

Entraînement du moteur à courant continu

Variation de vitesse
Chapitre 2

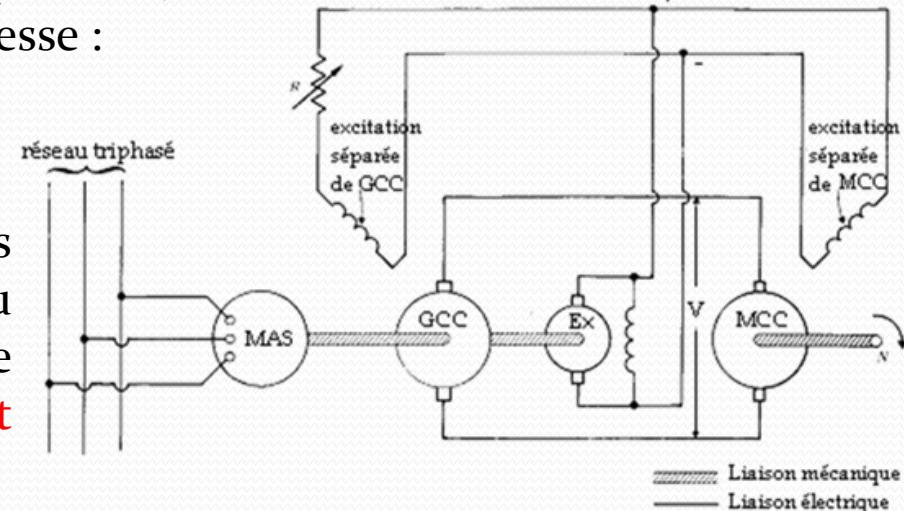
Entraînement du moteur à courant continu

Introduction :

La machine à courant continu (MCC), occupe une place dominante au sein des systèmes électromécaniques à vitesse variable. Historiquement, le moteur à courant continu a été le premier à être utilisé pour la variation de vitesse :

- Réglage à l'aide de rhéostats
- Utilisation du groupe Ward-Léonard

A l'âge de l'apparition des composants d'électronique de puissance, le succès du moteur à courant continu est dû à la grande **simplicité de son alimentation électronique et de sa commande**.



Ces performances lui permettent de conserver sa place malgré la **concurrence des moteurs à courant alternatif** (asynchrones, synchrones,...), dans beaucoup d'applications (industrie papeterie, levage, textile, machine-outil,...).

Alimenté par des convertisseurs d'énergie à base de composants d'électronique, le moteur à courant continu constitue un moyen de performances élevées :

- ✓ Plage de variation de vitesse élevée ;
- ✓ Régulation de vitesse précise ;
- ✓ Possibilité de fonctionner comme génératrice lors du freinage par récupération
- ✓ Rapport performances/coût intéressant.

2. Modélisation de la machine à courant continu

Le modèle équivalent de la machine à courant continu, pour un régime quelconque, peut-être modélisé par le schéma électrique donné à la figure 1.

