C(z)$  qui s'insèrent dans la chaîne principale de l'asservissement, pour obtenir un bon compromis entre trois exigences essentielles d'un système bouclé :

- ✓ Stabilité,
- ✓ Précision,
- ✓ Rapidité.

Les méthodes de corrections sont plus nombreuses pour les asservissements numériques que pour les systèmes analogiques.



### REPÈRES

#### Les systèmes analogiques

Les filtres les plus classiques sont :

- l'amplification simple (correcteur proportionnel) notée  $K$ ,
- le filtre  $PI$  proportionnel et intégral noté  $K_I \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} \right)$ ,
- le filtre  $PD$  proportionnel et dérivé noté  $K_D (1 + s\tau_D)$ ,
- le filtre  $PID$  proportionnel intégral et dérivé noté  $K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} + s\tau_D \right)$ .

Pour ce filtre, on choisit nécessairement  $\tau_D \ll \tau_I$ . Le correcteur PID est

intégrateur en basse fréquence et dérivateur en « haute » fréquence.

#### Les fonctions de transfert modèles en boucle fermée de systèmes analogiques

Le tableau 40.1 suivant répertorie les cas les plus classiques et les filtres correcteurs les plus appropriés pour améliorer la stabilité (les cases blanches sont inutilisées).

Tableau 40.1 Correction de systèmes donnés par la fonction de transfert en boucle ouverte

| T(s) en boucle ouverte               | Correction P      | Correction PI     | Correction PD     | Correction PID    | Remarques                |
|--------------------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|--------------------------|
| $\frac{K}{1+s\tau}$                  | Stabilité absolue | Stabilité absolue |                   |                   | Système du premier ordre |
| $\frac{K}{(1+s\tau)^2}$              | Stabilité absolue | Stabilité absolue |                   | Stabilité absolue |                          |
| $\frac{K}{(1+s\tau)^3}$              |                   | Stabilité limitée |                   | Stabilité absolue | n > 2 : Modèle de Strejc |
| $\frac{K}{(1+s\tau)^n}$              |                   | Stabilité limitée |                   | Stabilité limitée | n > 2 : Modèle de Strejc |
| $\frac{K \exp(-s\tau_N)}{1+s\tau_D}$ |                   | Stabilité limitée |                   | Stabilité limitée | Modèle de Broïda         |
| $\frac{1}{s\tau}$                    | Stabilité absolue | Stabilité absolue |                   |                   | Intégrateur pur          |
| $\frac{K}{s\tau(1+s\tau)}$           | Stabilité absolue |                   | Stabilité absolue | Stabilité limitée | Modèle de référence      |
| $\frac{K}{s\tau(1+s\tau)^2}$         | Stabilité limitée |                   | Stabilité absolue | Stabilité limitée |                          |
| $\frac{K}{s\tau(1+s\tau)^n}$         |                   |                   | Stabilité limitée | Stabilité limitée | n > 2                    |
| $\frac{\exp(-s\tau_N)}{s\tau_D}$     |                   |                   | Stabilité limitée | Stabilité limitée |                          |

En définitive, le cas le plus intéressant est la fonction « de référence » du deuxième ordre  $T_R(s) = \frac{K}{s\tau(1+s\tau)}$  qui est stable avec une correction proportionnelle et qui est de classe 1, donc qui permet un asservissement de précision. Selon la fonction d'origine, il est souhaitable d'obtenir le type de fonction  $T_R(s)$  après correction PI ou PD.



## SAVOIR-FAIRE

### Correction « empirique » par la méthode de Ziegler et Nichols pour les systèmes analogiques

Une approche expérimentale est souvent effectuée pour les corrections de régulateurs.

**Méthode du « pompage ».** Celle-ci consiste à tester le régulateur en correction proportionnelle de niveau  $K$  en boucle fermée. La fonction de transfert sera donc :

$$\frac{y}{y_c} = T'(s) = \frac{K T(s)}{1 + K T(s)}$$

On monte la valeur de  $K$  jusqu'à obtenir des oscillations d'instabilité (ou pompage) de période  $t_0$ . On note la valeur  $K_0$  correspondante, ce qui permet de déterminer la valeur des filtres correcteurs (voir tableau 40.2).

**Méthode de la réponse indicielle.** La méthode de Ziegler et Nichols considère pour certains systèmes que la réponse indicielle provient d'une fonction « intégrateur et retard » :

$$T_{ZN}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{s}$$

La réponse indicielle est alors une « rampe » décalée dans le temps  $y = T_0(t - \tau_N)$ . On choisit les filtres correcteurs  $P$ ,  $PI$  et  $PID$  dans le tableau 40.2 selon la méthode utilisée.

**Tableau 40.2** Correction selon les deux méthodes de Ziegler et Nichols

| T(s)<br>du correcteur                              | Essai indiciel ( $T_0, \tau_N$ ) |                       | Pompage ( $K_0, t_0$ ) |                     |                      |
|--|----------------------------------|-----------------------|------------------------|---------------------|----------------------|
| $K$  | $K = \frac{1}{T_0 \tau_N}$       |                       | $K = 0,5 K_0$          |                     |                      |
| $K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} \right)$           | $K = \frac{0,9}{T_0 \tau_N}$     | $\tau_I = 3,3 \tau_N$ | $K = 0,45 K_0$         | $\tau_I = 0,83 t_0$ |                      |
| $K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} + s\tau_D \right)$ | $K = \frac{1,2}{T_0 \tau_N}$     | $\tau_I = 2 \tau_N$   | $\tau_D = 0,5 \tau_N$  | $K = 0,6 K_0$       | $\tau_D = 0,125 t_0$ |

## Les correcteurs classiques des boucles numériques

On retrouve en commande numérique les correcteurs classiques  $P$ ,  $PI$ ,  $PD$  et  $PID$ . Rappelons que toute fonction d'un « appareil correcteur »  $A(s)$  donne,

après échantillonnage – blocage, la fonction  $C(z) = (1 - z^{-1}) Z \left[ \frac{A(s)}{s} \right]$ .

Cas de l'intégrateur  $A(s) = \frac{1}{s\tau_i}$ . Ce qui donne après utilisation des tables de

conversion et la relation de récurrence :  $s(n+1) = s(n) + \left( \frac{T_s}{\tau_i} \right) e(n)$

Cas du dérivateur  $A(s) = s\tau_D$ . On obtient alors  $D(z) = (1 - z^{-1}) Z[\tau_D]$ . Ce qui

donne  $D(z) = \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) \frac{(z-1)}{z} = \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) (1 - z^{-1}) = \frac{S(z)}{E(z)}$

et la relation de récurrence du filtre :  $s(n+1) = \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) [e(n+1) - e(n)]$

**Cas du PID.** En utilisant la linéarité de la transformation :

$$C_{PID}(z) = K \left[ 1 + \left( \frac{T_s}{\tau_i} \right) \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})} + \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) (1 - z^{-1}) \right] = \frac{S(z)}{E(z)}$$

et on en déduit la relation de récurrence du filtre  $PID$  :

$$s(n+1) = s(n) + K e(n+1) \left( 1 + \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) \right) - K e(n) \left( 1 - \left( \frac{T_s}{\tau_i} \right) + 2 \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) \right) + K e(n-1) \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right)$$

Cas particulier, le correcteur  $PI$ . On fait  $\tau_D = 0$ . On obtient :

$$C_{PI}(z) = K \left[ 1 + \left( \frac{T_s}{\tau_i} \right) \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})} \right] = \frac{S(z)}{E(z)}$$

On en déduit la relation de récurrence du filtre  $PI$  :

$$s(n+1) = s(n) + K e(n+1) - K e(n) \left( 1 - \left( \frac{T_s}{\tau_i} \right) \right)$$

Autre cas particulier, le correcteur PD. On fait  $\tau_I = \infty$ . On obtient alors :

$$C_{PD}(z) = K \left[ 1 + \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) (1 - z^{-1}) \right] = \frac{S(z)}{E(z)}$$

et la relation de récurrence du filtre PD :

$$s(n+1) = K e(n+1) \left( 1 + \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right) \right) - K e(n) \left( \frac{\tau_D}{T_s} \right)$$

Ces correcteurs jouent le même rôle que les correcteurs analogiques. Une approche expérimentale est souvent effectuée pour la détermination des coefficients de  $C(z)$ .

**Méthode du « pompage ».** Elle consiste à tester le régulateur en correction proportionnelle de niveau  $K$  en boucle fermée. La fonction de transfert s'écrit :

$$G'(z) = \frac{K G(z)}{1 + K G(z)}$$

On monte la valeur de  $K$  jusqu'à obtenir des oscillations d'instabilité (ou pompage) de période  $t_0$ . On note la valeur  $K_0$  correspondante, ce qui permet de déterminer la valeur des filtres correcteurs.

**Méthode de la réponse indicielle.** À partir de la méthode de Ziegler et Nichols, on considère que la réponse indicielle analogique provient d'une fonction « intégrateur et retard » :

$$T_{ZN}(s) = \frac{T_0 e^{-s\tau_N}}{s}$$

On obtient le correcteur PI numérique par l'expression suivante :

$$C_{PI}(z) = K_p + K_I \frac{T_s}{1 - z^{-1}}$$

et d'autre part, le correcteur PID numérique :

$$C_{PID}(z) = K_p + K_I \frac{T_s}{1 - z^{-1}} + K_D \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$$

On choisit les coefficients des filtres correcteurs  $P$ ,  $PI$  et  $PID$  dans le tableau 40.3 (coefficients dits de Takahashi) selon la méthode utilisée.

Tableau 40.3 Paramètres d'un correcteur selon Takahashi

|     | Essai indiciel ( $T_0, \tau_N$ )                       |  |                         | Pompage ( $K_0, t_0$ )          |                             |                             |
|-----|--|--|-------------------------|---------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| P   | $K_p = \frac{1}{T_0 (\tau_N + T_s)}$                   |  |                         | $K_p = 0,5 K_0$                 |                             |                             |
| PI  | $K_p = \frac{1}{T_0 (\tau_N + 0,5T_s)}$<br>- 0,5 $K_i$ | $K_i = \frac{0,27}{T_0 (\tau_N + 0,5T_s)^2}$ |                         | $K_p = 0,45 K_0$<br>- 0,5 $K_i$ | $K_i = \frac{0,54K_0}{t_0}$ |                             |
| PID | $K_p = \frac{1,2}{T_0 (\tau_N + T_s)}$<br>- 0,5 $K_i$  | $K_i = \frac{0,6}{T_0 (\tau_N + 0,5T_s)^2}$  | $K_D = \frac{0,5}{T_0}$ | $K_p = 0,6 K_0$<br>- 0,5 $K_i$  | $K_i = \frac{1,2K_0}{t_0}$  | $K_D = \frac{3K_0 t_0}{40}$ |



EN PRATIQUE

### Correction des asservissements de position analogiques

Dans ce type d'asservissement, la fonction « intégrateur » est déjà réalisée par le capteur de position. En effet, la commande du moteur agit sur la vitesse, mais le capteur de rétro-action est sensible à la position angulaire  $\theta$  qui correspond à l'intégrale de la vitesse. La fonction de transfert en boucle ouverte est donc nécessairement de classe 1 au minimum.

Si un capteur de vitesse (une dynamo tachymétrique...) est disposé dans la boucle, il est possible de réaliser une **action dérivée** (de la position) sur l'asservissement sans utiliser de correcteur *PD*. Cette action dite de **correction tachymétrique** a pour but généralement d'améliorer la stabilité tout en assurant une grande rapidité à l'asservissement ainsi réalisé. De plus en plus, si l'on dispose de « l'information » position angulaire  $\theta$ , par un codeur absolu, on préfère effectuer la dérivation par calcul numérique en utilisant un processeur.

### Correction par placement de pôles des asservissements numériques

Cette méthode est surtout utilisée pour les systèmes du second ordre. On a par exemple une fonction de transfert en boucle ouverte non corrigée du type :

$$G(z) = G_0 \frac{z - z_0}{(z - z_1)(z - z_1^*)}$$

**Remarque :** les pôles de  $G(z)$  sont complexes conjugués.

On veut qu'en boucle ouverte, après correction, on ait une compensation des pôles et des zéros, une intégration et un pôle de « contrôle » noté  $\alpha$ . On souhaite obtenir :

$$T'_{corr} = C(z)G(z) = \frac{K G_0}{(z-1)(z-\alpha)}$$

Soit en remplaçant :

$$C(z) = \left[ \frac{K}{(z-1)(z-\alpha)} \right] \left[ \frac{(z-z_1)(z-z_1^*)}{(z-z_0)} \right]$$

$K$  et  $\alpha$  sont deux paramètres de réglage. On aboutit en boucle fermée à :

$$T'_{corr} = \frac{\frac{K G_0}{(z-1)(z-\alpha)}}{1 + \frac{K G_0}{(z-1)(z-\alpha)}} = \frac{K G_0}{(z-1)(z-\alpha) + K G_0}$$

On s'impose une fonction en boucle fermée  $T'_{corr}$ , ce qui permet d'obtenir les coefficients  $K$  et  $\alpha$ .

Selon le théorème de la valeur finale :

$$\lim_{z \rightarrow 1} \left[ (z-1) \left( \frac{z}{z-1} \right) T'_{corr} \right] = \lim_{z \rightarrow 1} \left[ \frac{z K G_0}{(z-1)(z-\alpha) + K G_0} \right] = 1$$

Le gain « statique » de  $T'_{corr}$  est de 1. Par définition, c'est une fonction de transfert de niveau 1 avec correction du second ordre, lorsqu'on applique l'échelon unité au système.

## Correction d'un asservissement numérique pour une réponse en un temps minimal (Réponse « pile »)

On souhaite réaliser une correction d'un système numérique qui aboutisse à un fonctionnement en boucle fermée qui soit à la fois stable précis et rapide.

On se limite ici à deux cas classiques : consigne échelon, puis consigne en rampe.

### La consigne en échelon

La précision sera assurée si la fonction obtenue en boucle ouverte après correction est un intégrateur pur.  $T_{corr}(z) = C(z)G(z) = \frac{K}{z-1}$ . On obtient

$$C(z) = \frac{K}{z-1} \frac{1}{G(z)}. \text{ Ce filtre n'est réalisable}$$

que si le degré en  $z$  du numérateur est égal ou inférieur à une unité au degré du dénominateur. La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$T'_{corr} = \frac{K}{z-(1-K)}$$

Elle n'est stable que si le module du pôle est inférieur à l'unité. Ce qui implique  $0 < K < 2$ .

Le choix de  $K$  impose l'allure de la réponse indicielle.

Si  $1 < K < 2$ , le pôle est négatif, la réponse est instable et « oscillante ».

Si  $0 < K < 1$ , le pôle est positif et la réponse est stable, en montée « lente ».

Si  $K = 1$ , l'échelon est recopié avec un pas de retard. La réponse est « pile » en un coup.

### La consigne est une rampe

La précision sera assurée si la fonction obtenue en boucle ouverte après correction est une double intégration :

$$T_{corr}(z) = C(z)G(z) = \frac{K}{(z-1)^2}.$$

Cependant, la fonction obtenue après correction en boucle fermée  $T'_{corr}$  n'est pas stable. On modifie le critère en ajoutant un zéro ( $z = z_0$ ) :

$$T_{corr}(z) = C(z)G(z) = \frac{K(z-z_0)}{(z-1)^2}$$

### Conseils

Dans la pratique, l'utilisateur se trouve devant deux options.

◆ **Un modèle précis et fiable du système** à asservir a été effectivement établi par diverses méthodes : Strejc, Broïda, ou par une analyse complète des équations régissant le fonctionnement du système. Alors la correction de l'asservissement, quelle soit analogique ou numérique, fait appel aux méthodes générales utilisant la transformation de Laplace (ou en  $z$  en cas d'asservissement numérique) pour s'efforcer de rendre l'erreur nulle en réponse indicielle ou à un échelon lorsque le temps  $t$  tend vers l'infini. Si l'asservissement est numérique, il est conseillé de corriger le système par placement de pôles, quand c'est possible, ou bien pour obtenir une réponse « pile » à un échelon ou à une rampe. La correction RST n'est utilisée que pour des systèmes complexes. La solution de l'identité de Bezout n'apporte pas toujours des réponses adéquates en pratique.

◆ **On n'a pas pu établir de modèle fiable du système.** Il faut alors utiliser la méthode approchée de Ziegler et Nichols en cas d'asservissement à correction analogique ou de Takahashi pour la correction numérique. Généralement, ces méthodes empiriques de correction suffisent pour des asservissements où les exigences sur l'erreur ne sont pas trop grandes, tout en maintenant une bonne stabilité.

Soit en boucle fermée :

$$T'_{corr} = \frac{K(z - z_0)}{z^2 + (K - 2)z + (1 - Kz_0)}$$

Un choix judicieux pour ce type de correction est le suivant :  $K = 2$  et  $z_0 = 0,5$ .

Alors :

$T'_{corr} = z^{-2}(2z - 1)$ . La consigne « rampe »  $y_c(n T_s)$  est « rejointe » par la sortie  $y(n T_s)$  en deux périodes  $T_s$ . La réponse est « pile » en deux coups.

### Correction numérique RST

On utilise trois « filtres » correcteurs disposés comme indiqué à la figure 40.1.

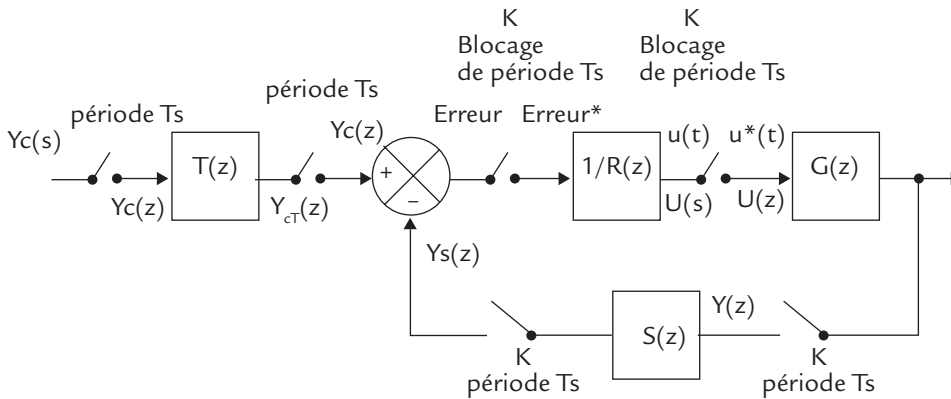


Figure 40.1 Principe de la correction « RST »

Soit  $G(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$ , fonction de transfert en boucle ouverte sans le correcteur.

Avec le correcteur, en tenant compte que le signal de retour s'écrit :

$$Y_s(z) = S(z) Y(z)$$

et que la consigne est modifiée :

$$Y_{cT}(z) = T(z) Y_c(z)$$

On obtient en boucle ouverte :

$$\frac{Y_s(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{G(z)S(z)}{R(z)} = \frac{B(z)S(z)}{A(z)R(z)}$$

Et en boucle fermée :

$$\frac{Y(z)}{Y_{cT}(z)} = \frac{G(z)}{R(z) + G(z)S(z)} = \frac{B(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)}$$

En tenant compte de l'ensemble :

$$T'_{corr} = \frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{T(z)B(z)}{A(z)R(z)+B(z)S(z)} = \frac{N(z)}{D(z)}$$

**Remarques :**

1. Les retards introduits par des puissances de  $z$  entre dénominateur et numérateur de  $G(z)$  ne peuvent pas être compensés par la correction RST. On a donc nécessairement  $\text{degré}(D) - \text{degré}(N) \geq \text{degré}(A) - \text{degré}(B)$

2. La correction par  $C(z)$  correspond au cas particulier où  $T(z) = S(z)$  et

$$C(z) = \frac{S(z)}{R(z)}.$$

Les polynômes  $R(z)$ ,  $T(z)$  et  $S(z)$  sont choisis de la manière suivante :

➤ **Le polynôme  $R(z)$**  neutralise les zéros (compensables) de  $B(z)$  donnant l'expression  $B_{zer}(z)$ , et introduit  $i$  intégrations pour assurer la précision. On note  $B(z) = B_{zer}(z) \cdot B_0(z)$ .

➤ On a donc :  $R(z) = (z - 1)^i B_{zer}(z) R_0(z)$

➤ **Le polynôme  $T(z)$**  assure le couplage avec la consigne d'entrée. Il fournit les zéros nécessaires  $N_{zer}(z)$  pour obtenir  $N(z) = N_{zer}(z) B_0(z)$ . On impose alors  $T(z) = N_{zer}(z) \cdot A_0(z)$  en choisissant  $A_0(z)$  relatif à  $A(z)$  de manière à satisfaire la condition :

➤  $\text{degré}(A_0) \geq 2 \times \text{degré}(A) - \text{degré}(D) - \text{degré}(B_{zer}) + i - 1$

➤ **Le polynôme  $S(z)$**  intervient dans l'équation du système bouclé. On obtient :

$$T'_{corr} = \frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{N_{zer}(z) A_0(z) B_{zer}(z) B_0(z)}{A(z)(z-1)^i B_{zer}(z) R_0(z) + B_{zer}(z) B_0(z) S(z)} = \frac{N_{zer}(z) B_0(z)}{D(z)} = \frac{N(z)}{D(z)}$$

Ce qui donne, en simplifiant :

$$\frac{A_0(z)}{A(z)(z-1)^i R_0(z) + B_0(z) S(z)} = \frac{1}{D(z)}$$

et nous amène à la condition suivante :

$$A(z)(z-1)^i R_0(z) + B_0(z) S(z) = A_0(z) D(z)$$

C'est une équation polynomiale encore appelée identité de Bezout. La solution est unique pour  $R_0(z)$  et  $S(z)$  avec des degrés convenablement choisis.

### Modèle du moteur utilisé

Il s'agit du moteur Leroy-Somer MS1 Classe F 801 L 06 de puissance nominale 0,44 kW, de vitesse nominale 1500 tr/min (soit 157 rad/s). Les données constructeur sont :

$L_a = 30 \text{ mH}$  ;  $J = 0,003 \text{ kg.m}^2$  (moteur seul) ;  $U_n = 170 \text{ V}$  ; couple nominal 3 N.m Classe F.

$I_F = 0,38 \text{ A}$  ;  $i_{an} = 3 \text{ A}$ . Rendement nominal hors excitation : 0,74.

On a mesuré :  $R = 5 \text{ ohms}$ . Le calcul montre que :  $K = \frac{170 - 5 \times 3}{157} = 0,987 \text{ Wb}$ .

On mesure  $L_a = 0,0243 \text{ H}$ . La constante de temps électrique vaut donc

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 4,86 \text{ ms} .$$

La méthode du ralentissement a donné  $J = 0,004 \text{ kg.m}^2$ , car le moteur est accouplé à une charge mécanique. La constante de temps électromécanique

$$\text{est donc } \tau_{em} = \frac{R J}{K^2} = 20,5 \text{ ms} .$$

Les autres pertes sont négligées. Le couple nominal résistant est de 3,25 N.m

Le hacheur se comporte comme un amplificateur de gain  $A = 100$ .

La constante de la dynamo tachymétrique est  $a = 0,01146$ .

### Commande sans limitation de courant

On considère le montage utilisé dans le logiciel SIMULINK à la figure 41.1. Le modèle du moteur est à blocs fonctionnels.

Le choix du PI correcteur est simple :  $K_v = 1$  et  $\tau_v = \tau_{em}$

Le système soumis en boucle fermée à un échelon de consigne (retardé de 1 seconde) est très stable, mais la « pointe » de courant est trop élevée au démarrage.

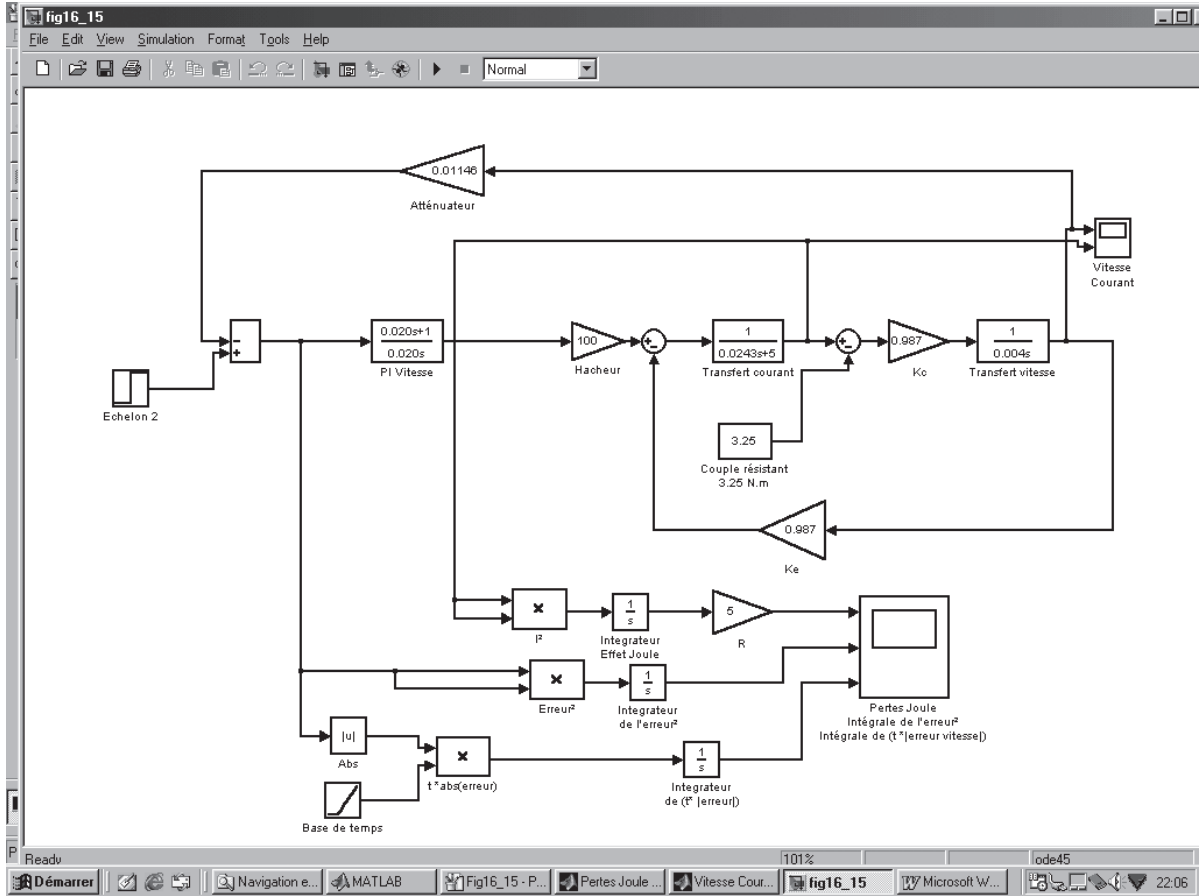


Figure 41.1 Schéma sur le logiciel SIMULINK d'une régulation de vitesse d'un moteur à courant continu sans limitation de courant

### Commande avec limitation de courant

Soit le montage considéré dans le logiciel SIMULINK à la figure 41.2. Le montage précédent est modifié uniquement par l'introduction d'une **non-linéarité** par « saturation » pour la limitation de courant. Le capteur de courant est tel que  $b = 0,1 \text{ ohm}$ . Le système est toujours soumis en boucle fermée à un échelon de consigne (retardé de 1 seconde).

Le choix du PI correcteur courant est :  $K_i = 1$  et  $\tau_i = \tau_e$ . La limitation du courant est fixée à 9 A ce qui fait presque 3 fois le courant nominal. Le choix du PI correcteur vitesse est :  $K_v = 15$  et  $\tau_v = 10 \tau_{em}$ . Le correcteur vitesse est plus « lent » que le correcteur courant. Le système est stable durant le démarrage et on constate un faible dépassement de la vitesse (voir la figure 41.3).

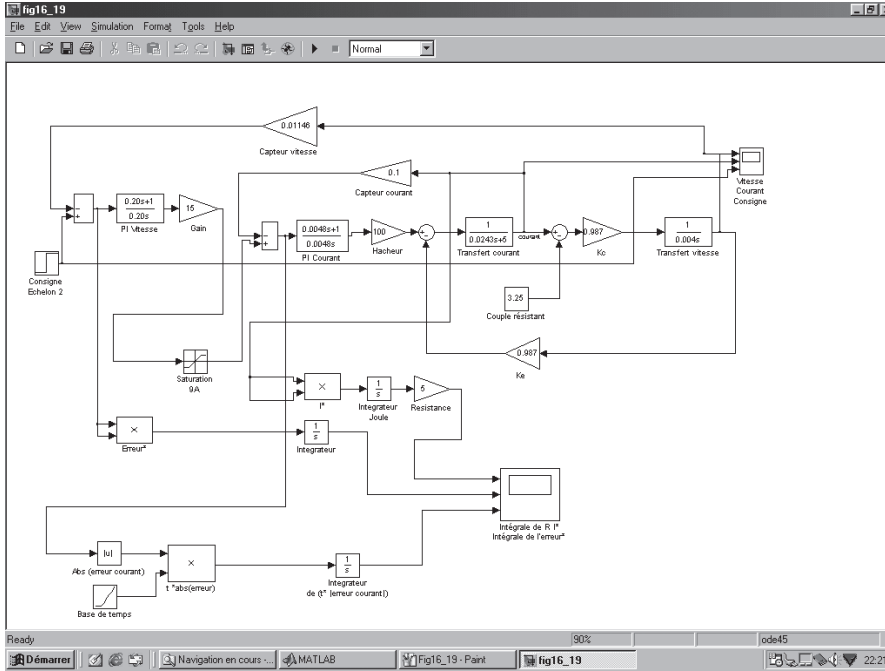


Figure 41.2 Schéma sur le logiciel SIMULINK d'une régulation « lente » de vitesse d'un moteur à courant continu avec limitation de courant

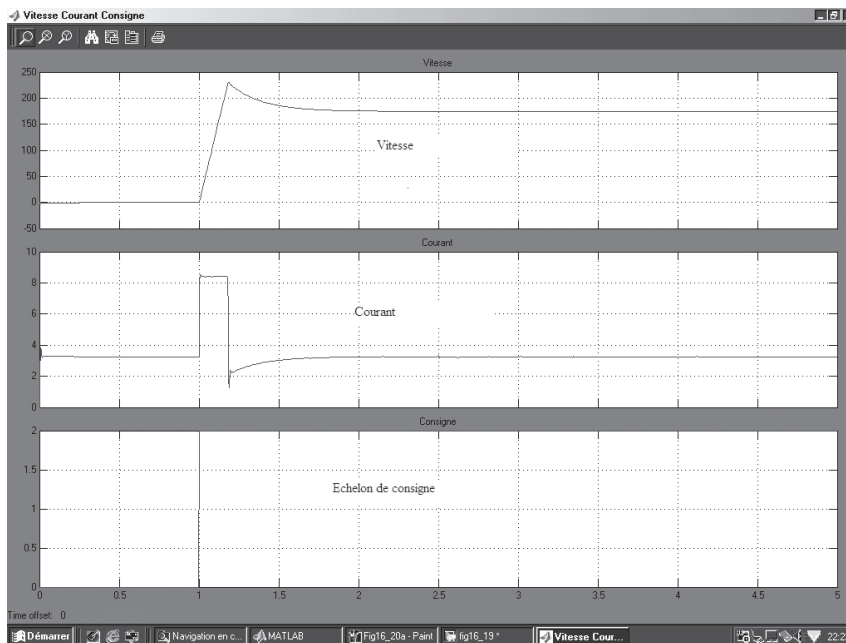


Figure 41.3 Courbes obtenues à partir du montage précédent.  
 En bas : la consigne de l'asservissement.  
 Au centre : l'évolution du courant avec sa limitation.  
 En haut : l'évolution de la vitesse.

On a pratiquement optimisé le choix des deux filtres correcteurs.

## Corrections sur un système numérique simple

On utilise comme moteur l'exemple précédent.

La constante de temps électrique est encore  $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 4,86 \text{ ms}$ .

La constante de temps électromécanique est  $\tau_{em} = \frac{R J}{K^2} = 20,5 \text{ ms}$ .

Le couple nominal résistant choisi est de 3,25 N.m.

Le hacheur se comporte comme un amplificateur de gain  $A = 100$ .

La constante de la dynamo tachymétrique est  $a = 0,01146$ .

La période d'échantillonnage choisie est  $T_e = 0,01 \text{ s}$  (supérieure à  $\tau_e$ ) ( $T_e = T_s$ ).

## Correction par correcteur PI

On convertit le correcteur *PI* utilisé en correcteur numérique.

On a  $C_{PI}(z) = K \left[ 1 + \left( \frac{T_e}{\tau_{em}} \right) \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})} \right]$  avec ici  $K = 1$ . Ce qui donne encore

$C_{PI}(z) = 1 + \left( \frac{T_e}{\tau_{em}} \right) \frac{1}{(z-1)}$  soit numériquement :

$$C_{PI}(z) = 1 + 0,487 \frac{1}{(z-1)} = \frac{z-0,513}{z-1}$$

La réponse indicielle est donnée à la figure 41.4. On note :

- En haut, la réponse en vitesse,
- Au centre la réponse en courant, avec une pointe importante de 35 A,
- En bas, l'évolution de l'erreur.

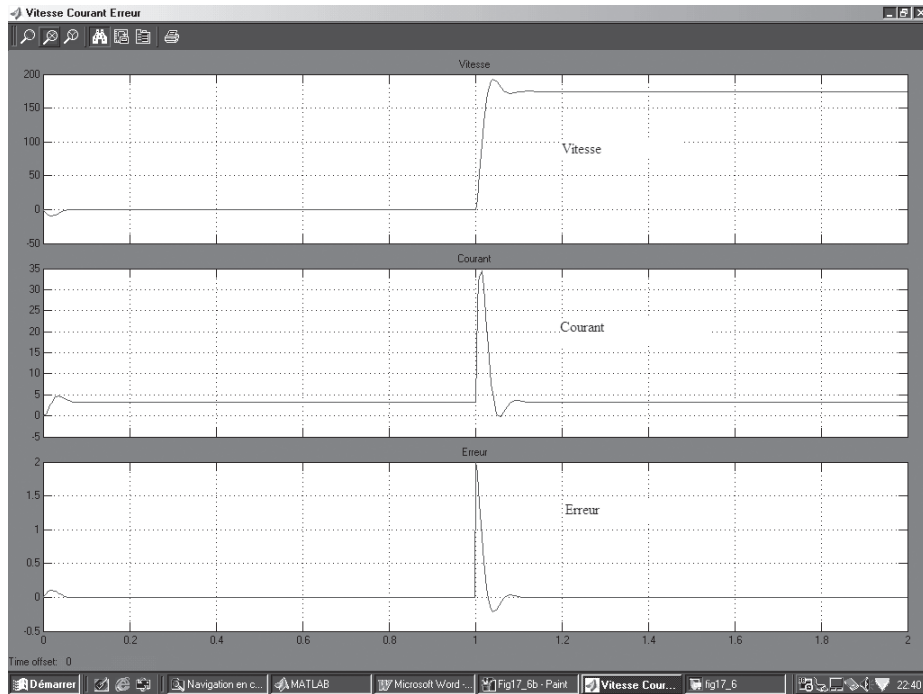
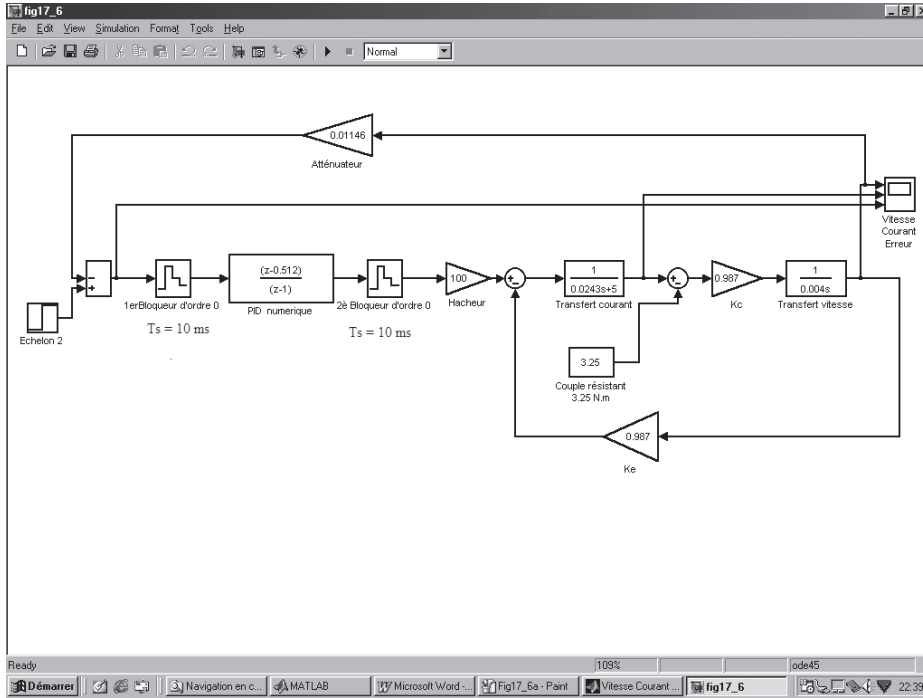


Figure 41.4 a) et b) Réponse indicielle d'un asservissement de vitesse corrigé par PI numérique

### Correction en réponse « pile »

On considère le système hacheur + moteur dans son ensemble. Pour simplifier, on écrit que la fonction de transfert est de la forme :

$$\frac{T(s)}{s} = \frac{G_0}{s(1+s\tau_{em})(1+s\tau_e)}$$

On est amené à poser :

$$D_m = e^{-\frac{T_e}{\tau_{em}}} = 0,6139$$

$$D_e = e^{-\frac{T_e}{\tau_e}} = 0,1245$$

$$G_0 = \frac{A}{K} = \frac{100}{0,987} = 101,31$$

et d'autre part

$$k_m = \frac{\tau_{em}}{\tau_{em} - \tau_e} = 1,305$$

$$k_e = \frac{\tau_e}{\tau_{em} - \tau_e} = 0,305 \quad \text{avec } k_m - k_e = 1.$$

$$\text{On obtient } Z \left[ \frac{T(s)}{s} \right] = G_0 \left[ \left( \frac{1}{1-z^{-1}} \right) - k_m \left( \frac{1}{1-D_m z^{-1}} \right) + k_e \left( \frac{1}{1-D_e z^{-1}} \right) \right].$$

On réduit au même dénominateur et on multiplie par  $(1-z^{-1})$ .

On obtient numériquement :

$$G(z) = 101,3 \frac{0,101 + z0,236}{(z-0,6139)(z-0,1245)}$$

On choisit :

$$C(z) = \frac{1}{(z-1)G(z)}$$

soit en définitive :

$$C(z) = 0,0418 \frac{(z-0,6139)(z-0,1245)}{(z-1)(z+0,428)}$$

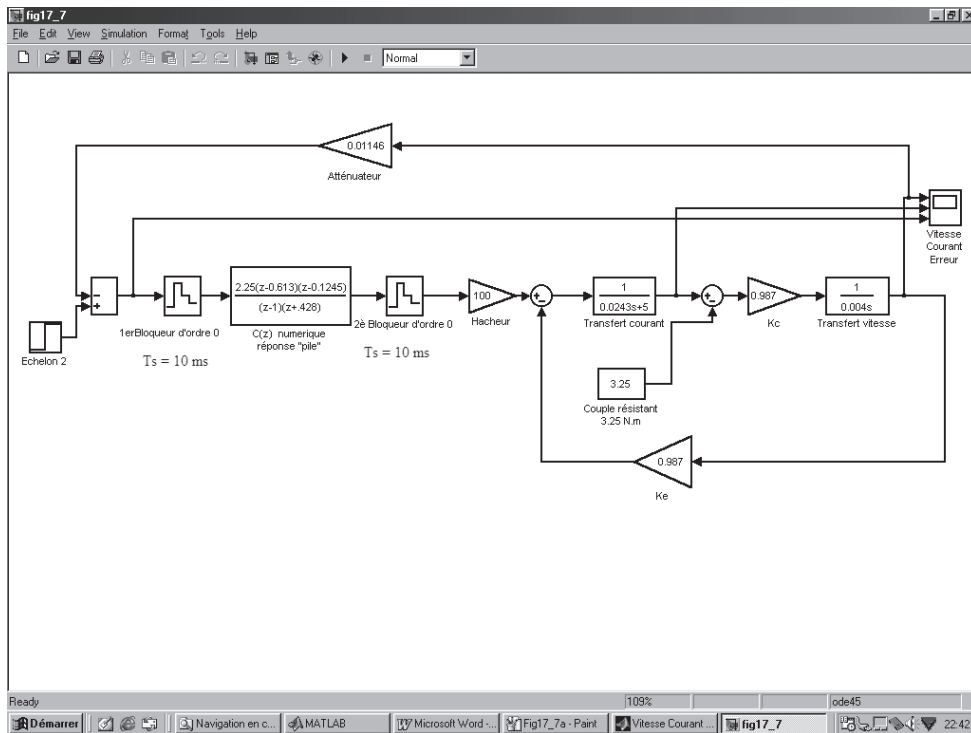
En réalité, cette correction ne tient pas compte de l'atténuation placée en cascade avec la dynamo tachymétrique. On doit diviser par 0,01146 et choisir :

$$C(z) = \frac{0,0418}{0,01146} \frac{(z-0,6139)(z-0,1245)}{(z-1)(z+0,428)} = 3,64 \frac{(z-0,6139)(z-0,1245)}{(z-1)(z+0,428)}$$

Le gain statique est donc de 3,64.

La réponse indicielle est donnée à la figure 41.5. On note :

- En haut, la réponse en vitesse ;
- Au centre, la réponse en courant, avec une pointe de 70 A, due à la rapidité de la réponse ;
- En bas, l'évolution de l'erreur.



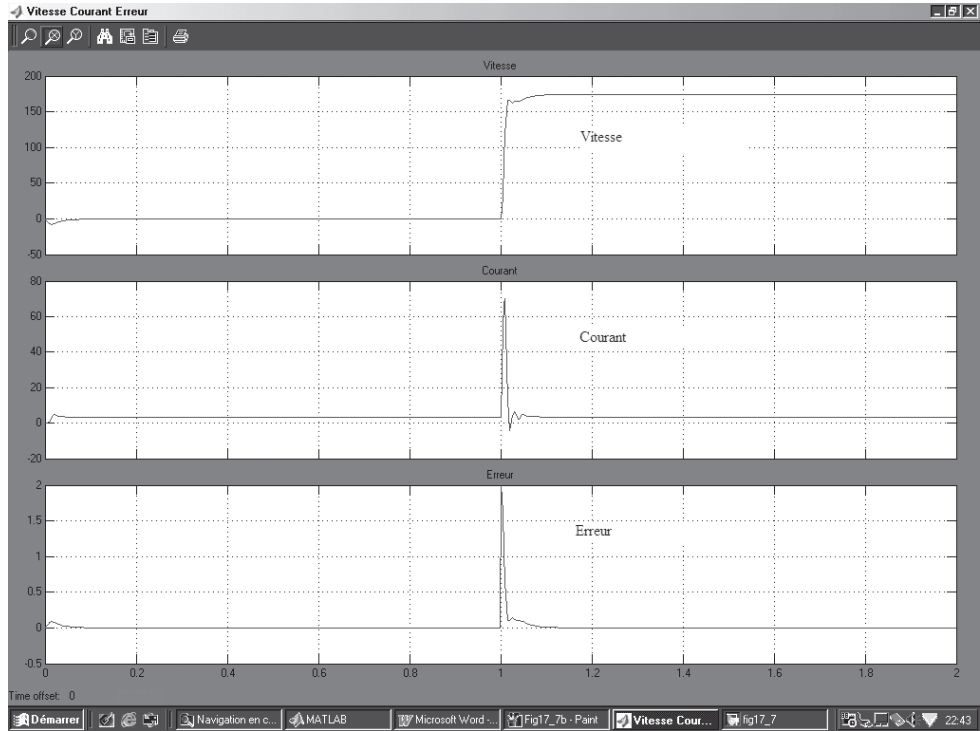


Figure 41.5 a) et b) Réponse indicielle d'un asservissement de vitesse en correction « pile »

On constate que l'erreur est pratiquement nulle au bout de deux périodes  $T_s$ . En réalité, il faut placer un gain statique plus faible, de l'ordre de 2,25.

### Correction RST

On reprend le résultat précédent concernant  $G(z)$ . On obtient en tenant compte directement de la dynamo tachymétrique :

$$G(z) = 23,9 \times 0,01146 \frac{z + 0,427}{(z - 0,6139)(z - 0,1245)} = 0,273 \frac{z + 0,427}{(z - 0,6139)(z - 0,1245)}$$

Après correction, on s'impose une fonction de transfert  $T'_{corr}(z)$  de gain statique 1 (quand  $z$  tend vers 1) qui contient le zéro de  $G(z)$ . Au dénominateur, l'amortissement est choisi  $\xi = 0,8$ . On utilise une abaque qui donne la fonction après correction :

$$T'_{corr}(z) = 0,351 \frac{z + 0,427}{z^2 - 0,75z + 0,25}$$

**Remarque :** on ne cherche pas ici à rendre l'erreur statique nulle. Le calcul serait plus complexe : il faudrait introduire un terme intégrateur en  $z - 1$  au dénominateur de  $G(z)$ .

On s'impose  $B_{zer}(z) = 1$  et  $B_0(z) = 0,273 (z + 0,427)$ .

D'autre part  $N(z) = 0,351 (z + 0,427)$ . Donc  $N_{corr} = \frac{0,351}{0,273} = 1,28$ .