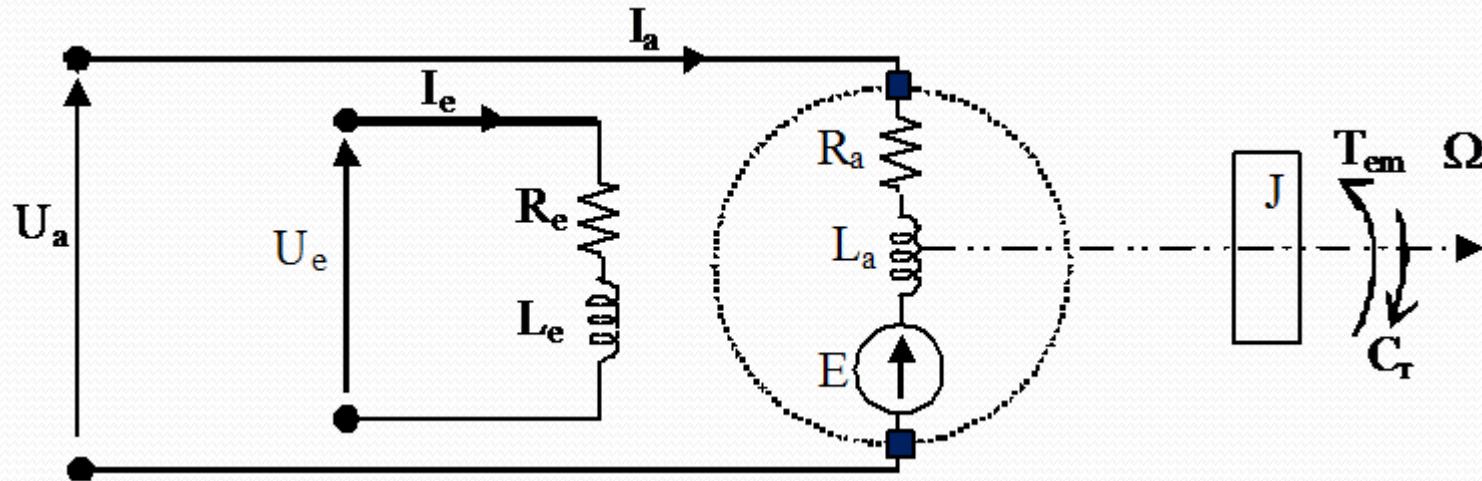


Figure 1: Schéma équivalent d'une machine cc

Le circuit rotor se comporte comme une inductance L_a en série avec une résistance R_a et développe une force électromotrice E lorsqu'il est en rotation.

Le circuit inducteur se comporte comme une bobine magnétisante L_e de résistance R_e .

Sur le plan mécanique, l'induit possède une inertie propre J augmentée de l'inertie de la charge qu'il entraîne

2.2. Équations de base de la machine cc

- L'équation des tensions du circuit de l'induit s'écrit : $U_a = R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E$

où la f.c.é.m. est donnée par : $E = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi} \Phi \Omega$

avec :

p : nombre de paires de pôles du moteur

a : nombre de paires de voies d'enroulement

N : nombre de conducteurs actifs (deux par spires)

Φ: flux utile par pôle (Wb)

Ω : vitesse de rotation (rad.s⁻¹)

qui s'écrit tout simplement : **E = KΦΩ**

avec : $K = \frac{p}{a} \frac{N}{2\pi}$: Constante du moteur.

2.2. Équations de base de la machine cc

- Dans l'expression de la puissance instantanée fournie au circuit de l'induit donnée par :

$$U_a I_a = R_a I_a^2 + L_a I_a \frac{di_a}{dt} + EI_a$$

Le terme $R_a I_a^2$ correspond aux pertes joules

Le terme $L_a I_a (di_a/dt)$ correspond à l'échange d'énergie entre la source et l'inductance L_e .

Le terme EI_a correspond à la puissance électromagnétique, c'est-à-dire transformée de la forme électrique à la forme mécanique.

Le couple électromagnétique se déduit de EI_a :

$$T_{em} = \frac{EI_a}{\Omega} = K\Phi I_a$$

2.2. Équations de base de la machine cc

- l'équation des tensions du circuit de l'inducteur s'écrit (machine non saturée : $\phi = K_e * i_e$) :

$$U_e = R_e I_e + L_e \frac{di_e}{dt}$$

En résumé, le système d'équations différentielles régissant le fonctionnement du moteur à courant continu à excitation séparée s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a = R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E \\ U_e = R_e I_e + L_e \frac{di_e}{dt} \\ T_{em} = T_r + J \frac{d\Omega}{dt} - f\Omega \quad (f : \text{frottement visqueux}) \\ \text{avec } E = K\Phi\Omega \quad ; \quad T_{em} = K\Phi I_a \quad ; \quad \Omega = \frac{d\Theta}{dt} \end{array} \right.$$