Cherchons maintenant  $A_0$  qui satisfait la condition :

degré ( $A_0$ )  $\geq 2 \times 2 - 2 - 0 + 0 - 1 = 1$

On choisit  $A_0 = z$ . Alors  $T(z) = 1,28 z$

Posons  $R_0(z) = z + r_0$  et  $S(z) = s_1 z + s_0$  (ce sont nécessairement des polynômes du 1<sup>er</sup> ordre). On obtient l'identité de Bezout :

$$(z - 0,6139) (z - 0,1245) (z + r_0) + 0,273 (z + 0,427) (s_1 z + s_0) = z [z^2 - 0,75 z + 0,25]$$

On développe et on identifie car les termes en puissance de  $z$  se correspondent. Ce qui permet d'obtenir les équations suivantes permettant de connaître  $r_0$ ,  $s_0$  et  $s_1$  :

$$r_0 + 0,273 s_1 = -0,0116 \quad (1)$$

$$-0,738 r_0 + 0,273 s_0 + 0,116 s_1 = 0,173 \quad (2)$$

$$0,0764 r_0 + 0,116 s_0 = 0 \quad (3)$$

Le calcul donne  $s_1 = 0,442$  ;  $r_0 = -0,132$  et  $s_0 = 0,087$ .

$$T(z) = 1,28 z$$

$$R(z) = z - 0,132$$

$$S(z) = 0,442 z + 0,087$$

Pour obtenir une simulation réalisable sur Matlab/Simulink, on effectue une multiplication par  $z^{-1}$ . On obtient alors :

$$T(z) = 1,28$$

$$R(z) = 1 - 0,132 z^{-1}$$

$$S(z) = 0,442 + 0,087 z^{-1}$$

La réponse indicielle est donnée à la figure 41.6. On note :

- En haut, la réponse en vitesse ;
- Au centre la réponse en courant, avec une pointe de 40 A ;
- En bas, l'évolution de l'erreur. Elle n'est pas nulle à l'infini. En revanche, la réponse indicielle est très rapide et très stable.

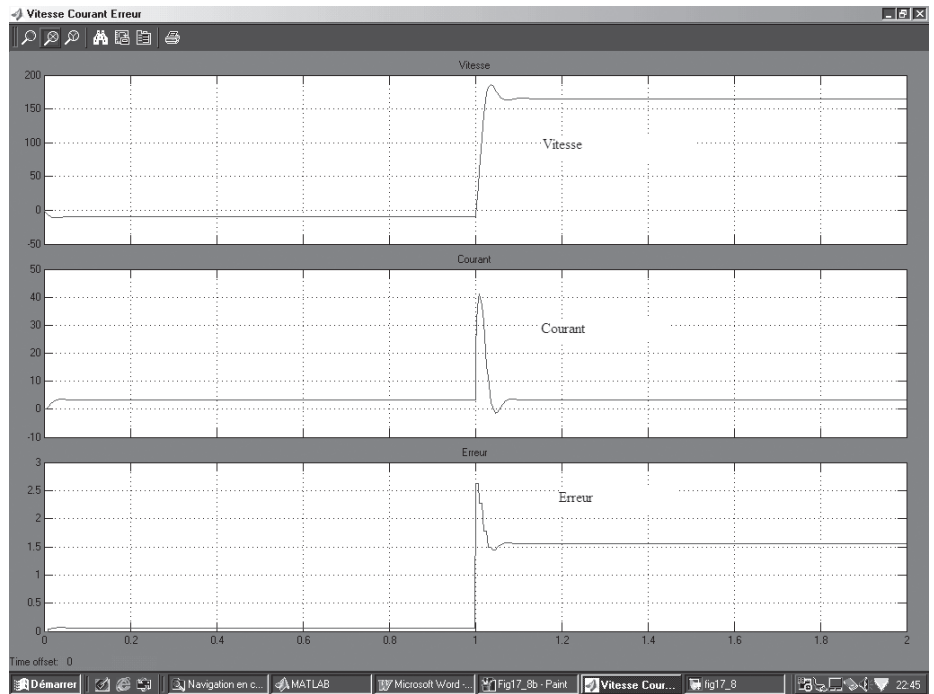
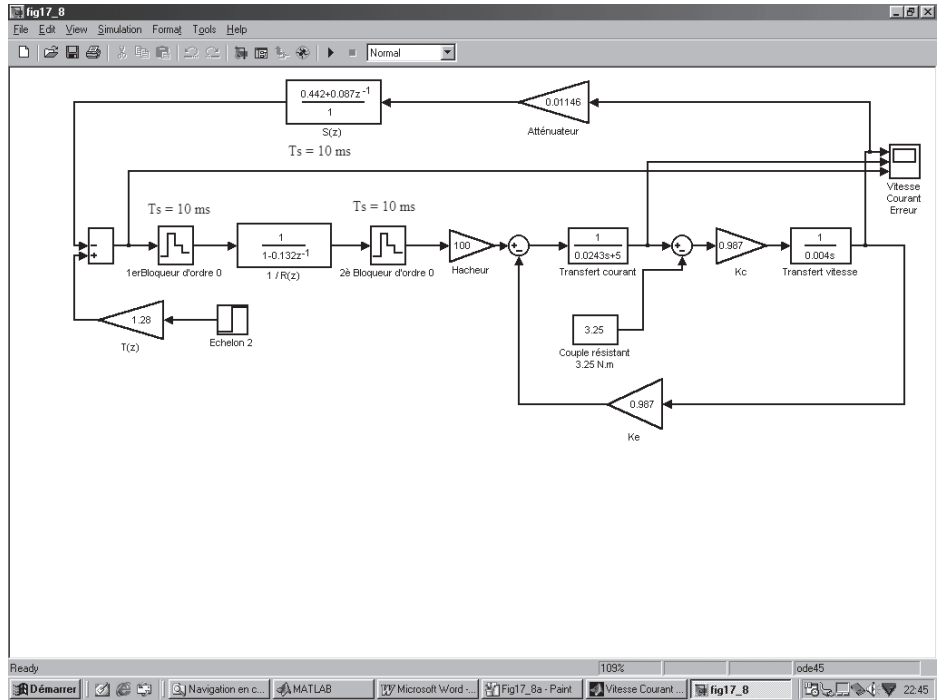


Figure 41.6 a) et b) – Réponse indicielle d'un asservissement de vitesse en correction RST

# MACHINE SYNCHRONNE : COMMANDE

### Importance d'un réseau

Un réseau est théoriquement « infiniment puissant ». Il peut fournir ou recevoir autant de puissance active ou réactive que l'échange énergétique avec une machine peut permettre. À titre d'exemple, selon RTE (Réseau de Transport d'Électricité) le maximum de puissance consommée ces dernières années en France métropolitaine a été le mercredi 15/12/2010 avec 96,7 GW.

La forme d'onde est sinusoïdale et la valeur efficace de la tension et celle de la fréquence sont imposées constantes. Historiquement, cette idée est due aux travaux du savant et ingénieur américain Nikola Tesla.

L'utilisation des énergies nouvelles, en particulier des éoliennes, fait que l'on s'intéresse de plus en plus au couplage d'alternateurs ou de génératrices asynchrones de puissance nominale moyenne (entre 100 kVA et 5 MVA) sur le réseau triphasé. Dans le cas des centrales thermiques de cogénération, une partie de l'énergie calorifique provenant généralement de la combustion de déchets est convertie en énergie électrique grâce à des alternateurs de puissance nominale comprise entre 50 MVA et 500 MVA.

La difficulté est le réglage de la puissance active transmise tout en maintenant une tension constante au niveau du réseau, pour une variation brutale de sa charge, ou même en cas de perturbation.

Généralement ce réglage en puissance s'effectue en agissant sur le moteur d'entraînement qu'il soit :

- à vapeur (d'eau) entraînant une turbine, accouplée à la génératrice : en agissant plus ou moins sur la pression de la vapeur d'eau, par action sur la température de la chaudière ;
- à écoulement d'eau entraînant une turbine adaptée à la chute : en agissant plus ou moins sur la pression du liquide ;
- à gaz de combustion, entraînant une turbine, accouplée à la génératrice : en agissant plus ou moins sur la pression par action sur la température de la combustion ;

- De type éolien, accouplé à la génératrice : en agissant plus ou moins sur l'écoulement de l'air, par action généralement sur l'angle d'inclinaison des pales de l'hélice ;
- De type Diesel accouplée à la génératrice : en agissant plus ou moins sur l'injection de carburant ;
- À courant continu, à excitation séparée, en agissant sur la tension d'induit.

On se limite au cas du réseau de distribution « européen » triphasé 400 V (entre phases), 50 Hz.

Pour gérer un réseau, on « injecte » toutes les puissances actives et réactives fournies par l'ensemble des générateurs et on contrôle ces fournitures de puissance en fonction des charges (encore appelées Récepteurs).

On aboutit à la relation fondamentale nécessaire à l'équilibre d'un réseau, à  $U$  et  $f$  imposés, et ceci, à tout instant, pour  $N_G$  générateurs et  $N_R$  récepteurs :

$$\sum_{i=1}^{N_G} P_i = \sum_{k=1}^{N_R} P_k + \sum \text{pertes en } W$$

$$\sum_{i=1}^{N_G} Q_i = \sum_{k=1}^{N_R} Q_k + \sum \text{pertes en } VAR$$

Si l'équilibre n'est pas obtenu en temps réel, c'est-à-dire à tout instant  $t$ , il y a risque de décrochage des génératrices du réseau, en particulier les machines synchrones (alternateurs). Il peut se produire :

- La baisse ou la hausse excessive de la tension  $U$  du réseau,
- La baisse ou la hausse excessive de la fréquence  $f$  du réseau.

C'est surtout l'écart  $\Delta f$  de la fréquence  $f$  par rapport à la fréquence nominale (50 Hz) qui risque de provoquer le décrochage d'une machine du réseau. Dans la pratique, on prévoit que la fréquence ne puisse normalement évoluer qu'entre 49,8 Hz et 50,2 Hz, soit  $(\Delta f)_{\text{Norm}} = 0,2$  Hz.

Les limites autorisées (occasionnellement) pour la fréquence sont 49,5 Hz pour la valeur inférieure et 50,5 Hz pour la valeur supérieure, soit  $(\Delta f)_{\text{Limite}} = 0,5$  Hz.

Si la fréquence tend à devenir supérieure à 52 Hz ou inférieure à 48,8 Hz, la situation est telle que l'on risque une perte de contrôle des machines : l'alternateur « décroche » du réseau, et n'est plus chargé par les récepteurs du réseau ; la vitesse varie énormément et l'écart de fréquence  $\Delta f$  augmente encore.

Dans ce cas, il faut réaliser des îlotages, pour rétablir d'abord des équilibres locaux dans certaines zones, puis, progressivement, les supprimer, pour alimenter de nouveau l'ensemble du réseau et rétablir le fonctionnement normal où  $\Delta f \leq 0,2$  Hz (voir la fiche 42).

## L'alimentation des moteurs par le réseau

Le réseau sert très souvent à alimenter directement les moteurs à champ tournant, qu'ils soient synchrones ou asynchrones (pour les machines asynchrones voir le dossier 7).

Cependant, comme la tension et la fréquence sont imposées, il est impossible de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone dans ces conditions puisque sa vitesse dépend directement de la fréquence  $f$  et du nombre de paires de pôles  $p$  (voir la fiche 43).

$$\Omega_s = \frac{2\pi f}{p}$$

Mais il est impossible de faire varier directement la vitesse d'un **moteur à réluctance variable ou pas à pas** puisque ces moteurs ne peuvent pas fonctionner directement sur le réseau.

## L'alimentation des moteurs par onduleur triphasé

L'avantage essentiel de l'onduleur est qu'il se comporte comme une source triphasée de tension ou de courant à fréquence  $f$  réglable, de manière à faire varier la vitesse du champ tournant. Il est alors :

- possible de faire varier la vitesse d'un **moteur synchrone** dans ces conditions, puisque sa vitesse dépend directement de la fréquence  $f$  et du nombre de paires de pôles  $p$  ; *mais le rotor doit rester synchrone avec le champ tournant*. Il faut donc imposer une commande électronique de l'onduleur qui tienne compte de la position du rotor. On dit qu'il est *autopiloté* et qu'il se comporte comme un moteur à courant continu « sans balai » (*ou brushless*) (voir les fiches 44 et 45).
- possible de faire varier la vitesse d'un **moteur à réluctance variable** à condition d'imposer une commande électronique appropriée : le profil du courant doit être adapté à chaque type de moteur pour obtenir le couple maximal (voir la fiche 46).
- possible de faire varier la vitesse d'un **moteur pas à pas** à condition d'imposer un profil du courant adapté pour obtenir un couple correspondant au type de charge mécanique du moteur (voir la fiche 47).

## LES FICHES

- Fiche 42 :** Couplage d'une machine synchrone sur le réseau ..... 287
- Fiche 43 :** Couplage d'un moteur synchrone sur le réseau ..... 299
- Fiche 44 :** Autopilotage d'un moteur synchrone ..... 306
- Fiche 45 :** Pilotage d'une machine synchrone par DSP ou FPGA ..... 316
- Fiche 46 :** Moteurs à réluctance variable ..... 324
- Fiche 47 :** Moteurs pas à pas ..... 332

### Objectifs

Il s'agit de relier un alternateur à un réseau « infiniment puissant » pour lui fournir de la puissance active  $P_s$  et réactive  $Q_s$  selon la puissance nominale d'une machine synchrone (alternateur) et celle du moteur d'entraînement. Cette opération appelée « couplage » est toujours délicate. Le couplage peut s'effectuer :

- ✓ Sans asservissement de vitesse,
- ✓ Avec asservissement de vitesse. C'est la méthode la plus pratique.

En électrotechnique, on utilise deux types d'alternateur (voir la fiche 26) :

- ✓ À inducteur : le champ tournant principal est créé par un rotor bobiné, où le circuit électrique est parcouru par un courant continu  $I_F$  ; il sert en quelque sorte « d'électro-aimant ». L'excitation est donc réglable. Le réglage de ce courant  $I_F$  permet la variation de la f.é.m.  $E$  de la machine à vitesse de rotation constante.
- ✓ À aimant permanent. Le rotor étant équipé d'un aimant, il n'y a pas de réglage de la f.é.m.  $E$ , sauf en faisant varier la vitesse.



### REPÈRES

#### Couplage sans asservissement de vitesse

On admet ici que le régime de fonctionnement est quasi-stationnaire. L'étude qui suit porte essentiellement sur le comportement de l'alternateur à aimant permanent. Les valeurs caractéristiques du modèle sont les suivantes :

- $R_s = 1,3$  ohm résistance d'une phase du stator
- $L_d = 27$  mH inductance de Park selon l'axe direct
- $L_q = 67$  mH inductance de Park selon l'axe en quadrature
- 4 pôles
- Moment d'inertie  $J = 0,00179$  kg m<sup>2</sup>
- Couplage effectif : f.é.m.  $E = 450$  V crête / 1 000 tr/min
- Constante de temps mécanique due au rapport  $J /$  frottement visqueux soit  $\tau_M = J / f = 10$  s

On présente à la figure 42.1 le principe du réglage de l'accrochage d'un alternateur sur le réseau par réglage de la f.é.m. avant fermeture.

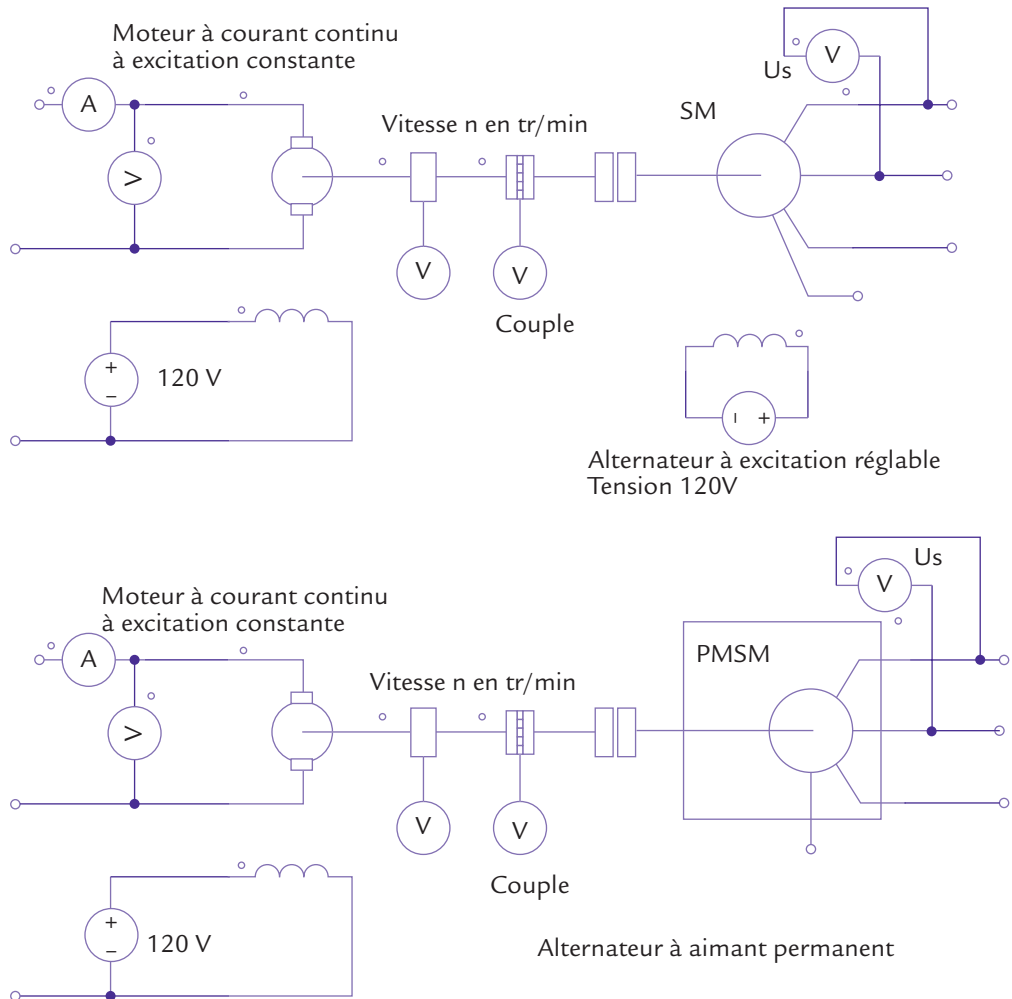


Figure 42.1 Schéma de principe et simulation sur le logiciel PSIM

En effet, si :

$$e(t) = E\sqrt{2} \sin(2\pi f_e t)$$

$$v_s(t) = V_s\sqrt{2} \sin(2\pi f_s t)$$

et, en considérant l'origine des temps commune aux deux tensions, on a :

$$e(t) - v_s(t) = L \frac{di}{dt} \quad (\text{Équation N° 1})$$

En admettant que  $E \approx V_s$ , on obtient :

$$E\sqrt{2} [\sin(2\pi f_e t) - \sin(2\pi f_s t)] \approx L \frac{di}{dt}$$

Ce qui donne :

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{2E\sqrt{2}}{L} \sin\left[2\pi\left(\frac{f_e + f_s}{2}\right)t\right] \cdot \cos\left[2\pi\left(\frac{f_e - f_s}{2}\right)t\right] \quad (\text{Équation N}^\circ 2)$$

**Exemple** : on choisit  $f_e = 51 \text{ Hz}$  et  $f_s = 50 \text{ Hz}$ . L'équation N° 2 donne un « battement » du courant de période  $T_0 = 1 \text{ s}$  correspondant à :

$$T_0 = \frac{1}{2} \left[ \frac{2}{|f_e - f_s|} \right] = \frac{1}{|f_e - f_s|} = 1 \text{ s}$$

**Conclusion** : au moment de la fermeture de l'interrupteur, pour coupler un alternateur sur un réseau triphasé, les conditions suivantes doivent être réunies :

- même valeur efficace approximativement entre E et  $V_s$ ,
- même ordre des phases,
- même fréquence,
- déphasage quasi-nul entre les sources.

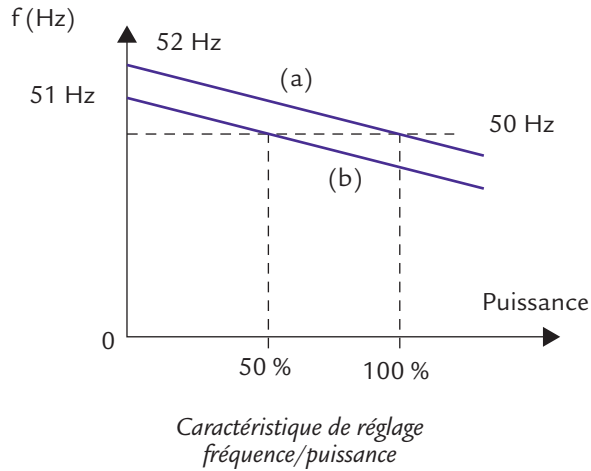
Ces conditions sont souvent difficiles à réaliser. Pratiquement, plusieurs méthodes sont utilisées, comme on le verra plus loin.

## La commande en puissance

Dans les générateurs classiques entraînés par des moteurs à vapeur ou à gaz, il est courant d'imposer au système moteur + alternateur une caractéristique telle que celle qui est présentée à la figure 42.2 : on l'appelle la **caractéristique de réglage fréquence-puissance**.

La droite (a) passe par le point ( $P = 0$  ;  $f = 52 \text{ Hz}$ ) et le point ( $P = 100 \%$  ;  $f = 50 \text{ Hz}$ ). En effet, la caractéristique est telle qu'à puissance nominale, la fréquence obtenue en sortie de l'alternateur est de 50 Hz. En revanche, lorsque l'alternateur tourne à vide, la fréquence ne doit pas dépasser 52 Hz pour rester à l'intérieur de la zone tolérée pour la variation de la fréquence. Le coefficient directeur de la droite est donc négatif de  $-4 \%$ . Ce qui revient à dire que l'excursion en fréquence selon la charge ne doit pas dépasser la règle dite des 4 %.

La droite (b) passe par le point ( $P = 0$  ;  $f = 51 \text{ Hz}$ ) et le point ( $P = 50 \%$  ;  $f = 50 \text{ Hz}$ ). En effet, la caractéristique est telle qu'à puissance nominale, la fréquence obtenue en sortie de l'alternateur est de 50 Hz. Le coefficient directeur de la droite est encore négatif de  $-4 \%$ , puisqu'elle est parallèle à la première.



Figures 42.2 Caractéristiques de réglage

### Limites de l'accrochage

Si un opérateur veut réaliser un couplage d'un alternateur sur le réseau, il est souhaitable d'obtenir une **caractéristique de réglage fréquence-puissance** respectant la règle donnée à la figure 42.2. On s'intéresse à une simulation sur le logiciel PSIM où un **alternateur à aimant permanent** est entraîné par un moteur à excitation séparée. Elle montre ce que serait le montage expérimental à réaliser pour accrocher la machine dès que l'on atteint la vitesse légèrement supérieure à la vitesse nominale (ici 1 500 tr/min). Dans la simulation considérée, la vitesse atteinte avant fermeture de l'interrupteur est telle que la fréquence à vide est de 51,06 Hz. La vitesse est alors de 1 530 tr/min et la règle des 4 % est respectée (voir la figure 42.3).

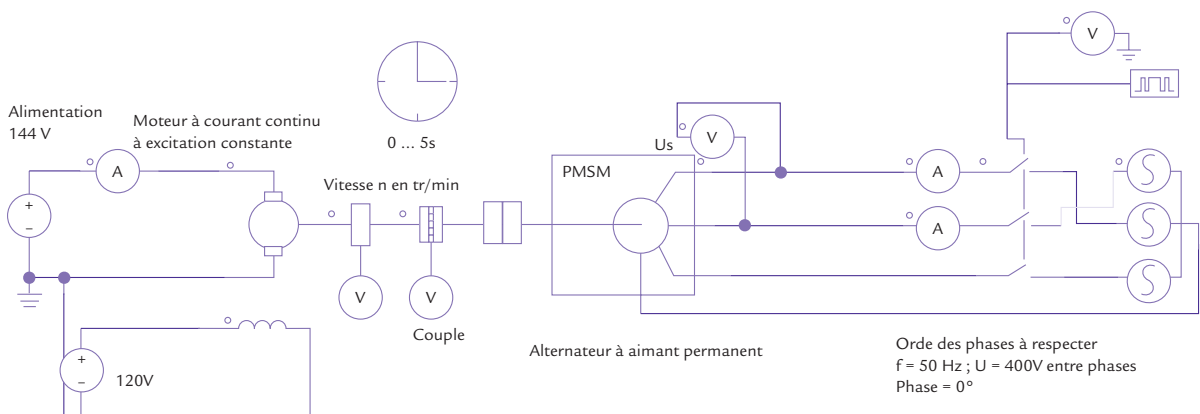
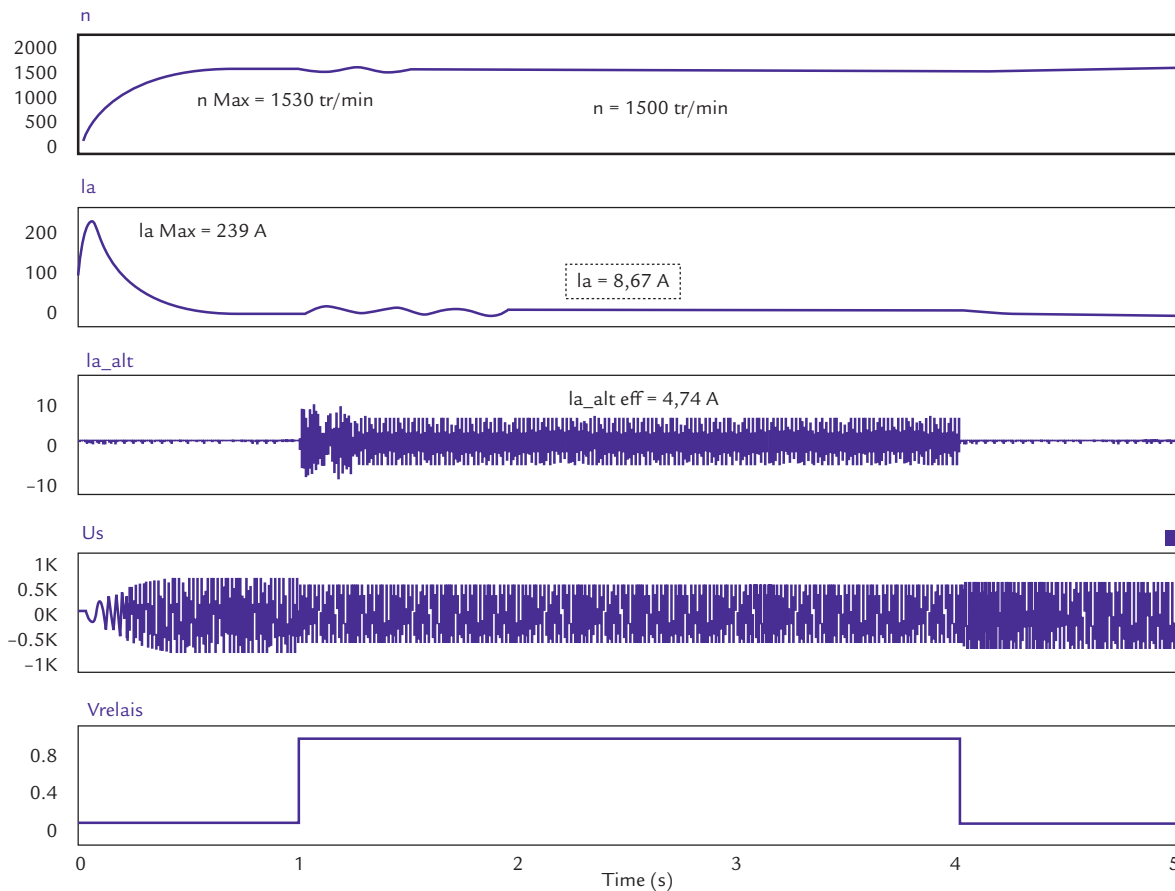


Figure 42.3a Accrochage avec asservissement pour un alternateur à aimant permanent



**Figure 42.3b** Courbes obtenues dans le cas de l'accrochage avec asservissement avec un alternateur à aimant permanent

Dès que l'interrupteur est fermé, (à  $t = 2$  s) l'accrochage a lieu et la fréquence de l'alternateur est celle du réseau. Sa valeur efficace en régime établi est de 4,74 A.

La valeur du courant induit du moteur à courant continu est autour de 8,6 A. La puissance reçue par cette machine est de l'ordre de 1 250 W.



SAVOIR-FAIRE

On préfère généralement utiliser un **asservissement de vitesse** pour obtenir dans les meilleures conditions la vitesse de synchronisme. Dans le montage de la figure 42.4, apparaît un asservissement du moteur à courant continu. En pratique, pour obtenir un tel asservissement, il faut utiliser un convertisseur de puissance, hacheur ou redresseur à thyristors, dont la variation de la valeur moyenne de la tension fournie au moteur est soumise à une *commande électronique*. Dans le cas de la simulation, les *signaux électroniques* de commande sont analogiques.

Le capteur de vitesse fournit un signal de tension 100 fois plus faible que la vitesse exprimée en tr/min. C'est pourquoi la consigne de vitesse est une constante valant 15 pour imposer une vitesse de 1 500 tr/min. On a choisi ici pour la simulation, une correction de type « *Proportionnelle et Intégrale* » (PI) de fonction de transfert :

$$T_{PI}(s) = P \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right)$$

où l'amplification vaut  $P = 10$  et  $\tau = 0,1$  s.

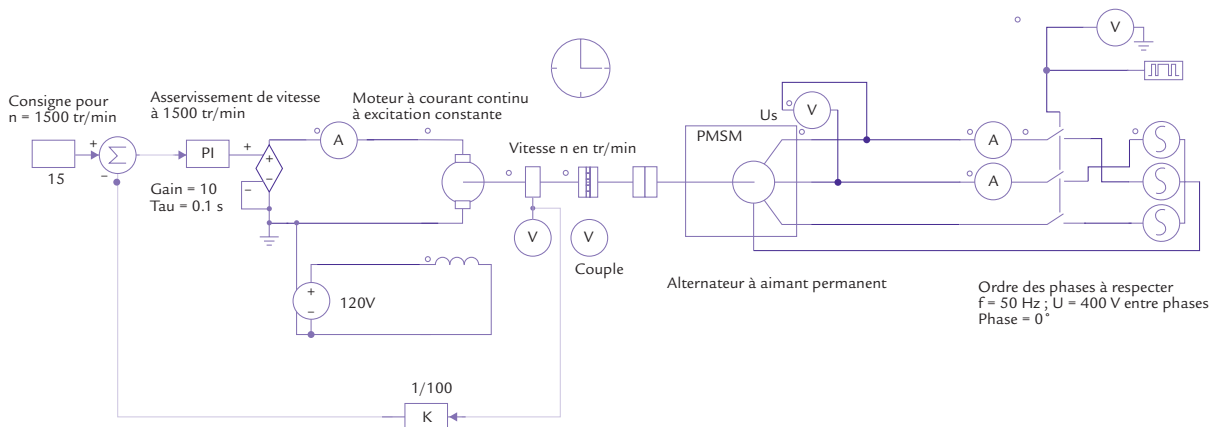


Figure 42.4a Accrochage avec asservissement pour un alternateur à aimant permanent

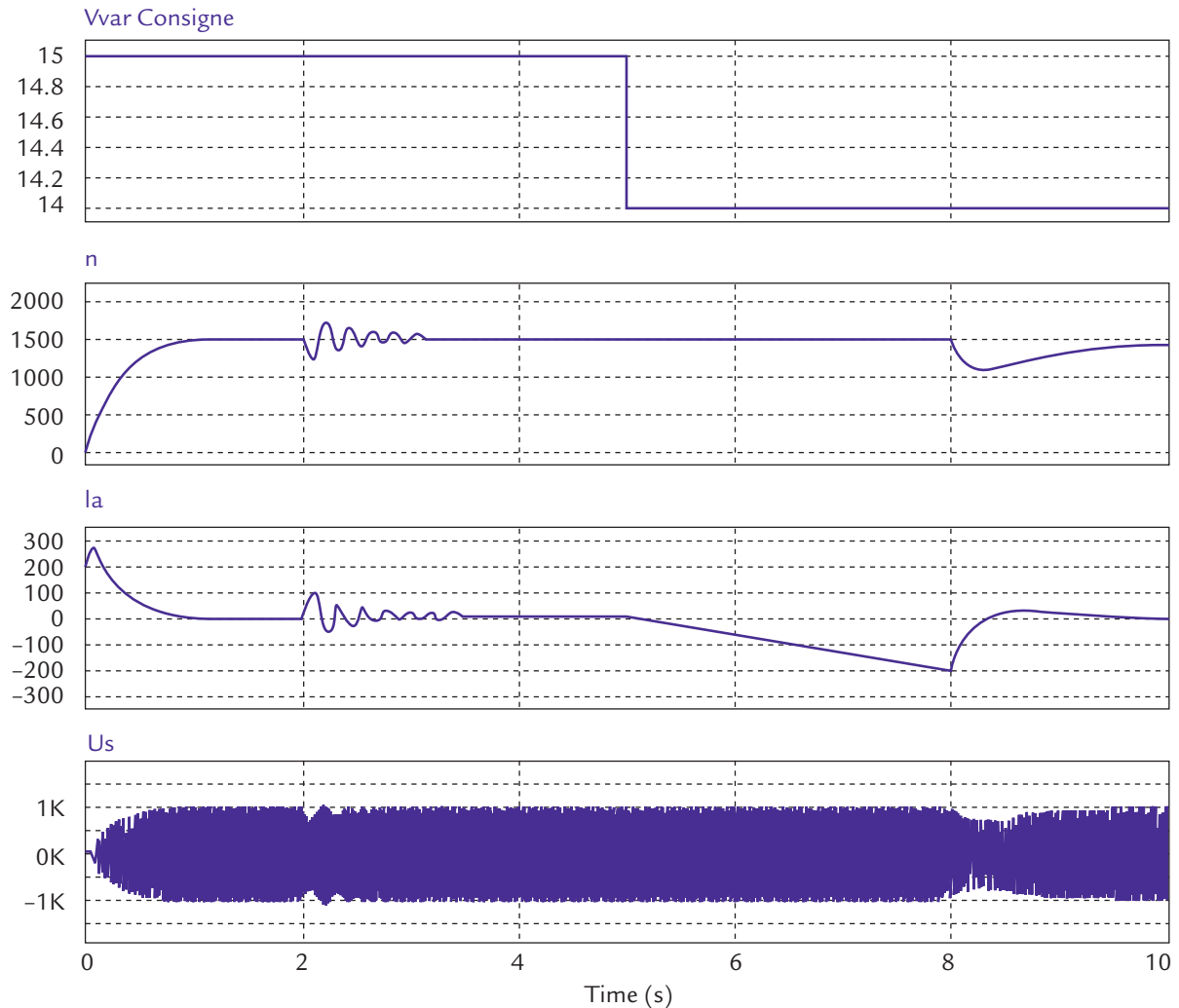


Figure 42.4b Courbes obtenues dans le cas de l'accrochage avec asservissement avec un alternateur à aimant permanent

En imposant la vitesse à la valeur de synchronisme, l'accrochage de la machine synchrone sur le réseau est plus facile. En revanche, la puissance fournie  $P_s$  est plus faible. En fait, il faut légèrement augmenter la consigne de vitesse, une fois l'accrochage obtenu pour augmenter la puissance. Le réglage de la puissance réactive  $Q_s$  fournie au réseau par l'alternateur se fait en agissant sur le courant inducteur de la machine.

À l'instant  $t = 2$  s, l'alternateur est « accroché » au réseau. Il tourne alors à 1 500 tr/min et fournit de la puissance au réseau. Le courant  $I_a$  absorbé par le moteur à courant continu est positif.

À l'instant  $t = 5$  s, on baisse brutalement la consigne de vitesse du moteur d'entraînement de 1 500 tr/min à 1 400 tr/min. On constate que le cou-

rant d'induit du moteur change alors de signe. Mais la vitesse de rotation reste constante car elle est imposée par le réseau (figure 42.4). Dans ce cas, la machine synchrone fonctionne en moteur, ce qui explique le changement de signe du courant continu d'induit du moteur à courant continu qui est devenu générateur.

Au bout de 8 secondes, la machine synchrone est découplée du réseau et la vitesse de rotation après un temps d'évolution en régime transitoire, tend à devenir égale à 1 400 tr/min. La machine synchrone fonctionne de nouveau en alternateur, sans aucune charge, et la fréquence obtenue n'est plus 50 Hz puisque la vitesse de rotation n'est pas la vitesse nominale.



EN PRATIQUE

Cas d'un défaut sur le réseau

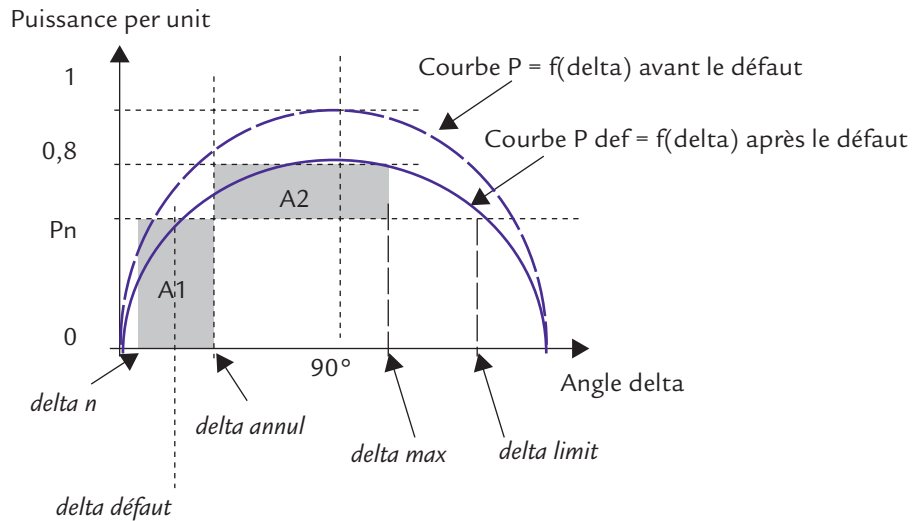


Figure 42.5 Étude de la stabilité

Il est souhaitable d'étudier le comportement de l'alternateur dans le cas où un défaut interviendrait sur le réseau, car il existe parfois un risque de « décrochage ».

On débranche alors la machine synchrone, qui tourne à vide, ce qui donne l'équation :

$$P = 3 \left( \frac{E V_s}{L \omega} \right) \sin \delta \text{ soit } p^{pu} = \sin \delta \text{ en système per unit (Équation N° 3)}$$

Le couple résistant opposé par l'alternateur au moteur d'entraînement est nul durant la durée du défaut. La vitesse du rotor augmente légèrement, ainsi que l'angle interne  $\delta$ . Instantanément, à puissance constante, on passe de **delta n** (nominal) à **delta défaut**.

Lorsque le défaut est annulé, on rétablit le branchement de l'alternateur sur le réseau et la valeur de delta est celle de **delta annul**. L'énergie cinétique accumulée dans le rotor durant le défaut est proportionnelle à l'aire **A1**.

Et lorsque le défaut est annulé (alors  $\delta_{annul} = \text{delta annul}$ ), l'impédance de la ligne est plus élevée, car le réseau rétabli est souvent « plus faible » car l'impédance en ligne  $X_L$  réduit la caractéristique  $P = f(\delta)$  qui est alors en-dessous de la précédente. Dans le cas de la figure 42.5, on admet qu'après le défaut :

$$P_{def} = 3 \left( \frac{E V_s}{L \omega + X_L} \right) \sin \delta \text{ soit } P_{def}^{pu} = 0,8 \sin \delta \text{ (Équation N° 4)}$$

L'angle  $\delta$  augmente donc à cause de l'excès de l'énergie cinétique accumulée durant le défaut.

Le critère d'égalité des aires stipule que l'angle  $\delta$  atteigne  $\delta_{n_{max}}$  pour obtenir  $A2 = A1$ .

Ce critère n'est valable que si on néglige les pertes de la machine.

### Démonstration du critère de l'égalité des aires : utilisation du système per unit

Soit  $J$  le moment d'inertie de l'ensemble tournant. On a, en désignant par  $\Omega$  la vitesse de rotation du rotor, peu différente de la vitesse de synchronisme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_m - T_e \text{ soit en puissance } \Omega J \frac{d\Omega}{dt} = T_m \Omega - T_e \Omega = P_m - P_e$$

où  $T_m$  et  $T_e$  sont respectivement les couples mécanique et électromagnétique et  $P_m$  et  $P_e$  les puissances mécanique et électromagnétique.

Or  $\Omega = \frac{d\delta}{dt}$ , ce qui donne  $J \left( \frac{d\delta}{dt} \right) \left( \frac{d^2\delta}{dt^2} \right) = P_m^{pu} - P_e^{pu}$  en système per unit.

En faisant  $\left( \frac{d\delta}{dt} \right) \left( \frac{d^2\delta}{dt^2} \right) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} \left( \frac{d\delta}{dt} \right)^2$  et, par intégration depuis  $\delta_0 = \text{delta n}$  à une valeur arbitraire de  $\delta$ , on obtient les variations d'énergie suivantes :

$$\frac{J}{2} \int_{\delta_0}^{\delta} d \left( \frac{d\delta}{dt} \right)^2 = \int_{\delta_0}^{\delta} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta$$

A  $\delta_0 = \text{delta n}$ , le rotor n'a pas encore accéléré, donc à cet instant  $\frac{d\delta}{dt} = 0$

Il vient donc pour la variation d'énergie cinétique :

$$\frac{J}{2} \left( \frac{d\delta}{dt} \right)^2 = \int_{\tilde{\delta}_0}^{\tilde{\delta}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta \quad (\text{Équation N° 5})$$

À la limite supérieure  $\delta_{Max} = \text{delta max}$  on a aussi  $\frac{d\delta}{dt} = 0$  ; donc :

$$\int_{\tilde{\delta}_0}^{\tilde{\delta}_{Max}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta = 0. \text{ Finalement : } \int_{\tilde{\delta}_0}^{\tilde{\delta}_{annul}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta + \int_{\tilde{\delta}_{annul}}^{\tilde{\delta}_{Max}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta = 0$$

Entre les valeurs de  $\tilde{\delta}_0$  et de  $\tilde{\delta}_{annul}$  la variation d'énergie est nulle ; alors :

$$\int_{\tilde{\delta}_0}^{\tilde{\delta}_{annul}} P_m^{pu} d\delta + \int_{\tilde{\delta}_{annul}}^{\tilde{\delta}_{Max}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta = 0 \quad (\text{Équation N° 6})$$

Le premier terme vaut  $\int_{\tilde{\delta}_0}^{\tilde{\delta}_{annul}} P_m^{pu} d\delta = A_1$  et le deuxième terme vaut

$$\int_{\tilde{\delta}_{annul}}^{\tilde{\delta}_{Max}} (P_m^{pu} - P_e^{pu}) d\delta = A_2. \text{ Les aires } A_2 \text{ et } A_1 \text{ sont donc égales en valeur absolue.}$$

Si l'angle delta max  $\delta_{Max}$  ne dépasse pas l'angle limite  $\delta_{limit}$ , il y a retour à l'équilibre, correspondant à *delta défaut*. Sinon, même après suppression du défaut, l'alternateur décroche du réseau. Le critère de l'égalité des aires montre donc que pour renforcer la stabilité de l'accrochage d'un alternateur sur le réseau, il faut :

- réduire l'aire  $A_1$ , donc réduire la durée du défaut,
- réduire la puissance nominale,
- réduire l'impédance en ligne  $X_L$ ,
- bien maintenir la tension du réseau.

## Baisse brutale de la valeur efficace de la tension du réseau

De plus en plus, on impose aux génératrices triphasées, qu'elles soient synchrones ou asynchrones, qu'elles « supportent » temporairement une baisse de tension du réseau, tout en restant synchrones, ou tout au moins en « accrochage » avec celui-ci. C'est ce que l'on doit constater en observant l'allure des courants alternatifs débités par les machines au moment de cette baisse brutale de tension.

Dans l'étude en simulation, le profil de la figure 42.6 a été choisi en raison de sa simplicité. Toutefois, les normes réglementaires sont un peu différentes et plus complexes : voir la figure 42.7.

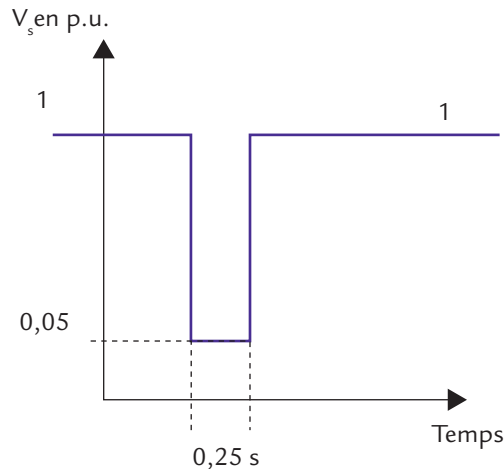


Figure 42.6 Profil choisi d'évolution brutale de la tension

## Comportement des machines synchrones soumises à une baisse brutale (et temporaire) de la tension du réseau

Les génératrices sont soumises à une variation brutale de la tension du réseau, variant de la tension nominale à 0,05 fois cette tension durant 0,25 s. La simulation sur le logiciel PSIM montre que la tension  $U_s$  en sortie de l'alternateur à aimant permanent reste effectivement synchrone avec le réseau. De même, le courant de sortie  $I_{a\_alt}$  reste peu affecté par cette brutale variation, car elle ne dure que 0,25 s.

### Extrait de normes techniques françaises

À titre de complément d'information, on prend ici l'exemple de l'arrêté du 25 avril 2008 portant sur les prescriptions techniques de conception et de fonctionnement pour le raccordement à un réseau de distribution d'électricité en basse BT et moyenne tension HTA.

- On impose que le fonctionnement du réseau soit à une fréquence comprise entre 49,5 Hz et 50,5 Hz ;

### Conseils

Le couplage d'un alternateur sur le réseau est toujours une manœuvre délicate, voire dangereuse. Il faut s'assurer que les quatre conditions de couplage sont bien respectées : ordre des phases, fréquence, tension, phase. Plus la machine est puissante, plus l'opération doit être menée progressivement, surtout au-delà de 10 kW.

On fait généralement appel à des automates pour réaliser en toute sécurité cette manœuvre, où l'erreur humaine risque d'être assez fréquente et très dangereuse pour l'opérateur et le matériel.

- On désigne par l'expression « basse tension » (BT) un réseau dont la puissance transmise est inférieure ou égale à  $P_M = 250 \text{ kVA}$  ;
- On désigne par « haute tension », (HTA) un réseau dont la puissance transmise est inférieure ou égale à  $P_M = 12 \text{ MW}$  ;
- Lorsque la tension  $U$  au point de livraison est égale à la tension  $U_n$  à  $\pm 5 \%$ , le réseau doit pouvoir fournir ou absorber une puissance réactive au moins égale à  $0,35 P_M$  ;
- La fréquence du réseau peut varier entre 49,5 Hz et 49 Hz durant 5 heures, mais seulement 3 minutes entre 49 Hz et 47,5 Hz ;
- La fréquence du réseau peut varier entre 50,5 Hz et 51 Hz durant 1 heure, mais seulement 15 minutes entre 51 Hz et 51,5 Hz ;
- Toute installation de production doit être dotée d'un système de contrôle permettant la réduction de la puissance, lorsque la fréquence dépasse la zone de réglage entre 52 Hz et 50,5 Hz ;
- Toute installation de production dont la puissance  $P_M$  est supérieure ou égale à 5 MW doit rester en fonctionnement lors de l'apparition au point de livraison d'un creux de tension HTA comme défini à la figure 42.7.

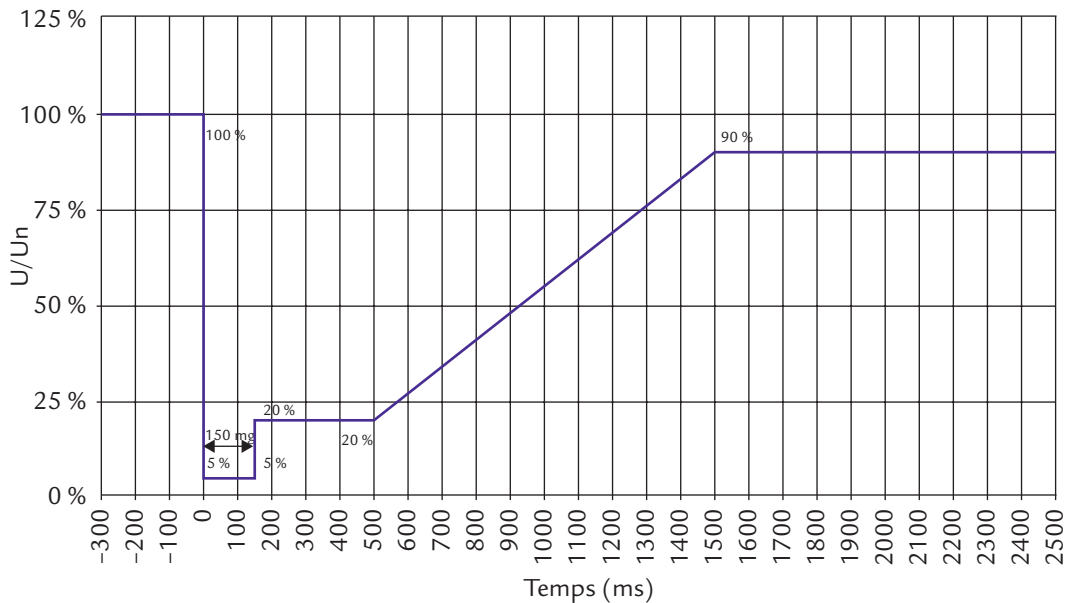


Figure 42.7 Profil en creux de la tension

Nota. – Au-delà de 2 500 ms, la tension au point de livraison est réputée rejoindre au moins le niveau  $0,95 U$ , en moins de vingt minutes.

On constate que ce profil est voisin de celui qui a été étudié à la figure 42.6.

**Remarque :** D'autres prescriptions sont précisées dans l'arrêté ; elles n'ont pas été reproduites ici.

### Objectifs

Un moteur synchrone doit pour fonctionner en rotation :

- ✓ Soit être directement relié au réseau ; dans ce cas, il tourne à vitesse constante, imposée par la fréquence du réseau. On dit qu'il y a alors « couplage » du moteur sur le réseau ;
- ✓ Soit fonctionner en mode autopiloté, comme étudié à la fiche 44.

Coupler une machine synchrone sur le réseau alternatif triphasé est toujours une opération délicate, que la machine soit destinée à fonctionner par la suite en moteur ou en génératrice.

Dans ce chapitre, on se limitera au cas du réseau de distribution « européen » triphasé 400 V (entre phases), 50 Hz.

Le couplage sur le réseau est possible :

- ✓ Soit en « lançant » la machine à l'aide d'un moteur auxiliaire à courant continu. On utilise alors la réversibilité pour passer de l'état générateur à l'état moteur.
- ✓ Soit en démarrant en moteur asynchrone, puis en envoyant un courant continu  $I_F$  lorsque la vitesse est voisine du synchronisme. La machine « accroche » au réseau et fonctionne nécessairement en moteur synchrone.



### REPÈRES

#### Modèle simple à une seule réactance

On écrit alors en notation complexe ( $V_s$  est supposée réelle), ou  $X$  est la réactance synchrone par phase (voir la fiche 26) :

$$V_s = \underline{E} - (R + jX) \underline{I} \quad (\text{Équation N° 1})$$

Pour ce diagramme, on pose  $X = L \omega$

$$\varphi = (\vec{I}, \vec{V}_s) \quad \text{et} \quad \psi = (\vec{I}, \vec{E}) \quad \text{ainsi que} \quad \delta = (\vec{V}_s, \vec{E})$$

#### Modèle à plusieurs réactances

En considérant le diagramme de Blondel du moteur synchrone, la réactance qui correspond à la réactance longitudinale ou d'axe direct selon la transformation de Park est notée  $X_d = L_d \omega$ . Et selon la transformation de Park, on désigne par  $X_q = L_q \omega$  la réactance en quadrature ou transversale.

Soit  $\psi = (\vec{I}, \vec{E})$  et  $\varphi = (\vec{I}, \vec{V}_s)$ , ainsi que  $\delta = (\vec{V}_s, \vec{E})$

En régime établi, dans les deux cas, les puissances fournies au réseau sont :

$$P = 3 V_s I \cos \varphi : \text{puissance active}$$

$$Q = 3 V_s I \sin \varphi \text{ puissance réactive}$$

En négligeant l'influence de la résistance R, il est facile d'écrire (voir la fiche 26) :

$$I \cos \psi = \frac{V_s \sin \delta}{L_q \omega}$$

$$I \sin \psi = \frac{E - V_s \cos \delta}{L_d \omega} \quad (\text{Équations N}^\circ 2)$$

On obtient alors pour les puissances en écrivant que  $\varphi = \psi - \delta$  :

$$P = 3 V_s I [\cos \psi \cos \delta + \sin \psi \sin \delta]$$

$$Q = 3 V_s I [\sin \psi \cos \delta - \cos \psi \sin \delta]$$

Soit, en remplaçant :

$$P = 3 \left( \frac{E V_s}{L_d \omega} \right) \sin \delta + \frac{3}{2} V_s^2 \sin 2\delta \left( \frac{1}{L_q \omega} - \frac{1}{L_d \omega} \right)$$

$$Q = 3 \left( \frac{E V_s}{L_d \omega} \right) \cos \delta - 3 V_s^2 \left( \frac{\cos^2 \delta}{L_d \omega} + \frac{\sin^2 \delta}{L_q \omega} \right) \quad (\text{Équations N}^\circ 3)$$

Et si le rendement de l'alternateur est égal à 1, on obtient l'expression du couple résistant :

$$T_r = \frac{P}{\Omega} = p \frac{P}{\omega} = 3p \left( \frac{E V_s}{L_d \omega^2} \right) \sin \delta + \left( \frac{3p}{2} \right) V_s^2 \sin 2\delta \left( \frac{1}{L_q \omega^2} - \frac{1}{L_d \omega^2} \right) \quad (\text{Équation N}^\circ 4)$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles. On sait que la vitesse angulaire du champ tournant est  $\Omega = \omega / p$ .

En pratique, on néglige l'influence de la résistance R, de plus, on fait  $L_d = L_q = L$ .

$$P = 3 \left( \frac{E V_s}{L \omega} \right) \sin \delta$$

$$Q = 3 \left( \frac{E V_s}{L \omega} \right) \cos \delta - 3 \frac{V_s^2}{L \omega} \quad (\text{Équations N}^\circ 5)$$

Et si le rendement du moteur est égal à 1, on obtient l'expression du couple résistant :

$$T_r = \frac{P}{\Omega} = p \frac{P}{\omega} = 3p \left( \frac{E V_s}{L \omega^2} \right) \sin \delta \quad (\text{Équation N° 6})$$

## Modèle de Park

Il est parfois intéressant d'introduire ce modèle, souvent complexe, pour expliquer l'importance des régimes transitoires lorsque le moteur est soumis à des variations brutales de couple résistant ou de tension.

On introduit des constantes de temps suivantes, en tenant compte des composants directs et en quadrature de la Transformation de Park, en tenant compte :

- De l'inducteur,
- Des amortisseurs.

Et en précisant les notations suivantes :

- $T'_d$  la constante de temps de l'inducteur, ou transitoire d'axe direct en court-circuit, l'enroulement direct de l'induit étant en court-circuit, alors que les amortisseurs sont supposés en circuit ouvert.
- $T'_{d0}$  la constante de temps de l'inducteur, transitoire d'axe direct en circuit ouvert. L'enroulement direct de l'induit et les amortisseurs sont supposés en circuit ouvert.
- $T''_d$  la constante de temps de l'amortisseur, ou subtransitoire d'axe direct en court-circuit, l'enroulement direct de l'induit et celui de l'inducteur étant en court-circuit.
- $T''_{d0}$  la constante de temps de l'amortisseur, ou subtransitoire d'axe direct en circuit ouvert, l'enroulement de l'inducteur étant en court-circuit, et celui (direct) de l'induit en circuit ouvert.
- $T''_q$  la constante de temps de l'amortisseur, ou subtransitoire d'axe en quadrature en court-circuit, l'enroulement en quadrature de l'induit en court-circuit.
- $T''_{q0}$  la constante de temps de l'amortisseur, ou subtransitoire d'axe en quadrature en circuit ouvert, l'enroulement en quadrature de l'induit en circuit ouvert.

Les constantes de temps *subtransitoires* sont faibles (quelques dizaines à quelques centaines de millisecondes selon le type de machine) ; elles interviennent surtout sur les régimes transitoires des courants.

Les constantes de temps *transitoires* sont plus élevées (quelques dixièmes de secondes à quelques secondes selon le type de machine) ; elles interviennent dans les régimes transitoires des courants et du couple électromagnétique.



SAVOIR-FAIRE

Un premier mode de couplage d'une machine synchrone consiste à utiliser un moteur auxiliaire.

Dans l'exemple donné en simulation à la figure 43.1a le **moteur synchrone à inducteur** est entraîné par un moteur à excitation séparée. Pour limiter des surintensités en courant alternatif, on a placé une bobine « triple » de 25 mH par phase.

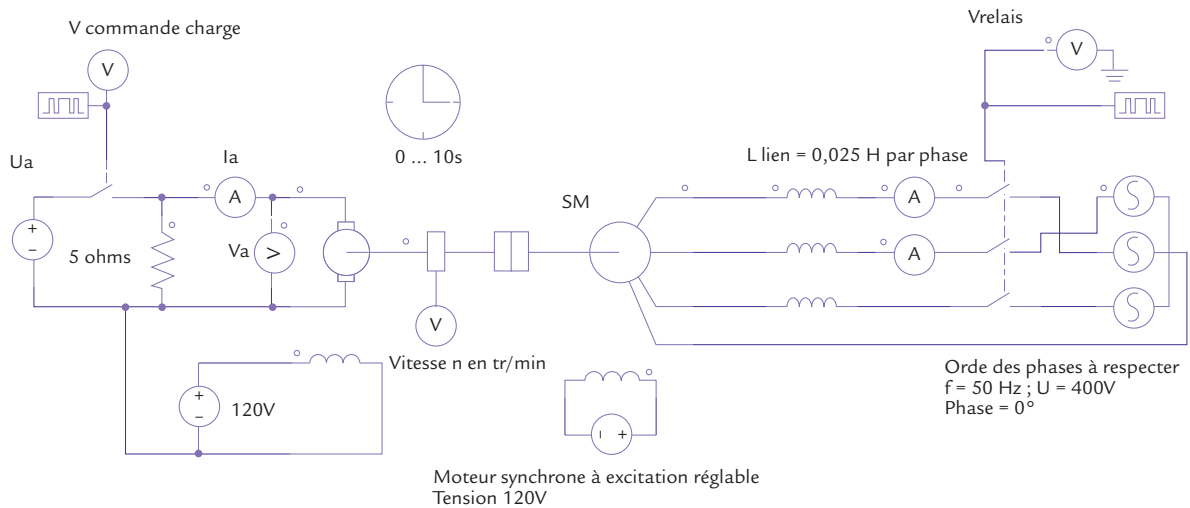


Figure 43.1a Accrochage sur le réseau d'un moteur synchrone à inducteur, à vide puis en charge

$R_s = 0,1 \text{ ohm}$

$L_s = 0,79 \text{ mH (fuites)}$

$L_d = 4,1 \text{ mH}$

$L_q = 2 \text{ mH}$

4 pôles

Moment d'inertie 0,2 kg.m<sup>2</sup>

Inducteur

$R_F = 0,25 \text{ ohm} ; L_F = 0,37 \text{ mH}$

Amortisseurs

Axe direct  $R_{rd} = 0,17 \text{ ohm} ; L_{rd} = 0,28 \text{ mH}$  : grandeurs ramenées au stator

Axe en quadrature  $R_{rq} = 0,17 \text{ ohm} ; L_{rq} = 0,91 \text{ mH}$  : grandeurs ramenées au stator

Couplage effectif  $N_s/N_F = 1$  entre stator et inducteur

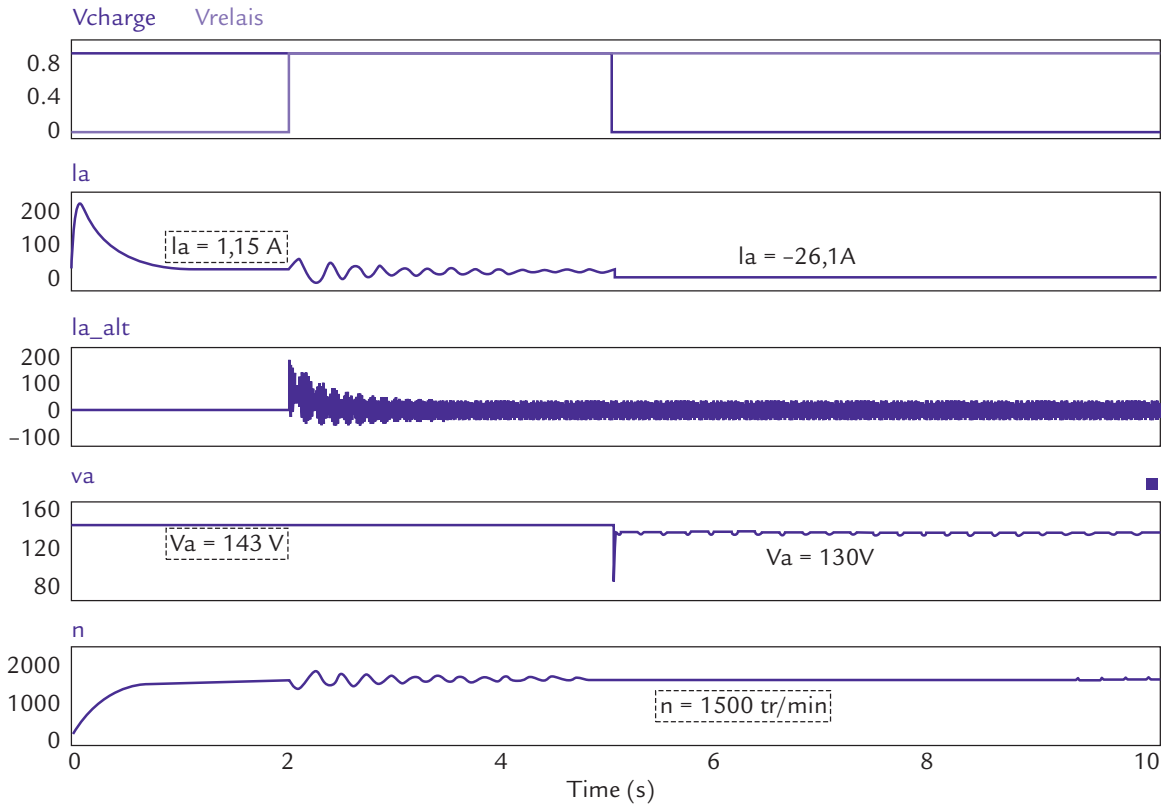


Figure 43.1b Courbes obtenues

Dans la simulation présentée à la figure 43.1b, la vitesse atteinte avant fermeture de l'interrupteur est de 1 490 tr/min. Le moteur synchrone « s'accroche » sur le réseau à partir de l'instant 2 s. Il y a quelques oscillations de vitesse qui montrent la difficulté de l'accrochage.

Sa vitesse de rotation est alors imposée par le réseau de fréquence 50 Hz et la vitesse est  $n = 1500 \text{ tr/min}$ .



## EN PRATIQUE

Il est souvent plus facile pour un moteur comportant un bobinage inducteur d'obtenir le couplage sur le réseau par un démarrage en asynchrone.

Dans l'exemple donné en simulation à la figure 43.2a, l'inducteur du moteur synchrone est mis en court-circuit durant 1,5 s. Il y a donc démarrage en asynchrone. Ensuite, la tension continue de 120 V est appliquée aux bornes de l'inducteur pour accrocher définitivement la machine au réseau.

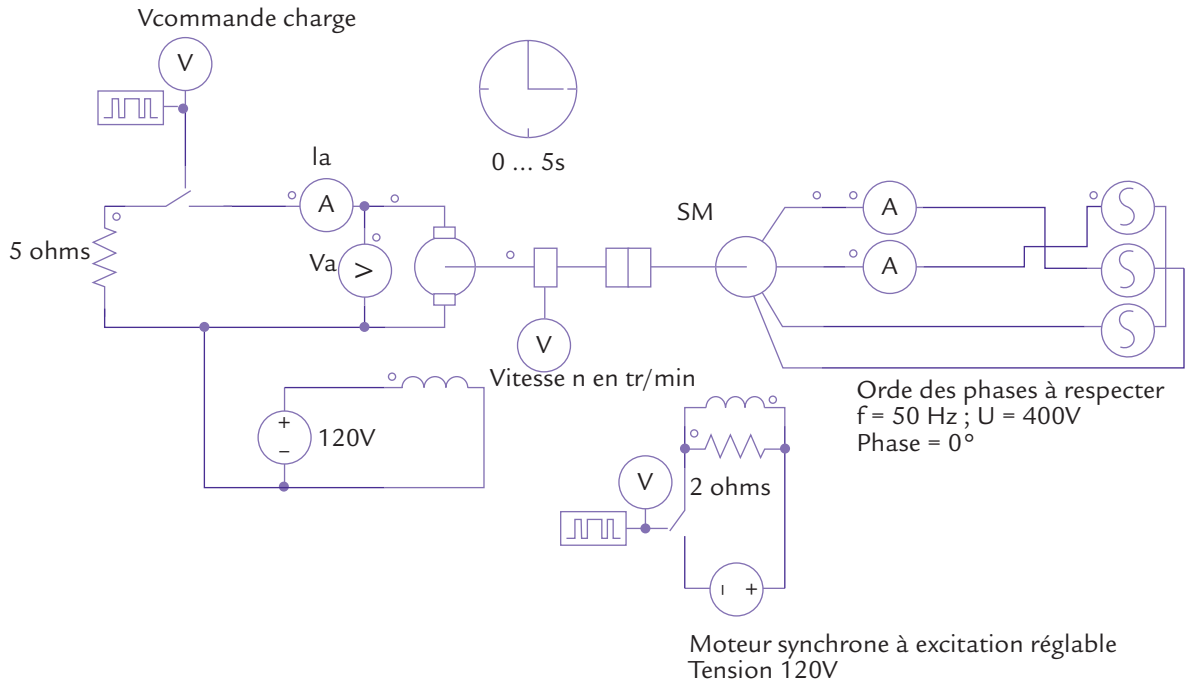


Figure 43.2a Accrochage sur le réseau d'un moteur synchrone à inducteur, à vide puis en charge : démarrage en asynchrone

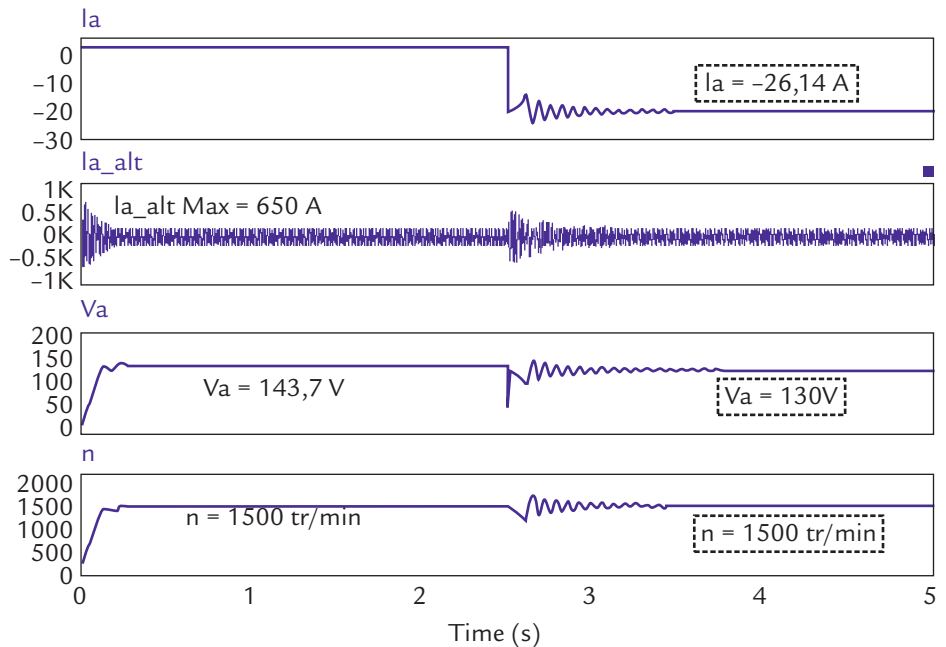


Figure 43.2b Courbes obtenues

La mise brutale sous tension triphasée provoque une surintensité au démarrage car la f.é.m. de la machine est nulle. Cette surintensité risque de perturber le réseau et le comportement même de la machine. Il faut probablement prévoir une limitation du courant alternatif au démarrage. Il y a également une surintensité du courant  $I_{a\_alt}$  au moment de l'injection de courant continu  $IF$  sur l'inducteur de la machine synchrone.

Le courant continu  $I_a$  est négatif à partir de l'instant  $t = 2,5$  s car la machine à courant continu devient génératrice et le moteur synchrone est alors mis en charge.

## Conseils

De plus en plus, on impose aux machines synchrones qu'elles « supportent » temporairement une baisse de tension du réseau, tout en restant synchrones, ou tout au moins en « accrochage » avec celui-ci. C'est ce que l'on doit constater en observant l'allure des courants alternatifs débités par les machines au moment de cette baisse brutale de tension.

À la figure 43.3, on montre le comportement du moteur synchrone après démarrage en asynchrone, synchronisation sur le réseau et baisse de la tension du réseau de 50 % à partir de l'instant  $t = 8$  s. La vitesse est alors peu stable : le moteur risque le « décrochage ».

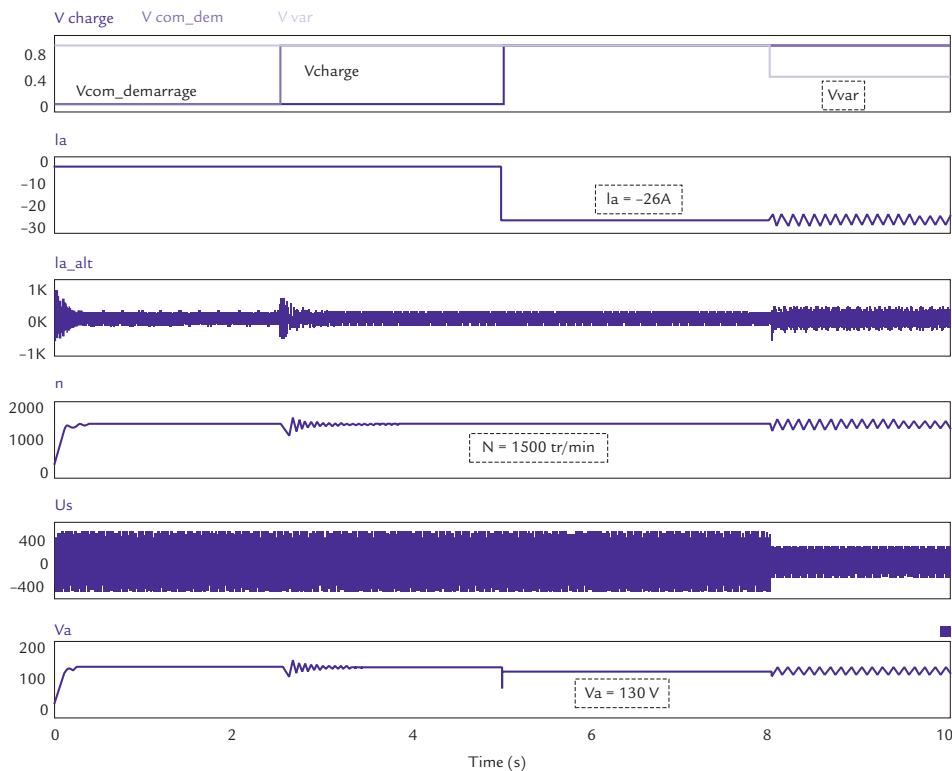


Figure 43.3 Courbes obtenues lors d'une baisse du réseau

## Objectifs

Quelle est la définition de l'autopilotage ? La machine et les capteurs associés génèrent leurs propres signaux de commande, au lieu d'une commande utilisant des réglages préétablis.

Il y a autopilotage lorsque la commande de l'onduleur qui alimente le moteur est liée en fréquence et en phase à la position du rotor pour optimiser le couple. Son but est généralement d'obtenir un système onduleur + machine synchrone qui, par ses caractéristiques, ressemble à celle du moteur à courant continu, mais avec l'avantage de ne pas utiliser de collecteur, d'où le nom de montage « sans balais » (ou brushless ou autosynchrone).

Il existe plusieurs cas de commande autopilotée des machines synchrones, selon le type de machine (à rotor bobiné ou à aimant permanent, qui crée un flux constant, à réluctance variable ; le couple est obtenu par variation de la coénergie selon l'angle  $\theta$ ), selon la forme d'onde de la f.é.m., pour les machines où le rotor crée un flux (à f.é.m. sinusoïdale, à f.é.m. trapézoïdale, présentée en simulation), selon le moyen d'obtenir la référence  $\theta_0$  du rotor, en utilisant :

- ✓ un resolver, qui permet une commande directe des courants triphasés par asservissement,
- ✓ un codeur absolu de position du rotor ; dans ce cas, il est souhaitable que la commande utilise la transformation de Park,
- ✓ un système « sans capteur » (sensorless) où la position (et la vitesse) sont obtenues (estimées) indirectement par l'analyse des courants et des tensions relatives au moteur.

Ces moyens de commande exigent généralement des processeurs : des microprocesseurs, des microcontrôleurs, des FPGA ou des DSP (voir la fiche 45).

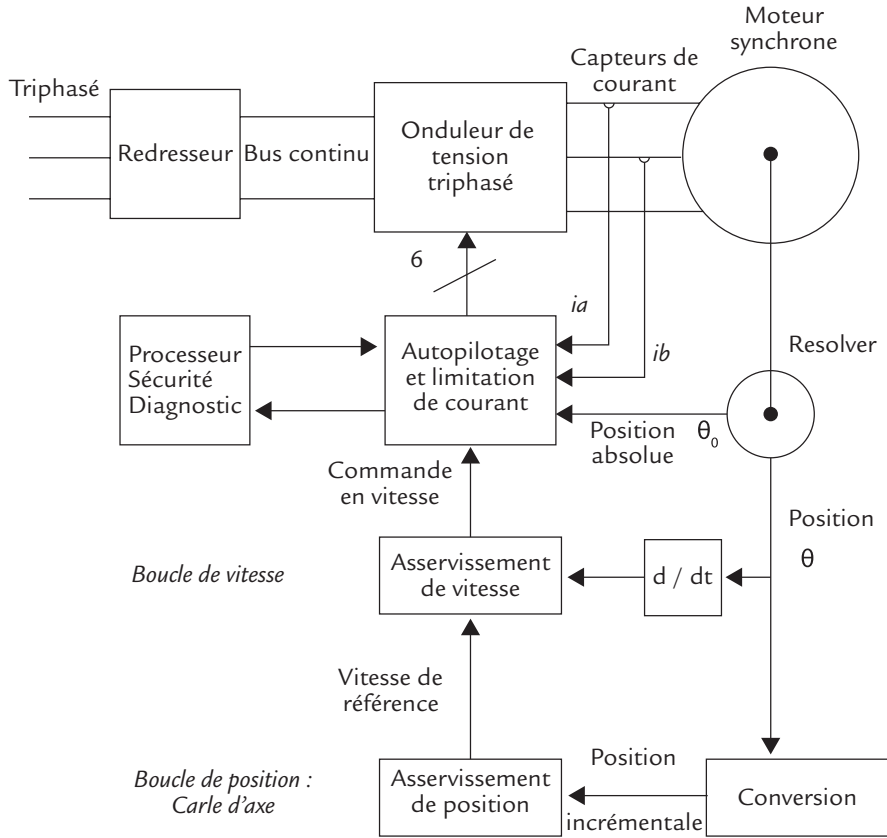
Par la suite, on se limitera au cas des machines où le stator est triphasé.



## REPÈRES

### Présentation de la commande autopilotée

Cette commande autopilotée convient aussi bien à un moteur synchrone à aimant permanent, qu'à un moteur dont le rotor est équipé d'un bobinage inducteur. Le montage du synoptique général est présenté à la figure 44.1.



**Figure 44.1** Synoptique général d'une commande autopilotée directe à travers un onduleur de tension

Il s'agit d'obtenir les références du courant triphasé pour la commande MLI de l'onduleur. Le resolver fournit les grandeurs  $\sin\theta$  et  $\cos\theta$  qui,

sont converties en grandeurs « triphasées » 
$$\begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
 à travers le

système d'autopilotage équipé d'un processeur.

Ces grandeurs sont elles-mêmes multipliées par la grandeur « commande vitesse », ce qui permet d'aboutir aux consignes courant  $i_{a\text{ ref}}$  et  $i_{b\text{ ref}}$ . Ces consignes sont internes au système d'autopilotage.

L'asservissement des courants  $i_a$  et  $i_b$  de sortie de l'onduleur, ainsi que l'asservissement de vitesse, sont « corrigés » par des filtres numériques PI (Proportionnel et Intégral) fonctionnant « en interne » dans le processeur.

La loi des nœuds impose  $i_a + i_b + i_c = 0$ ; donc deux capteurs de courants suffisent pour imposer l'alimentation en courant du moteur synchrone.

La boucle d'asservissement de vitesse permet au système de suivre la consigne de vitesse en entrée. Un écart de vitesse entraîne une augmentation (ou une réduction) du couple de manière telle que cet écart redevienne nul.

## Calcul du couple électromagnétique

Les équations du moteur synchrone triphasé à pôles saillants sont les suivantes :

$$v_{sd} = +V\sqrt{3} \sin \delta ; v_{sq} = +V\sqrt{3} \cos \delta$$

$$i_d = -I\sqrt{3} \sin \psi ; i_q = -I\sqrt{3} \cos \psi .$$

La résistance induit est supposée nulle. La f.é.m. à vide est *sinusoïdale* de valeur efficace  $E_v$ .

$$V \cos \delta = E_v - X_d I \sin \psi \quad \text{avec } X_d = X_l$$

$$V \sin \delta = X_q I \cos \psi \quad \text{avec } X_q = X_l$$

$$\text{avec } \psi = \left( \vec{I}, \vec{E}_v \right) \text{ et } \delta = \left( \vec{V}, \vec{E}_v \right)$$

Calculons la puissance active reçue :  $P = 3 V I \cos \varphi$ . Or  $\varphi = \psi - \delta$ .

Après calcul, il vient :

$$P = 3 [E_v - X_d I \sin \psi] [I \cos \psi] + 3 [X_q I \cos \psi] [I \sin \psi].$$

Ce qui aboutit à la relation suivante :

$$P = 3 [E_v I \cos \psi] - (3/2) [(X_d - X_q) I^2 \sin 2\psi].$$

$$\text{Avec l'expression du couple } T_e = 3 \left[ \frac{E_v}{\Omega_s} I \cos \psi - \left( \frac{X_d - X_q}{2\Omega_s} \right) I^2 \sin 2\psi \right].$$

Si le moteur est à pôles lisses, le couple se ramène à  $T_e = 3 \left[ \frac{E_v}{\Omega_s} I \cos \psi \right]$ . En général un moteur à pôles saillants n'est pas utilisé pour la commande à courant forcé  $I$ .

Le calage de l'angle, obtenu grâce au resolver, permet d'imposer l'angle  $\psi$ , pour obtenir un couple maximal, donc  $\cos \psi$  voisin de 1.

Le rôle de l'autopilotage est donc d'obtenir une formule simple du couple qui est semblable à celle du moteur à courant continu.

Ici, la f.é.m. est sinusoïdale.

Comme  $E_v = 2,22 \times K_b K_F p N \left( \frac{\Omega_s}{2\pi} \right) \Phi_M = k \Phi_M \Omega_s$ , on obtient :

$$T_e = 3k \Phi_M I \cos \psi$$

Le flux étant imposé, ainsi que  $\cos \psi$ , le couple ne dépend que de  $I$ , imposé par la consigne des courants, qui elle-même provient de la commande issue de l'asservissement de vitesse.

L'enchaînement des commandes pour un asservissement de vitesse est donc le suivant :

- Une consigne de vitesse est fixée par l'opérateur,
- La commande provenant de l'asservissement de vitesse impose le couple moteur,
- Imposer le couple moteur, fixe la consigne des courants,
- L'onduleur de tension réalise l'asservissement des courants à partir des consignes,
- Le couple réalisé permet d'obtenir la vitesse voulue, grâce à la boucle fermée.

**Remarque :** Bien souvent, la commande autopilotée est aussi utilisée pour un *asservissement de position*. Une commande supplémentaire est ajoutée à l'ensemble précédent :

- Une consigne de position est fixée par l'opérateur,
- La consigne de vitesse provient de l'asservissement de position,
- La suite est l'ensemble précédent,
- Le couple réalisé, le rotor tourne à la position voulue, grâce à la boucle fermée.

## Calage du resolver

Considérons la formule du couple :  $T_e = 3k \Phi_M I \cos \psi$

Pour un courant donné, le couple est maximal à  $\psi = 0$  pour  $E_v$  et  $I$  en concordance de phase.

Lorsque  $\psi = \pi/2$ , le couple est toujours nul. Le principe du calage du resolver consiste donc à rechercher l'*annulation* du couple. On fait tourner le stator du resolver à la main pour trouver le point d'arrêt (couple nul) du moteur, en plaçant un cavalier sur une position « INIT ».

Une fois le calage réalisé, on place le cavalier en position normale pour obtenir  $\psi = 0$ . Ce calage convient pour les deux sens de rotation.

Si le déplacement du stator du resolver a lieu dans le mauvais sens, l'arrêt du moteur est sur un point instable et le retour de vitesse est en opposition de phase. Il faut donc veiller à ce que l'asservissement de vitesse fonctionne correctement.

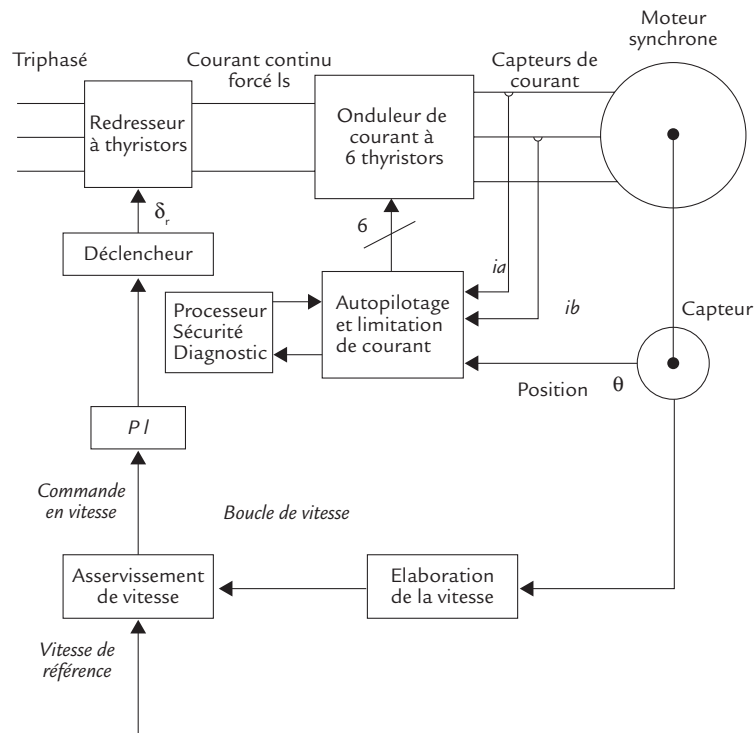
Le variateur de vitesse étant ainsi réglé, il est important de tester le système en réponse indicielle de vitesse, en sachant que le système est nécessairement limité en courant. Le dépassement de la réponse par rapport à la vitesse finale ne doit pas dépasser 20 %.



## SAVOIR-FAIRE

### Synoptique d'une commande à travers un onduleur de courant

Le montage du synoptique général est présenté à la figure 44.2.



**Figure 44.2** Synoptique général d'une commande autopilotée directe à travers un onduleur de courant

Le capteur de position présenté ici peut être un resolver, mais c'est le plus souvent un codeur absolu. Ce type de montage n'intervient que pour la commande de très gros moteurs, de puissance nominale supérieure à 500 kW. À cette échelle de puissance, la plupart des moteurs sont nécessairement à rotor bobiné. Le flux  $\Phi_M$  est donc réglable.

Les thyristors fonctionnent mieux en onduleur de courant qu'en onduleur de tension. Généralement, le « pont onduleur de courant à 6 thyristors » est en *commutation naturelle*.

## Réglage de la vitesse

La valeur moyenne de la tension  $\langle v_m \rangle$  dépend de l'angle d'amorçage  $\delta_r$  des thyristors du pont. Si  $V_s$  est la valeur efficace de la tension du réseau (phase - neutre en triphasé) :

$$\langle v_m \rangle = \frac{2V_s \sqrt{2}}{\pi} \cos \delta_r \text{ dans le cas d'un réseau monophasé ;}$$

$$\langle v_m \rangle = \frac{3V_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \delta_r \text{ dans le cas d'un réseau triphasé.}$$

Le moteur est à pôles lisses et la f.é.m. sinusoïdale. Considérons l'onduleur de courant sans pertes alimenté par un *redresseur triphasé*. On a alors :

$$\langle v_m \rangle I_s = \frac{3V_s I_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \delta_r = T_e \Omega_s = 3k \Phi_M \Omega_s I \cos \psi$$

On a vu que la valeur efficace du courant de sortie de l'onduleur de courant est  $I = K I_M$  où  $I_M = I_s \frac{\sqrt{6}}{\pi}$  et  $K$  un coefficient de modulation. Dans le cas d'un onduleur « simple » à 6 thyristors, ce coefficient vaut 1. Soit, en remplaçant :

$$\langle v_m \rangle I_s = \frac{3V_s I_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \delta_r = T_e \Omega_s = 3k \Phi_M \Omega_s \frac{I_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \psi$$

ce qui donne :

➤ dans le cas général :

$$\langle v_m \rangle = 3k \Phi_M \Omega_s \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cos \psi$$

➤ dans le cas où le réseau d'alimentation est triphasé :

$$V_s \cos \delta_r = k \Phi_M \Omega_s \cos \psi$$

Si l'angle  $\psi$  est réglé et constant, la vitesse du moteur  $\Omega_s$  est :

- proportionnelle à  $\langle v_m \rangle$  ou à  $V_s$ ,
- inversement proportionnelle au flux  $\Phi_M$ .

On retrouve sur ce système autopiloté le réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu.

Dans le cas d'un asservissement de vitesse, il faut agir non pas sur  $I$ , mais sur la valeur moyenne de la tension  $\langle v_m \rangle$ , c'est-à-dire sur l'angle de retard à l'amorçage  $\delta_r$ .



## EN PRATIQUE

## Caractéristiques couple vitesse

Les caractéristiques considérées ici concernent les moteurs alimentés par onduleur de courant. Les limites de fonctionnement sont représentées à la figure 44.3.

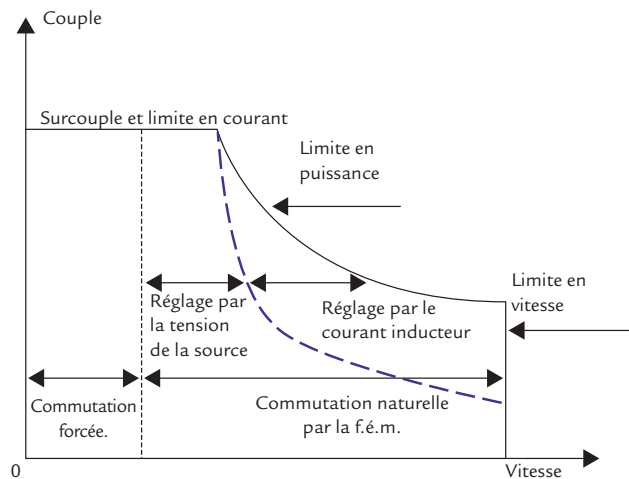


Figure 44.3 Caractéristiques extrêmes du couple en fonction de la vitesse du moteur alimenté par un onduleur de courant

## Conseils

Le réglage du capteur de position doit être bien entendu effectué à l'arrêt pour obtenir l'annulation du couple. Le moteur est bloqué par un frein et le couple est mesuré par un capteur approprié. C'est en principe dans ces conditions que le réglage est optimal, puisque l'on peut alors obtenir l'angle  $\psi$ . Par la suite, selon l'utilisation du moteur, ce réglage peut être faussé, ou à refaire... C'est pourquoi on préfère de plus en plus la commande à flux orienté étudiée à la fiche 45. Dans ce type d'application, le surcouple du moteur est temporaire. Il ne sert que pour le démarrage.

La courbe en pointillé montre la limite extrême de la courbe couple-vitesse lorsque le courant de l'inducteur est nominal. En baissant l'excitation du rotor, donc le flux, on augmente la vitesse du moteur, d'où les limites à la fois en vitesse, en puissance et en courant.

Le fonctionnement d'un système autopiloté permet d'obtenir « un **surcouple** » au démarrage, ce qui est très intéressant dans de nombreuses applications.

Le système d'onduleur de courant à 6 thyristors ne fonctionne en *commutation naturelle* que si la f.é.m. est suffisamment élevée (vitesse supérieure à  $\Omega_n/10$ ) pour assurer le blocage d'un thyristor lorsqu'on amorce le suivant. Au démarrage, la f.é.m. est nulle. Un système auxiliaire assure le blocage des thyristors en *commutation forcée*.

Ce type d'autopilotage est utilisé pour l'équipement de certaines locomotives électriques, dont celles du TGV « Atlantique ».

## Simulations du fonctionnement d'une machine autopilotée

### Simulation par le logiciel SIMULINK

Le programme utilisé est déjà conçu par le constructeur du logiciel. Il s'agit de l'étude d'un démarrage d'un moteur synchrone autopiloté.

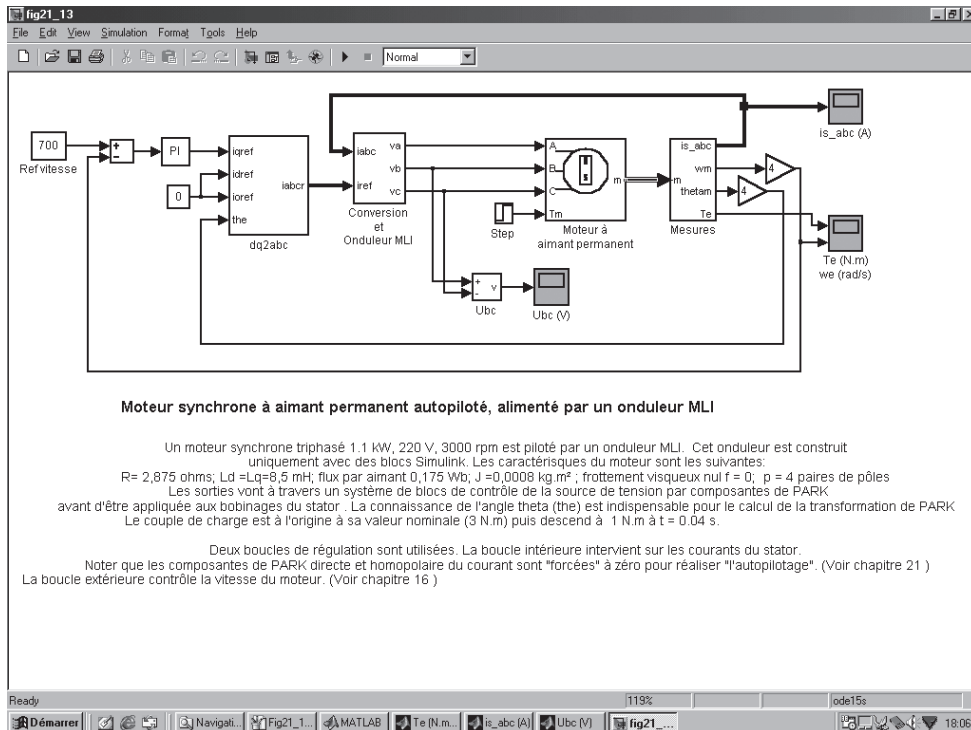
On envoie brutalement une consigne de 700 rad/s pour la vitesse. On constate que le régime transitoire est terminé au bout de 0,02 s. On note que le couple de démarrage atteint 30 N.m en quelques ms, mais une pointe de courant intervient au démarrage, qui s'amortit très vite.

Le moteur synchrone est tétrapolaire ( $p = 2$ ) et a une résistance par phase de 2,8 ohms ; les inductances  $L_d$  et  $L_q$  sont égales et valent 8,5 mH.

Les aimants créent un flux de 0,175 Wb

Le moment d'inertie est  $J = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$

L'allure des courants n'est pas sinusoïdale. On note l'évolution de la Modulation de largeur d'impulsions selon le démarrage.