3. Procédés de variation de vitesse de la machine à courant continu

L'un des avantages du MCC consiste à un contrôle de la vitesse. En régime établi à courant constant, vitesse constante et couple résistant constant, les équations du MCC s'écrivent :

$$T_{em} = K * \Phi * I_a \quad E = K * \Phi * \Omega \quad U_a = E + R * I_a$$

En exprimant E et I_a en fonction de Φ et de T_{em} on a :

$$\Omega = \frac{U_a - R_a * I_a}{K * \Phi}$$

$$T_{em} = \frac{K * \Phi * U_a}{R_a} - \frac{(K * \Phi)^2}{R_a} \Omega$$

Soit 3 possibilités de réglage de la vitesse Ω du MCC ou bien pour modifier sa caractéristique couple-vitesse :

- ✓ la résistance d'induit R_a .
- ✓ la tension d'induit U_a
- ✓ le flux d'inducteur Φ

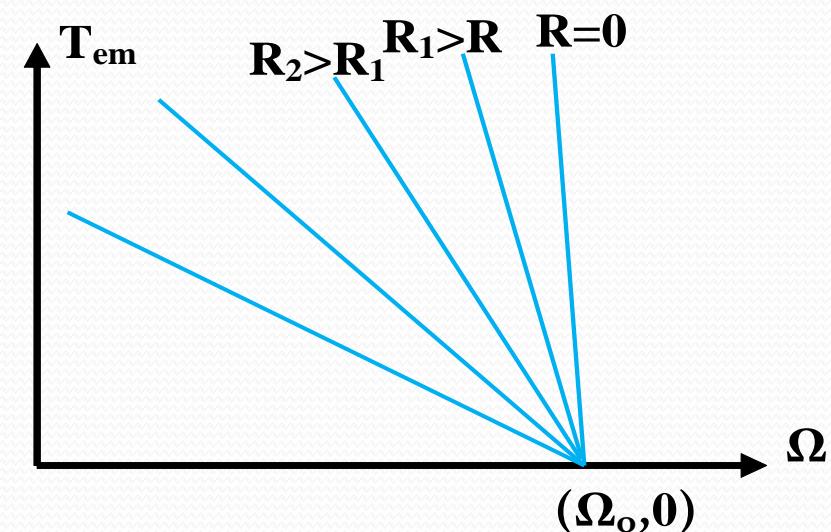
3.1. Réglage rhéostatique

La tension U_a et le flux Φ sont maintenus constants. Le réglage de la vitesse consiste à introduire une résistance R en série avec l'induit. On a, alors :

$$T_{em} = K * \Phi * I_a \quad \Omega = \frac{U_a - (R + R_a) * I_a}{K * \Phi}$$

On obtient un faisceau de droites concourantes au point $(\Omega_o, 0)$ avec $\Omega_o = U_a / (K * \Phi)$. Plus la résistance R est grande plus la pente est faible.

$$T_{em} = (K * \Phi * U_a) / (R_a + R)$$



Caractéristiques de réglage rhéostatique

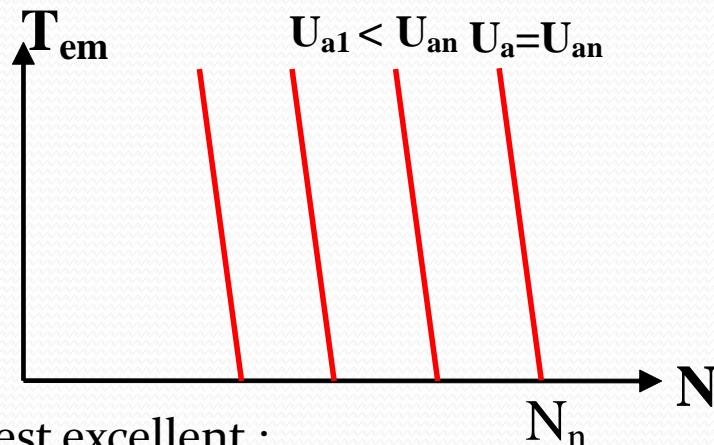
Le réglage par action sur la résistance R , montée en série avec l'induit, est **mauvais sur le plan technique** (caractéristiques couple - vitesse différentes du réseau idéal). Aussi sur le plan économique car il y a consommation d'énergie dans la résistance. Par conséquent le réglage par cette action est peu utilisé. Il est surtout utilisé pour le démarrage et le freinage (Moteur série).