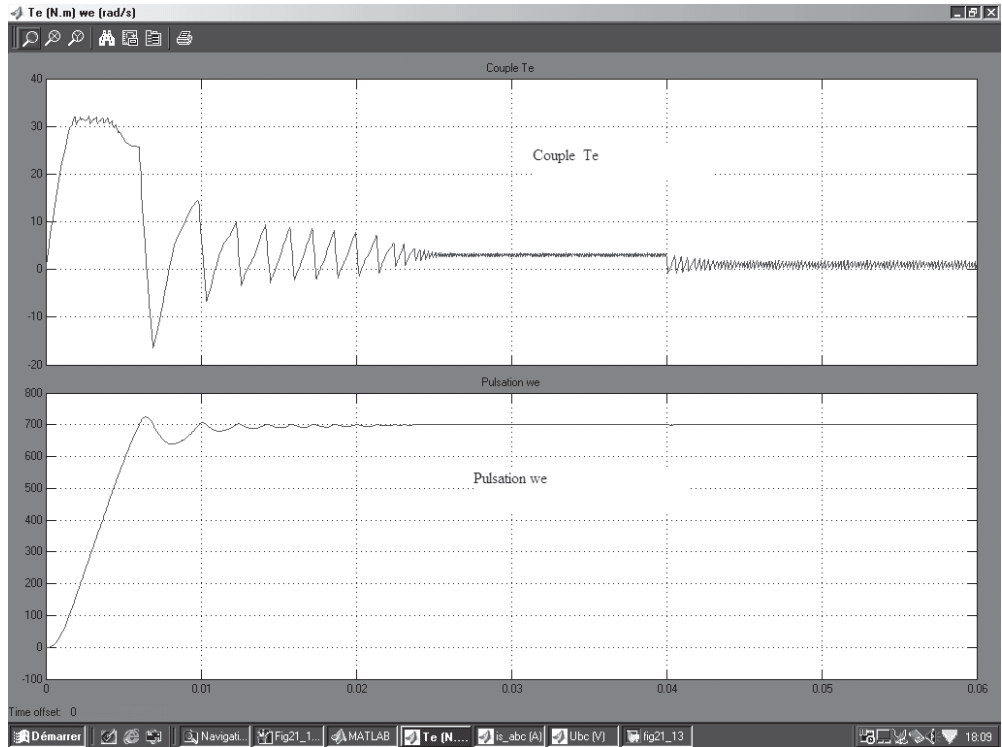


Figure 44.4 Simulation d'un démarrage d'un moteur synchrone autopiloté par SIMULINK

### Simulation par PSIM d'une machine à f.é.m. trapézoïdale

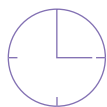
La machine « élabore » sa propre commande en produisant 6 signaux logiques.

Le moteur synchrone est tétrapolaire ( $p = 2$ ), a une résistance par phase de 11,9 ohm et l'inductance stator vaut 2 mH ; l'inductance mutuelle est négative et vaut  $M = -0,069$  mH.

Le rapport  $E/n$  est de 22,9 si  $E$  est en Volts « efficaces » et  $n$  en tr/min.

Le moment d'inertie est  $J = 7 \cdot 10^{-6}$  kg m<sup>2</sup>. Le démarrage est terminé au bout de 4 m s.

Le couple de démarrage atteint 3,15 N.m en quelques ms, mais une pointe de courant (négative de -10 A) intervient au démarrage ; elle s'amortit très vite. L'allure des courants n'est pas sinusoïdale. On note la commande « en créneaux » des courants. Ce type de moteur monte à des vitesses très élevées.



0 ... 150ms

Machine à f.e.m trapézoïdale Brushless

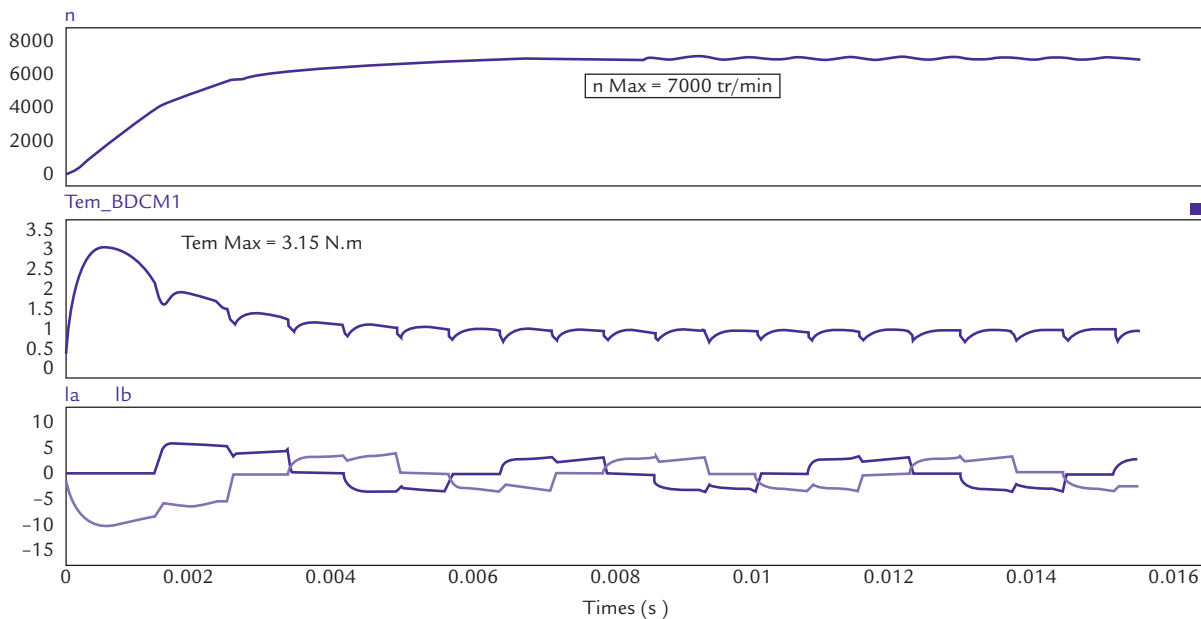
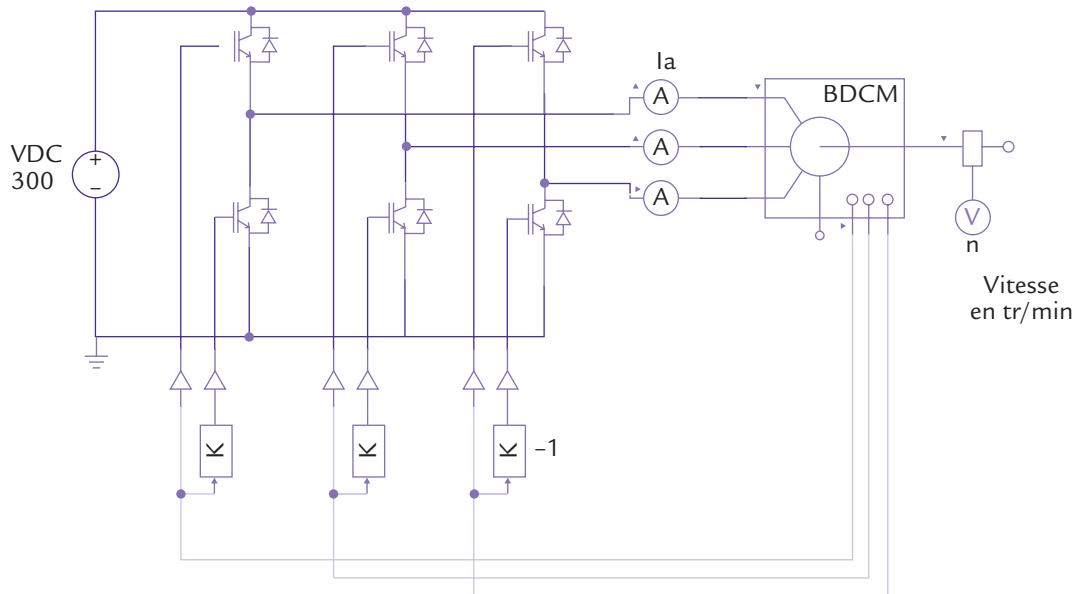


Figure 44.5 Simulation d'un démarrage d'un moteur synchrone par PSIM

## Objectifs

On utilise des composants électroniques numériques ayant une grande puissance de calcul pour utiliser les méthodes les plus performantes pour piloter une **machine synchrone**, à couple imposé ou à vitesse imposée.

Le DSP (Digital Signal Processor) est un processeur rapide permettant des calculs mathématiques très complexes. Il est très souvent remplacé par un composant programmable appelé FPGA pour Field Programmable Gate Array. Il permet l'optimisation de l'autopilote en utilisant la transformation de Park.

Les DSP prévus pour la commande des moteurs possèdent des convertisseurs analogiques - numériques afin d'obtenir un signal numérique pour chaque courant  $i_a$  et  $i_b$  ; et comme la somme des courants est nulle (loi des noeuds), on obtient aussi le signal du courant  $i_c$ .

Le DSP calcule la transformation de Park des courants statoriques pour obtenir les composantes courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

On réalise ainsi des asservissements en courant à partir de ces composantes de Park pour rendre le **couple optimal**.

Généralement, la commande MLI de l'onduleur est vectorielle pour obtenir le maximum de tension aux bornes du moteur.



## REPÈRES

L'expression générale du couple peut se mettre sous la forme :

$$T_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s]_t & [I_r]_t \end{bmatrix} \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Comme la sous-matrice  $[L_{rr}]$  ne contient que des termes constants, il est possible de simplifier et on aboutit à :

$$T_e = \frac{1}{2} [I_s]_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [L_{ss}] \right\} [I_s] + [I_s]_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} [I_r]$$

En effectuant le changement de variable  $[i_{abc}] = [P]^{-1} [i_{0dq}]$  on obtient finalement :

$$T_e = p [\Phi_d i_{sq} - \Phi_q i_{sd}]$$

Comme le couple électromagnétique s'exprime à partir d'une « soustraction » de deux produits comportant des composantes de Park de courants et de flux statoriques, l'autopilotage consiste à *supprimer l'un des deux termes* pour obtenir un couple optimal.



SAVOIR-FAIRE

**En commande à flux orienté,  $i_{sd}$  est nul en permanence.** La relation précédente devient :

$$T_e = p \Phi_d i_{sq}$$

La commande en fréquence de l'onduleur s'effectue directement à partir de la vitesse réelle du rotor, même si elle est différente de la consigne. Le flux est directement obtenu soit par un aimant permanent au rotor, soit par le courant d'excitation de la roue polaire. L'organigramme de fonctionnement est présenté à la figure 45.1.

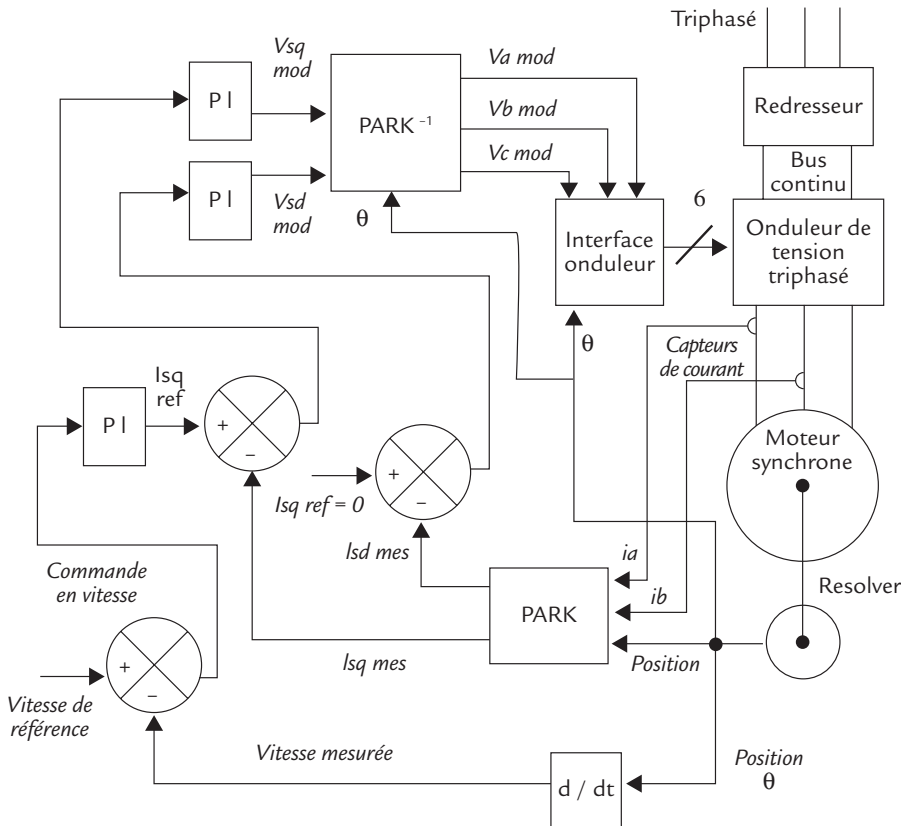


Figure 45.1 Organigramme de la commande à flux orienté

© Dunod – Toute reproduction non autorisée est un délit.

La composante directe du courant stator  $i_{sd}$  **est asservie** à une *référence nulle*, pour que la commande du couple ne revienne qu'à imposer la composante en quadrature  $i_{sq}$ .

La commande autopilotée est alors un asservissement de vitesse, obtenu par l'intermédiaire du couple qui dépend de  $i_{sq}$  seul, *puisque le flux  $\Phi_d$  est imposé : c'est celui de la roue polaire*.

Une fois imposé les asservissements sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , les composantes de Park des tensions correspondantes sont calculées. Ces tensions  $V_{sq\ mod}$  et  $V_{sd\ mod}$  sont des signaux de modulation qui sont convertis par *transformée de Park inverse* en tension de modulation (MLI) de l'onduleur  $V_{a\ mod}$ ,  $V_{b\ mod}$  et  $V_{c\ mod}$ .

En définitive, l'asservissement en courant agit ici directement par la transformation de Park. La valeur à  $\theta(0)$  a peu d'importance car le couple est obtenu à partir de la relation :

$T_e = p \Phi_d i_{sq}$ . En général,  $\Phi_d$  est voisin de  $\Phi_F$ , flux créé par l'inducteur.



## EN PRATIQUE

### Fonction de transfert du système

Utilisons les équations de Park de la machine synchrone. On néglige le rôle des amortisseurs et on désigne par  $\Phi_F$  le flux dû à l'inducteur seul :

- si le moteur est à aimant permanent,  $\Phi_F$  est imposé constant ;
- si le moteur est à rotor équipé d'un inducteur parcouru par un courant continu  $i_F$ , alors  $\Phi_F = M i_F$ .

L'équation électrique est alors ( $s$  est l'opérateur de Laplace et  $\omega = p \Omega$ ) :

$$v_q = (r + L_q s) i_{sq} + \omega L_d i_{sd} + \omega \Phi_F$$

Comme  $i_{sd} = 0$ , on obtient :

$$v_q = (r + L_q s) i_{sq} + \omega \Phi_F$$

$$\text{et } \Phi_d = \Phi_F$$

D'autre part, en considérant le fonctionnement à vide du moteur, et en introduisant le moment d'inertie  $J$  et le coefficient de frottement visqueux  $f$ , on obtient pour l'équation mécanique :

$$T_e = \Phi_F i_{sq} = \Omega(s) [Js + f]$$

ce qui donne :

$$i_{sq} = \Omega(s) \frac{[Js + f]}{\Phi_F}$$

Et, par élimination de  $i_{sq}$  :

$$v_q = \Omega \left[ (r + L_q s) \frac{Js + f}{\Phi_F} + p\Phi_F \right]$$

Soit finalement :

$$\frac{v_q}{\Omega} = p\Phi_F \left[ \left( \frac{L_q J}{p\Phi_F^2} \right) s^2 + \left( \frac{L_q f + r J}{p\Phi_F^2} \right) s + 1 \right] = \frac{1}{T(s)}$$

En négligeant l'effet du frottement visqueux, il est alors possible d'introduire la constante de temps électromécanique  $\tau_{em} = \frac{r J}{p\Phi_F^2}$  et la constante de temps électrique  $\tau_e = \frac{L_q}{r}$ . On obtient ainsi la fonction de transfert :

$$T(s) = \frac{\Omega}{v_q} = \left( \frac{1}{p\Phi_F} \right) \left[ \frac{1}{1 + \tau_{em} s + \tau_{em} \tau_e s^2} \right]$$

C'est la fonction de transfert  $T(s)$  en vitesse du moteur à courant continu. Il est donc possible de commander la vitesse d'un moteur synchrone à flux orienté :

- en imposant  $i_{sd} = 0$ ,
- en agissant sur la tension  $v_q$ .

## Caractéristique du couple

On s'intéresse aux caractéristiques extrêmes du couple en fonction de la vitesse. Elles sont présentées à la figure 45.2. Elles concernent les machines où le rotor comporte un inducteur.

Voyons les avantages de ce type de commande :

- le couple est maximal au démarrage et à faible vitesse,
- le comportement « dynamique » est important : le moteur démarre très vite, change rapidement de vitesse, a une bonne réaction pour des variations brutales de couple,
- chaque opération s'effectue séparément par le DSP, et ceci dans une grande gamme de vitesse,
- le contrôle du couple et du flux est séparé,
- le fonctionnement est possible dans quatre quadrants.

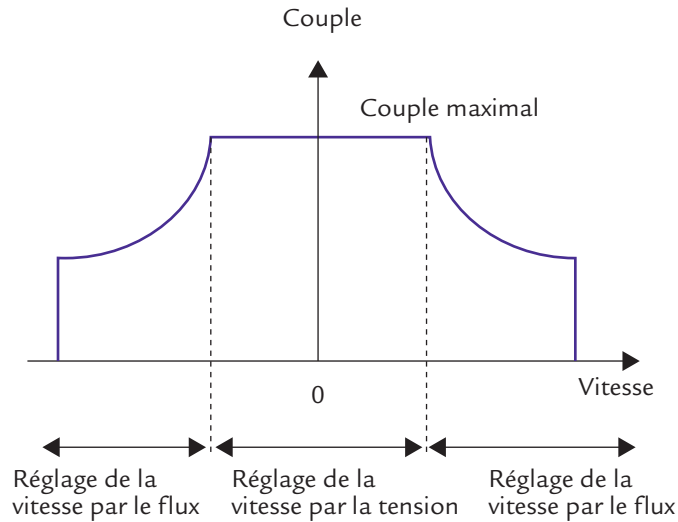


Figure 45.2 Caractéristiques extrêmes du couple pour une commande à flux orienté

## Conseils

L'utilisation d'une commande numérique par DSP ou d'un FPGA pour commander une machine synchrone en mode autopiloté est devenue banale aujourd'hui. L'industriel vend l'ensemble Moteur + Convertisseur de Puissance + Commande numérique+ logiciel de pilotage. En pratique, c'est la mise en œuvre du logiciel qui est importante. Mais il faut aussi, comme toujours, bien évaluer les caractéristiques de la charge mécanique :

- ◆ Une sous-évaluation du couple résistant dû à la charge mécanique mettrait le moteur et le convertisseur de puissance en « **sur-couple** » en permanence, ce qui provoquerait des échauffements excessifs, si cette situation se prolongeait.
- ◆ Une sur-évaluation du couple résistant risque de provoquer une déformation excessive de l'arbre de transmission à cause du « surcouple » provoqué par le moteur, déformation qui pourrait dépasser la limite de l'élasticité.

## Cas de l'autopilotage « sans capteur » de position

Dans certaines applications, le coût du capteur de position est élevé. On se limite au cas où la f.é.m. de la machine est de forme d'onde sinusoïdale. On établit alors un modèle en écrivant pour chaque phase l'équation suivante :

$$v_a(t) = r i_a(t) + (L - M) di_a/dt + e_a(t)$$

En utilisant un capteur de tension relié à  $v_a(t)$  et un capteur de courant relié à  $i_a(t)$ , il est possible d'estimer la f.é.m. en temps réel grâce au calcul du DSP. Il est important d'obtenir le passage par zéro de  $e_a(t)$  pour déterminer la référence de l'angle  $\theta$ .

En définitive, la commande « sans capteur » du moteur à partir du DSP consiste à remplacer le capteur de position par un « observateur de position du rotor », à condition de disposer dans le processeur, des expressions :

- des courants  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$ ,  $i_c(t)$ ,
- des tensions  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$ ,  $v_c(t)$ .

Pour le reste, la commande « par flux orienté » est la même.

Les performances de couple obtenues de cette manière sont sensiblement moins bonnes que si l'on dispose d'un capteur de position.

En définitive, ce type de moteur à puissance massique et à couple massique élevé doit être utilisé dans des conditions optimales en association avec la charge mécanique. L'utilisateur doit bien maîtriser le logiciel de pilotage. Il faut bien entendu utiliser la possibilité de « surcouple » tout en s'assurant qu'elle est nécessaire et adaptée à l'utilisation pratique du moteur.

## Simulations du fonctionnement d'une machine autopilotée

### Simulation par le logiciel VisSim

On rappelle que ce logiciel de simulation sert à tester des programmes pour DSP ou FPGA.

À la figure 45.3, on a représenté une simulation d'un démarrage de moteur synchrone autopiloté soumis à un échelon de vitesse. Le démarrage s'effectue très rapidement (environ 0,02 s).

Le moteur est bipolaire à aimant permanent. Sa résistance et son inductance par phase valent respectivement 0,5 ohm et 1 mH.

Le moment d'inertie  $J$  est égal à  $10^{-5}$  kg m<sup>2</sup>.

Le coefficient de frottement visqueux  $f = 0,001$  u S.I.

La constante de couple vaut 0,07 N.m/A.

La charge a un moment d'inertie de 0,001 kg m<sup>2</sup>.

Le « servoamplifier » est un onduleur MLI de tension qui fonctionne avec une fréquence de modulation de 9000 Hz. La valeur efficace de la tension de sortie dépend d'un signal d'entrée de commande.

La fréquence de l'horloge du processeur est de 10 000 Hz.

Le gain de la boucle « intégrale » *du correcteur courant* est de 100.

Le gain de la boucle « proportionnelle » *du correcteur courant* est de 2.

Le gain de la boucle « intégrale » *du correcteur vitesse* est de 10.

Le gain de la boucle « proportionnelle » *du correcteur vitesse* est de 0,05.

La sensibilité de la dynamo tachymétrique est de 1 V .s/rad.

Les graphes représentent l'évolution de la vitesse par rapport à la consigne de l'asservissement, ainsi que celle de l'angle de rotation  $\theta$ . La forme d'onde des courants n'est pas sinusoïdale.

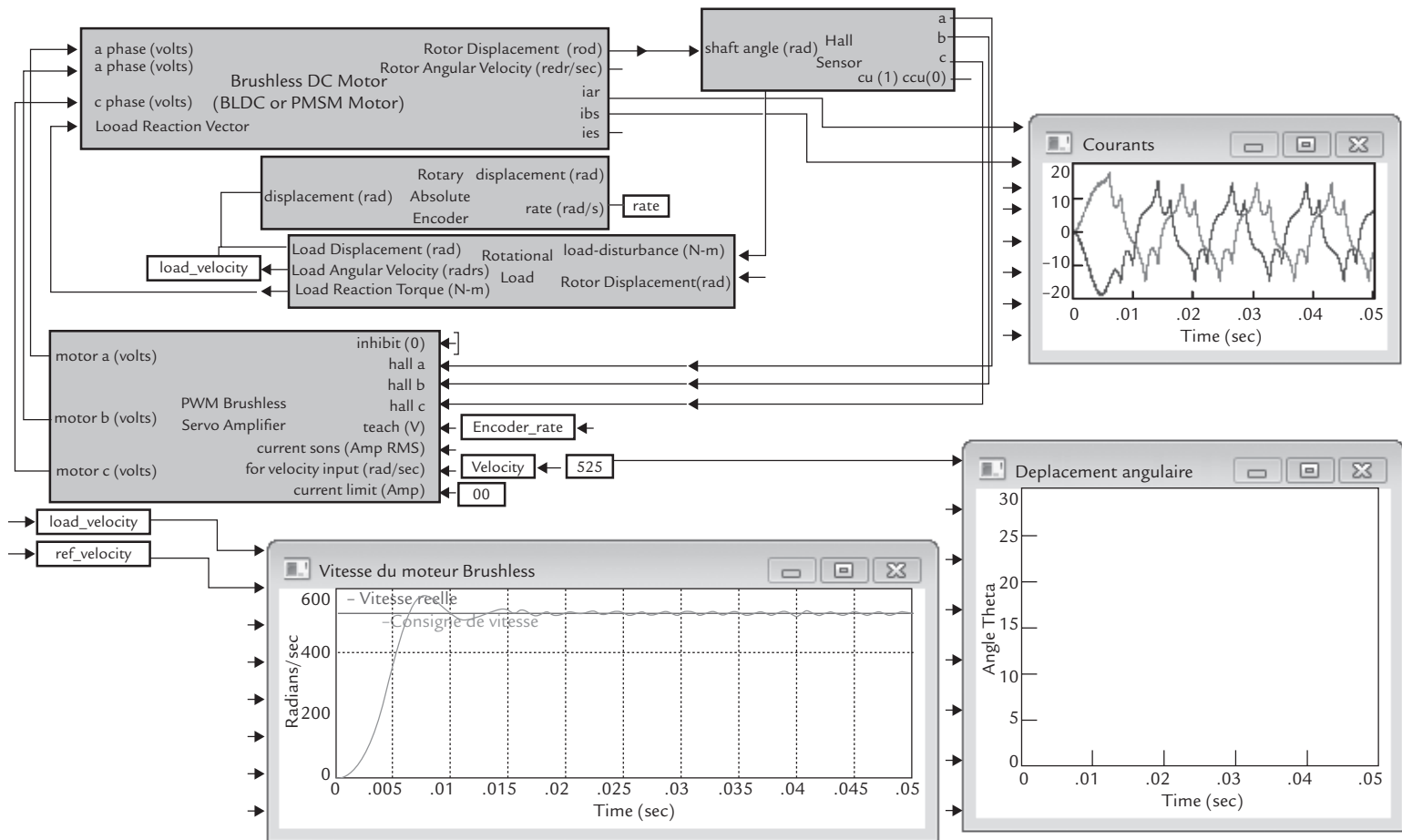
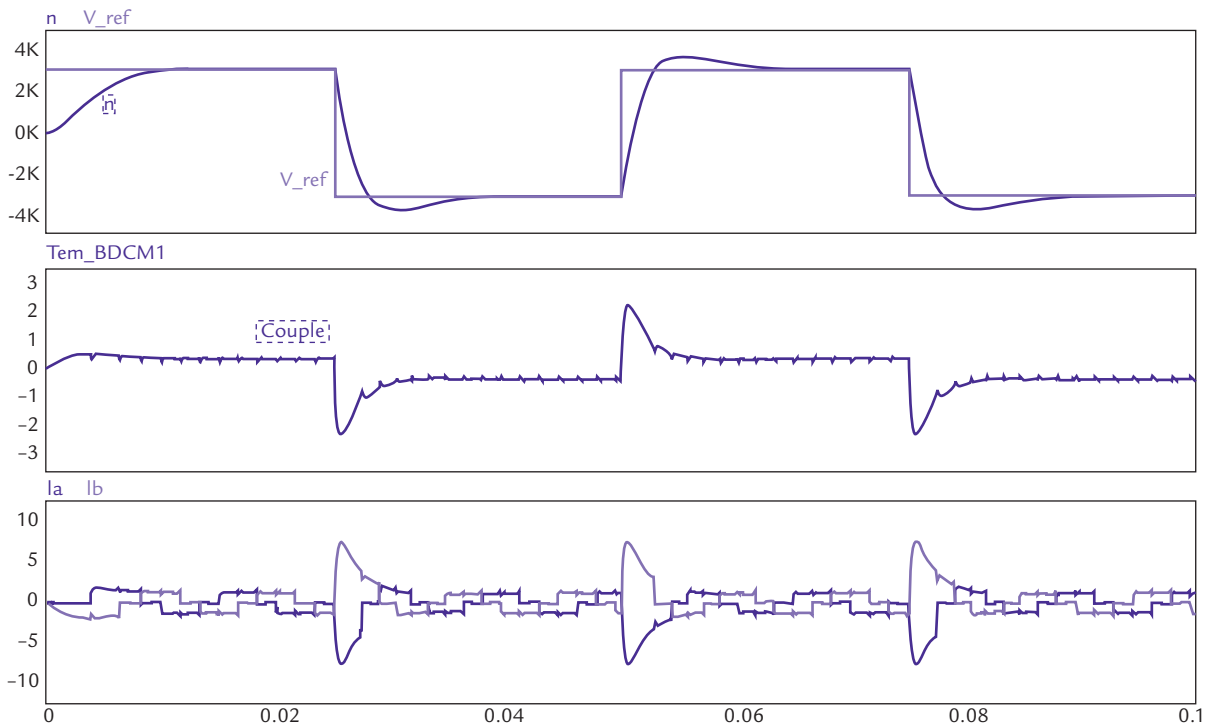


Figure 45.3 Simulation par VisSim d'un démarrage d'un moteur synchrone autopiloté

## Simulation par PSIM

On s'intéresse au démarrage en mode autopiloté avec **asservissement de vitesse** (voir la figure 45.4).



**Figure 45.4** Simulation par PSIM d'un démarrage avec asservissement de vitesse d'un moteur synchrone autopiloté

La consigne de vitesse varie brutalement de + ou - 3 000 tr/min. Le régime transitoire est terminé au bout de 0,02 s.

Le couple de démarrage atteint 2,25 N.m en quelques ms, mais une pointe de courant intervient à chaque changement de consigne de vitesse et elle s'amortit très vite.

En conclusion, ce type de moteur réagit très rapidement à chaque variation brutale de la consigne de la vitesse.

### Objectifs

Ce type de moteur est intéressant car il est assez simple à commander et il n'y a aucun contact électrique entre le rotor et le laboratoire. Il s'agit de déterminer comment on peut obtenir un couple moteur avec un rotor qui n'est pas un cylindre de révolution.

De plus, ce moteur s'apparente à une machine synchrone qui peut être autopilotée.



### REPÈRES

#### Coénergie

L'expression du couple est obtenue directement à partir de la coénergie (dossier 1).

On rappelle la relation suivante où la grandeur interne essentielle est la coénergie  $[W_{co}]$ . Les grandeurs physiques sont :

- un « vecteur courant »  $[i]$  comportant une ou plusieurs composantes,
- la position angulaire de la machine  $\theta$ , en rad.

$$[W_{co}] = \frac{1}{2} [i_1 \quad i_2] \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [i]_t [L] [i]$$

D'où la formule du couple :

$$T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_t \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$$

#### Système à deux bobinages

On se limite ici à ce cas pour une étude simple en régime linéaire :

$$\Phi_1 = L_1(\theta) i_1 + M(\theta) i_2$$

$$\Phi_2 = L_2(\theta) i_2 + M(\theta) i_1$$

$$T_e = \frac{1}{2} \left( i_1^2 \frac{dL_1}{d\theta} + 2i_1 i_2 \frac{dM}{d\theta} + i_2^2 \frac{dL_2}{d\theta} \right)$$

$$T_e = C(\theta - \theta_0) + f\dot{\theta} + J\ddot{\theta} + T_0 \quad (\text{équation mécanique})$$

Les équations électriques peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \dot{\theta} \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Ce qui correspond aux équations matricielles suivantes :

$$[E] = [R][i] + [L(\theta)] \left\{ \frac{d}{dt} [i] \right\} + \dot{\theta} \left\{ \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] \right\} [i] \quad \text{et}$$

$$T_e = \frac{\partial [W_\omega]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_t \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$$

## Étude théorique d'un moteur à deux bobinages

On considère le moteur à réluctance variable présenté à la figure 46.1.

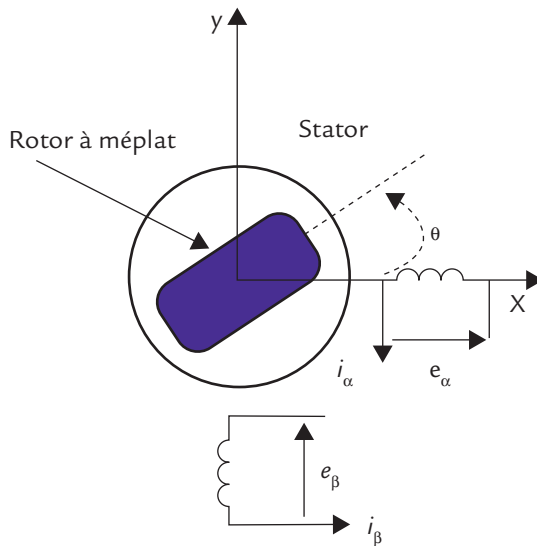


Figure 46.1 Moteur à réluctance variable élémentaire

Le rotor est à méplat et les deux bobinages de la machine, notés  $\alpha$  et  $\beta$  et placés au stator, sont en quadrature. Le moteur est dit « à réluctance variable » car l'entrefer du circuit magnétique correspondant à chaque enroulement, varie avec l'angle  $\theta$ . L'inductance équivalente par bobinage est donc une fonction périodique de  $\theta$ . La relation entre les flux et les courants est de la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & 0 \\ 0 & L_\beta(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } L_{\alpha}(\theta) = L_0 + L_{\Delta} \cos(2\theta) \text{ et}$$

$$L_{\beta}(\theta) = L_0 + L_{\Delta} \cos\left(2\left[\theta + \frac{\pi}{2}\right]\right) = L_0 - L_{\Delta} \cos(2\theta)$$

La coénergie est donnée par :

$$W_{\omega} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \end{bmatrix} [L(\theta)] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$

On obtient alors :  $W_{\omega} = \frac{1}{2} [L_0 (i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2) + L_{\Delta} \cos(2\theta) (i_{\alpha}^2 - i_{\beta}^2)]$

On veut établir l'expression du couple électromagnétique du moteur, en fonction de  $\theta$ , selon les courants  $i_{\alpha}$  et  $i_{\beta}$  des bobinages. On calcule :  $T_e = \frac{\partial [W_{\omega}]}{\partial \theta}$  à courants constants. On obtient :

$$T_e = -L_{\Delta} \sin(2\theta) (i_{\alpha}^2 - i_{\beta}^2) = L_{\Delta} \sin(2\theta) (i_{\beta}^2 - i_{\alpha}^2)$$

**Remarque** : si le déphasage entre  $i_{\beta}$  et  $i_{\alpha}$  est nul ou un multiple de  $\pi/2$ , la valeur moyenne du couple est nul. Prenons le cas où :

$$i_{\alpha}(\theta) = I\sqrt{2} \cos \theta$$

$$i_{\beta}(\theta) = I\sqrt{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = I\sqrt{2} \sin \theta$$

Alors  $T_e = L_{\Delta} \sin(2\theta) (i_{\beta}^2 - i_{\alpha}^2) = -2 L_{\Delta} I^2 \sin(2\theta) \cos(2\theta) = -L_{\Delta} I^2 \sin(4\theta)$   
La valeur moyenne d'une fonction sinusoïdale est nulle.



## SAVOIR-FAIRE

### Présentation

Le moteur à réluctance variable comporte un stator bobiné généralement en triphasé. Le rotor est composé de « dents » qui ont pour effet d'obtenir une réluctance  $R(\theta)$  variable selon la position du rotor  $\theta$  (voir figure 46.2).

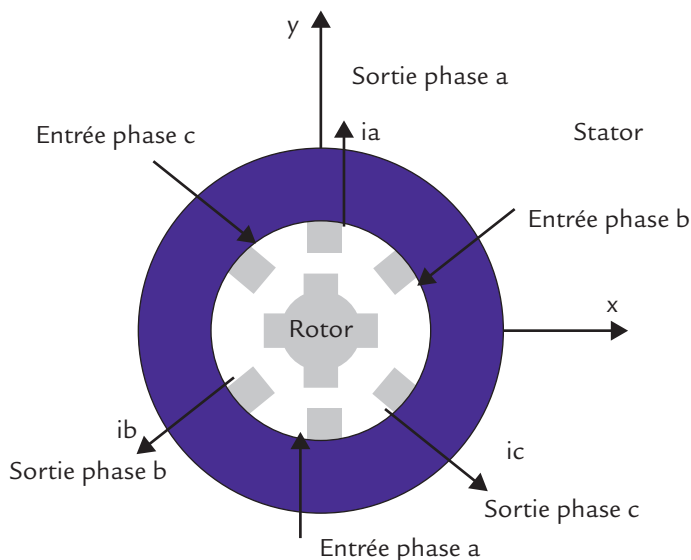


Figure 46.2 Présentation du moteur à réluctance variable

Dans l'exemple présenté, le rotor comporte  $Z_r = 4$  dents tandis que le stator possède  $Z_s = 6$  dents en rapport avec l'alimentation triphasée. Pour que le couple ne soit jamais nul lorsqu'on alimente le moteur, il faut que  $Z_r/2$  et  $Z_s/2$  soient premiers entre eux.

Ce type de moteur ressemble au moteur pas à pas (voir la fiche 47) et est alimenté de la même manière. La différence est qu'il est conçu pour obtenir un couple important. En revanche, le « nombre de pas par tour » possible est faible, et, à la différence des moteurs pas à pas, pour obtenir un positionnement précis, il faut réaliser un asservissement.

## Modélisation simplifiée de la machine

L'inductance équivalente par bobinage est donc une fonction périodique de  $\theta$ . La relation entre les flux et les courants est de la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = [L(\theta)] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

La période angulaire au rotor est  $\Theta = 2\pi / Z_r$ . C'est l'angle pour lequel les positions géométriques des dents au stator et au rotor se reproduisent à l'identique dans la machine.

On se limite au cas où il n'y a qu'un enroulement pour chaque phase au stator. La période angulaire au stator est donc  $\Theta = 2\pi$ . Le système est triphasé. Une modélisation simplifiée consiste à introduire l'inductance au stator.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{sv} \cos(Z_r \theta) & M_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos Z_r \theta \\ M_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{s0} + L_{sv} \cos Z_r \theta & L_{s0} + L_{sv} \cos\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Si on néglige les effets de courants induits au rotor, on peut alors ignorer les effets des mutuelles entre stator et rotor. La coénergie est alors donnée par :

$$W_{co} = \frac{1}{2} [i_a \quad i_b \quad i_c] [L(\theta)] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

### Obtention du couple

On obtient le couple :  $T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta}$  soit encore :  $T_e = \frac{\partial [W_{co}]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_t \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$ .

Calculons :

$$\frac{\partial [L(\theta)]}{\partial \theta} = -Z_r L_{sv} \begin{bmatrix} \sin Z_r \theta & \sin\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin Z_r \theta \\ \sin\left(Z_r \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin Z_r \theta & \sin\left(Z_r \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Le calcul montre que :

$$T_e = -L_{sv} (Z_r/2) \{ \sin(Z_r \theta) i_a^2 + \sin(Z_r \theta - 2\pi/3) i_b^2 + \sin(Z_r \theta + 2\pi/3) i_c^2 + 2 i_a i_b \sin(Z_r \theta + 2\pi/3) + 2 i_b i_c \sin(Z_r \theta) + 2 i_c i_a \sin(Z_r \theta - 2\pi/3) \}$$

Si on veut obtenir un *couple positif* de manière simple, on peut opérer de la manière suivante :

- les courants  $i_a, i_b, i_c$  sont toujours positifs ou nuls ;
- les produits du type  $i_k, i_l$  sont toujours identiquement nuls ;
- le courant  $i_a$  est non nul et constant *valant I* dans l'intervalle  $\Delta\theta = \frac{2\pi}{3Z_r}$  où les valeurs de  $\sin(Z_r\theta)$  sont les plus négatives possibles ;

- le courant  $i_b$ , est non nul et constant *valant*  $I$  dans l'intervalle  $\Delta\theta$  où les valeurs de  $\sin(Z_r \theta - 2\pi/3)$  sont les plus négatives possibles ;
- le courant  $i_c$ , est non nul et constant *valant*  $I$  dans l'intervalle  $\Delta\theta$  où les valeurs de  $\sin(Z_r \theta + 2\pi/3)$  sont les plus négatives possibles ;
- la synchronisation entre la position du rotor et la commande des courants doit être respectée ;
- pour inverser le signe du couple, il suffit de décaler les commandes de courant de  $\frac{\pi}{Z_r}$ .

Cependant, le *couple instantané* ainsi obtenu n'est pas constant en fonction de  $\theta$ . Il est composé d'une valeur moyenne non nulle et d'un « *couple pulsatoire* ». C'est que la solution  $i = I$  constante dans un intervalle  $\Delta\theta$  est trop simpliste.



## EN PRATIQUE

### Autopilotage

Il n'est pas nécessaire que le courant soit alternatif, puisque celui-ci intervient par sa valeur  $i$  au carré. Il faut donc commander l'onduleur en conséquence pour qu'il fournisse des créneaux positifs. Il faut surtout respecter la synchronisation des courants avec l'évolution des inductances en fonction de  $\theta$ . C'est pourquoi il faut encore disposer d'un capteur de position.

Si on impose des « créneaux de courant », on introduit un « couple pulsatoire » qui risque de causer des vibrations dans la charge mécanique. Pour remédier à cette situation, il est préférable « *d'asservir le couple* » à partir d'une estimation de celui-ci qui sera effectuée par un DSP ou un FPGA. Le couple est calculé en *temps réel* par le processeur en utilisant :

- soit la relation  $T_e = \frac{\partial [W_\omega]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]_r \left\{ \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right\} [i]$  directement à partir de la coénergie.
- soit  $T_e = -L_{sv} (Z_r/2) \{ \sin(Z_r \theta) i_a^2 + \sin(Z_r \theta - 2\pi/3) i_b^2 + \sin(Z_r \theta + 2\pi/3) i_c^2 + i_a i_b \sin(Z_r \theta + 2\pi/3) + 2 i_b i_c \sin(Z_r \theta) + 2 i_c i_a \sin(Z_r \theta - 2\pi/3) \}$  si la modélisation simplifiée est envisageable.

Une fois le couple calculé, l'autopilotage est une chaîne d'actions :

- On se donne une consigne de vitesse ;
- Il impose les références des courants qui seront asservis ;
- Un algorithme détermine les formes d'onde de courant dans le moteur qui rendent le couple instantané quasi-constant en fonction de l'angle de rotation et surtout le plus élevé possible.

C'est ce qui rend le processeur si précieux et l'optimisation de la commande des moteurs à réluctance variable si délicate.

## Simulation d'un moteur à réluctance variable par le logiciel PSIM

### Conseils

Ce type de moteur est assez robuste et pratique. Son avantage essentiel est qu'il n'utilise pas d'aimant composé de terres rares.

Cependant, il reste assez coûteux et le couple obtenu est relativement faible, même en mode autopiloté. Ces dernières années, il n'existait pas pour des puissances très élevées à cause de son mauvais rendement ( $P_n < 5$  kW, avec un rendement inférieur à 80 %). Mais des chercheurs envisagent de l'utiliser dans des véhicules hybrides ; il aurait alors un stator avec 18 bobines, un rotor de 12 dents, une puissance nominale de 50 kW, un couple moteur de 400 N.m à la vitesse de 1200 tr/min. Le rendement serait de 86 %, comparable à celle des moteurs synchrones utilisés habituellement.

De tous les moteurs électriques, c'est celui qui est l'objet de plus de recherches car on espère encore améliorer le couple moteur par une meilleure disposition des bobinages, par une géométrie appropriée à une réluctance optimale au rotor, par une commande en courant imposée par un asservissement et par l'auto-pilotage.

Le schéma de la figure 46.3a indique le câblage d'un moteur à réluctance variable triphasé, avec le rôle des diodes « en antiparallèle » qui interviennent pour réaliser une « fourchette de courant ».

Le schéma de la figure 46.3b indique le câblage de la commande électronique de ce moteur.

Le moteur est « triphasé » (phases a, b et c), est alimenté sous 5,4 V. Il comporte 4 pôles au rotor et 6 pôles au stator. Il est donc conforme au schéma de la figure 46.2.

Il a un très faible moment d'inertie ( $J = 1,8 \cdot 10^{-5}$  kg.m<sup>2</sup>) et a un *couple de maintien à l'arrêt nul*. C'est l'inconvénient des moteurs à réluctance variable.

À cause de cette réluctance variable, l'inductance minimale par phase vaut 1,8 mH et maximale 88 mH.



Retrouvez cette fiche dans son intégralité dans les compléments en ligne de l'ouvrage, accessibles sur [www.dunod.com](http://www.dunod.com).

## Objectifs

*Le moteur pas à pas est largement utilisé depuis des décennies pour la commande en positionnement de systèmes : lecture ou écriture sur disque dur ou sur disquette, positionnement sur imprimante, positionnement de boutons de réglage, etc.*

*Ce qui le distingue essentiellement des autres moteurs, c'est que son fonctionnement est basé sur le déplacement angulaire, qu'il peut rester de manière stable sur un « pas » alors que les autres moteurs ont leur fonctionnement basé sur la vitesse.*

## Repères

Présentation

Modélisation du moteur permettant l'écriture de l'expression du couple

Moteur diphasé

Le courant dans les bobinages du moteur

## Savoir-Faire

Les divers modes de commande

Mode 1

Mode 2

Mode 3

Démarrage

Domaines de fonctionnement

## En pratique

Nombres de Fibonacci

Stratégie optimale d'utilisation

Simulations du fonctionnement d'un moteur pas à pas par le logiciel VisSim

# MACHINE ASYNCHRONE : COMMANDE

7

DOSSIER

## Importance du réseau

On a vu dans le dossier 6 que l'on peut considérer un réseau comme théoriquement « infiniment puissant ». Il peut fournir ou recevoir autant de puissance active ou réactive que l'échange énergétique avec une machine peut permettre. La forme d'onde est sinusoïdale et la valeur efficace de la tension et celle de la fréquence sont imposées constantes.

Pour gérer un réseau, on « injecte » toutes les puissances actives et réactives fournies par l'ensemble des générateurs, et on contrôle ces fournitures de puissance en fonction des charges (encore appelées Récepteurs), qui sont très souvent des moteurs asynchrones (voir la figure 7.1 bis).

Si l'équilibre n'est pas obtenu *en temps réel*, c'est-à-dire à tout instant  $t$ , il y a un risque de décrochage des génératrices du réseau. Il peut se produire :

- › La baisse ou la hausse excessive de la tension  $U$  du réseau,
- › La baisse ou la hausse excessive de la fréquence  $f$  du réseau.

Le moteur asynchrone est assez sensible aux fluctuations de la tension car son couple est proportionnel à  $U^2$  et la vitesse du champ tournant dépend de la fréquence. Cependant, une légère fluctuation de la fréquence modifie peu sa vitesse car il y a déjà glissement du rotor par rapport au champ tournant.

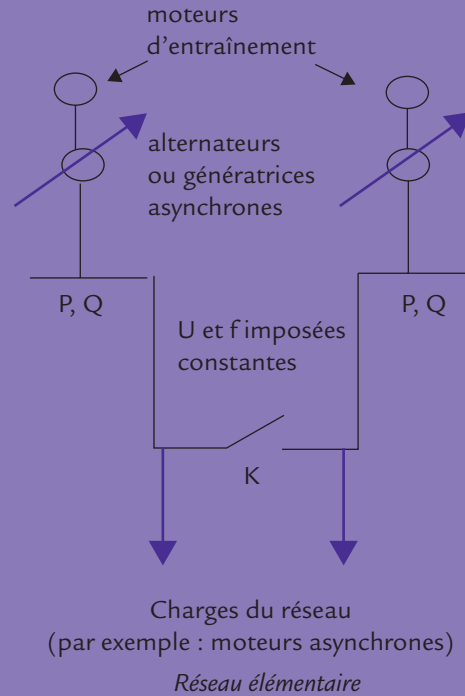


Figure 7.1 bis Exemple simple d'un réseau

## L'alimentation du moteur asynchrone par le réseau

C'est encore le cas le plus fréquent dans l'industrie. Le moteur et le réseau sont triphasés. Une application courante consiste à l'utiliser quand les bobinages du stator sont directement reliés au réseau. Si les bobinages statoriques sont reliés au réseau en passant par un réglage de la tension efficace (alternostat ou gradateur), on dispose de moyens supplémentaires pour régler la vitesse.

De nouveaux moyens permettent aujourd'hui une variation de vitesse. Ils exigent généralement des convertisseurs de puissance, commandés par des processeurs.

Par la suite, on se limitera aux machines à stator triphasé, ce qui est le cas le plus fréquent.

## L'alimentation des moteurs par onduleur triphasé

L'avantage essentiel de l'onduleur est qu'il se comporte comme une source triphasée de tension ou de courant à fréquence  $f$  réglables, de manière à faire varier la vitesse du champ tournant.

- Il est alors possible de faire varier la vitesse d'un **moteur asynchrone** dans ces conditions, puisque la vitesse du champ tournant dépend directement de la fréquence  $f$  et du nombre de paires de pôles  $p$  ; *mais le rotor reste en « glissement » avec le champ tournant*. Il faut donc imposer une commande électronique de l'onduleur qui tienne compte de la position relative du rotor.
- On cherche, comme pour le moteur synchrone, à obtenir une commande *autopilotée*, et qu'il se comporte alors comme un moteur à courant continu « sans balai » (*ou brushless*). Divers modes de commande sont possibles et sont en vente commerciale (*cf.* fiches 51, 52, 53 et 54). Ces modes s'appellent contrôle scalaire, vectoriel, à flux orienté, à commande directe du couple.
- Quel que soit le mode de commande, le but recherché est toujours une optimisation de la valeur du couple électromagnétique  $T_e$ , que ce soit à basse vitesse ou à vitesse élevée, et ceci dans des limites de fonctionnement acceptables par la machine (en courant, en tension) et par la charge mécanique (en couple, en vitesse).

### LES FICHES

|  |     |
|--|-----|
| <b>Fiche 48 :</b> Couplage sur le réseau d'une machine asynchrone .....                      | 336 |
| <b>Fiche 49 :</b> Commande en vitesse du moteur asynchrone .....                             | 341 |
| <b>Fiche 50 :</b> Commande en boucle ouverte du moteur asynchrone .....                      | 348 |
| <b>Fiche 51 :</b> Autopilotage scalaire du moteur asynchrone .....                           | 356 |
| <b>Fiche 52 :</b> Contrôle vectoriel du moteur asynchrone ...                                | 359 |
| <b>Fiche 53 :</b> Commande à flux orienté du moteur asynchrone .....                         | 369 |
| <b>Fiche 54 :</b> Pilotage par processeur : commande directe du couple par DSP ou FPGA ..... | 377 |

### Objectifs

Les moteurs asynchrones à rotor à cage sont les machines les plus utilisées, car elles sont les plus économiques.

Elle peut être couplée directement au réseau pour devenir par la suite une génératrice ou un moteur. En pratique, quel que soit l'usage ultérieur, le processus à réaliser pour effectuer le couplage est le même.

Par la suite, une fois le couplage réalisé :

- ✓ si la machine est entraînée à une vitesse supérieure à celle du champ tournant ( $g < 0$ ), elle devient génératrice,
- ✓ si la machine entraîne une charge mécanique à une vitesse inférieure à celle du champ tournant ( $g > 0$ ), elle devient motrice.

Dans cette fiche, on présente donc le moyen de réaliser le couplage le plus rapidement possible, de manière à réduire l'impact sur le réseau des surintensités qui en résultent.

Du point de vue expérimental, il faut savoir noter la relation entre la vitesse et la puissance active fournie ou reçue par la machine.



### REPÈRES

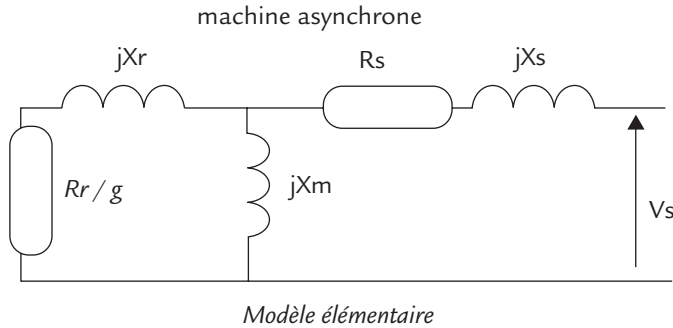
## Démarrage d'un moteur asynchrone pour couplage sur le réseau

Dans ce cas, la vitesse angulaire de rotation **en fin de démarrage**  $\Omega$  est inférieure à  $\Omega_s = \omega_s / p$ , mais voisine. Le démarrage en moteur s'effectue :

- directement sur le secteur si la puissance nominale ne dépasse pas 1 kVA pour des moteurs « à simple cage » ;
- en étoile-triangle avec des puissances nominales supérieures à 1 kVA, pour des moteurs « à simple cage » ;
- directement sur le secteur si le rotor est « en double cage » ou à encoches profondes que la puissance nominale soit faible ou élevée.

## Couplage d'une génératrice asynchrone

On se limite ici au cas du modèle simple de la figure 48.1.



**Figure 48.1** Modèle électrique en régime établi

Le modèle utilisé dans les simulations suivantes (logiciel PSIM) est réalisé avec les valeurs numériques suivantes :

$R_s = 0,294$  ohm au stator

$L_s = 1,39$  mH (fuites au stator)

$L_m = 41$  mH magnétisante ; 4 pôles

Moment d'inertie  $0,4$  kg.m<sup>2</sup>

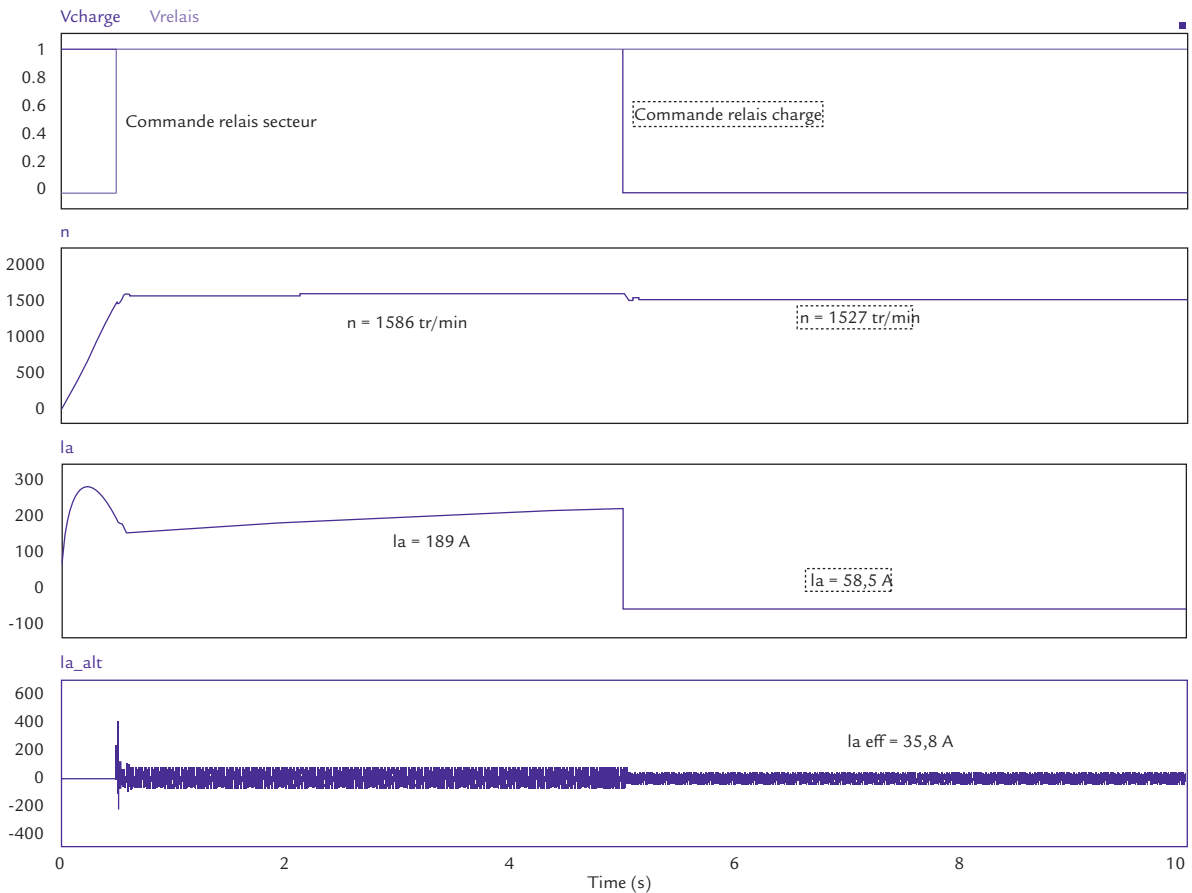
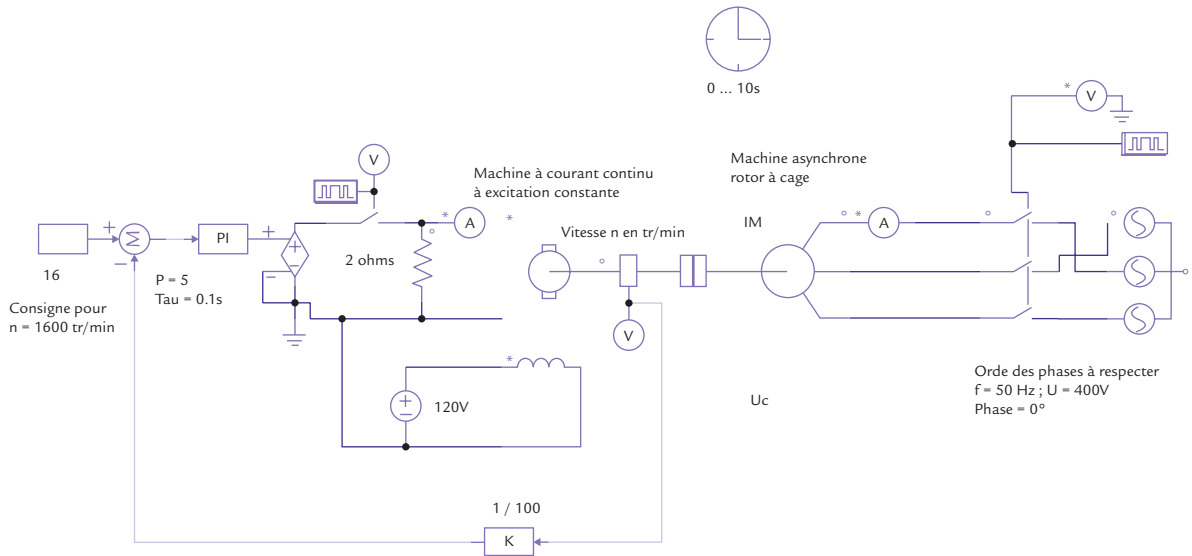
$R_r = 0,156$  ohm ;  $L_{rd} = 0,74$  mH : grandeurs ramenées au stator



## SAVOIR-FAIRE

### Couplage avec asservissement de vitesse

On se limite au cas où le couplage de la génératrice s'effectue à vitesse imposée constante et nécessairement supérieure à la vitesse de synchronisme. On a choisi ici un asservissement à  $n = 1\ 600$  tr/min. Le correcteur PI est réglé, comme pour les simulations précédentes pour une amplification de 5 et une constante de temps  $\tau = 0,1$ s (voir la figure 48.2).



**Figure 48.2** Couplage d'une machine asynchrone sur le réseau avec asservissement de vitesse

Une fois le démarrage effectué (par l'asservissement) en 0,5 s, la vitesse est stabilisée au-dessus de 1 500 tr/min. L'interrupteur est fermé et la machine asynchrone triphasée est « accrochée » sur le réseau et tourne à une vitesse supérieure à celle du champ tournant. Elle fonctionne en génératrice, et le courant continu la est positif (+ 189 A). À l'instant 5 s, l'interrupteur « charge » est ouvert et la *machine à courant continu* fonctionne en génératrice. La machine asynchrone, toujours « accrochée » au réseau, devient motrice, ce qui impose un courant la négatif de - 58,5 A. On vérifie donc dans cette simulation la réversibilité de la machine asynchrone génératrice puis moteur, reliée au réseau.



## EN PRATIQUE

### Démarrage brutal d'un moteur asynchrone branché sur le réseau

Il est possible de « coupler » directement des moteurs asynchrones sur le réseau à condition :

- que le moteur soit de faible puissance,
- que ce démarrage ait lieu à vide.

**Remarque :** Pour certains moteurs, un démarrage « étoile-triangle » est moins brutal que celui-ci.

Pour étudier un démarrage brutal, on a utilisé le logiciel VisSim. L'alimentation du moteur est le réseau américain : 110 V – 60 Hz triphasé.

Les caractéristiques du moteur et le comportement en vitesse sont présentés à la figure 48.3. Le démarrage dure 90 ms environ, mais provoque temporairement une très forte surintensité sur le réseau (de l'ordre de 20 A).

Comme le moteur comporte 2 pôles, la vitesse de synchronisme est de  $2 \times 60 \pi = 377$  rad/s. On note sur la figure que la vitesse est de 360,5 rad/s au bout de 89 ms. Le glissement est alors de  $g = (377 - 360,5) / 377 = 0,0437$ .

### Conseils

Les constructeurs vendent des moteurs asynchrones que l'on peut coupler directement sur le réseau en utilisant un montage d'accompagnement au démarrage, assurant automatiquement :

- Un couplage temporaire sur le réseau avec les bobinages *montés en étoile*, durant quelques secondes, ce qui permet un démarrage à vide assez rapide ;
- Un couplage permanent sur le réseau avec les bobinages *montés en triangle* pour terminer ce démarrage.

Ces montages « **démarrateurs étoile-triangle** » sont simples et pratiques, mais ils provoquent souvent des surintensités au démarrage. Ils ne permettent pas un réglage de la vitesse du moteur et ne sont utilisables que si le moteur n'entraîne que des charges à faible inertie et à faible couple résistant à basse vitesse : ventilateurs, pompes, compresseurs à air...

Les démarreurs utilisant les convertisseurs de puissance et la commande électronique sont beaucoup plus souples à l'usage, pour la montée en vitesse, et malgré leur prix, sont vivement conseillés.

Certains moteurs peuvent fonctionner sur les réseaux triphasés différents selon le couplage du stator ; par exemple un moteur alimenté par un réseau 400 V-230 V-50 Hz, couplé en triangle, peut fonctionner en couplage étoile s'il est alimenté par un réseau 690 V-400 V-50 Hz.

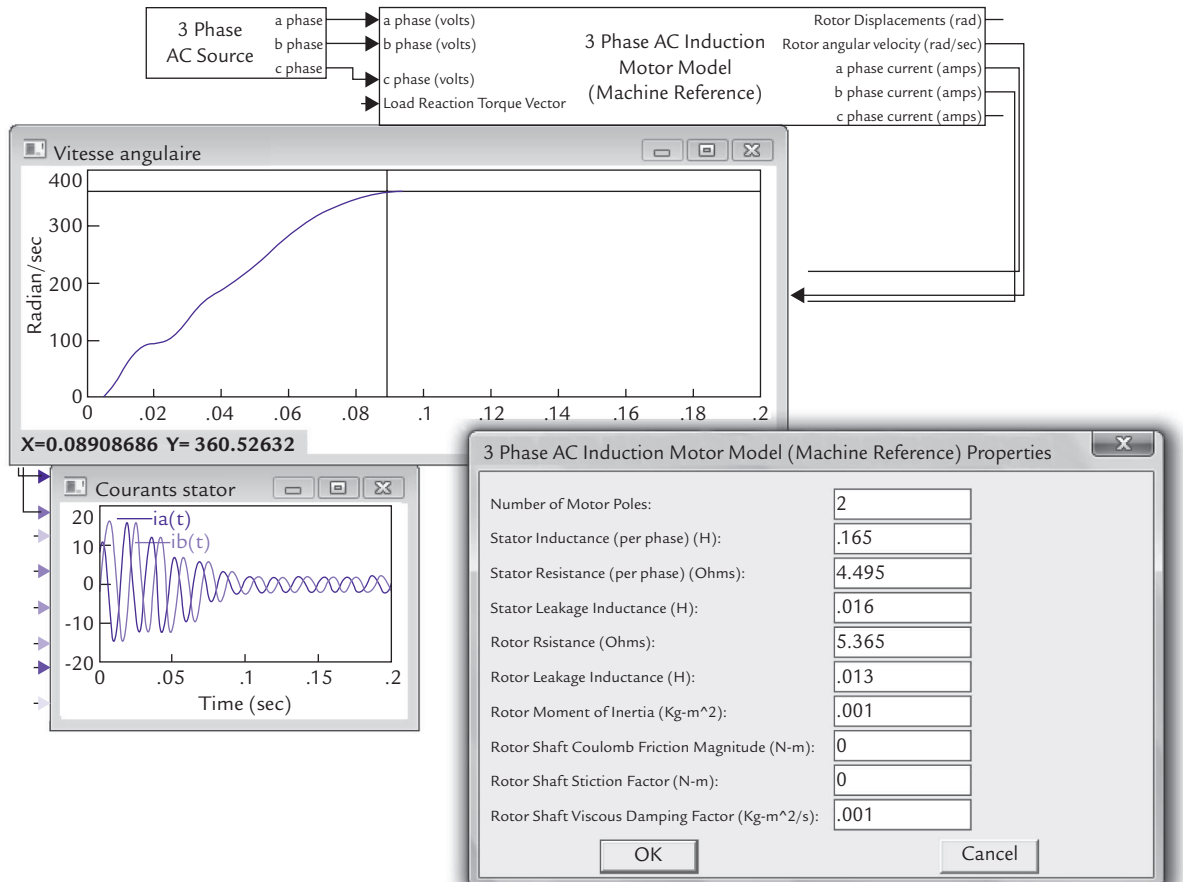


Figure 48.3 Démarrage d'un moteur asynchrone avec rotor à cage soumis brutalement à la tension du réseau

### Objectifs

Le moteur asynchrone est relié au réseau. La vitesse du champ tournant est imposée, sauf si on intervient sur le nombre de paires de pôles  $p$ . On montre dans cette fiche comment faire varier la vitesse du rotor en agissant sur le glissement :

- ✓ En modifiant la valeur efficace  $V_s$  de la tension d'alimentation du stator ;
- ✓ En modifiant la résistance  $R$  de la tension d'alimentation du stator quand c'est possible, ce qui fait varier le glissement  $g$  ;
- ✓ En absorbant une partie de la puissance active fournie par les bobinages du rotor, pour faire varier le glissement  $g$  : c'est la cascade hyposynchrone.

Du point de vue expérimental, il faut savoir noter la relation entre la vitesse et la tension appliquée au moteur.



### REPÈRES

#### Le rotor du moteur est à cage

Un moyen simple de changer la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone à cage est de modifier *nombre de paires de pôles*  $p$  au niveau des bobinages au stator (*Couplage Dahlander*).

En pratique, de tels moteurs particuliers ne donnent que deux valeurs de vitesse de synchronisme  $\Omega_s$ , en utilisant un commutateur approprié. D'après la relation :

$$T_e \approx 3p \left( \frac{V_s^2}{\omega_s} \right) \left[ \frac{\frac{R}{g}}{\left( \frac{R}{g} \right)^2 + (N\omega_s)^2} \right]$$

le couple est maximal pour  $R/g = N\omega_s$  et vaut  $T_{eM} \approx p \left( \frac{3}{2N} \right) \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$ . Lorsque

le moteur est relié au réseau, le couple  $T_{eM}$  est proportionnel à  $p$  tandis que  $\Omega_s$  est proportionnelle à  $1/p$ .

## Le moteur est à rotor bobiné

Comme les bobinages du stator sont directement reliés au réseau, la vitesse du champ tournant est imposée par sa pulsation  $\omega_s$  et vaut  $\Omega_s = \omega_s / p$  avec  $\Omega_s$  vitesse de synchronisme.

Soit  $R_r$  la résistance de chaque bobinage du rotor. Celui-ci est branché en étoile.

En rappelant que  $R = R_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2$  on écrit la formule du couple sous la forme :

$$T_e = 3p\omega_s \Phi_s^2 \frac{\frac{R}{g}}{\left[ \left( \frac{R}{g} \right)^2 + (N\omega_s)^2 \right]}$$

On précise que  $\Phi_s$  est le flux statorique équivalent d'une phase.

*Première hypothèse* : la vitesse est telle que  $g$  est faible (vitesse supérieure à 25 à 30 % de la vitesse nominale, soit  $g R_s \ll R$ ).

$$\text{Alors : } \Phi_s \approx \frac{V_s}{\sqrt{\left[ \left( \frac{R_s}{L_s \omega_s} \right)^2 + 1 \right] \omega_s^2}}$$

*Deuxième hypothèse* : La résistance statorique est faible :  $R_s \ll L_s \omega_s$ . On utilise l'hypothèse de Kapp et  $\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s}$ . Alors l'expression du couple devient :

$$T_e \approx 3p \left( \frac{V_s^2}{\omega_s} \right) \frac{\frac{R}{g}}{\left[ \left( \frac{R}{g} \right)^2 + (N\omega_s)^2 \right]}$$

C'est l'expression la plus souvent utilisée si les hypothèses ci-dessus sont valables. Le réseau impose les valeurs de  $V_s$  et de  $\omega_s$ . La machine est alors à flux forcé.

D'après la formule donnant  $T_e$ , en restant à couple constant, on a nécessairement  $R/g$  constant. À  $V_s$  et  $\omega_s$  imposés, et à vitesse stabilisée, le glissement  $g$  dépend uniquement du couple résistant  $T_r$  et de la résistance rotorique  $R$ . La pulsation  $\omega_r$  des courants rotoriques suit la même évolution que  $g$  puisque  $\omega_r = g \omega_s$ .



SAVOIR-FAIRE

### Réglage du glissement par rhéostat rotorique

Voyons l'effet d'une résistance en série avec chaque bobinage rotorique. En traçant les caractéristiques du couple en fonction de la vitesse pour plusieurs valeurs de la résistance équivalente  $R$ , on constate qu'en agissant sur cette résistance, il est possible de faire varier la vitesse du moteur, mais cette variation dépend de la caractéristique du couple résistant (voir figure 49.1 ; on considère que  $T_e \approx T_r$ ).

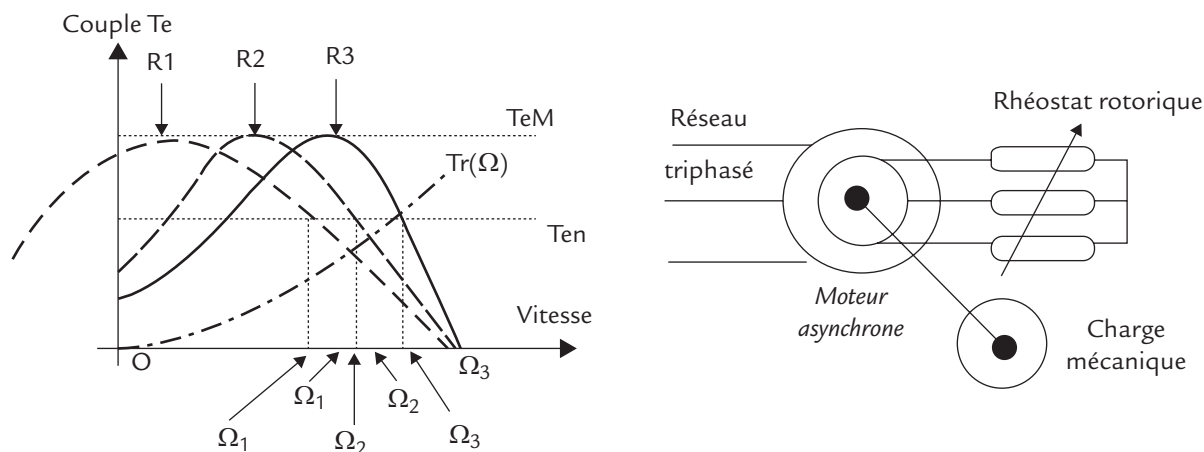


Figure 49.1 Régulation de vitesse par résistance rotorique

Soit trois résistances telles que  $R_1 > R_2 > R_3 > R_{min}$ . Les vitesses obtenues au couple nominal  $T_{en}$  sont telles que  $\Omega_1 < \Omega_2 < \Omega_3$ , avec  $\frac{R_1}{g_1} = \frac{R_2}{g_2} = \frac{R_3}{g_3} = \frac{R_{min}}{g_n}$  où

$R_{min}$  correspond au cas où le rotor est en court-circuit, et  $g_n$  est le glissement nominal.

Considérons le cas d'une charge variable avec la vitesse. Si par exemple,  $T_r(\Omega_3) = T_{en}$  et que la loi de variation du couple résistant s'écrit  $T_r(\Omega) = a + b\Omega^2$  on obtient les vitesses  $\Omega'_1$  et  $\Omega'_2$  différentes respectivement de  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$  (voir la figure 48.1).

Ce mode de réglage de vitesse n'est guère intéressant. La valeur de la vitesse n'est jamais vraiment déterminée et la plage de réglage n'est pas très grande.

De plus, le rendement du moteur se dégrade si le glissement  $g$  augmente. En effet, d'après l'expression :  $P_{jr} = g P_e$  où  $P_e = T_e \Omega_s$ , à couple et vitesse du champ tournant imposés, les pertes par effet Joule au rotor  $P_{jr}$  sont proportionnelles à  $g$  et donc augmentent si la vitesse réelle  $\Omega$  du rotor diminue. Et le rende-

ment est toujours inférieur à 1 – g. Une autre critique de ce mode de réglage est le manque de souplesse et surtout l'absence de commande électronique.

Une variante du montage consiste à remplacer le rhéostat rotorique par un ensemble redresseur triphasé à diodes + hacheur + rhéostat de charge. On parle de Hacheur rotorique. Ce montage permet le réglage de la vitesse en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$  du hacheur, mais conserve beaucoup d'inconvénients :

- le rendement est d'autant plus faible que la vitesse est faible ;
- la vitesse dépend de la nature de la charge mécanique,
- le réglage de la vitesse n'est pas proportionnel à  $\alpha$ ,
- au voisinage de la vitesse de synchronisme, la tension obtenue aux bornes du hacheur est faible et le réglage peu performant,
- en définitive, la vitesse ne peut pas être réglée par un système bouclé.

## Réglage en récupération de puissance : cascade hyposynchrone

Une amélioration possible consiste à récupérer le plus possible la puissance évacuée par les bobinages rotoriques. Le montage le plus connu utilisant cette propriété est la cascade hyposynchrone. En sortie des bobinages triphasés du rotor, un redresseur à diodes PD3 (6 diodes) fournit une tension  $U_{red}$  approximativement continue. Les courants rotoriques sont de pulsation

$$\omega_r = g \omega_s. \text{ On rappelle que } m = \frac{L_r}{M} \approx \frac{M}{L_s} \approx \sqrt{\frac{L_r}{L_s}}$$

La tension de sortie phase – neutre du rotor est approximativement :

$$V_r \approx g m V_s$$

en négligeant la réactance et la résistance au rotor. On en déduit :

$$\langle U_{red} \rangle = \frac{3V_r \sqrt{6}}{\pi} \approx \frac{3 g m V_s \sqrt{6}}{\pi}$$

Un *onduleur triphasé de courant à 6 thyristors* permet, à partir de la puissance obtenue en sortie du redresseur, le retour de cette puissance (active) vers le secteur, à travers le transformateur de rapport de transformation  $m_T$ . On écrit alors :

$$\langle U_{ond} \rangle = \frac{3 m_T V_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$$

Puisque l'échange de puissance a lieu, et que la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance de lissage est nulle, on a nécessairement :

$$\langle U_{red} \rangle = - \langle U_{ond} \rangle$$

soit en définitive :

$$\langle U_{red} \rangle \approx \frac{3 g m V_s \sqrt{6}}{\pi} = - \frac{3 m_T V_s \sqrt{6}}{\pi} \cos \delta$$

On obtient, en simplifiant et en négligeant toutes les pertes :

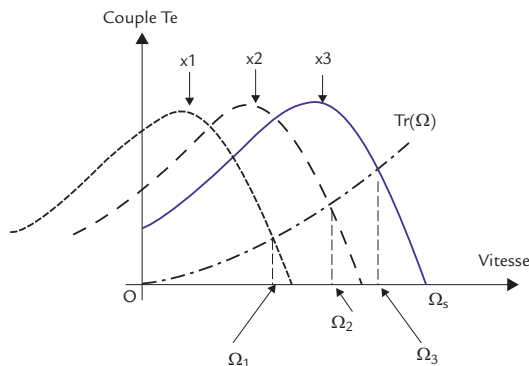
$$g m = - m_T \cos \delta$$

Comme  $g$  est positif, les valeurs de  $\cos \delta$  sont nécessairement négatives, car le pont à thyristors fonctionne en onduleur assisté. On voit qu'il est ainsi possible de régler la vitesse du moteur en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage  $\delta$ .

Ce montage permet le réglage souple de la vitesse en agissant sur  $x = \cos \delta$ , mais conserve beaucoup d'inconvénients :

- le rendement n'est pas excellent, car interviennent deux convertisseurs et un transformateur ;
- le montage consomme plus de puissance réactive que le moteur seul, à cause de l'onduleur de courant ;
- le réglage de la vitesse n'est pas proportionnel à  $\cos \delta$  ;
- la vitesse dépend de la nature de la charge mécanique ;
- le démarrage est délicat ; il est parfois possible directement ; mais bien souvent la cascade *hyposynchrone* ne doit être mise en place qu'une fois la vitesse nominale atteinte. Alors, on règle  $\delta \geq \pi / 2$  et on agit progressivement pour régler la vitesse ;
- le système est coûteux puisqu'en plus du moteur, il faut prévoir deux convertisseurs, une inductance de lissage et un transformateur ;
- une régulation de vitesse en système bouclé est difficile à réaliser.

Le montage de principe de la cascade hyposynchrone est présenté à la figure 49.2 On considère que  $T_e \approx T_r$ .



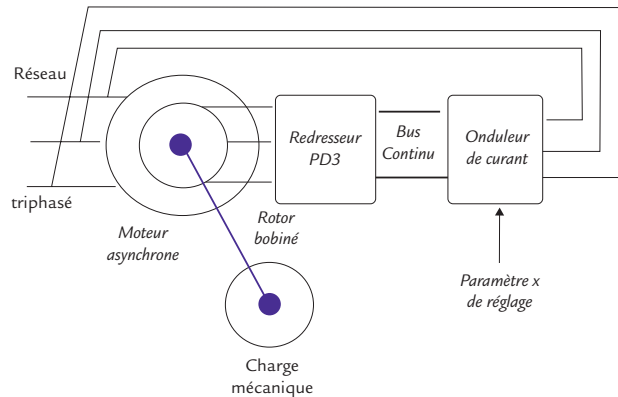


Figure 49.2 Le moteur est relié au réseau via un régulateur de tension



## EN PRATIQUE

Le moteur est à rotor à cage. Pour faire varier le glissement, et donc la vitesse, on agit sur le couple moteur en modifiant la valeur de la tension  $V_s$  alors que  $\omega_s$  reste constant, imposé par le secteur. Pour faire varier  $V_s$  on utilise :

- *un autotransformateur*. La variation s'effectue en modifiant la position du curseur qui réalise en fait un transformateur à rapport de transformation variable. Les tensions obtenues en sortie sont pratiquement sinusoïdales.
- *un gradateur à thyristors ou à triacs*. La variation s'effectue en modifiant l'angle d'amorçage  $\delta$  des interrupteurs électroniques. Les tensions obtenues en sortie ne sont pas sinusoïdales. Les harmoniques de tension obtenus peuvent parfois être gênants pour le comportement du moteur (couple pulsatoire).

Ces deux convertisseurs sont des systèmes de réglage de tension. En agissant sur un paramètre, noté  $x$ , mécanique pour le premier, électronique pour le second, on obtient une source triphasée dont la valeur efficace de la tension peut varier de 0 à celle du secteur.

Le montage du régulateur de tension est présenté à la figure 49.3. On considère que  $T_e \approx T_r$ .

En admettant que la tension au stator est proportionnelle à  $x$ , la formule du couple devient :

$$T_e \approx 3p x^2 \left( \frac{V_s^2}{\omega_s} \right) \left[ \left( \frac{R}{g} \right)^2 + (N\omega_s)^2 \right]$$

On a représenté trois courbes selon trois valeurs croissantes de  $x$  ( $x_1 < x_2 < x_3$ ). Le « réglage » du couple est en  $x^2$ , ce qui rend délicat l'obtention de la vitesse désirée.

Cette méthode de commande en vitesse ne convient en pratique que pour le cas où la charge mécanique du moteur est du type  $T_r(\Omega) = a + b \Omega^2$  (type ventilateur, compresseur, pompe...). La plage de réglage est assez réduite.

### Conseils

Quel que soit le mode de variation de la vitesse, le moteur a un couple faible à basse vitesse. La charge mécanique « souhaitable » est la pompe, le ventilateur, ou même certaines machines-outils si le démarrage peut se faire à vide.

Le mérite essentiel du montage assurant la variation de la vitesse par action sur la tension (en valeur efficace) à fréquence constante (celle du réseau) est la **simplicité** de mise en œuvre, en particulier si on utilise un gradateur triphasé. Le coût de l'installation est alors réduit.

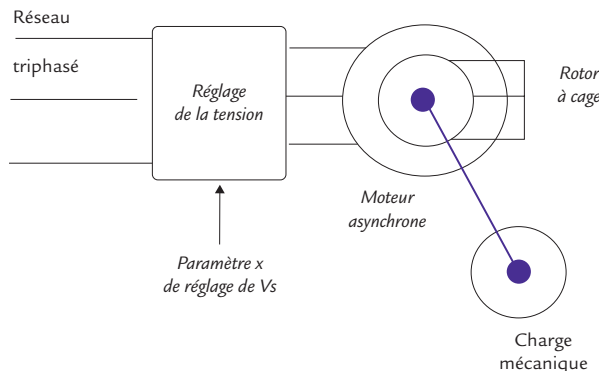
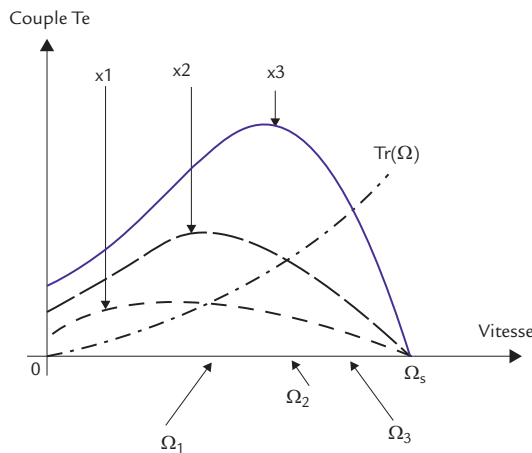


Figure 49.3 Le moteur est relié au réseau via un régulateur de tension

## Objectifs

*Le moteur asynchrone est utilisé essentiellement pour la commande en vitesse.*

*Dans une commande simple, sans asservissement (en boucle ouverte), on impose la pulsation  $\omega_s$  des courants au stator.*

*Sur cette fiche, on s'intéresse au cas où la pulsation  $\omega_s$  (ou  $f = \omega_s/2\pi$ ) des courants au stator est réglable (alimentation par onduleur), cela dans le but de permettre une commande plus souple de la vitesse, pour diverses charges mécaniques. Du point de vue expérimental, il faut savoir noter la relation entre la vitesse, la tension et la fréquence appliquées au moteur.*



## REPÈRES

On a vu précédemment à la fiche 49 que les commandes de vitesse du moteur asynchrone ont de graves inconvénients :

- la plage de réglage est réduite,
- la commande dépend fortement de la nature du couple résistant,
- le démarrage est parfois délicat,
- le rendement de l'ensemble est souvent bien inférieur à celui de la machine seule,
- il n'y a pas ou peu de possibilité de régulation de vitesse.

La raison essentielle est que les courants statoriques du moteur ont une pulsation imposée  $\omega_s$  par le réseau ; la vitesse de rotation du champ tournant est alors  $\Omega_s = \omega_s/p$ . *Même si, physiquement, un moteur asynchrone peut « glisser » par rapport au champ tournant, il est préférable que sa vitesse réelle  $\Omega$  soit proche de  $\Omega_s$ .*

Si on veut obtenir une vitesse variable  $\Omega$  *quelconque*, avec un couple moteur élevé, il vaut mieux produire une vitesse  $\Omega_s$  de champ tournant *légèrement supérieure* à  $\Omega$ .

Tout générateur (triphase) de pulsation  $\omega_s$  réglable est souhaitable comme source d'alimentation du moteur pour obtenir une commande performante en vitesse. Avec la technologie actuelle, le choix porte sur l'onduleur triphasé de tension ou de courant.

En boucle ouverte, **la commande la plus classique est à V/f constant**. La pulsation  $\omega_s$  impose la valeur de  $\Omega_s$ , mais la vitesse réelle du moteur résulte du couple nécessaire au fonctionnement.

À vitesse stabilisée constante, on considère que  $T_e \approx T_r$ . La commande en boucle ouverte par onduleur du moteur asynchrone s'effectue :

- par la pulsation  $\omega_s$  et la valeur efficace de la tension  $V_s$  phase-neutre du stator pour un onduleur de tension ;
- par la pulsation  $\omega_s$  et la valeur efficace du courant  $I_s$  du stator pour un onduleur de courant.



SAVOIR-FAIRE

La puissance provient le plus souvent du secteur ; mais on peut aussi alimenter le dispositif par des batteries d'accumulateurs (voire de supercondensateurs).

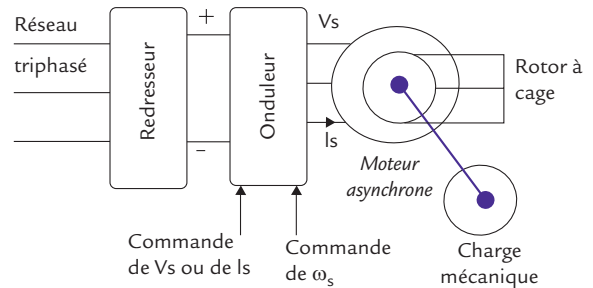
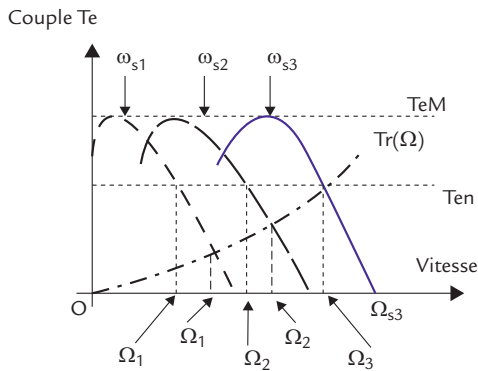


Figure 50.1 Présentation de la commande en boucle ouverte à V/f constant

Expressions du couple

On rappelle la relation suivante :

$$T_e = 3p\Phi_s^2 \left[ \frac{\frac{R}{\omega_r}}{\left(\frac{R}{\omega_r}\right)^2 + N^2} \right]$$

avec

$$\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s \sqrt{\left[ \left( \frac{R_s}{L_s \omega_s} \right)^2 + \left( 1 + \frac{g R_s}{R} \right)^2 \right]}}$$

Cette relation est issue du modèle à fuites totalisées au rotor. Elle justifie la commande par **onduleur de tension** :

- En imposant la valeur de  $V_s$ , et à  $\omega_s$  fixé, on impose la valeur du flux stator  $\Phi_s$ .
- À vitesse constante  $T_e \approx T_r$  ; la valeur du couple résistant impose la valeur de  $\omega_r$ .

## Commande en vitesse

Lorsque le moteur est alimenté par onduleur de tension, on obtient  $\omega_r = R/N$  avec l'onduleur de tension et le couple maximal du moteur vaut  $T_e = \frac{3}{2N} p \Phi_s^2$ . La

pulsation  $\omega_r$  des courants dans les conducteurs du rotor est alors « libre ». La valeur de  $\omega_r$  est la conséquence de l'induction dans les conducteurs du rotor, de la vitesse relative de celui-ci par rapport au champ tournant, et dépend principalement du couple résistant.

Dès lors, lorsque la pulsation rotorique est faible, l'expression du couple devient  $T_e \approx 3p \Phi_s^2 \frac{\omega_r}{R}$ .

Selon le couple résistant de la charge mécanique, comme à vitesse constante, la pulsation rotorique  $\omega_r$  dépend directement de la charge, indépendamment de la fréquence des courants au stator, puisque le flux  $\Phi_s$  est imposé par le rapport  $V/f$ .



## EN PRATIQUE

En pratique, deux méthodes sont possibles pour une commande de la vitesse en boucle ouverte du moteur asynchrone triphasé à rotor à cage.

*1<sup>re</sup> méthode* : le moteur est alimenté au stator par un **onduleur de tension à  $V_s/\omega_s$** , (c'est-à-dire  $V/f$ ) constant imposé. Le rapport est généralement choisi le plus proche possible du rapport  $V_{sn}/\omega_{sn}$  où  $V_{sn}$  et  $\omega_{sn}$  sont respectivement la tension et la pulsation nominales au stator du moteur.

Le réglage de la vitesse s'effectue en agissant sur la pulsation  $\omega_s$ . La vitesse réellement obtenue dépend en définitive :

- > de la valeur de la tension  $V_s$ ,
- > de la valeur de la pulsation  $\omega_s$ ,
- > du couple résistant  $T_r$  de la charge mécanique du moteur.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle admet que le flux statorique  $\Phi_s$  reste constant, quel que soit le couple à fournir et la vitesse du moteur. Or, cette condition est difficile à vérifier pour les basses vitesses à cause de l'influence de la résistance  $R_s$  du stator qui provoque une « chute de tension ». Pour pallier cet inconvénient, on réalise un « boost » aux basses valeurs de la pulsation  $\omega_s$  en imposant une tension  $V_s$  constante jusqu'à environ 25 % de  $\omega_{sn}$ . Ensuite, on adopte le rapport  $V_s/\omega_s$  constant (voir figures 50.2 et 50.3).

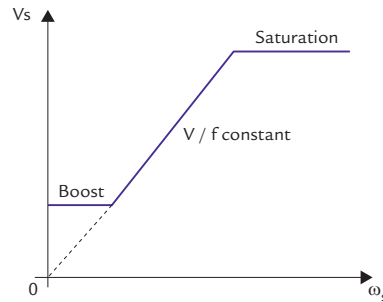


Figure 50.2 Présentation de la loi de commande d'un onduleur de tension

Néanmoins, malgré cette amélioration de la commande, le démarrage en charge du moteur asynchrone est difficile.

Un enregistrement de démarrage dans ces conditions est représenté à la figure 50.3. On constate (courbe du bas) la surintensité provoquée par le démarrage.

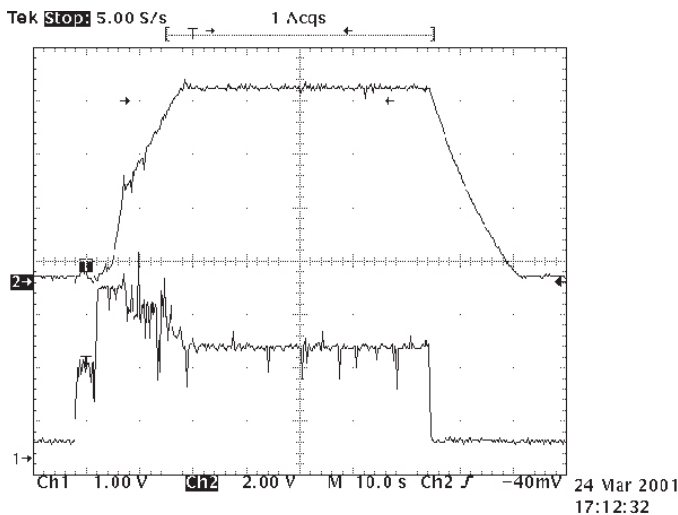


Figure 50.3 Démarrage d'un moteur asynchrone à cage alimenté par onduleur de tension à  $V/f$  constant.

2<sup>e</sup> méthode : le moteur est alimenté au stator par un *onduleur de courant* à  $I_s$  constant imposé. La valeur de  $I_s$  est généralement choisie la plus proche possible de  $I_{sn}$  *courant nominal au stator du moteur*.

On impose la pulsation  $\omega_s$  selon la vitesse voulue. Si l'on admet que  $T_e \approx T_r$ , la vitesse réelle est fonction de trois grandeurs :  $\Omega = f(I_s, \omega_s, T_r)$ . Le réglage en boucle ouverte dépend donc fortement de la valeur de  $T_r$ .