3.2. Réglage par la tension d'induit

Le flux est réglé à sa valeur nominale et on considère U_a comme paramètre de l'équation :

$$T_{em} = \frac{K * \Phi * U_a}{R_a} - \frac{(K * \Phi)^2}{R_a} \Omega$$

En faisant varier la tension ($U_{a1} < \dots < U_{a2} < U_{a1} < U_{amax}$), la caractéristique mécanique se déplace parallèlement à elle même (réseau de droites parallèles)



Ce mode de réglage est excellent :

- ✓ De point de vue technique (caractéristiques parallèles) ayant une plage de variation de vitesse allant de zéro jusqu'à N_n ;
- ✓ De point de vue économique : aucune énergie n'est appliquée dans les rhéostats, le rendement demeure élevé à toutes les vitesses (le couple maximal est conservé).

3.2. Réglage par la tension d'induit

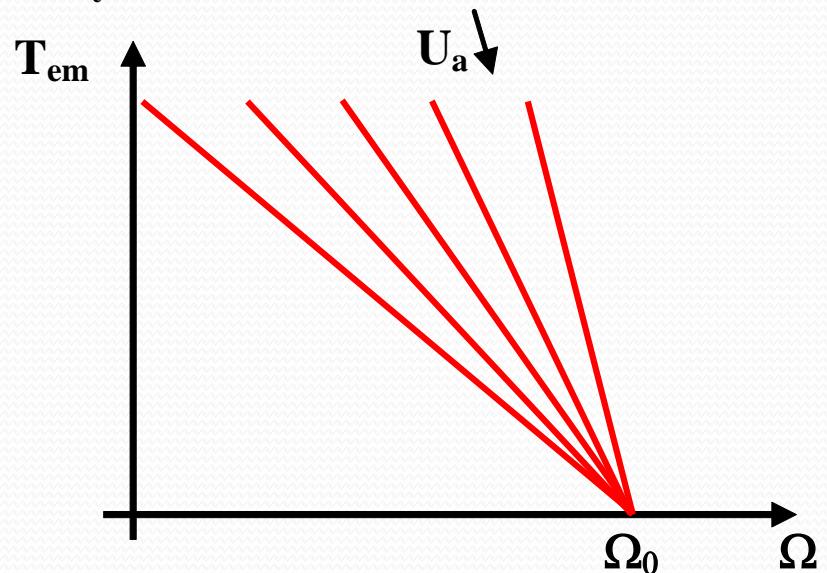
Cas du moteur à excitation shunt :

$$\Omega = \frac{U_a}{K\Phi} - \frac{R_a T_{em}}{(K\Phi)^2} = \Omega_0 - \frac{R_a}{(K\Phi)^2} T_{em}$$

$\Omega_0 = \frac{U_a}{K\Phi}$ est la vitesse de base ou vitesse nominale.

$$\left. \begin{array}{l} \Phi = K I_e \\ I_e = \frac{U_a}{R_e} \end{array} \right\} \text{Par suite si } U_a \downarrow \text{ donc } I_e \downarrow \text{ et } \Phi \downarrow \text{ d'où: } \Omega_0 = \frac{U_a}{K^2 \frac{U_a}{R_e}} = \frac{R_e}{K^2} = \text{cte}$$

$$U_a \downarrow \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Omega_0 = \text{cte} \\ \frac{R_a}{(K\Phi)^2} C_{em} \uparrow \rightarrow \text{c'est à dire que la pente} \downarrow \end{array} \right.$$



Commande par variation de U (moteur shunt)

3.3. Réglage par action sur le flux

A partir de l'expression : $T_{em} = \frac{K * \Phi * U_a}{R_a} - \frac{(K * \Phi)^2}{R_a} \Omega$