L'expression ci-dessous montre qu'il y a une relation entre le couple électromagnétique et  $\omega_r$  :

$$T_e \approx 3p \frac{(L_s I_s)^2 \omega_r}{R} \text{ pour un moteur alimenté par un onduleur de courant.}$$

Cette méthode semble plus intéressante que la précédente, car la résistance  $R_s$  n'intervient pas dans l'expression du couple électromagnétique  $T_e$  qui reste important, même à basse vitesse. Mais le réglage de la vitesse en boucle ouverte n'est pas souple.

## Conseils

Qu'elle soit en tension ou en courant, les commandes en fréquence au stator dépendent fortement de la valeur du couple résistant.

La commande à V/f constant du moteur asynchrone a un couple faible au démarrage et exige une limitation en courant. Elle permet surtout l'entraînement d'une charge inertielle ou du type ventilation pompage. Si l'onduleur présente un « boost » comme indiqué à la figure 50.2, on améliore sensiblement le démarrage. Cette possibilité existe sur tous les onduleurs industriels.

La commande en courant présente un couple au démarrage plus élevé. Mais le réglage de la vitesse est assez difficile. Sans asservissement de vitesse (ou de couple), ce type de commande est peu utilisé.

En définitive, si on veut disposer d'un **réglage souple en vitesse** pour entraîner une charge mécanique dont le *couple résistant*  $T_r$  est faible à basse vitesse par rapport au couple nominal, (inférieur à la moitié) la *commande à V/f constant* est vivement conseillée, bien qu'elle ait lieu en boucle ouverte.

Dans le cas des commandes par onduleur de courant à contrôle scalaire ou vectoriel qui sont étudiées dans les fiches 51 et 52, il y a nécessairement réglage de la vitesse en boucle fermée.

## Utilisation du logiciel LabVIEW

### Moteur asynchrone alimenté par un onduleur à V/f constant

On utilise le moteur Leroy-Somer 300 W à rotor bobiné. Son inductance mutuelle stator-rotor vaut  $M = 0,31$  H. Le nombre de paires de pôles est  $p = 2$ .

Une formule du couple électromagnétique  $T_e$  est alors :

$$T_e = p M (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq})$$

Il faut donc faire calculer par le logiciel les transformations de Park.

On effectue un prélèvement avec 5 000 échantillons à une fréquence de 1 kHz. La durée de l'analyse est donc de 5 s.

Le moteur est alimenté par un onduleur à V/f constant. On fait brutalement varier sa charge. L'état initial de charge est compatible avec la puissance de l'onduleur et on coupe brutalement cette charge.

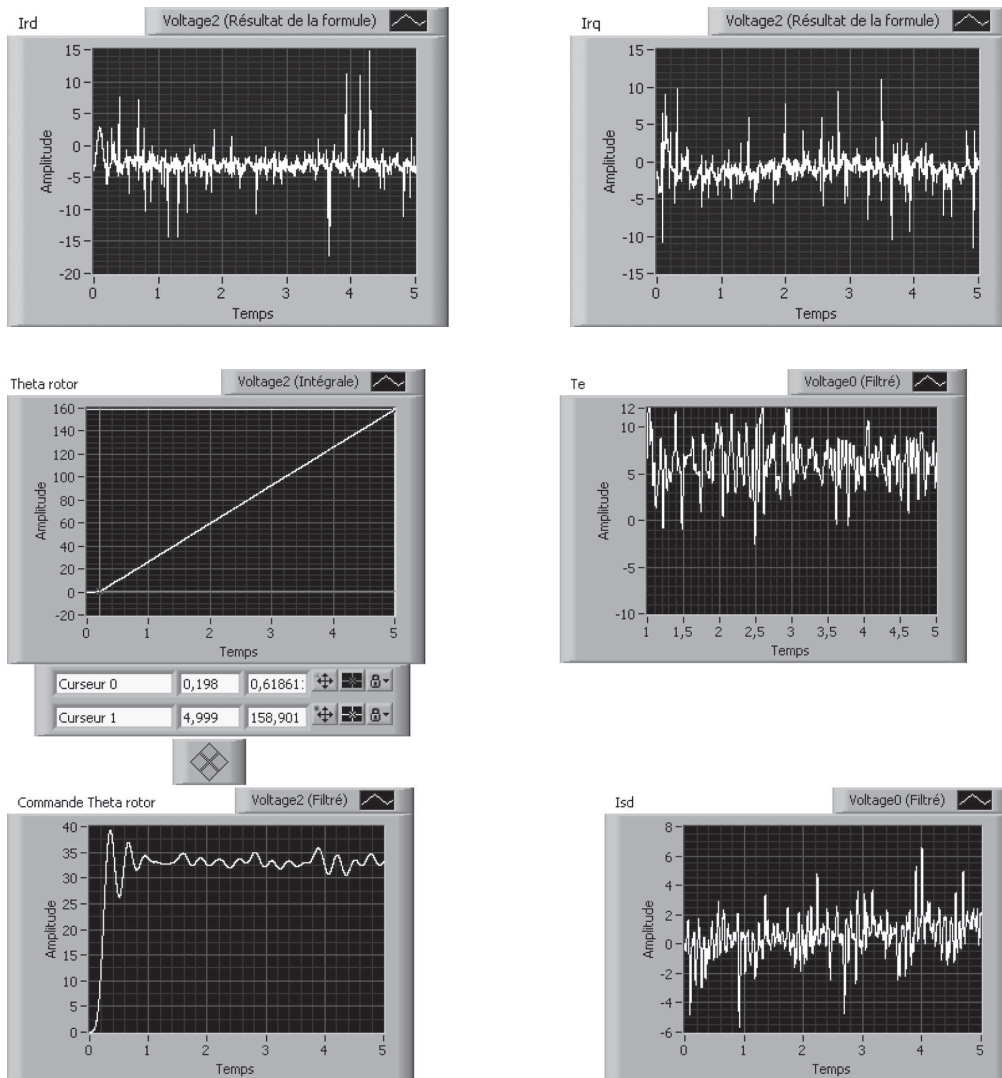
## Relevés expérimentaux du couple du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à V/f constant

Les transformées de Park des courants stator et rotor sont utilisées pour obtenir une estimation du couple électromagnétique  $T_e$ .

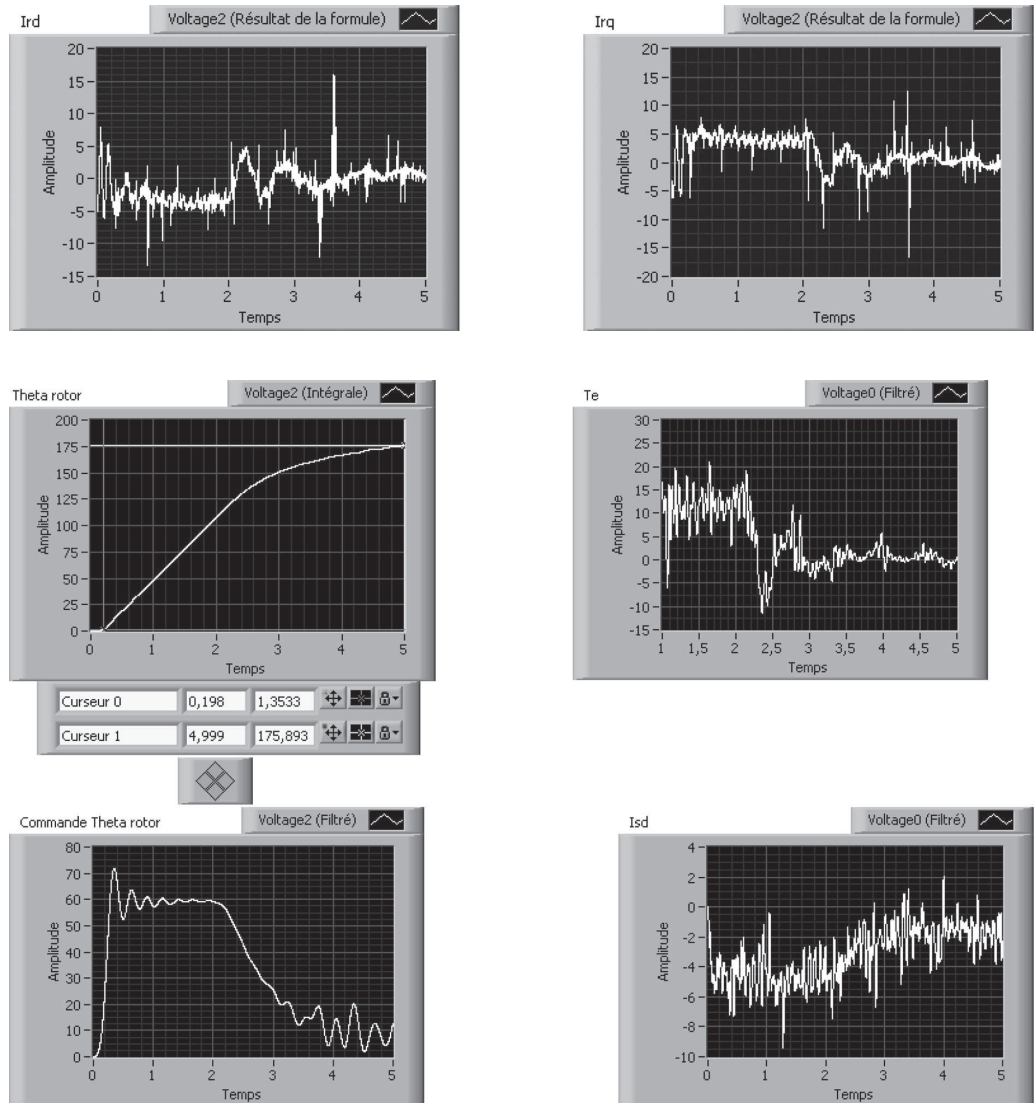
On a représenté deux cas de fonctionnement :

- le moteur alimenté par l'onduleur, à fréquence 40,1 Hz, fonctionne en régime stable de vitesse (régime permanent) et le couple est sensiblement constant en fonction du temps ;
- le moteur alimenté toujours à fréquence 40,1 Hz constante, sous tension constante, est soumis à une baisse brutale du couple de charge.

Essai en charge en régime permanent



Arrêt brutal de la charge



**Figure 50.4** Résultats expérimentaux donnant l'estimation du couple d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur en utilisant les transformées de Park des courants statoriques et rotoriques

Dans la partie *régime permanent* de la figure, le moteur est en charge, la fréquence rotorique est de 5,29 Hz, l'angle « Theta rotor » =  $\theta$ , varie entre 0 et 166 rad environ. La puissance active absorbée est de 148 W. On note que les composantes  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  sont constantes ; le fonctionnement du moteur est stable puisqu'il est alimenté par un onduleur. Le courant stator est  $I_s = 0,66$  A à 40,1 Hz. La commande Theta rotor est la tension quasi-continue obtenue après avoir fait réaliser au logiciel la valeur absolue d'un courant rotor et

l'avoir filtrée par un filtre passe-bas. On a utilisé ici des filtres de Chebyshev d'ordre 10 et de fréquence de coupure 5 Hz. La tension entre phases est de 175 V. À vide, le moteur consomme 41 W.

Dans la partie *régime transitoire* de la figure, le moteur est en charge, et brutalement on coupe l'excitation de la génératrice de charge à l'instant  $t = 2,1$  s. D'où l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps, et l'évolution de l'angle rotorique « Theta rotor »  $\theta_r$ , dont la croissance diminue après l'instant  $t = 2,1$  s, à cause de la baisse de la fréquence rotorique. D'ailleurs, la Commande Theta rotor change après l'instant  $t = 2,1$  s.

On constate sur la figure la variation du couple en fonction du temps. Le régime transitoire du couple évolue en 0,2 s.

Avec le diagramme LabVIEW proposé, il est plus facile de réaliser cette expérience avec l'onduleur que lorsque le moteur est alimenté par le réseau, car la fréquence de l'onduleur est très stable.

## Objectifs

L'autopilotage consiste à prendre en compte la valeur de la pulsation rotorique  $\omega_r$ , pour imposer le couple électromagnétique  $T_e$ .

Dans la commande en boucle ouverte, vue à la fiche 50, la valeur de  $\omega_r$  est « libre » et du point de vue « système », elle se comporte comme une grandeur de sortie.

Dans la commande en boucle fermée présentée dans cette fiche, la valeur de  $\omega_r$  est « forcée », et du point de vue « système », se comporte comme une grandeur d'entrée : elle sert à imposer le couple  $T_e$ . C'est l'objet de l'étude de la **commande autopilotée scalaire** qui implique un asservissement de vitesse.

Du point de vue expérimental, il faut savoir noter la relation entre la vitesse, le courant et la fréquence appliqués au moteur. On doit également contrôler le fonctionnement :

- ✓ Du capteur de vitesse,
- ✓ Du capteur de courant.



## REPÈRES

Reprenons la relation donnant le couple :  $T_e = 3p\Phi_s^2 \frac{\frac{R}{\omega_r}}{\left[\left(\frac{R}{\omega_r}\right)^2 + N^2\right]}$

$$\underline{i}'_r = -\left(\frac{M}{L_s}\right)\underline{i}'_r \text{ et } \underline{i}'_r + \underline{i}_{sv} = \underline{i}_s \text{ avec } \underline{\Phi}_s = L_s \underline{i}_{sv}$$

$$\text{Également } jL_s \omega_s \underline{i}_{sv} = j\omega_s \Phi_s = \left[\frac{R\omega_s}{\omega_r} + jN\omega_s\right] \underline{i}'_r$$

$$\text{soit encore : } jL_s \underline{i}_{sv} = \left[\frac{R}{\omega_r} + jN\right] (\underline{i}_s - \underline{i}_{sv})$$

$$\text{On en déduit que : } \left[j(L_s + N) + \frac{R}{\omega_r}\right] \underline{i}_{sv} = \left[\frac{R}{\omega_r} + jN\right] \underline{i}_s$$

$$\text{soit en passant aux modules : } \left[R^2 + (L_s + N)^2 \omega_r^2\right] \underline{i}_{sv}^2 = \left[R^2 + (L_s)^2 \omega_r^2\right] \underline{i}_s^2$$

Comme  $\Phi_s = L_s I_s$  on obtient la relation suivante :

$$(L_s I_s)^2 = \Phi_s^2 \frac{[R^2 + (L_s + N)^2 \omega_r^2]}{[R^2 + (L_s)^2 \omega_r^2]}$$



## SAVOIR-FAIRE

$$(L_s I_s)^2 = \Phi_s^2 \frac{[R^2 + (L_s + N)^2 \omega_r^2]}{[R^2 + (L_s)^2 \omega_r^2]}$$

En commande scalaire, on considère que la relation déterminant le couple doit respecter le fonctionnement à *flux constant*, ce qui impose la valeur du courant  $I_s$  dès que la valeur de la pulsation  $\omega_r$  est fixée. La relation précédente donne une fonction  $I_s^2 = f(\omega_r)$  paire et approximativement parabolique.

Si  $L_s^2 \omega_r^2 \ll R^2$ , alors :

$$(L_s I_s)^2 \approx \Phi_s^2 \left[ 1 + \omega_r^2 \left( \frac{2NL_s + L_s^2}{R^2} \right) \right]$$

- ce qui est l'équation d'une parabole quand  $\omega_r$  varie ;
- et minimale positive pour  $\omega_r = 0$ .

La figure 51.1 indique la méthode de commande de la commande autopilotée scalaire.

Étudions l'asservissement de vitesse.

À partir d'un capteur de vitesse et d'une consigne, on obtient un écart qui impose la pulsation  $\omega_r$ , donc la valeur de  $\omega_s = \omega_r + p \Omega$ . C'est ce qui constitue l'*autopilotage*. La caractéristique  $I_s = f(\omega_r)$  donne le couple  $T_e$ , et selon le couple résistant, la vitesse  $\Omega$ .

Le réglage du courant  $I_s$  est obtenu indirectement en agissant sur la valeur du courant continu  $I_{red}$  du redresseur à thyristors. La relation entre  $I_{s1}$  valeur efficace du fondamental du courant dans une phase du stator et  $I_{red}$  dépend de la forme d'onde du courant fourni par l'onduleur :

- Alors  $I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{red} = 0,779 I_{red}$  si l'onduleur de courant est à thyristors ;
- Ou bien  $I_{s1} = 0,7319 I_{red}$  si la modulation de largeur d'impulsions est à neuf angles précalculés.

Ce dernier cas est intéressant, même si le niveau du fondamental est plus faible, car tous les harmoniques sont éliminés jusqu'à l'harmonique 23 dont l'amplitude vaut  $\hat{I}_{s23} = 0,233 I_{red}$ .

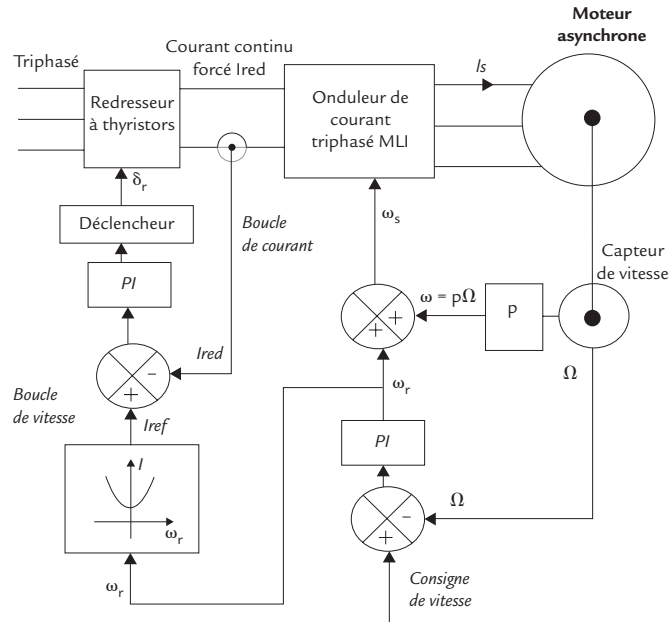


Figure 51.1 Diagramme d'une commande autopilotée scalaire



## EN PRATIQUE

### Conseils

Ce type de commande présente certains inconvénients :

- ◆ il faut une « double commande » au niveau du redresseur et au niveau de l'onduleur, ce qui implique une grande maîtrise des régimes transitoires au démarrage ;
- ◆ la commande par thyristors est « lente », surtout devant les constantes de temps électriques de machine asynchrone...
- ◆ on n'agit que sur les « modules » du flux  $\Phi_s$ , du courant  $I_s$ , sans tenir compte des déphasages, et ceci a pour conséquence que le couple obtenu  $T_e$  n'est jamais optimal, surtout aux basses vitesses.

Il est préférable de réduire la durée de démarrage en agissant sur la consigne de vitesse.

La relation  $I_s = f(\omega_r)$  devient donc une relation  $I_{red} = h(\omega_r)$  à flux  $\Phi_s$  imposé constant). Il suffit d'enregistrer dans la mémoire d'un processeur la caractéristique  $I_{red} = h(\omega_r)$  pour obtenir la référence de l'asservissement du courant fourni par le pont redresseur.

Le couple est assez élevé au démarrage. Elle est assez simple à mettre en œuvre, le processeur utilisé pouvant être un microcontrôleur ou même un PIC.

Cette commande autopilotée scalaire est assez utilisée, surtout pour les grosses machines ( $P > 100$  kW), car il est possible d'utiliser deux ponts à 6 thyristors.

### Objectifs

Il s'agit d'imposer le couple du moteur asynchrone en utilisant les deux composantes directe et en quadrature des courants du stator, d'où le terme de **contrôle vectoriel**. Un modèle de Park du moteur doit être utilisé pour optimiser ce contrôle, ce qui nécessite un asservissement de vitesse.

Du point de vue expérimental, il faut noter la relation entre la vitesse, la tension, le courant et la fréquence appliqués au moteur. On doit également contrôler le fonctionnement :

- ✓ Du capteur de vitesse,
- ✓ Du capteur de courant.

Un test de réglage du couple est souvent nécessaire.



### REPÈRES

## Présentation de la commande autopilotée à contrôle vectoriel

Les relations entre tensions, flux et courants sont, en utilisant pour référentiel le champ tournant :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\Phi_{s0}}{dt}$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq}$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd}$$

$$V_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d\Phi_{r0}}{dt}$$

On s'arrange pour que :

- les composantes homopolaires des tensions et des courants soient toujours nulles, en agissant sur la commande de l'onduleur ;
- $\Phi_{rq} = 0$  en agissant sur le « calage de la référence 0 » servant à la transformation de Park.

**Remarque :** comme la référence est le champ tournant, l'angle servant à la transformation de Park est  $\theta_s$  tel que  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ . Les équations deviennent au

niveau du rotor en court-circuit  $V_{sd} = V_{sq} = 0$  soit :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases}$$

Or

$$\begin{aligned} \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{aligned}$$

En remplaçant  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  par leur valeur, il vient :

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - M i_{sd}) + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 &= -\frac{R_r}{L_r} M i_{sq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{aligned}$$

En posant  $\tau_r = L_r / R_r$  constante de temps rotorique, on obtient donc :

$$\begin{aligned} \tau_r \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \Phi_{rd} &= M i_{sd} \\ \omega_r \tau_r \Phi_{rd} &= M i_{sq} \end{aligned}$$

## Expression du couple

Ces équations montrent deux comportements importants du moteur en contrôle vectoriel :

- la première est une équation différentielle du premier ordre qui indique que lorsqu'on fixe le courant  $i_{sd}$  on impose le flux rotorique  $\Phi_{rd}$  si le flux  $\Phi_{rq}$  est nul. La constante de temps est  $\tau_r$  ; pour un moteur à rotor à cage, elle est assez grande (de l'ordre de 100 ms), ce qui fait que, une fois atteint le régime final  $\Phi_{rd} = M i_{sd}$ , les variations de flux sont lentes, ce qui donne une grande stabilité au comportement du moteur.
- la deuxième est que, une fois le flux rotor  $\Phi_{rd}$  obtenu, la pulsation rotorique est donnée par la relation  $\omega_r = \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} i_{sq}$ , donc imposée par la valeur de  $i_{sq}$ .

Considérons maintenant la formule du couple.

$$T_e = p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

Les équations du flux au stator donnent :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

Comme  $\Phi_{rq}$  est nul, on remplace les courants  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  par leur valeur en fonction du flux  $\Phi_{rd}$  en notant  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ . On obtient :

$$\Phi_{sd} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd} = \sigma L_s i_{sd} + \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} = \sigma L_s i_{sq}$$

Le couple obtenu est alors une expression plus simple :  $T_e = p \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd} i_{sq}$ .



### SAVOIR-FAIRE

En définitive, on retrouve ici une relation semblable à celle du couple d'un moteur à courant continu, où le flux  $\Phi_{rd}$  dépend du courant « d'excitation »  $i_{sd}$  selon la relation  $\Phi_{rd} = M i_{sd}$ . Ce flux doit en principe être maintenu constant après la phase de mise en route, le couple variant ensuite proportionnellement à  $i_{sq}$ . Les valeurs de  $\Phi_{rd}$  et de  $i_{sq}$  étant fixées, la pulsation  $\omega_r$  est imposée.

Citons d'autres relations donnant le couple  $T_e = p \left( \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} i_{sq} = p L_s (1 - \sigma) i_{sd} i_{sq}$

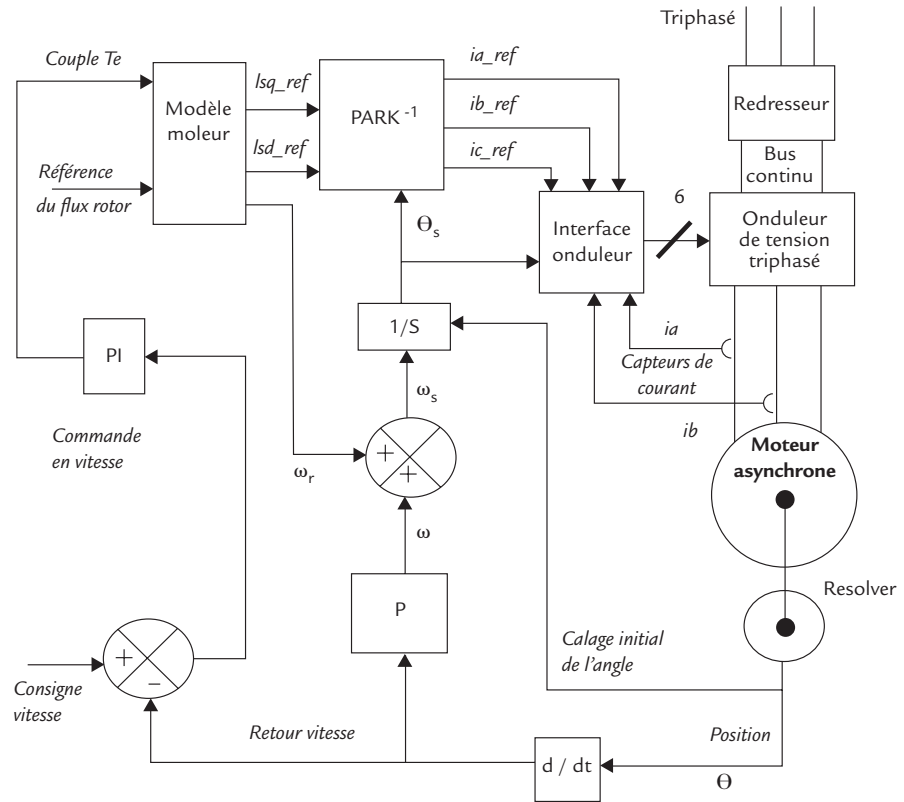


Figure 52.1 Diagramme d'une commande autopilotée vectorielle

Le moteur est alimenté en courant. Le diagramme 52.1 montre que les courants de sortie  $i_a$  et  $i_b$  de l'onduleur sont asservis directement aux références de courant  $i_{a\_ref}$  et  $i_{b\_ref}$  provenant des composantes  $i_{sd\_ref}$  et  $i_{sq\_ref}$  élaborées à partir des stratégies de commande.

À partir du capteur de position :

- on dispose de la valeur de  $\theta$  qui permet d'effectuer la transformation de Park inverse ;
- en dérivant par rapport au temps, on obtient un signal proportionnel à la vitesse  $\Omega$  ;
- on obtient finalement la pulsation  $\omega_s = \omega_r + p \Omega$  de l'onduleur. C'est ce qui constitue l'autopilotage.

L'autopilotage est vectoriel car on agit sur les deux composantes de Park en quadrature  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  des courants statoriques pour obtenir à la fois un flux optimal et un couple optimal.

L'asservissement de vitesse impose le couple  $T_e$ .

Soit une référence de flux optimale au rotor notée  $\Phi_{rd\_opt}$ . En partant du modèle du moteur, on en déduit :

- $i_{sd\_ref}$  en utilisant la relation  $i_{sd\_ref} = \frac{\Phi_{rd\_opt}}{M}$
- $i_{sq\_ref}$ , par la relation  $i_{sq\_ref} = T_e \frac{L_r}{pM\Phi_{rd\_opt}}$
- $\omega_r$ , à partir de  $\omega_r = \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd\_opt}} i_{sq\_ref}$

Finalement, pour utiliser cette commande, il faut connaître les valeurs  $p$ ,  $M$ ,  $L_r$  et  $\tau_r$  du modèle et imposer  $\Phi_{rd\_opt}$ . Ceci implique que le moteur soit « *de modèle connu* » et installé après avoir effectué des essais spécifiques pour déterminer ses caractéristiques.



### EN PRATIQUE

## Calage des angles en régime stationnaire, fonctionnement à $\Phi_{rq} = 0$

Dans le contrôle vectoriel, on impose  $\Phi_{rq} = 0$  par réglage angulaire du capteur de position. Ce qui détermine les angles au stator et au rotor des courants représentés à la figure 52.2. On peut alors en déduire la valeur de  $\theta_s$ , qui sert à réaliser la transformation de Park.

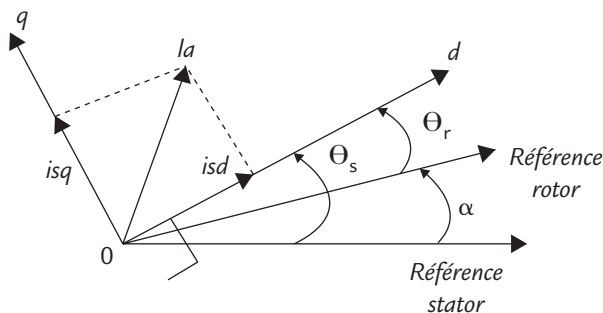


Figure 52.2 Calage de la référence des angles par rapport au flux rotorique

L'angle  $\alpha$  correspond au décalage angulaire entre le rotor et le stator, ce qui permet d'écrire :

$$\alpha = \omega t + \alpha_0$$

Où  $\alpha_0$  est l'angle à l'origine des temps et  $\omega = p \Omega$ . On a d'autre part les relations suivantes :

$$\theta_s = \omega_s t + \theta_0$$

$$\theta_r = \omega_r t + \theta_{r0}$$

Ce qui permet d'en déduire la relation :

$$\alpha = \omega t + \alpha_0 = (\omega_s - \omega_r)t + \theta_{s0} - \theta_{r0}$$

Ce qui donne :

$$\theta_s = (p\Omega + \omega_r)t + \alpha_0 + \theta_{r0}$$

Cette relation montre que l'expression de  $\theta_s$  dépend du calage initial  $\alpha_0 + \theta_{r0}$ .

D'après la relation  $\omega_r \tau_r \Phi_{rd} = M i_{sq}$  on en déduit en intégrant :

$$\theta_r = \int_0^t \left( \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} \right) i_{sq}(x) dx + \theta_{r0}$$

On obtient :

$$\theta_s = \int_0^t p \Omega(x) dx + \int_0^t \left( \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} \right) i_{sq}(x) dx + \alpha_0 + \theta_{r0} = \int_0^t \omega_s(x) dx + \alpha_0 + \theta_{r0}$$

Il faut un intégrateur pour obtenir  $\theta_s$  et un capteur de position pour respecter en permanence le calage initial  $\alpha_0 + \theta_{r0}$ , que le moteur fonctionne en régime stationnaire ou en régime quelconque. Sinon le réglage de  $\theta_s$  sera de moins en moins valable et les opérations de calcul seront fausses.

Néanmoins, il faut que les valeurs du flux  $\Phi_{rd}$  et de la constante de temps  $\tau_r$  restent constantes (en particulier  $\tau_r$  varie avec la température). Dans le cas contraire, il faut que le processeur effectue les corrections correspondantes.

## Modèle obtenu

D'après les équations :

$$\tau_r \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \Phi_{rd} = M i_{sd}$$

$$\omega_r \tau_r \Phi_{rd} = M i_{sq}$$

on déduit que, en notation de Laplace :

$$\Phi_{rd} = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_{sd}$$

$$i_{sq} = \left( \frac{\omega_r \tau_r}{1 + s\tau_r} \right) i_{sd}$$

Ce qui donne les équations suivantes, avec  $\tau_s = \sigma L_s / R_s$  :

$$V_{sd} = \left[ \frac{R_s}{M} (1 + s\tau_s) (1 + s\tau_r) + \frac{M}{L_r} s \right] \Phi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s (1 + s\tau_s) i_{sq} + \omega_s \left[ \frac{\sigma L_s}{M} (1 + s\tau_r) + \frac{M}{L_r} \right] \Phi_{rd}$$

Dans la mesure où  $\Phi_{rq} = 0$ , ce modèle convient aussi bien pour le contrôle vectoriel que pour la commande à flux orienté au rotor, qui est présenté ci-dessous.

### Conseils

Ce type de moteur a un couple au démarrage très élevé, c'est ce qui fait son principal intérêt. Mais il faut veiller au bon fonctionnement du capteur de position et surtout au bon réglage donnant le couple optimal.

Il est surtout intéressant pour toutes les installations effectuant les opérations de levage-descente (ascenseurs, grues) et les machines-outils.

## Simulations sur logiciels SIMULINK et VisSim

### Présentation

On veut une commande de moteur qui ait les mêmes qualités que le contrôle vectoriel, en particulier qui assure un couple élevé en basse vitesse, avec en plus les avantages suivants :

- le capteur de position est remplacé par le capteur de vitesse ;
- on supprime le plus possible les capteurs grâce à une *estimation* des valeurs des grandeurs physiques intervenant dans le modèle.

Pour effectuer l'ensemble des calculs nécessaires à la commande, on utilise le DSP :

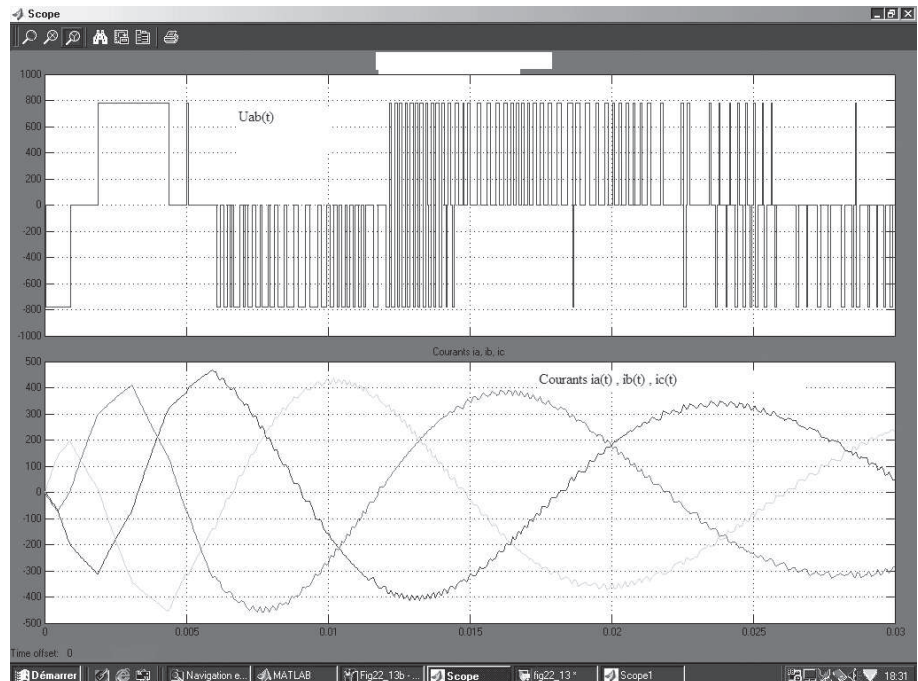
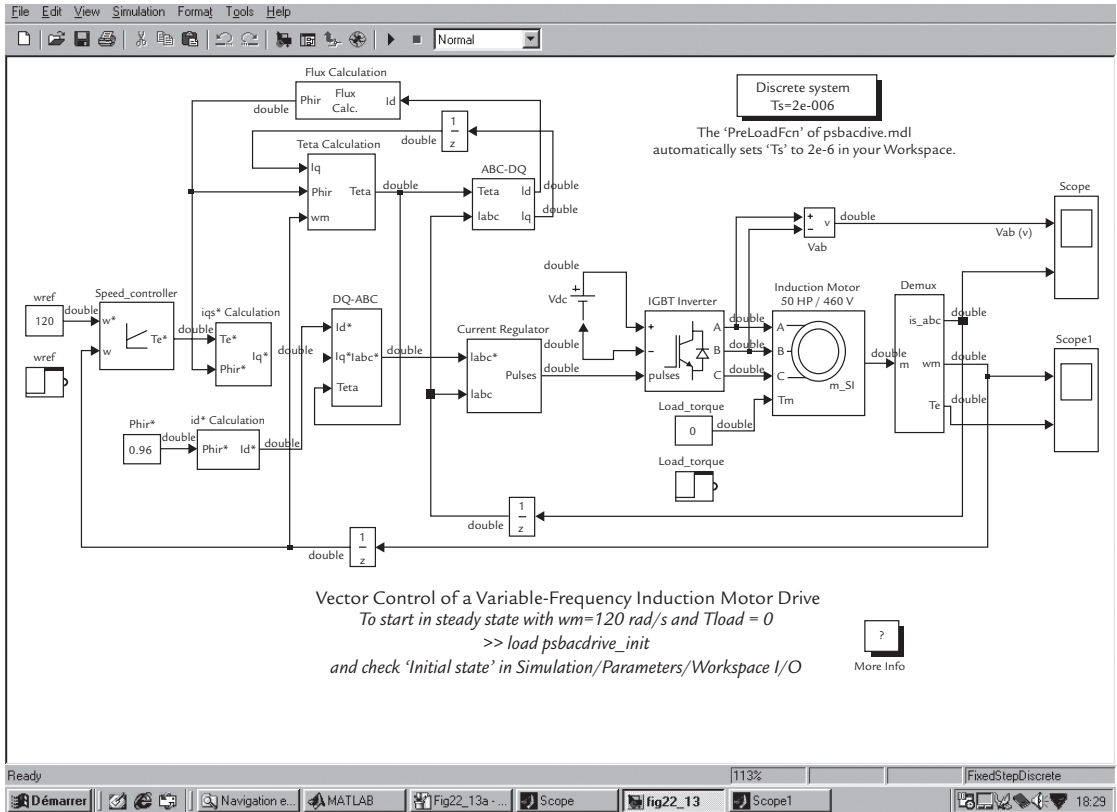
- il effectue la *transformation de Park* aboutissant aux composantes des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ;
- il effectue les *estimations* nécessaires pour réduire le plus possible le nombre de capteurs dans la commande ;
- il tient compte des « temps morts » dans la commande des onduleurs et assure la compensation de leurs effets ;
- il assure les régulations par correcteurs P.I.

Dans la pratique, on n'utilise que des DSP à virgule fixe.

### Simulation sur SIMULINK

On utilise un programme déjà conçu en application par le constructeur du logiciel (Auteur : H. Le Huy ; Université Laval, Québec).

Il s'agit de l'étude d'un démarrage d'un moteur asynchrone en contrôle vectoriel dans le cas où l'inertie du moteur (ou de la charge) est très élevée.



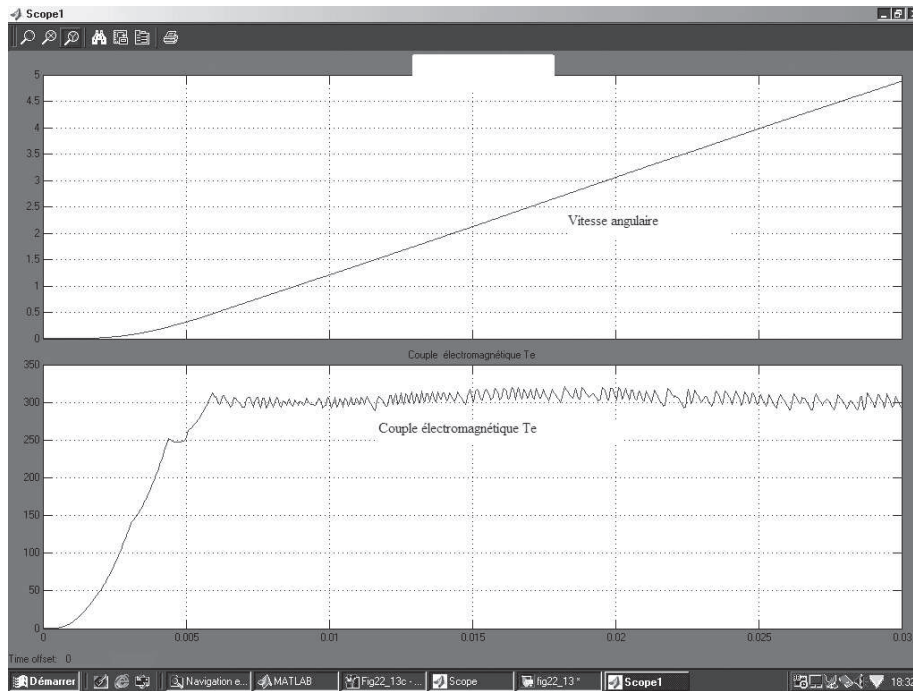


Figure 52.3 Simulation d'un démarrage d'un moteur asynchrone en contrôle vectoriel par SIMULINK

Une consigne « échelon » de 120 rad/s pour la vitesse est imposée au système. Le démarrage impose une *croissance linéaire de la vitesse* car le couple est immédiatement maximal.

Le couple de démarrage atteint 300 N.m en quelques ms et les pointes de courant qui interviennent au démarrage s'amortissent très vite.

Le moteur asynchrone est tétrapolaire, à cage. Les grandeurs *nominales* sont :

- Fréquence : 60 Hz ;
- Tension entre phases : 460 V ;
- Puissance : 37,3 kW.

Il y a *au stator* une résistance par phase de 0,087 ohm et une inductance de fuites  $\sigma L_s$  égale à 0,8 mH. Les bobinages sont reliés en étoile.

*Au rotor*, la résistance par phase est de 0,228 ohm et l'inductance de fuites  $\sigma L_r$  égale à 0,8 mH.

L'inductance mutuelle  $M$  vaut 34,7 mH. On rappelle que  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

Les données précédentes suffisent pour déterminer les valeurs  $L_s, L_r$  nécessaires à la modélisation du moteur.

Le moment d'inertie est  $J = 1,66 \text{ kg m}^2$

Le coefficient de frottement visqueux vaut  $f = 0,1 \text{ u S.I.}$

### Simulation sur VisSim

Le modèle du moteur asynchrone présenté sur la figure 52.4 est directement converti en modèle de Park. Et il est directement alimenté par des grandeurs de Park.

On effectue un asservissement de vitesse. La simulation montre que, très rapidement (en 100 ms), la vitesse atteint 177 rad/s.

La composante directe de Park notée  $I_d$  monte à une valeur très grande (411 A). Au bout de 0,5 s, le déplacement angulaire est d'environ 86 radians.

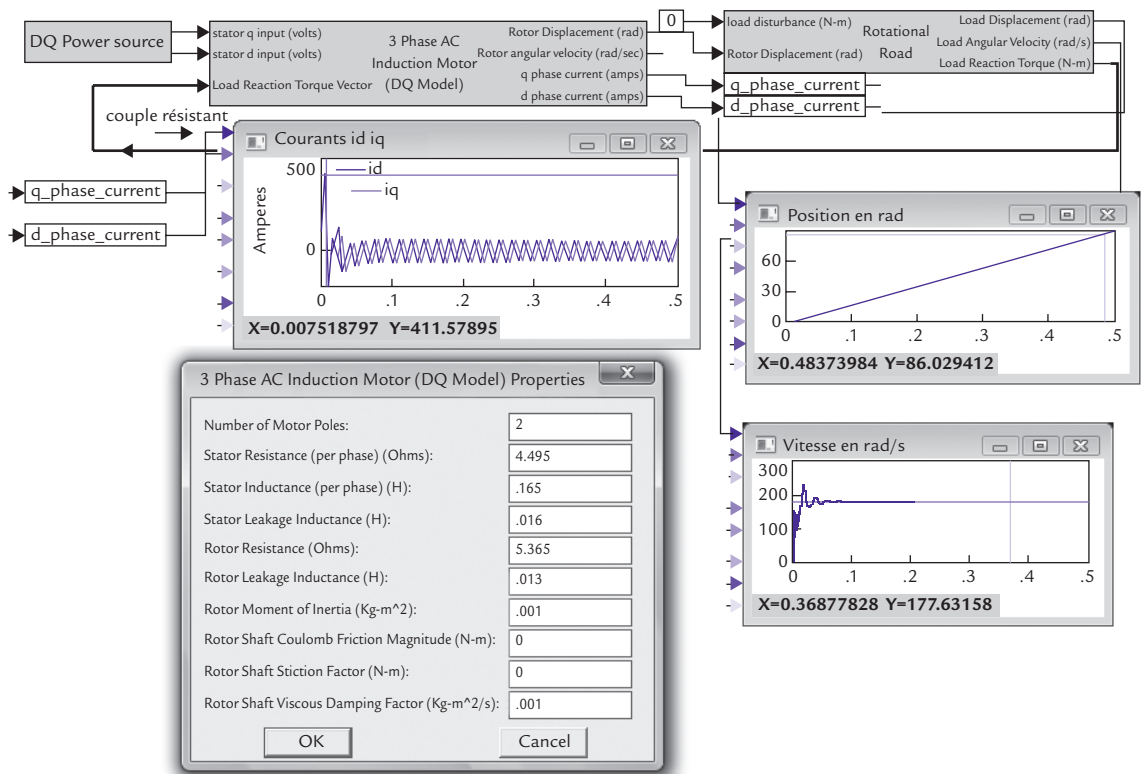


Figure 52.4 Simulation d'un démarrage d'un moteur asynchrone PSIM

### Objectifs

La commande d'un moteur asynchrone à flux orienté est une variante du contrôle vectoriel.

On s'efforce ici de présenter une démarche originale qui utilise la transformation de Park, mais qui réduit au mieux l'utilisation de capteurs. Ce qui oblige à justifier pourquoi on pilote cette commande par DSP ou par FPGA.

On doit également comprendre le rôle essentiel :

- ✓ Du capteur de tension,
- ✓ Du capteur de courant.

Du point de vue expérimental, il faut noter la relation entre la vitesse, la tension, le courant et la fréquence appliqués au moteur.



### REPÈRES

#### Le fonctionnement à $\Phi_{rq} = 0$

##### Calage des angles en régime stationnaire

Dans le contrôle vectoriel, on impose  $\Phi_{rq} = 0$  par réglage angulaire du capteur de position.

Ce qui donne :

$$\theta_s = (p\Omega + \omega_r)t + \alpha_0 + \theta_{r0}$$

Cette relation montre que l'expression de  $\theta_s$  dépend du calage initial  $\alpha_0 + \theta_{r0}$ .

##### Calage des angles en régime variable

D'après la relation  $\omega_r \tau_r \Phi_{rd} = M i_{sq}$  on en déduit en intégrant :

$$\theta_r = \int_0^t \left( \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} \right) i_{sq}(x) dx + \theta_{r0}$$

Ce qui donne :

$$\theta_s = \int_0^t p \Omega(x) dx + \int_0^t \left( \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} \right) i_{sq}(x) dx + \alpha_0 + \theta_{r0} = \int_0^t \omega_s(x) dx + \alpha_0 + \theta_{r0}$$

### Modèle obtenu

D'après les équations, écrites en notation de Laplace :

$$\Phi_{rd} = \frac{M}{1+s\tau_r} i_{sd}$$

$$i_{sq} = \left( \frac{\omega_r \tau_r}{1+s\tau_r} \right) i_{sd}$$

On aboutit aux équations suivantes, avec  $\tau_s = \sigma L_s / R_s$  :

$$V_{sd} = \left[ \frac{R_s}{M} (1+s\tau_s)(1+s\tau_r) + \frac{M}{L_r} s \right] \Phi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s (1+s\tau_s) i_{sq} + \omega_s \left[ \frac{\sigma L_s}{M} (1+s\tau_r) + \frac{M}{L_r} \right] \Phi_{rd}$$

Dans la mesure où  $\Phi_{rq} = 0$ , ce modèle convient aussi bien pour le contrôle vectoriel que pour la commande à flux orienté au rotor, qui est présenté ci-dessous.



### SAVOIR-FAIRE

### Autopilotages commandés par DSP ou FPGA

On veut une commande de moteur qui ait les mêmes qualités que le contrôle vectoriel, en particulier qui assure un couple élevé en basse vitesse, avec en plus les avantages suivants :

- le capteur de position est remplacé par le capteur de vitesse ;
- on supprime le plus possible les capteurs grâce à une *estimation* des valeurs des grandeurs physiques intervenant dans le modèle.

Pour effectuer l'ensemble des calculs nécessaires à la commande, on utilise le DSP :

- il effectue la *transformation de Park* donnant les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ;
- il effectue les *estimations* nécessaires pour réduire le plus possible le nombre de capteurs dans la commande ;
- il tient compte des « temps morts » dans la commande des onduleurs et assure la compensation de leurs effets ;
- il assure les régulations par correcteurs P.I.

## Formules du couple

Rappelons les relations donnant le couple électromagnétique du moteur :

- à partir des grandeurs du stator  $T_e = p(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})$
- à partir des grandeurs du rotor  $T_e = p(\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq})$

Comme le couple s'exprime seulement à partir des composantes de Park des courants stator et des flux, l'autopilotage va consister ici à optimiser le couple. On impose :

- soit  $\Phi_{sq} = 0$ . C'est le *flux stator* qui est orienté ; alors  $T_e = p(\Phi_{sd} I_{sq})$
- soit  $\Phi_{rq} = 0$ . On « oriente » le *flux rotor* ; alors  $T_e = -p(\Phi_{rd} I_{rq})$ . C'est le seul cas réellement intéressant en pratique et le seul étudié dans cet ouvrage.



## EN PRATIQUE

### Commande à flux rotorique orienté (FOC)

On s'efforce de réaliser une **stratégie optimale** de commande de manière à réduire le plus possible le temps de démarrage ou de changement de régime de vitesse.

La commande autopilotée à **flux rotorique orienté** du moteur asynchrone (ou FOC pour *Field Oriented Control*) consiste à utiliser les équations du modèle trouvé précédemment lorsque  $\Phi_{rq} = 0$ . On trouve :

$$\Phi_{rd} = \left[ \frac{1}{\frac{R_s}{M}(1+s\tau_s)(1+s\tau_r) + \frac{M}{L_r}s} \right] (V_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq}) = A(s) (V_{sd} + B i_{sq})$$

$$i_{sq} = \left[ \frac{1}{R_s(1+s\tau_s)} \right] \left( V_{sq} - \omega_s \left[ \frac{\sigma L_s}{M}(1+s\tau_r) + \frac{M}{L_r} \right] \Phi_{rd} \right) = C(s) (V_{sq} - D(s) \Phi_{rd})$$

Si on connaît le modèle du moteur, il est possible d'estimer le flux  $\Phi_{rd\_est}$  une fois déterminées les valeurs de  $V_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Ce flux est comparé à un flux de consigne  $\Phi_{rd\_ref}$  imposé au rotor du moteur.

D'autre part, en considérant la formule du couple  $T_e = p \left( \frac{M}{L_r} \right) \Phi_{rd} i_{sq}$ , on remarque qu'un asservissement de vitesse revient à imposer le couple, donc à flux fixé, à imposer la valeur  $i_{sq\_ref}$  au système (voir figure 53.1).

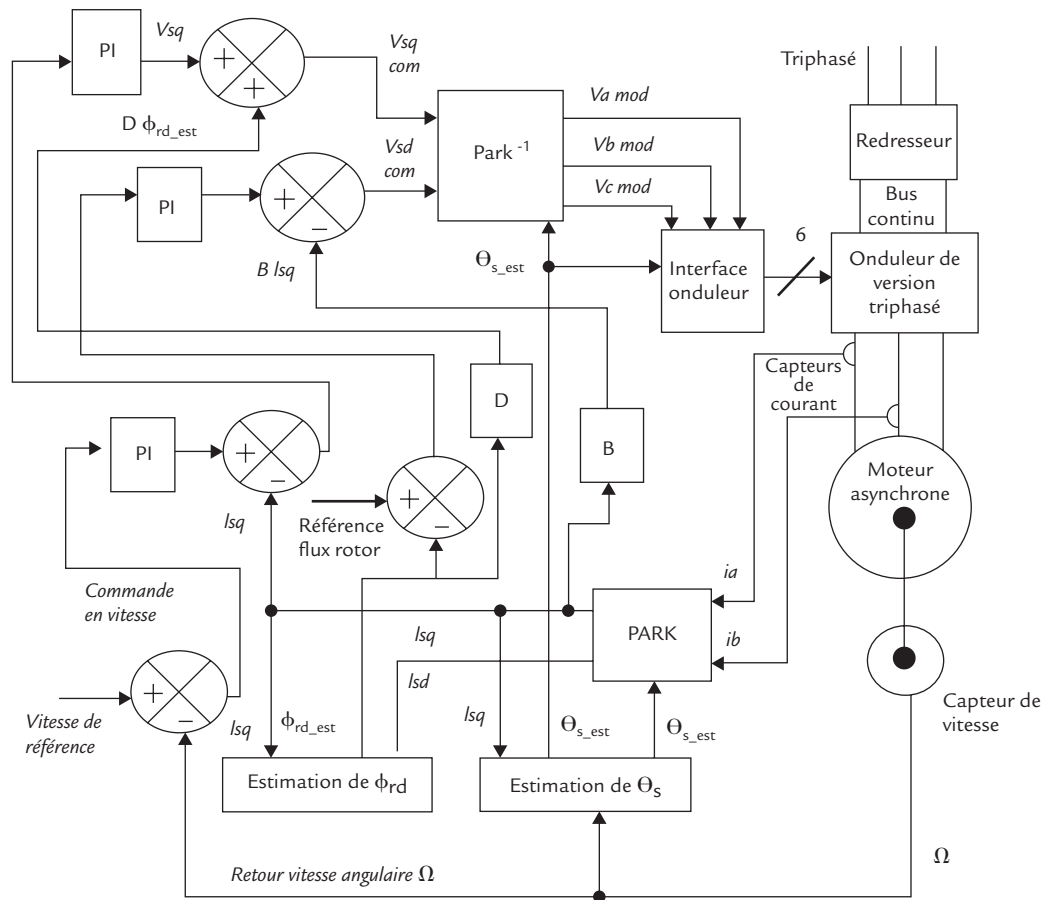


Figure 53.1 Organigramme d'une commande à flux rotorique orienté

L'angle  $\theta_s$  qui sert à calculer la transformation de Park est estimé par le DSP :

$$\theta_{s\_est} = \int_0^t p \Omega(x) dx + \int_0^t \left( \frac{M}{\tau_r \Phi_{rd}} \right) i_{sq}(x) dx + \alpha_0 + \theta_{r0}$$

Pour l'obtenir, il est nécessaire d'avoir la vitesse  $\Omega$  et la composante en quadrature  $i_{sq}$  de Park des courants statoriques. Lors de la mise en route, le calcul est approximatif puisque la détermination de  $i_{sq}$  dépend elle-même de la détermination de  $\theta_s$ . La deuxième intégrale revient à obtenir l'angle rotorique à partir de la pulsation  $\omega_r$ , qui est imposée au système par la valeur du flux et de  $i_{sq}$ . Ensuite le DSP calcule :

$$\Phi_{rd\_est} = \frac{M}{1 + s\tau_r} i_{sd}$$

Il est alors possible de mettre en service « l'asservissement de flux » et l'asservissement de vitesse, en tenant compte des relations suivantes :

$$\Phi_{rd} = A(s) (V_{sd} + B i_{sq})$$

$$i_{sq} = C(s) (V_{sq} - D(s)\Phi_{rd})$$

On introduit les tensions de commandes de l'onduleur de tension. Les grandeurs obtenues en sortie du système onduleur + moteur seront :

$$\Phi_{rd\_est} = A(s) (V_{sd\_com} + B i_{sq})$$

$$i_{sq} = C(s) (V_{sq\_com} - D(s)\Phi_{rd})$$

Or  $V_{sd\_com} = v_{sd} - B i_{sq}$  où  $v_{sd}$  est la sortie du correcteur PI du comparateur de flux et  $V_{sq\_com} = v_{sq} + D \Phi_{rd\_est}$  où  $v_{sq}$  est la sortie du correcteur PI du comparateur de  $i_{sq}$ .

Soit en remplaçant :

$$\Phi_{rd\_est} = A(s) v_{sd}$$

$$i_{sq} = C(s) v_{sq}$$

si le calcul de la transformation de Park des courants donne une valeur exacte de  $i_{sq}$  et si l'estimation du flux est telle que  $\Phi_{rd} \approx \Phi_{rd\_est}$ .

La commande « à flux orienté », consiste à imposer :

- le flux rotorique  $\Phi_{rd}$  en agissant sur la tension  $v_{sd}$  issue d'un « asservissement de flux »,
- le courant  $i_{sq}$  en agissant sur la tension  $v_{sq}$  issue d'un asservissement de courant, lui-même conséquence d'un asservissement de vitesse.

Dans cette méthode de contrôle, on alimente en tension le moteur, mais on observe les courants et la vitesse.

## Conseils

Ce type de commande de moteur est souvent délicat. La commande numérique doit être testée avec soin pour vérifier sa validité et sa fiabilité pour toute la plage de fonctionnement. L'expérimentateur doit aussi s'assurer de la fiabilité des capteurs de courant et de tension afin que les estimations du flux et du courant soient proches des valeurs réelles. C'est le principal inconvénient de ce type de commande. Un test de réglage du couple est souvent nécessaire.

**Remarque :** pour la commande à *flux statorique orienté*, on procède de même. Néanmoins, le calcul des estimations est plus complexe et les erreurs sur les résultats plus grandes. Ce qui fait qu'en définitive, cette méthode est peu intéressante car le couple « massique » correspondant est plus faible.

On préfère utiliser le **flux statorique orienté** dans une méthode de commande plus performante appelée *contrôle direct du couple* (voir fiche 54).

## Simulations du fonctionnement d'une machine en commande à flux orienté

### Simulation sur VisSim

Ce logiciel de simulation sert à tester des programmes pour DSP Texas Instruments. À la figure 53.2, on a représenté une simulation d'un démarrage de moteur asynchrone à flux orienté (FOC) soumis à une suite de paliers de commande en vitesse. La courbe réelle de vitesse (*Actual Measured motor speed*) suit de près la commande (à environ 0,02 s).

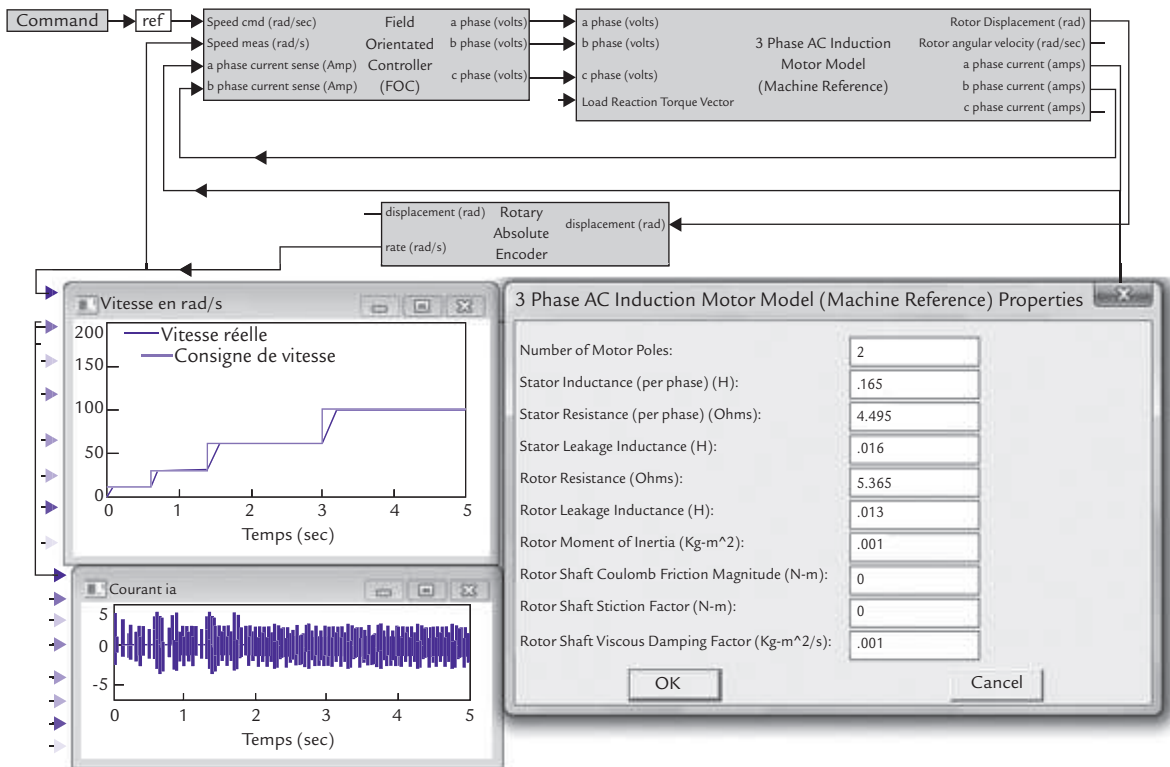


Figure 53.2 Simulation d'un démarrage d'un moteur asynchrone commandé à flux orienté par VisSim

Le moteur est bipolaire.

Sa résistance et son inductance par phase *au stator* valent respectivement 4,495 ohms et 0,165 H. L'inductance de fuite au stator vaut 0,016 H.

Sa résistance et son inductance par phase *au rotor* valent respectivement 5,365 ohms et 0,013 H. Le moment d'inertie  $J$  est égal à  $10^{-2}$  kg m<sup>2</sup>.

Le coefficient de frottement visqueux  $f = 0,001$  u S.I.

La commande en flux orienté du moteur est un système de contrôle d'un onduleur MLI de tension qui fonctionne avec une fréquence de modulation de 10 000 Hz et dont la tension de sortie dépend d'un signal d'entrée de commande.

La fréquence de l'horloge du processeur est de 10 000 Hz.

*Selon l'axe direct du courant*, le gain de la boucle « intégrale » *du correcteur* est de 0,000625 et le gain de la boucle « proportionnelle » est de 0,8.

*Selon l'axe en quadrature du courant*, le gain de la boucle « intégrale » *du correcteur* est de 0,000625, et le gain de la boucle « proportionnelle » est de 0,8.

Le gain de la boucle « intégrale » *du correcteur vitesse* est de 5.10<sup>-5</sup>.

Le gain de la boucle « proportionnelle » *du correcteur vitesse* est de 45,1.

## Utilisation du logiciel PSIM

Ce logiciel montre les signaux nécessaires pour réaliser un contrôle à flux orienté sur un moteur asynchrone. On constate (figure 53.3) que la commande est :

- en courant  $I_d = I_{d\_com}$  pour imposer le flux,
- en vitesse  $n = n_{com}$ , ce qui revient à imposer le courant  $I_q_{com}$ .

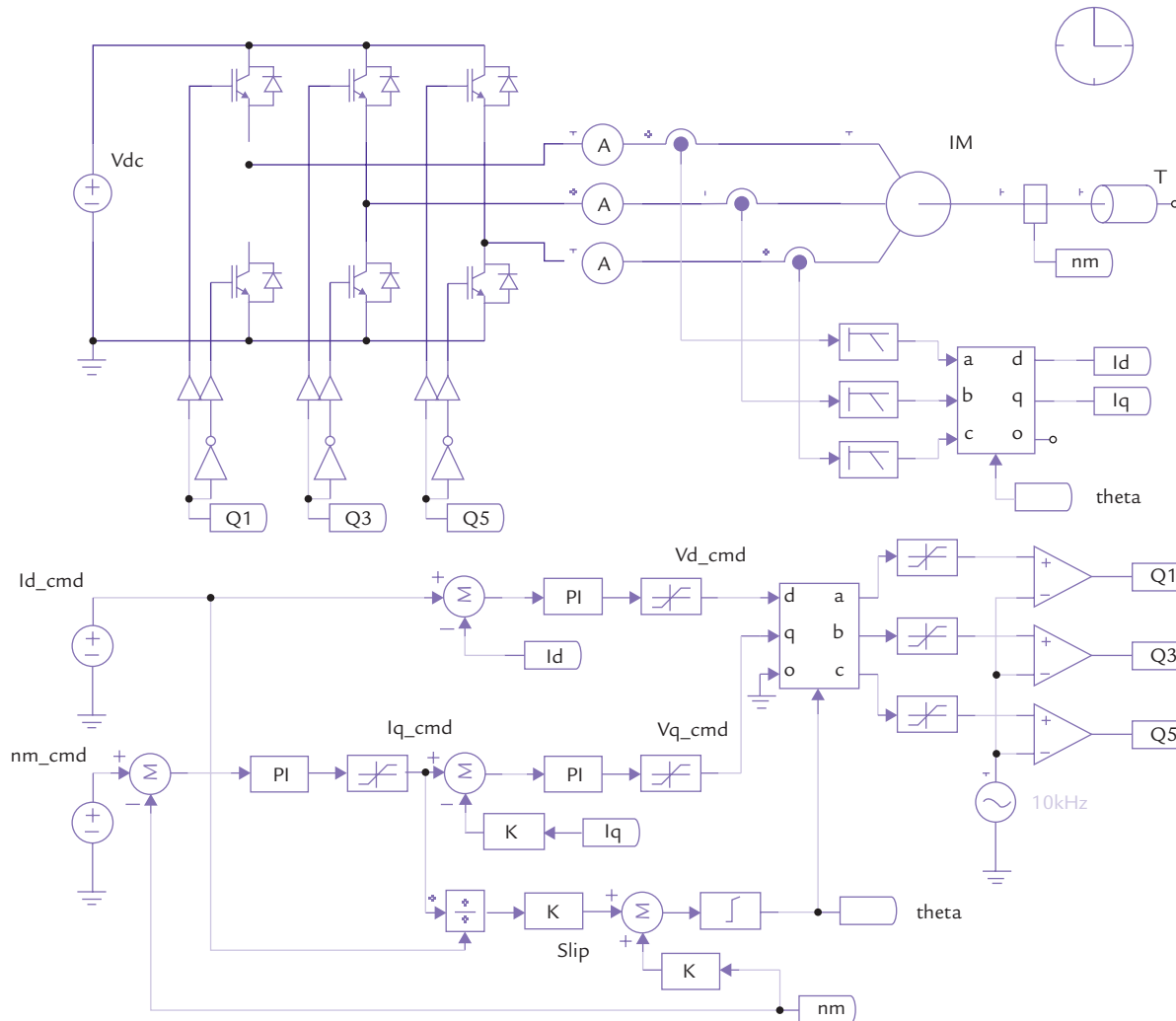
Après transformée inverse de Park, on retrouve les commandes en tension  $Q_1, Q_2, Q_3$ , agissant sur l'onduleur triphasé.

Les courants  $I_a, I_b, I_c$  mesurés par les capteurs sont convertis en composantes de Park ;  $I_d$  et  $I_q$ . Celles-ci sont comparées aux commandes  $I_{d\_com}$  et  $I_{q\_com}$ . Il y a donc commande en courant par action sur les tensions d'induit du moteur.

En définitive :

- Le flux est forcé par le courant  $I_{d\_com}$ ,
- La vitesse  $n_m$  est asservie avec une limitation en courant sur  $I_q$ .

## Field-Oriented Control of Induction Motor Drive



Note: this circuit can be simulated by the full version only

Figure 53.3 Montage d'un moteur asynchrone commandé à flux orienté par le logiciel PSIM

### Objectifs

La méthode de contrôle direct du couple (ou DTC pour Direct Torque Control) consiste à agir directement sur la commande de l'onduleur à MLI vectorielle pour obtenir le couple optimal du moteur. Cette commande intègre à la fois la modélisation du moteur asynchrone, l'estimation des valeurs comme pour la commande à flux orienté, mais aussi le système de modulation de largeur d'impulsions.

On doit également comprendre le rôle essentiel :

- ✓ Du capteur de tension,
- ✓ Du capteur de courant.

Du point de vue expérimental, comme pour la commande à flux orienté, il faut noter la relation entre la vitesse, la tension, le courant et la fréquence appliqués au moteur.



### REPÈRES

### Calcul du couple

Soit la formule du couple :

$$T_e = pM [i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}]$$

Considérons la quantité  $Q = \Phi_{sq} \Phi_{rd} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}$  qui correspond au produit vectoriel  $\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r$ . En remplaçant les flux par leur expression en fonction des courants, il vient :

$$Q = (L_s i_{sq} + M i_{rq}) (L_r i_{rd} + M i_{sd}) - (L_s i_{sd} + M i_{rd}) (L_r i_{rq} + M i_{sq})$$

soit, en développant :

$$Q = (L_s L_r - M^2) (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) + L_s M (i_{sd} i_{sq} - i_{sq} i_{sd}) + L_r M (i_{rd} i_{rq} - i_{rq} i_{rd})$$

soit encore :

$$Q = (L_s L_r - M^2) (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})$$

Le couple électromagnétique vaut donc  $T_e = p \left( \frac{M}{L_s L_r - M^2} \right) Q$

On en déduit la formule du couple suivante :

$$T_e = p \left( \frac{1-\sigma}{\sigma M} \right) \left\| \vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r \right\|$$

### Contrôle du couple

Il faut faire fonctionner le système à flux stator et flux rotor constant, la variation du couple étant assurée par l'angle  $\gamma$  intervenant dans le produit vectoriel. Comme la constante de temps rotorique  $\tau_r$  est élevée (de l'ordre de 100 ms), on peut considérer que le flux rotorique reste constant en régime dynamique et qu'une variation brutale du couple ne peut intervenir que sur l'orientation  $\gamma$  (et peu sur l'amplitude) du flux statorique  $\Phi_s$ .

Comme la constante de temps statorique  $\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$  est faible (de l'ordre de quelques ms), le temps de réponse du couple ainsi obtenu est faible (2 à 5 ms).

La commande de l'onduleur de tension est MLI vectorielle (voir figure 54.1).

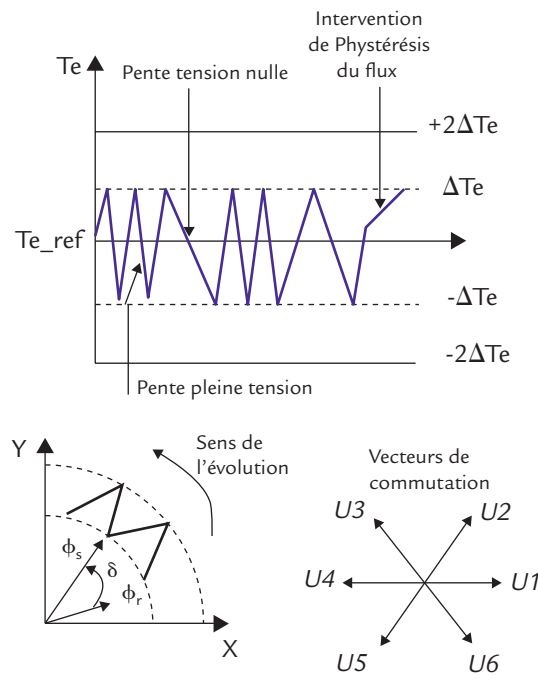


Figure 54.1 Commande Directe du couple

Selon les commutations, il y 6 vecteurs possibles, mais, pour chaque zone de 60°, il n'y a que deux « ordres » possibles, soit pour augmenter, soit pour diminuer l'angle  $\gamma$ .

Par exemple, dans le cas de la figure, on voit qu'en agissant sur  $U_2$ , on augmente la valeur de l'angle  $\gamma$  alors que la valeur du flux reste sensiblement constante.

Le but de la commande est de forcer le vecteur flux stator  $\vec{\Phi}_s$  à aller dans une direction telle que les valeurs de ce flux et du couple correspondant conviennent à la commande. Il y a donc « hystérésis de flux » pour respecter la consigne de flux.



SAVOIR-FAIRE

Principe de fonctionnement

L'asservissement en vitesse du moteur détermine  $T_{e\_ref}$ , couple de référence imposé au moteur. Une logique de commutation optimale définit tous les  $25 \mu s$  la meilleure commande estimée du couple, vis-à-vis de  $T_{e\_ref}$ . Le couple estimé évolue donc dans un écart  $\pm \Delta T_e$  autour du couple de référence. Il y a donc « hystérésis de couple ». Selon la nature de l'évolution demandée, à la décroissance du couple, la commande de l'onduleur peut être à pleine tension ou à tension nulle. À basse vitesse, il faut augmenter l'hystérésis pour contrôler le couple, et l'évolution est dans un écart  $\pm 2 \Delta T_e$ .

L'hystérésis du flux peut modifier la « trajectoire » du couple estimé comme on le voit à la figure 54.1. L'estimation du flux stator  $\Phi_s$  est obtenue en intégrant pour chaque phase la quantité  $V_a - R_s I_a$  mesurés par des capteurs. Il faut tenir compte de la température pour la valeur de  $R_s$ .

La référence de l'argument des grandeurs complexes est au stator (par exemple  $v_a$ ).

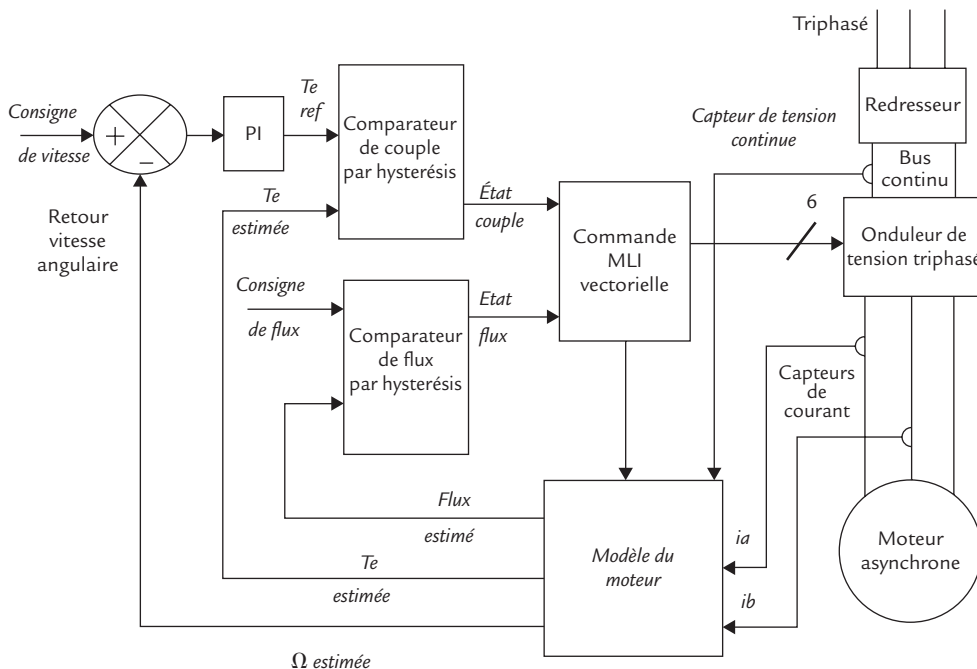


Figure 54.2 Schéma de commande du couple du moteur

L'estimation du flux rotor  $\Phi_r$  est obtenue en utilisant la relation

$$\underline{\Phi}_r(t) = \left( \frac{L_r}{M} \right) (\underline{\Phi}_s(t)) - \sigma L_s \underline{i}_s = \Phi_{rx}(t) + j \Phi_{ry}(t)$$

Le couple est calculé par le produit vectoriel des deux flux. Comme la référence est au stator, on en déduit l'angle  $\theta_r$  :  $\theta_r = \text{Arctg} \left( \frac{\Phi_{ry}(t)}{\Phi_{rx}(t)} \right)$  et  $\omega_s = d\theta_r/dt$  tandis que  $\omega_r = \omega_s - \frac{R_r T_e}{\Phi_r^2}$ .

À la figure 54.2 on constate que l'essentiel de cette commande est dans l'estimation des grandeurs et dans l'utilisation de deux comparateurs à hystérésis.

## Conseils

Ce type de commande moteur a un couple élevé, tout particulièrement au démarrage. Pour l'utilisateur – qui est alors mis en confiance – il peut présenter un fonctionnement assurant un bon entraînement de la charge mécanique dans tous les cas d'utilisation possibles. Pourtant, comme il s'agit « d'estimation » en temps réel, il est possible qu'il y ait des « ratés » dans la commande, et il faut veiller à ce que les algorithmes implantés dans les processeurs soient en mesure de prévoir ces dysfonctionnements éventuels.

Des essais de performance dans des applications spécifiques (machines-outils, extracteurs) doivent être réalisés avant une mise en œuvre définitive.

## Performances de cette commande

La commande DTC présente de nombreux avantages :

- le moteur asynchrone utilisé peut être « de modèle inconnu » au départ ; le système détermine lui-même le modèle,
- temps de réponse très faible au niveau de la variation du couple,
- bonne précision en vitesse en l'absence de capteur (de l'ordre de 0,3 %),
- reprise au vol : démarrage sans à-coups même si la vitesse n'est pas nulle,
- linéarité du couple,
- utilisation optimale de la MLI vectorielle.



## EN PRATIQUE

Ce type de commande évite le calcul de la compensation des « temps morts ». Pratiquement, elle élabore une commande à partir d'une valeur estimée du couple électromagnétique en temps réel et rafraîchie toutes les 25  $\mu$ s. Ce calcul peut être réalisé par un DSP ou un FPGA.

On s'efforce de réaliser une **stratégie optimale** en créant un algorithme qui permet la meilleure modélisation de la machine dans le processeur.

# LE MOTEUR ÉLECTRIQUE EN MILIEU INDUSTRIEL



## Présentation

L'industriel qui veut installer un système de motorisation doit avoir à l'esprit qu'il cherche à mettre en œuvre un *actionneur électromécanique générateur de couple* pour la mise en mouvement d'une ou plusieurs pièces mobiles en translation ou en rotation. Sa démarche est de constater que les principaux constituants du système se résument généralement en  *cinq sous-systèmes* :

- › l'alimentation : réseau ou batteries,
- › la charge mécanique,
- › le moteur,
- › le convertisseur de puissance,
- › la commande électronique.

Ces sous-systèmes imposent autant « d'études » obligatoires pour la procédure de dimensionnement. Elles s'effectuent généralement dans l'ordre qui a été présenté ci-dessus.

Ensuite, l'industriel cherche à optimiser son choix, généralement en fonction de critères divers plus ou moins prioritaires les uns par rapport aux autres :

- › facilité ou non de mise en œuvre,
- › facilité ou non de maintenance,
- › coût à l'installation,
- › exploitation,
- › retour sur investissement,
- › évolution éventuelle selon les besoins d'exploitation,
- › etc.

**Remarque** : Il est possible d'envisager des systèmes multi-entraînements. Ainsi, un seul redresseur à diodes peut alimenter plusieurs sous-systèmes onduleur-moteur asynchrone. La procédure évoquée ci-dessus devient alors plus complexe.

## L'alimentation électrique

La puissance disponible sur l'alimentation générale  $P_{AG}$  du système doit être de préférence très nettement supérieure à la puissance maximale  $P_a$  exigée par le système pour entraîner la charge mécanique ( $P_{AG} \gg P_a$ ).

En revanche, la protection de l'alimentation  $P_{alim}$  directement reliée au système doit être prévue pour une puissance à peine supérieure à la puissance maximale ( $P_{alim} \geq P_a$ ).

Notons que la puissance maximale  $P_a$  absorbée par un moteur intervient généralement au moment du démarrage.

## La charge mécanique

Il est important de connaître :

- les caractéristiques possibles du *couple utile*  $T_u$  du moteur (en fonction de la vitesse) pour un système donné d'alimentation électrique et selon le branchement des bobinages ;
- les caractéristiques du *couple résistant*  $T_r$  (en fonction de la vitesse), de la *charge mécanique accouplée avec le moteur*, pour une utilisation donnée de cette charge.

On cherche à obtenir un fonctionnement *en régime stationnaire de vitesse*. Alors, nécessairement :  $T_u = T_r$ .

Les charges mécaniques les plus couramment rencontrées dans les systèmes mécaniques sont les suivantes :

- productique (machines-outils), pompes volumétriques, pompes centrifuges, ventilateurs ou extracteurs de fumée, convoyeurs à bande, escaliers mécaniques et téléskis, machines à cycles robotiques sans positionnement, machines à cycles robotiques avec positionnement, compresseurs, broyeurs, enrouleurs-dérouleurs, extrudeuses, tréfileuse.

Pour chacune de ces charges, la loi de couple résistant  $T_r(\Omega)$  est nécessairement connue.

## Le moteur

Le choix du moteur doit être compatible à la fois avec l'alimentation et avec la charge. Généralement, il se fait entre moteur à courant continu et moteur alternatif selon le type d'alimentation.

Par exemple, pour un système « embarqué » alimenté par batterie, on utilisera un moteur à courant continu commandé par hacheur, de préférence à un moteur asynchrone à flux orienté.

En revanche, pour ce même type de système, on peut hésiter entre un moteur à courant continu à aimant permanent et un moteur « brushless » à aimant permanent, ce dernier étant souvent avantageux pour le positionnement.

La nature de la charge mécanique intervient aussi dans le choix du moteur :

- › à *couple résistant constant* (levage, extrudeuse) ; selon l'alimentation, c'est un moteur à **courant continu à flux constant**, ou un moteur « **brushless** » ou encore **asynchrone** ;
- › à *couple résistant proportionnel au carré de la vitesse* (pompe) ; selon l'alimentation, soit un moteur à courant continu à flux constant, soit un **moteur asynchrone** ;
- › à *couple résistant de « type traction électrique »* selon l'alimentation, c'est un moteur à courant continu à excitation série, ou bien un moteur **synchrone autopiloté** ;
- › à *couple résistant décroissant avec la vitesse* (essorage) ; le choix se porte généralement sur un **moteur asynchrone** ;
- › à *couple résistant variable de manière impulsionnelle en fonction du temps* (cisaille), on choisit un **moteur asynchrone** ou un moteur « **brushless** ».

D'une manière générale, il faut rechercher la *souplesse*, aussi bien au niveau de l'utilisation que vis-à-vis du réseau.

## Le convertisseur

Le choix du convertisseur est directement lié au choix du moteur : hacheur ou redresseur pour le moteur à courant continu, onduleur ou gradateur pour le moteur à courant alternatif. Toutefois, des questions se posent sur le rôle du convertisseur dans le fonctionnement du système :

- › Y-a-t-il réversibilité ou non du moteur dans l'application ?
- › En cas de réversibilité, prévoit-on un « freinage par récupération » ?
- › Le fonctionnement est-il en boucle ouverte ou fermée ?
- › Le convertisseur participe-t-il à un fonctionnement autopiloté ?
- › À partir du comportement du moteur, quelle est la puissance maximale acceptable (par exemple au démarrage) ?

Parfois l'industriel se pose une question de « coût » : le convertisseur est-il vraiment nécessaire ? Il faut alors comparer entre deux solutions :

- › une solution simple, *traditionnelle*, (parfois dite « *d'étranglement* ») comportant l'utilisation de fusibles et de contacteurs, pour la partie électrique, et aussi de frein ou de vannes dans la partie mécanique ; c'est le type même de la commande en « tout ou rien » ;
- › une solution *avec convertisseur*, faisant souvent l'économie de composants mécaniques, car les fonctions de régulation sont réalisées électroniquement. La commande est souple et progressive.

Parmi les facteurs qui interviennent dans les coûts d'installation et de fonctionnement, citons :

- › achat et changement de pièces électriques et mécaniques,
- › consommation d'énergie,
- › installation,
- › exploitation.

Il peut paraître surprenant que la puissance nominale choisie pour un moteur soit plus faible avec un système comportant un variateur que pour un système traditionnel. C'est parce que le variateur permet la « souplesse » et que le moteur peut facilement fonctionner un certain temps en « surpuissance » s'il est en permanence surveillé par une commande intelligente du variateur.

## La commande

Le choix de la commande est directement lié à l'exigence de contrôle que l'on impose au système. Plus cette exigence est sévère, plus les capteurs sont nombreux, plus le nombre de signaux à traiter augmente et plus les processeurs et l'automate qui gèrent la commande sont puissants.

Généralement, les tâches de *calculs et de traitement de signal* sont réalisées par des FPGA, des DSP ou des circuits intégrés spécialisés.

Les tâches de *contrôle et de surveillance* (température, vitesse, courants...) sont réalisées par des microcontrôleurs, des automates programmables ou des circuits intégrés spécialisés.

L'industriel prévoit généralement une *commande « rapprochée »* pour indiquer au système les tâches à accomplir de manière détaillée. C'est le rôle de l'automate, relié ou non à un ordinateur.

La surveillance et la commande de l'ensemble s'effectuent par un réseau (ou bus) de terrain. Une commande à distance est ainsi envisageable.

Les fiches qui sont dans ce dossier ont pour but de présenter plus en détail l'intérêt de chaque commande de moteur, qu'il soit à courant continu ou alternatif, synchrone ou asynchrone, pour une application industrielle donnée.

## LES FICHES

|  |     |
|--|-----|
| <b>Fiche 55 :</b> Les systèmes industriels .....                             | 385 |
| <b>Fiche 56 :</b> Le moteur électrique dans l'environnement industriel ..... | 390 |
| <b>Fiche 57 :</b> Utilisation d'un moteur à courant continu .....            | 391 |
| <b>Fiche 58 :</b> Utilisation d'un moteur synchrone autopiloté .....         | 392 |
| <b>Fiche 59 :</b> Le moteur asynchrone dans les systèmes industriels .....   | 399 |
| <b>Fiche 60 :</b> Commandes d'axes .....                                     | 405 |
| <b>Fiche 61 :</b> Choix entre les divers moteurs et leur commande .....      | 413 |

## Objectifs

On présente ici les difficultés d'introduire un moteur électrique dans un système industriel, en raison du comportement même du système et des exigences dues aux normes, à la sécurité et à la fiabilité.



## REPÈRES

Les « sous-systèmes » d'un ensemble destiné à entraîner une charge mécanique présentent certains risques de défaillance en raison des fragilités dues à leur fonctionnement même.

Un moteur électrique est fragile :

- *thermiquement*, ce qui impose une surveillance permanente de l'effet Joule des conducteurs ;
- *électriquement*, dans le cas d'un mauvais isolement des bobinages, ce qui impose un contrôle au moment de la fabrication et lors de vérifications périodiques ;
- *mécaniquement, sur l'arbre* : un dépassement de la limite d'élasticité de l'arbre de transmission provoque une déformation irréversible, qui rend le moteur inutilisable ;
- *mécaniquement, sur le châssis et les pièces mobiles du stator (balais)* : une commande par hacheur ou par onduleur provoquant une résonance peut être très nocive à long terme.
- *chimiquement*, dans le cas d'un fonctionnement d'une atmosphère explosive.

Un convertisseur de puissance est fragile :

- *thermiquement*, ce qui impose une surveillance permanente des pertes dans les composants électroniques et de l'effet Joule des conducteurs ;
- *électriquement*, dans le cas d'un mauvais isolement des câblages, ce qui impose un contrôle au moment de la fabrication et lors de vérifications périodiques.

De plus, si l'introduction de l'électronique dans les systèmes de commande et de contrôle des moteurs procure des avantages du point de vue de la souplesse et de la finesse de réglage en vitesse ou en position, en contrepartie, les signaux utilisés dans les cartes sont souvent perturbés par les systèmes qu'ils sont censés commander.

Parfois, ces cartes sont soumises à des signaux parasites externes qui vont rendre certaines commandes inopérantes. La compatibilité électromagnétique est une approche de l'étude des systèmes qui permet de connaître « sa sensibilité » au parasitage.

Enfin, l'information concernant les grandeurs physiques importantes dans la connaissance d'un système est difficile à établir. On a vu que le couple d'une machine est souvent « estimé » par un processeur car les capteurs de couple sont d'un usage délicat.



## SAVOIR-FAIRE

### Compatibilité électromagnétique (CEM)

#### Présentation

L'énergie électromagnétique qui est captée non intentionnellement par un système peut provoquer des perturbations dans son fonctionnement. On dit qu'il y a interférence électromagnétique (IEM). Parmi les sources *naturelles* de parasites, citons :

- la foudre,
- les rayons cosmiques et solaires.

Parmi les sources de parasites *dues à l'activité humaine*, citons :

- les sources volontairement créées par l'homme : émetteurs radio, TV, radars, fours à micro-ondes...
- les sources involontairement créées par l'homme : lignes de transport, éclairage fluorescent, soudure à l'arc, moteurs électriques...

Ainsi, un ensemble commande, convertisseur de puissance et moteur peut être à la fois « *parasiteur* » et « *parasité* ». La compatibilité électromagnétique doit s'efforcer d'éviter ces deux types d'inconvénients.

#### Les différents modes de propagation. Couplage

En pratique, les perturbations électromagnétiques sont classées en deux catégories selon leur mode de propagation :

- par conduction,
- par rayonnement.

On appelle *couplage* l'effet de la propagation.

Dans le cas d'un couplage *par conduction*, un conducteur permet le passage d'un signal parasite jusqu'à un composant électronique où il peut y provo-

quer des nuisances. Parfois, le couplage s'effectue par *impédance commune*. Ces parasites apparaissent alors non seulement dans les connexions de retour à la masse, mais également dans le réseau de distribution.

Dans le cas d'un couplage *par rayonnement électromagnétique*, le champ « proche » *électrique* varie en  $1/r^3$  et le champ « proche » *magnétique* varie en  $1/r^2$  où  $r$  désigne la distance entre émission et réception. Ces champs peuvent être considérés séparément. Selon la composante créant les effets les plus grands, on parle de couplage par *induction électrique*, ou de couplage par *induction magnétique*.

Un couplage par *induction électrique*, est modélisé par une capacité parasite.

Un couplage par *induction magnétique*, est modélisé par une inductance mutuelle.

Pour les sources rayonnantes de petite taille par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ , la zone de champ proche s'étend autour de la source jusqu'à environ

$\frac{\lambda}{2\pi}$ . Pour des applications concrètes, on considère  $D$  la dimension la plus grande de la source ; la zone de champ proche est définie à l'intérieur d'une « sphère » centrée sur la source, et où le rayon a pour valeur la plus grande de deux quantités :  $3\lambda$  ou  $\frac{2D}{\lambda}$ .

Le couplage en « champ lointain » dépend surtout du milieu de propagation. On utilise alors les équations de Maxwell pour résoudre le problème.

## Cas du couplage par boucle de masse

Une boucle de masse apparaît lorsque deux systèmes reliés entre eux sont séparément reliés à la masse. Ceci peut se produire directement ou par capacité parasite. Il apparaît alors une tension entre les références de potentiel des deux systèmes.

Comme les règles de sécurité électrique imposent que les masses métalliques soient « mises à la terre », des boucles de masse importantes peuvent ainsi être créées, surtout à 50 Hz. On parle de « parasitage en mode commun ».

## Les remèdes

En premier lieu, il faut identifier avec précision les signaux parasites, leur origine et leur moyen de propagation. Les remèdes « passifs » sont classiques :

- Une cage de Faraday du système, relié à la terre, pour réduire les influences du champ électrique qu'il soit constant, ou à basse ou haute fréquence.
- Le blindage métallique des conducteurs reliés au système, relié à la terre, pour les influences des capacités parasites.
- Le blindage en  $\mu$ - métal du système (corps ferromagnétique de grande perméabilité  $\mu$ ), pour réduire les influences du champ magnétique, qu'il soit constant, ou à basse fréquence ; il canalise les lignes de champ externe

qui ne pénètrent pas à l'intérieur. Il n'est pas relié à la terre. La protection contre le champ magnétique est moins facile à réaliser que contre le champ électrique : le  $\mu$  métal est facilement saturé et n'est efficace que si la fréquence du champ est inférieure à 1 000 Hz.

- La « boucle de masse » doit être, si possible, remplacée par un « *arbre de masse* ». Il vaut mieux relier les blindages en un seul point qui est choisi de manière telle que le signal parasite ne puisse pas circuler par un des conducteurs des signaux pour aller à la masse.
- Les fils de liaisons doivent être *torsadés*.
- La mise en place de *filtres du réseau* pour réduire les signaux parasites qu'il transporte.
- La réduction des *harmoniques sur le réseau* bien souvent créés par le système lui-même.

Un remède « actif » consiste souvent à utiliser le mode différentiel qui élimine les effets des boucles de masse. On relie à un amplificateur différentiel un câble à deux fils internes avec un blindage dit « de garde », le tout monté de la manière suivante :

- la sortie du générateur est reliée à l'un des fils du câble blindé ;
- le générateur est relié à la masse, l'autre fil du câble blindé ainsi que le blindage côté générateur sont également reliés à la masse (trois branchements au même point, puis vers la masse ou la terre) ;
- les deux fils du câble sont reliés aux deux entrées de l'amplificateur différentiel ;
- le blindage côté amplificateur est relié à la masse de l'amplificateur.

## Difficultés au niveau du contrôle

Le contrôle du fonctionnement fait nécessairement appel à des capteurs. Certains capteurs sont robustes comme les capteurs de tension ou de courant. D'autres sont plus fragiles comme les capteurs de position (les codeurs absolus), ou les capteurs de couple. C'est pourquoi on s'efforce d'établir des modèles fiables pour « estimer » les grandeurs difficiles à connaître par des capteurs.

Un autre problème est l'influence des parasites sur le signal obtenu par le capteur. Même si on applique les règles de compatibilité électromagnétique aux capteurs, il reste toujours un « bruit résiduel » que la commande du système doit traiter pour rester fiable.

Une méthode utilisée pour réduire les effets de parasitage dus aux capteurs consiste à mettre en œuvre un **filtre de Kalman**. Il n'est pas possible dans cet ouvrage de développer la méthode de Kalman. Disons qu'elle consiste à utiliser la théorie des variables d'état pour des variables discrètes, d'estimer par un algorithme le vecteur d'état à l'instant  $[X(k)]$  par récurrence, en utilisant pour

cela l'estimé de  $[X(k-1)]$  et l'information acquise depuis la séquence  $k - 1$ . En réalité, on n'utilise jamais la totalité des informations ; elles interviennent dans l'algorithme les unes après les autres ; les calculs sont plus simples et plus rapides.



## EN PRATIQUE

### Solutions envisageables

Les difficultés rencontrées par l'industriel quant au fonctionnement des systèmes utilisant des moteurs électriques doivent être analysées étape après étape en utilisant la démarche suivante :

- analyse des risques de détérioration : c'est ce qui intervient si le choix du moteur ou du convertisseur n'est pas adapté à l'environnement. La solution est soit de modifier l'environnement (réduction des gaz toxiques ou inflammables), soit de changer de moteur ou de commande.
- analyse des risques de perte de contrôle : c'est ce qui intervient si le choix du moteur ou du convertisseur n'est pas adapté à la charge. La solution est de légèrement surdimensionner le système en optant pour un système de puissance nominale plus grande. Il faut toujours garder une marge de sécurité par rapport aux indications du constructeur.
- analyse des risques de perte de signaux de commande ou de contrôle : c'est ce qui intervient au niveau des capteurs ou de l'électronique de commande. Non seulement les normes de compatibilité électromagnétique (CEM) doivent être respectées, mais des tests de fiabilité doivent être envisagés pour des cas extrêmes de fonctionnement, à vitesse élevée, à courant maximal, à tension faible ou élevée... Des protections supplémentaires doivent parfois être envisagées.
- analyse des risques de perte de transmission des signaux de commande ou de contrôle : c'est ce qui intervient au niveau des bus de terrain. Là encore, des tests de fiabilité doivent être prévus pour des conditions extrêmes de transmission : débit élevé des informations, parasitage dû au hacheur ou à la modulation de largeur d'impulsions de l'onduleur...

En définitive, les solutions sont souvent obtenues à la suite d'essais préalables de défaillances, ou, plus rarement, par analyse approfondie de pannes.

### Conseils

Cette démarche « de précaution » est souvent indispensable. Les systèmes industriels sont plus « sophistiqués » qu'auparavant, mais souvent plus fragiles. Leur protection et leur fiabilité doivent être au centre des préoccupations du concepteur de système.



Retrouvez cette fiche dans son intégralité dans les compléments en ligne de l'ouvrage, accessibles sur [www.dunod.com](http://www.dunod.com).

### Objectifs

*On présente ici le contexte industriel dans lequel le (ou les) moteurs doivent ou peuvent fonctionner, avec les contraintes pratiques qui doivent être prises en compte. Les normes internationales ou européennes doivent être intégrées dans le système d'installation des machines.*

### Repères

#### Savoir-Faire

- L'environnement industriel
- La protection

#### En pratique

- La démarche de l'industriel
- La construction d'un prototype
  - Première étape : considérations dues à la charge mécanique
  - Deuxième étape : contraintes dues à la variation de la vitesse
- Le passage à une réalisation de série



Retrouvez cette fiche dans son intégralité dans les compléments en ligne de l'ouvrage, accessibles sur [www.dunod.com](http://www.dunod.com).

### Objectifs

*Le moteur à courant continu est encore largement utilisé, en particulier dans les systèmes « embarqués ». Il s'agit ici de présenter les domaines possibles d'utilisation de ce type de moteur en milieu industriel.*

### Repères

#### Savoir-Faire

Les régimes de fonctionnement

Les variateurs pour moteur à courant continu

### En pratique

### Objectifs

*Le moteur synchrone et le moteur à réluctance variable « brushless » sont utilisés aujourd'hui en concurrence avec le moteur à courant continu. On s'intéresse ici aux possibilités offertes par ce type de moteur, et surtout aux commandes électroniques nécessaires à leur fonctionnement.*



### REPÈRES

Le moteur « brushless » a bonne réputation quant à ses performances de couple. Techniquement parlant, il dépasse en tout point le moteur à courant continu, si bien que certains spécialistes pensaient que ce dernier allait disparaître du catalogue des industriels.

Or il n'en est rien, tout simplement parce que le moteur à courant continu a sa place dans de nombreuses applications depuis longtemps, et que les industriels sont habitués à son usage.

C'est donc dans des secteurs où l'exigence de « surcouple » au démarrage est particulièrement grande de la part de l'industriel que l'on rencontre le système *brushless*. Citons :

- la traction ferroviaire ou routière ;
- les machines-outils ;
- les systèmes de levage – descente ;
- la robotique ;
- les « petits moteurs » comme dans l'aéromodélisme ;
- le positionnement de grande précision.



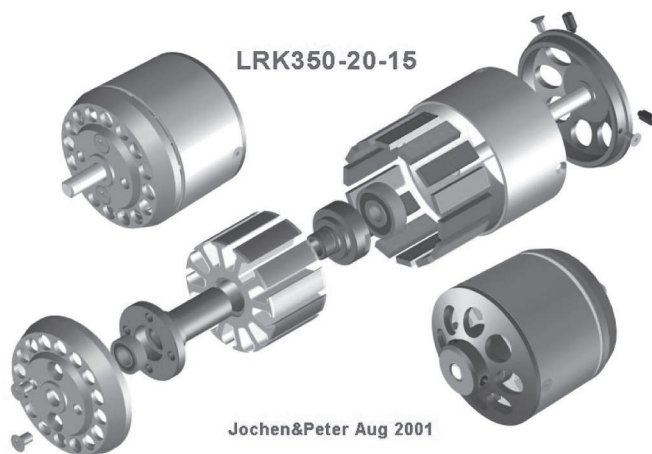
### SAVOIR-FAIRE

#### Cas des petits moteurs

À la figure 58.1, un document d'un industriel montre les caractéristiques électriques des moteurs synchrones « brushless ». Pour ces petits moteurs de puissance nominale inférieure à 100 W, les rôles du stator et du rotor sont inversés :

- > le « noyau central » est fixe et bobiné en triphasé ou en « diphasé »,
- > un « extérieur tournant » portant un aimant,
- > l'ensemble est placé dans une carcasse fixe solidaire du noyau central.

L'avantage de ce montage est une meilleure concentration du flux fourni par les bobinages et un couple massique très élevé.



**Figure 58.1** Caractéristiques de moteurs synchrones d'aéromodélisme selon la société LRK

## Tableau récapitulatif

Le tableau compare entre eux les différents systèmes autopilotés de moteur synchrone ainsi que le moteur à courant continu selon divers critères.

On note  $\mu P$  le microprocesseur, PIC le contrôleur d'interruption et  $\mu C$  le microcontrôleur.

**Tableau 58.1** Comparaison entre divers moteurs pour le contrôle de vitesse ou de position

| Type de commande   | Puissance moteur | Coût/puissance | Couple massique | Dynamique | Processeur         | Précision asservissement de vitesse | Précision asservissement de position |
|--|------------------|----------------|-----------------|-----------|--------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|
| Moteur à courant continu à flux constant                 | de 10 W à 100 kW | faible         | moyen           | moyenne   | $\mu P$ ou PIC     | moyenne selon capteur               | moyenne selon capteur                |
| Moteur synchrone commande directe<br>Onduleur de tension | de 10 W à 100 kW | moyen          | élevé           | moyenne   | $\mu P$ ou $\mu C$ | moyenne                             | élevée                               |

|   |                     |        |        |         |                           |         |        |
|---|---------------------|--------|--------|---------|---------------------------|---------|--------|
| Moteur synchrone commande directe Onduleur de courant | supérieure à 100 kW | moyen  | élevé  | moyenne | $\mu$ P ou $\mu$ C ou PIC | moyenne | faible |
| Moteur synchrone commande directe f.é.m. trapézoïdale | de 10 W à 10 kW     | moyen  | élevé  | moyenne | $\mu$ C ou DSP ou FPGA    | élevée  | élevée |
| Moteur à réluctance variable                          | de 10 W à 10 kW     | faible | faible | faible  | $\mu$ C ou DSP            | élevée  | élevée |
| Moteur synchrone à commande flux orienté avec capteur | de 10 W à 100 kW    | élevé  | élevé  | élevée  | DSP ou FPGA               | élevée  | élevée |
| Moteur synchrone à commande flux orienté sans capteur | de 10 W à 100 kW    | moyen  | moyen  | moyenne | DSP ou FPGA               | moyenne | faible |



EN PRATIQUE

Conseils

Le moteur « brushless », que ce soit synchrone à aimant permanent, ou à réluctance variable, est destiné à être de plus en plus utilisé en raison de son couple élevé au démarrage, son excellent rendement et sa grande puissance massique. Néanmoins, son électronique de commande reste fragile, même si on n'utilise pas toujours de capteur de position ou de vitesse.

En étudiant les tableaux 58.1 et 58.2, on note les points suivants :

- Le rapport coût/puissance est le coût du système rapporté à la puissance nominale du moteur ;
- Le couple massique est le couple maximal possible du moteur rapporté à sa masse ;
- La dynamique correspond à la variation possible de vitesse en un temps très bref ;
- Pour une commande simple on utilise un PIC. Pour une commande plus complexe, un microcontrôleur. Pour un pilotage à flux orienté, il faut un DSP ou un FPGA.

**Tableau 58.2** Comparaison entre divers moteurs brushless

|   | Gamme des moteurs  |              |              |              |   |              |              |              |
|---|--|--------------|--------------|--------------|---|--------------|--------------|--------------|
| <b>Tension d'alimentation (V)</b>           | 230  | 230          | 230          | 230          | 230   | 230          | 400          | 400          |
| <b>Spécifications moteurs</b>               | SGMAH<br>A3A   | SGMAH<br>A5A | SGMAH<br>01A | SGMAH<br>02A | SGMAH<br>04A  | SGMAH<br>08A | SGMAH<br>03D | SGMAH<br>07D |
| <b>Puissance nominale (W)</b>               | 30   | 50           | 100          | 200          | 400   | 750          | 300          | 650          |
| <b>Couple nominal (Nm)</b>                  | 0,0955   | 0,159        | 0,318        | 0,637        | 1,27  | 2,39         | 0,955        | 2,07         |
| <b>Couple maximal (Nm)</b>                  | 0,286  | 0,477        | 0,955        | 1,91         | 3,82  | 7,16         | 3,82         | 7,16         |
| <b>Vitesse nominale (Tr/min)</b>            | 3000   | 3000         | 3000         | 3000         | 3000  | 3000         | 3000         | 3000         |
| <b>Vitesse maximale (Tr/min)</b>            | 5000   | 5000         | 5000         | 5000         | 5000  | 5000         | 5000         | 5000         |
| <b>Moment d'inertie (Kg.cm<sup>2</sup>)</b> | 0,0166   | 0,022        | 0,0364       | 0,106        | 0,173   | 0,672        | 0,173        | 0,672        |
| <b>Contrôle de position standard</b>        | Codeur incrémental 13 bits : 2048 P/R                                      |              |              |              | codeur incrémental 13 bits : 2048 P/R                                     |              |              |              |
| <b>Option</b>                               | Codeur incrémental 16 bits : 16384 P/R ou Codeur absolu 16 bits : 16384P/R |              |              |              | codeur incrémental 16 bits : 16384P/R ou codeur absolu 16 bits : 16384P/R |              |              |              |
| <b>Type de protection</b>                   | IP 55  | IP 55        | IP 55        | IP 55        | IP 55   | IP 55        | IP 55        | IP 55        |
| <b>Température ambiante (C)</b>             | 0-40   |              | 0-40         | 0-40         | 0-40  | 0-40         | 0-40         | 0-40         |
| <b>Hygrométrie maximum (%)</b>              | 80   | 80           | 80           | 80           | 80  | 80           | 80           | 80           |



|   |  |                 |                 |                 |                 |  |              |              |              |
|---|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|--|--------------|--------------|--------------|
| <b>Tension d'alimentation (V)</b>           | 230  | 230/400         | 230/400         | 230/400         | 230/400         | 400                                    | 400          | 400          | 400          |
| <b>Spécifications moteurs</b>               | SGMPH<br>01A   | SGMPH<br>02 A/D | SGMPH<br>04 A/D | SGMPH<br>08 A/D | SGMPH<br>15 A/D | SGMUH<br>10D                           | SGMUH<br>15D | SGMUH<br>30D | SGMUH<br>40D |
| <b>Puissance nominale (W)</b>               | 100  | 200             | 400             | 750             | 1500            | 1000                                   | 1500         | 3000         | 4000         |
| <b>Couple nominal (Nm)</b>                  | 0,318  | 0,637           | 1,27            | 2,39            | 4,77            | 1,59                                   | 2,45         | 4,9          | 6,3          |
| <b>Couple maximal (Nm)</b>                  | 0,955  | 1,91            | 3,82            | 7,16            | 14,3            | 6,5                                    | 11           | 21,5         | 29           |
| <b>Vitesse nominale (Tr/min)</b>            | 3000   | 3000            | 3000            | 3000            | 3000            | 6000                                   | 6000         | 6000         | 6000         |
| <b>Vitesse maximale (Tr/min)</b>            | 5000   | 5000            | 5000            | 5000            | 5000            | 6000                                   | 6000         | 6000         | 6000         |
| <b>Moment d'inertie (Kg.cm<sup>2</sup>)</b> | 0,0491   | 0,193           | 0,331           | 2,1             | 4,02            | 1,74                                   | 2,47         | 7            | 9,6          |
| <b>Contrôle de position standard</b>        | Codeur incrémental 13 bits : 2048 P/R  |                 |                 |                 |                 | Codeur incrémental 17 bits : 16384 P/R |              |              |              |
| <b>Option</b>                               | <i>Codeur incrémental 16 bits : 16384 P/R ou Codeur absolu<br/>16 bits : 16384 P/R</i> |                 |                 |                 |                 | <i>pas disponible</i>                  |              |              |              |
| <b>Type de protection</b>                   | IP 55  | IP 55           | IP 55           | IP 55           | IP 55           | IP 67                                  | IP 67        | IP 67        | IP 67        |
| <b>Température ambiante °C</b>              | 0-40   | 0-40            | 0-40            | 0-40            | 0-40            | 0-40                                   | 0-40         | 0-40         | 0-40         |
| <b>Hygrométrie maximum (%)</b>              | 80   | 80              | 80              | 80              | 80              | 80                                     | 80           | 80           | 80           |



### Objectifs

Il s'agit de présenter ici les diverses utilisations envisageables du moteur asynchrone, associé le plus souvent à un convertisseur de puissance. On introduit la notion de « démarreur » lorsque la variation de la vitesse est peu souple, et de variateur pour une commande en boucle ouverte ou asservie de la vitesse.



### REPÈRES

Le moteur asynchrone est, de loin, le moteur à courant alternatif le plus utilisé dans l'industrie.

La machine « standard » en basse tension est du type *aluminium - acier*. La carcasse est en alliage d'aluminium, **les tôles sont en acier et le rotor est à cage « coulée »** avec des conducteurs en aluminium. La durée de vie de ces moteurs est prévue pour 20 000 heures.

Pour un *moteur bipolaire* prévu pour le secteur 230 V / 400 V / 50 Hz, la gamme varie (Catalogue ABB 2001 / 2002) :

- de la plus petite puissance nominale, 0,25 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,71 et un rendement maximal de 77,5 %. Le glissement nominal est 6,33 % ;
- à la plus grande puissance nominale, 560 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,92 et un rendement maximal de 96,7 %. Le glissement nominal est 0,566 %.

Pour un *moteur tétrapolaire* prévu pour le secteur 230 V, 400 V et 50 Hz, la gamme varie (Catalogue ABB 2001 / 2002) :

- de la plus petite puissance nominale, 0,12 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,59 et un rendement maximal de 63,7 %. Le glissement nominal est 6,66 % ;
- à la plus grande puissance nominale, 630 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,87 et un rendement maximal de 96,9 %. Le glissement nominal est 0,733 %.

Pour un *moteur 2/4 pôles à couplage Dahlander* prévu pour le secteur 230 V, 400 V et 50 Hz, la gamme varie (Catalogue ABB 2001 / 2002) :

- de la plus petite puissance nominale, 0,20 kW / 0,15 kW. Le glissement nominal est 6,66 % ;
- à la plus grande puissance nominale, 54 kW / 42 kW. Le glissement nominal est 2 %.

Un autre moteur asynchrone « standard » en basse tension est du type **fonte**. La carcasse est plus robuste mais plus lourde.

Pour un *moteur bipolaire* prévu pour le secteur 230 V, 400 V et 50 Hz, la gamme varie (Catalogue ABB 2001 /2002) :

- de la plus petite puissance nominale, 0,37 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,8 et un rendement maximal de 71 %. Le glissement nominal est 6,33 % ;
- à la plus grande puissance nominale, 560 kW avec un  $\cos \varphi$  de 0,92 et un rendement maximal de 96,7 %. Le glissement nominal est 0,566 %.

On voit que les caractéristiques diffèrent peu entre les deux types de standard :

- Parmi les moteurs spécialisés on remarque (Catalogue ABB 2001 /2002), les moteurs à enveloppe *antidéflagrante pour atmosphère gazeuse explosible*, dont la puissance nominale varie de 0,55 kW à 630 kW (altitude inférieure à 1000 m) ;
- Les moteurs « sans étincelles » pour *atmosphère gazeuse explosible*, dont la puissance nominale varie de 0,25 kW à 630 kW (altitude inférieure à 1000 m) ;
- Les moteurs pour *atmosphère poussiéreuse explosible*, dont la puissance nominale varie de 1,1 kW à 55 kW en série « aluminium » ou de 0,55 kW à 500 kW en série « fonte » ;
- Les moteurs pour *utilisation en désenfumage*, dont la puissance nominale varie de 1,1 kW à 500 kW. Ces moteurs sont destinés à des applications de ventilation et de désenfumage dans les immeubles, les parkings... Ils sont particulièrement étudiés pour résister à de très hautes températures : 200 °C : 2 heures et 300 °C : ½ heure ;
- Les moteurs *pour centrale nucléaire* dont la puissance nominale varie de 1,5 kW à 200 kW.

Les douze moteurs asynchrones utilisés pour le TGV « Eurostar » ont chacun une puissance nominale de 1 MW, sont hexapolaires et ont une vitesse nominale de 4000 t/min. Les onduleurs qui les alimentent sont équipés de thyristors GTO.



## SAVOIR-FAIRE

### Les démarreurs pour moteurs asynchrones

Les démarreurs utilisés dans l'industrie sont généralement automatiques. On distingue en pratique les cas suivants :

- Le démarrage *direct sur le réseau* ; ce type de démarrage est fréquent pour des moteurs à cage à faible puissance nominale (inférieure à quelques kW) ou des moteurs à plusieurs cages, ou encore à encoches profondes.

- Le démarrage *sur le réseau par rhéostat rotorique* ; ceci n'est possible que pour des moteurs à rotor bobiné. Ce type de démarrage est de plus en plus rare.
- Le démarrage *sur le réseau par rhéostat statorique ou impédance en série* ; ceci intervient pour des moteurs à rotor à simple cage. Le couple de démarrage est faible. Ce type de fonctionnement est rare.
- Le démarrage *sur le réseau en étoile - triangle* ; ceci intervient également pour des moteurs à rotor à simple cage. Le couple de démarrage est assez faible. Ce type de démarrage est fréquemment utilisé. Bien entendu, le couplage définitif est triangle.
- Le démarrage *progressif sur le réseau*. On utilise un *gradateur triphasé à 6 thyristors*. Le moteur est à rotor simple cage. Le couple de démarrage est assez faible. Ce type de démarrage est fréquemment utilisé, si le moteur n'est pas à faible glissement nominal.

Dans ce dernier cas, l'application essentielle est l'entraînement des pompes. La puissance nominale du moteur peut être choisie entre 3 kW et 630 kW si le réseau est 230 V/400 V. La limitation du courant est réglable entre 2 à 5 fois le courant nominal.

## Les variateurs pour moteurs asynchrones

### Les variateurs de loi V / f constant

Ces variateurs sont des *onduleurs de tension* à modulation de largeur d'impulsions alimentant des moteurs asynchrones triphasés à rotor à cage, et fonctionnant en boucle ouverte. Le réglage de la vitesse est progressif.

Le moteur asynchrone ainsi commandé est utilisable en « cycle robotique ». Le réglage des rampes d'un cycle peut être (voir figure 59.1) :

- en accélération / décélération linéaire (cycle trapézoïdal),
- en accélération / décélération en « S »,
- en accélération / décélération en « U ».

Valeurs de  $t_1$  (Catalogue Télémécanique) : de 0,1 s à 999,9 s

Valeurs de  $t_2$  (Catalogue Télémécanique) : de  $t_1$  à 0,5  $t_1$

**Applications** : manutention, transport de personnes ; l'emploi des rampes en « S » permet de rattraper les jeux mécaniques et de supprimer les « à-coups ».

Les cycles en « U » sont intéressants pour l'entraînement des pompes. Généralement, ces onduleurs comportent des réglages pour supprimer des fréquences entraînant des résonances mécaniques indésirables.

Ils sont prévus pour faire fonctionner les moteurs asynchrones dans les quatre quadrants à condition de prévoir une résistance de freinage.

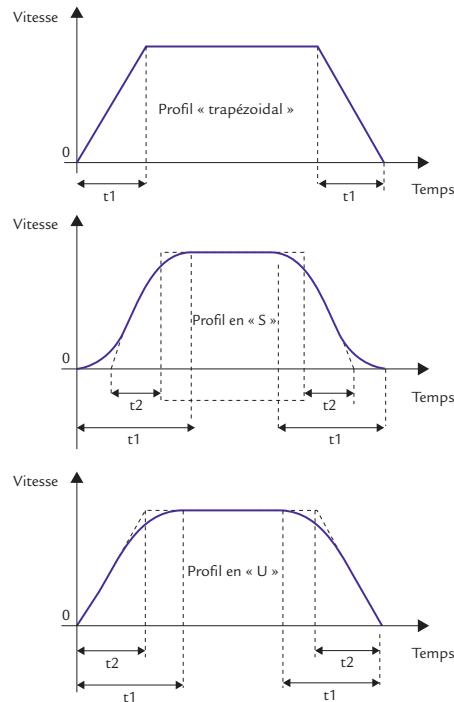


Figure 59.1 Rampes d'accélération et de décélération de moteur asynchrone

Ces onduleurs peuvent être pilotés à partir d'un ordinateur grâce à une liaison de type RS232 ou 422 ou bien par un bus de terrain.

Considérons les puissances nominales des moteurs asynchrones commandés par ces variateurs. On relève :

- une gamme de 0,75 kW à 45 kW pour le variateur Alpsa MV1000 de CEGELEC. Une régulation de vitesse est envisageable avec ce variateur, avec ou sans capteur.
- une gamme de 0,75 kW à 132 kW pour le variateur Altivar 66 de Téléme-canique. Une utilisation à couple constant est possible avec ce variateur.
- une gamme de 0,12 kW à 37 kW pour le variateur CompAC de ABB. Une régulation de vitesse est envisageable avec ce variateur.

### Les variateurs à contrôle direct de couple (DTC)

Ces variateurs sont des *onduleurs de tension à MLI vectorielle* pilotée par DSP. La puissance des moteurs utilisés peut aller de 1,5 kW à 4300 kW, avec une alimentation triphasée 400 V (entre phases) / 50 Hz jusqu'à 690 V (entre phases) / 50 Hz (D'après le catalogue ABB 2001/2002 concernant la gamme de l'ACS600).

La technologie DTC est capable d'évaluer « l'état électromagnétique » du moteur asynchrone en quelques millisecondes et le démarrage est quasi-instantané quelles que soient les conditions de fonctionnement. Le

temps de montée pour un échelon de couple est inférieur à 5 ms. Le contrôle et la puissance sont tels que les *principales limites à la rapidité d'évolution en vitesse sont les contraintes mécaniques*.

Le fonctionnement habituel s'effectue sans capteur de vitesse. L'erreur de vitesse est alors de 0,1 % à 0,5 %. Toutefois, pour une précision supérieure, un codeur absolu peut être utilisé.

La communication avec l'extérieur est rendue possible grâce aux réseaux de terrain de type CAN, Modbus, Profibus, DeviceNet, CANopen...

Ce type de variateur est actuellement le plus performant du marché... Si le moteur entraîne des  *pompes ou des ventilateurs*, la fonction d'optimisation de l'énergie permet des économies à faible charge.

Dans le cas de l'entraînement des  *centrifugeuses*, le fait d'obtenir un couple maximal au démarrage réduit le temps d'accélération.

Si la charge mécanique est un  *mélangeur*, la suppression de vitesses critiques permet de sauter des fréquences de résonance.

Le couple élevé à vitesse nulle permet de démarrer sans difficulté les  *convoyeurs et les bandes transporteuses* en pleine charge. De même, cet avantage est exploité pour les  *engins de levage et les extrudeuses*.

La technologie DTC peut aussi être utilisée pour les  *enrouleuses bobineuses*, sans utilisation du codeur, avec une grande souplesse de commande ; il en est de même pour les  *machines textiles*.



## EN PRATIQUE

Le tableau compare entre eux les différentes commandes du moteur asynchrone selon divers critères. MP est le microprocesseur, PIC le contrôleur d'interruption et  $\mu C$  le microcontrôleur.

Le rapport coût/puissance est le coût du système rapporté à la puissance nominale du moteur.

Le couple massique est le couple maximal possible du moteur rapporté à sa masse.

La dynamique correspond à la variation possible de vitesse en un temps très bref.

Pour une commande simple, on utilise un PIC. Pour une commande plus complexe, un microcontrôleur. Pour un pilotage à flux orienté ou DTC, il faut un DSP ou un FPGA.

### Conseils

Le choix de la technologie est lié au cahier des charges et surtout à l'exigence sur le contrôle de la vitesse. Ce type de moteur est robuste ; il est assez bon marché et utilisable dans des conditions de fonctionnement très diverses. C'est surtout la technologie de commande qui importe à l'utilisateur.

**Tableau 59.1** Comparaison entre diverses commandes de moteur asynchrone pour le contrôle de vitesse ou de position

| Type de commande   | Puissance moteur   | Coût/puissance | Couple massique | Dynamique   | Processeur     | Précision asservissement de vitesse | Précision asservissement de position |
|--|--------------------|----------------|-----------------|-------------|----------------|-------------------------------------|--------------------------------------|
| Moteur relié directement au réseau                                     | De 10 W à 100 kW   | faible         | moyen           | faible      | -              | -                                   | -                                    |
| Moteur à commande par gradateur à TRIAC                                | De 10 W à 10 kW    | faible         | faible          | faible      | PIC            | -                                   | -                                    |
| Moteur à commande par gradateur à Thyristors                           | Supérieure à 10 kW | faible         | faible          | faible      | PIC            | -                                   | -                                    |
| Moteur commande en boucle ouverte par onduleur de tension              | De 10 W à 100 kW   | moyen          | moyen           | moyenne     | $\mu$ C ou DSP | -                                   | -                                    |
| Moteur commande en boucle ouverte par onduleur de courant              | De 10 kW à 1 MW    | moyen          | élevé           | élevée      | $\mu$ C ou DSP | -                                   | -                                    |
| Moteur commande en boucle fermée par autopilotage scalaire             | De 100 W à 100 kW  | élevé          | élevé           | élevée      | $\mu$ C ou DSP | moyenne                             | -                                    |
| Moteur commande en boucle fermée par autopilotage vectoriel            | De 100 W à 1 MW    | élevé          | élevé           | élevée      | $\mu$ C ou DSP | élevée                              | moyenne                              |
| Moteur à commande flux orienté sans capteur de position                | De 10 W à 1 MW     | moyen          | élevé           | élevée      | DSP            | élevée                              | faible                               |
| Moteur synchrone à commande directe de couple sans capteur de position | De 10 W à 1 MW     | moyen          | très élevé      | très élevée | DSP            | élevée                              | faible                               |

## Objectifs

Cette fiche a pour but :

- ✓ De comprendre l'intérêt de l'utilisation de convertisseurs de puissance
- ✓ De présenter l'ensemble des choix possibles au concepteur de commande d'axes.  
Ces options sont résumées dans des tableaux récapitulatifs.



## REPÈRES

### Commande d'axe(s)

Une commande d'axe consiste à imposer soit une vitesse, soit une position à un axe de rotation en liaison avec ou sans réducteur de vitesse avec un moteur.

Le tableau 60.1 permet de faire une comparaison des coûts entre un système « traditionnel » et un système avec variateur (d'après un document ABB).

**Tableau 60.1** Comparaison des coûts entre technique traditionnelle et utilisation de variateurs

| Éléments de comparaison           | Technique traditionnelle                     | Utilisation de variateur                             |
|-----------------------------------|--|--|
| <b>Composition du système</b>     | Organes électriques et mécaniques            | Tout est électronique                                |
| <b>Composants</b>                 | De nombreux composants électriques           | Dispositif unique                                    |
| <b>Pièces mécaniques</b>          | Maintenance fréquente des organes mécaniques | Aucune pièce mécanique : pas d'usure ni remplacement |
| <b>Consommation</b>               | Beaucoup de consommation d'énergie           | Économies d'énergie                                  |
| <b>Matériel d'installation</b>    | Peu coûteux                                  | Peu coûteux  |
| <b>Travaux d'installation</b>     | Très coûteux                                 | Coûteux  |
| <b>Travaux de mise en service</b> | Coûteux                                      | Coûteux  |
| <b>Puissance moteur</b>           | Puissance maximale nécessaire                | Puissance nominale                                   |
| <b>Consommation</b>               | Élevée                                       | Normale  |
| <b>Maintenance</b>                | Élevée                                       | Faible   |

## Cycle robotique d'un moteur

Il faut rendre minimales les pertes par effet Joule dans un cycle robotique. Pour cela, on considère l'allure du courant en fonction du temps, que le moteur soit à courant continu ou alternatif. D'où la détermination d'un *courant thermiquement moyen* équivalent (ou quadratique moyen).

Le cahier des charges impose bien souvent le cycle robotique. Néanmoins, il est souvent possible d'optimiser ce cycle, par exemple en acceptant un démarrage plus long et surtout plus souple.



### SAVOIR-FAIRE

Chaque axe ne peut être commandé que par un seul *actionneur électromécanique*. La difficulté est de composer des mouvements. Cette composition des mouvements est généralement réalisée par commande à l'ordinateur. Très souvent la complexité vient du fait que le moment d'inertie ramené à chaque moteur est variable. Un contrôle de vitesse et de position doit être réalisé en temps réel.

Si on n'utilise pas de commande par ordinateur, on procède « tâche après tâche » : un mouvement d'un axe ne commence que si un autre est terminé. Les « ordres » sont plus simples à donner et le courant fourni par la source est plus régulier. L'utilisation d'automates est alors indispensable.

Dans le cas d'un robot alimenté par batterie d'accumulateurs, une étude de « consommation » des mouvements doit être envisagée afin de limiter au mieux la décharge de la batterie.

On compare ci-dessous divers cas possibles de commande d'axes selon les charges mécaniques (tableau 60.2).

**Remarque** : La position est notée « X ».

**Tableau 60.2** Comparatif des systèmes de commandes selon les charges mécaniques entraînées

| Solutions  | Convertisseur                                 | Un axe peu précis  | Un axe précis  | Multiaxe précis P < 100W        | Multiaxe précis couple élevé    | Chariot autoguidé              | Levage Descente  | Positionnement Machine - Outils | Coût / puissance installée |
|--|---|--|--|---------------------------------|---------------------------------|--------------------------------|--|---------------------------------|----------------------------|
| <b>Moteur à courant continu à aimant permanent</b> | Hacheur ou redresseur à Thyristors            | x<br><i>non asservi</i>                                  |  |                                 |                                 | <i>Asservi en vitesse</i>      | <i>Maintien à l'arrêt</i>                                | <i>Asservi en position</i>      | <i>faible</i>              |
| <b>Moteur pas à pas</b>                            | Commande spéciale                             |  |  | x<br><i>non asservi</i>         |                                 |                                |  |                                 | <i>faible</i>              |
| <b>Moteur asynchrone boucle ouverte</b>            | Onduleur à V/f constant. Contrôle par $\mu$ C | x<br><i>maintien à l'arrêt avec injection de continu</i> |  |                                 |                                 |                                |  |                                 | <i>faible</i>              |
| <b>Moteur asynchrone contrôle vectoriel</b>        | Contrôle par $\mu$ C ou DSP                   |  | x<br><i>maintien à l'arrêt avec injection de continu</i> |                                 |                                 |                                | x<br><i>maintien à l'arrêt avec injection de continu</i> | x<br><i>Asservi en position</i> | <i>moyen</i>               |
| <b>Moteur asynchrone flux orienté ou DTC</b>       | Contrôle par DSP                              |  | x<br><i>maintien à l'arrêt avec injection de continu</i> |                                 | x<br><i>Asservi en position</i> |                                | x<br><i>maintien à l'arrêt avec injection de continu</i> | x<br><i>Asservi en position</i> | <i>élevé</i>               |
| <b>Moteur synchrone brushless</b>                  | Contrôle par DSP                              |  | x<br><i>Asservi en position</i>                          | x<br><i>Asservi en position</i> | x<br><i>Asservi en position</i> | x<br><i>Asservi en vitesse</i> | x<br><i>Asservi en position</i>                          | x<br><i>Asservi en position</i> | <i>élevé</i>               |
| <b>Moteur à réluctance variable</b>                | Contrôle par DSP                              |  | x<br><i>Asservi en position</i>                          | x<br><i>Asservi en position</i> |                                 |                                |  | x<br><i>Asservi en position</i> | <i>moyen</i>               |



EN PRATIQUE

### Choix des moteurs selon la charge mécanique

C'est la donnée essentielle car elle caractérise le moteur qui lui est nécessaire : sa puissance nominale et l'utilisation possible.

**Remarque :** On rappelle que  $P_u = T_u \Omega$ . L'ensemble des situations possibles à ce niveau de choix est présenté dans le tableau 60.3.

Le coût considéré ici est relatif à la puissance nominale de l'ensemble de l'installation.

**Remarques :**

- Les machines à courant continu (MCC) sont à excitation séparée ou à aimant permanent ;
- Les moteurs synchrones « brushless » sont à aimant permanent.

Tableau 60.3 Choix des moteurs selon la puissance et la charge mécanique

| Type de Charge                        | Puissance         | Alimentation     | Réducteur de vitesse | Type de Moteur   | Type de commande       | Coût installation/ puissance |
|---------------------------------------|-------------------|------------------|----------------------|--|------------------------|------------------------------|
| Chariot autoguidé<br>Puissance faible | De 100 W à 10 kW  | de 12 V à 150 V  | Oui                  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Électronique numérique | Élevé                        |
| Chariot guidé<br>Puissance élevée     | De 10 kW à 100 kW | de 150 V à 300 V | Oui                  | Excitation séparée ou « brushless »                        | Électronique numérique | Élevé                        |
| Robotique<br>1 axe                    | De 100 W à 10 kW  | de 12 V à 150 V  | Oui                  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Électronique numérique | Élevé selon exigences        |
| Positionnement<br>Machine - outil     | De 100 W à 10 kW  | de 12 V à 150 V  | Oui                  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Électronique numérique | Élevé selon exigences        |

## Contraintes dues à la variation de la vitesse

Une fois le moteur choisi, il faut définir le type d'alimentation électrique qui lui est nécessaire et le convertisseur associé. Même pour un asservissement de position, il faut définir quelle est la vitesse maximale prévue du moteur, en cas de changement brutal de consigne. À ce niveau, il faut décider si le fonctionnement du moteur peut être réversible ou non. L'ensemble des situations possibles est présenté dans le tableau 60.4.

**Tableau 60.4** Choix des convertisseurs et domaine de variation de vitesse

| Type de Charge                         | Excursion en vitesse           | Type de Moteur choisi                                      | Alimentation | Réversibilité charge alimentation | Type de convertisseur                  | Coût du convertisseur/puissance |
|--|--------------------------------|--|--------------|-----------------------------------|--|---------------------------------|
| Chariot auto-guidé<br>Puissance faible | Faible, avec vitesse >0 ou <0  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Continue     | Possible                          | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Élevé                           |
| Chariot guidé<br>Puissance élevée      | Moyenne, avec vitesse >0 ou <0 | Excitation séparée ou brushless                            | Continue     | Possible                          | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Élevé                           |
| Robotique 1 axe                        | Faible, avec vitesse >0 ou <0  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Continue     | Non                               | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Élevé selon exigences           |
| Positionnement<br>Machine - outil      | Faible, avec vitesse >0 ou <0  | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Continue     | Non                               | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Élevé selon exigences           |

Le coût considéré ici est relatif à la puissance nominale du convertisseur.

## Boucle ouverte ou fermée

La décision est liée aux exigences du cahier des charges. D'une manière générale, s'il y a asservissement de vitesse ou de position, il faut qu'il y ait linéarité de la vitesse en fonction du temps en accélération comme en décélération. Il est donc préférable que le fonctionnement du moteur soit réversible pour obtenir un « freinage » électrique.

Le choix des capteurs est la conséquence de la décision au niveau du « bouclage » du système. L'ensemble des situations possibles à ce niveau de choix est présenté dans le tableau 60.5.

**Tableau 60.5** Choix en boucle ouverte et fermée selon les critères d'exigence du cahier des charges. Choix des capteurs

| Type de Charge                        | Contrôle vitesse / position | Type de Moteur choisi                                      | Capteurs                                     | Type de contrôle | Coût du contrôle/ puissance |
|---------------------------------------|-----------------------------|--|--|------------------|-----------------------------|
| Chariot autoguidé<br>Puissance faible | Position                    | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Position, Vitesse<br>Courants                | Boucle ouverte   | Moyen                       |
| Chariot guidé<br>Puissance élevée     | Position                    | Excitation Séparée ou brushless                            | Position, Vitesse<br>Courants<br>Température | Asservissement   | Élevé                       |
| Robotique<br>1 axe                    | Position                    | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Position, Vitesse                            | Asservissement   | Élevé selon exigences       |
| Positionnement<br>Machine - outil     | Position                    | Aimant permanent MCC ou brushless ou à réluctance variable | Position, Vitesse<br>Courants                | Asservissement   | Élevé selon exigences       |

Les capteurs utilisés servent à fournir des signaux utilisés en boucle fermée et permettent aux protections d'agir, que le système soit en boucle ouverte ou fermée.

## Choix des composants de puissance et de leur interface de commande

L'ensemble des situations possibles à ce niveau de choix est présenté dans le tableau 60.6.

Tableau 60.6 Choix des composants et des interfaces pour des convertisseurs

| Type de Charge                        | Type de Moteur choisi   | Type de contrôle | Type de convertisseur choisi           | Composant de puissance et fréquence | Interface |
|---------------------------------------|---|------------------|--|-------------------------------------|-----------|
| Chariot autoguidé<br>Puissance faible | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Boucle ouverte   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | 4 ou 6 MOS à 25 kHz                 | Driver    |
| Chariot guidé<br>Puissance élevée     | Excitation<br>Séparée<br>ou brushless                               | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | 4 ou 6 IGBT à 15 kHz                | Driver    |
| Robotique<br>1 axe                    | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou onduleur | 4 ou 6 MOS à 25 kHz                 | Driver    |
| Positionnement<br>Machine - outil     | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | 4 ou 6 MOS à 25 kHz                 | Driver    |

La fréquence des hacheurs ou des onduleurs est choisie en rapport avec la « rapidité » du composant.

## Choix de la commande et le contrôle du système

L'utilisation d'une commande électronique est nécessaire car le contrôle du mouvement de la charge exige une grande précision et une grande sécurité. Si la commande est numérique, les exigences sont encore plus grandes, au niveau de la « répétabilité » des trajectoires. C'est le cas bien sûr en robotique. La commande est :

- *Électronique logique*, généralement par carte électronique, ou par automate « simple » prévu pour des circuits logiques ;

## Conseils

Selon le degré « d'informatisation » prévu pour la commande (en boucle ouverte ou fermée) et selon le contrôle (des courants, des tensions, de la vitesse, de la position, de la température, des efforts mécaniques...), le système doit être équipé de capteurs adaptés à l'évolution prévue des grandeurs considérées. Il est usuel, même en robotique, de « mémoriser » les états possibles d'évolution pour mieux les contrôler. Le microprocesseur présente l'avantage de pouvoir fonctionner avec un logiciel, parfois aux dépens de la rapidité... Mais il s'intègre généralement dans un micro-ordinateur qui sera placé en réseau informatique.

Doit-on parfois utiliser une *commande analogique* pour des cycles robotiques ? Il est difficile d'obtenir des cartes analogiques ayant des caractéristiques identiques. La nécessité des réglages (qui d'ailleurs, ne sont pas toujours définitifs...) pour chaque unité, décourage l'industriel. Des cartes fabriquées par des grandes entreprises existent néanmoins sur le marché...

Dans le cas d'un système « *embarqué* », il faut veiller très attentivement à la consommation (en Joules) de chaque opération mécanique demandée.

Pour la commande optimale, on peut utiliser les relations indiquées dans les fiches 63 et 64, situées en annexes.

➤ *Numérique* en utilisant généralement un ou plusieurs processeurs. Il est indispensable alors de prévoir le type de processeur utilisé.

L'ensemble des situations possibles à ce niveau de choix est présenté dans le tableau 60.7.

Tableau 60.7 Choix de la commande

| Type de Charge                        | Type de Moteur choisi   | Type de contrôle | Type de convertisseur choisi           | Carte de commande    | Processeur                         |
|---------------------------------------|---|------------------|--|----------------------|------------------------------------|
| Chariot autoguidé<br>Puissance faible | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Boucle ouverte   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Logique ou numérique | PIC                                |
| Chariot guidé<br>Puissance élevée     | Excitation Séparée<br>ou brushless                                  | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Numérique            | PIC ou micro-contrôleur            |
| Robotique<br>1 axe                    | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Numérique            | Microcontrôleur                    |
| Positionnement<br>Machine - outil     | Aimant permanent<br>MCC<br>ou brushless<br>ou à réluctance variable | Asservissement   | Hacheur à quatre quadrants ou Onduleur | Numérique            | Microprocesseur<br>Microcontrôleur |



Retrouvez cette fiche dans son intégralité dans les compléments en ligne de l'ouvrage, accessibles sur [www.dunod.com](http://www.dunod.com).

### Objectifs

*Cette fiche a pour but de présenter l'ensemble des choix possibles au concepteur. On se place dans la démarche où il faut développer un prototype. On envisage d'utiliser aussi bien des moteurs à courant continu que des moteurs à courant alternatif.*

### Repères

#### Savoir-Faire

Première étape : considérations dues à la charge mécanique

Deuxième étape : contraintes dues à la variation de la vitesse

Troisième étape : système à boucle ouverte ou fermée

Quatrième étape : les composants de puissance et leur interface de commande

Dernière étape : la commande et le contrôle du système

### En pratique

# ANNEXES



Retrouvez ces fiches dans son intégralité dans les compléments en ligne de l'ouvrage, accessibles sur [www.dunod.com](http://www.dunod.com).

## FICHE 62 MODÈLE D'ÉTAT

Présentation

Modélisation d'état d'un moteur

Propriétés d'un système

## FICHE 63 OPTIMISATION DE LA COMMANDE D'UN MOTEUR

Optimisation de la commande d'un moteur

## FICHE 64 ROBOTIQUE OPTIMALE

Considérations énergétiques du cycle robotique d'un moteur à courant continu à flux constant

## FICHE 65 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (MLI)

Grandeur MLI obtenue  $y(t)$ . Porteuse de période  $T_e = 1/F_e$

**A**

accumulateurs 140  
 asservissement de couple 236  
 automate programmable 240  
 autopilotage 306, 308, 329, 356,  
 362, 370  
 Commande autopilotée 359

**B**

Behn-Eschenburg 161  
 boucle de masse 387  
 brushless 394

**C**

calage du resolver 309  
 caractéristique de réglage fréquence-  
 puissance 289  
 caractéristiques couple-temps 227  
 cascade hyposynchrone 344  
 coefficient de Blondel 96  
 coefficient de dispersion de Blondel  
 10  
 coefficient d'équivalence de Potier  
 170  
 coefficients de couplage 10  
 coénergie 13, 18, 19, 324, 328  
 collecteur 96, 148  
 commande autopilotée  
 voir autopilotage 318  
 constante de temps rotorique 213  
 constante de temps statorique 213  
 constante de temps subtransitoire  
 186  
 constante de temps transitoire 186  
 constantes de temps 111, 112, 117  
 correcteur PI  
 voir proportionnel et intégral 266  
 correction tachymétrique 268  
 couplage 387  
 couplage par conduction 386

couplage par rayonnement électro-  
 magnétique 387  
 couple massique 403

**D**

DSP 240

**E**

échantillonnage 53, 60, 261  
 échantillonneur fictif 257  
 erreur 365  
 estimation 100  
 excitation composée 100  
 excitation séparée 98  
 excitation série 98

**F**

facteur déformant 69, 80  
 facteur d'utilisation 69, 80  
 filtre de Kalman 388  
 flux orienté 371  
 flux rotorique orienté 67  
 fondamental 67, 69, 72, 76, 80  
 formule du couple 41  
 FPGA 240

**H**

hystérésis de couple 379  
 hystérésis de flux 378

**I**

identité de Bezout 272, 281  
 impédance commune 387  
 induction électrique 387  
 induction magnétique 387  
 isolement galvanique 241

**M**

monovariable 250  
 montage 376

## O

onduleur assisté 402  
 onduleurs de tension à MLI vectorielle 402

## P

PIC 240  
 PI correcteur  
   voir proportionnel et intégral 273  
 “PI” ou “puissance instantanée” 376, 379  
 porteuse 30, 28  
 potier 23  
   Coefficient d'équivalence 37  
 profil « en S » 263  
 proportionnel et intégral 77  
 puissance active 30  
 puissance instantanée 23, 28, 36, 39, 88  
 puissance réactive 77  
 puissance réactive instantanée 37, 40

## Q

quadrant 49, 51, 56, 62, 101, 103

## R

rapport cyclique 48, 118  
 réactance subtransitoire 189  
 réactance synchrone longitudinale 178

réactance synchrone transversale 178  
 réactance transitoire 189  
 redresseur 62  
 référentiel 206  
 réluctance variable 20  
 réversible 134

## S

stable 251, 259  
 stratégie optimale 380  
 supercondensateur 140  
 surcouple 312  
 système brushless 392  
 système monovisible 251  
 système stable 123

## T

tableau 18.1 106  
 taux de modulation 80  
 thyristors 60, 74  
 transformée en z 256  
 transistors 50, 51, 70  
 triac 74

## V

valeur efficace 25  
 v/f constant 348, 352, 401  
   vs  $\omega s$  constant 351  
 voir le formulaire tableau 18.1 106