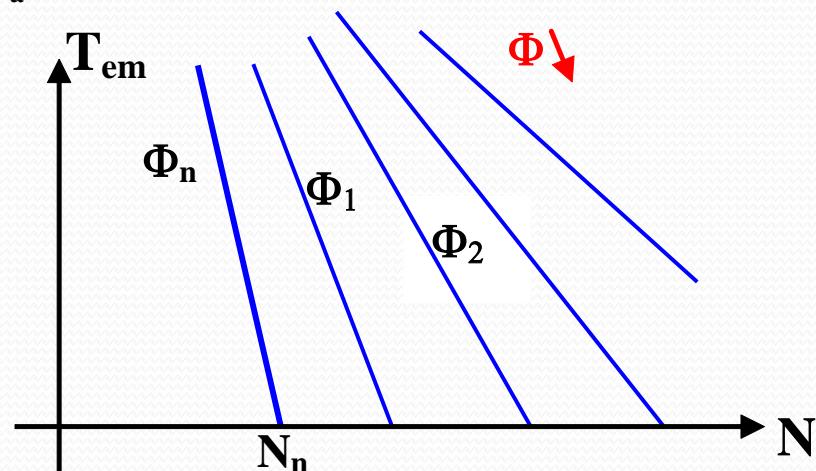
On considère :

- ✓ Un flux maximal appliqué au démarrage ;
- ✓ A partir de la vitesse nominale, le flux est réduit moyennant un rhéostat inséré dans le circuit inducteur.

Dans ce cas les caractéristiques couple-vitesse obtenus constituent un réseau de droites de pentes différentes. La pente de la courbe diminue lorsque le flux est réduit, ce qui **affecte le rendement** de l'entraînement

Les seules vitesses possibles, lors d'une action sur l'inducteur, sont des vitesses supérieures à la vitesse nominale.

L'action sur l'inducteur ne convient qu'à des applications bien particulières. Elle n'est envisagée que dans des applications nécessitant un faible couple à grande vitesse toute en respectant les limites admissibles de puissance ($P_n = \Omega_n T_{em}$).



Caractéristiques de réglage par le flux

3.4. Réglage par action combiné d'induit et d'inducteur

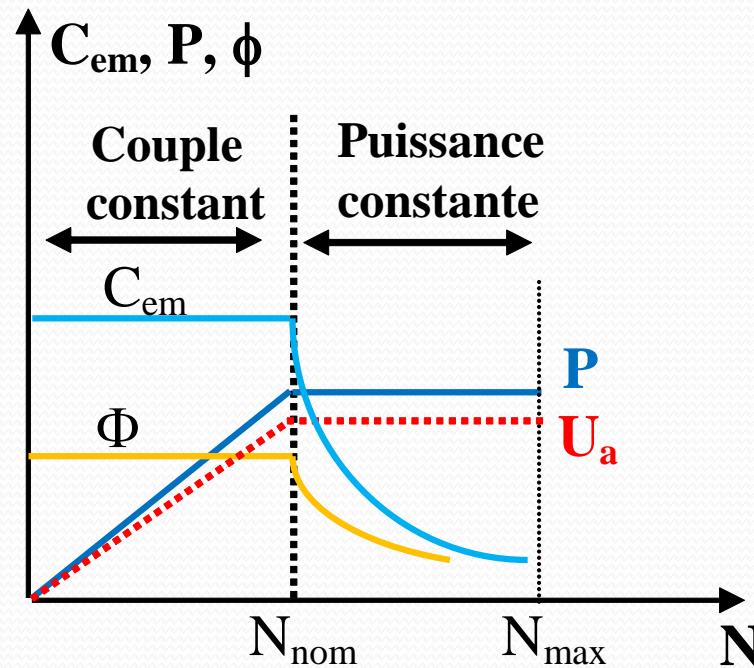
$\Omega < \Omega_n$:

$$T_{em} = K\Phi I$$

$$P_{em} = T_{em}\Omega$$

$\Omega > \Omega_n$:

$$P_{em\ nom} = T_{em}\Omega$$

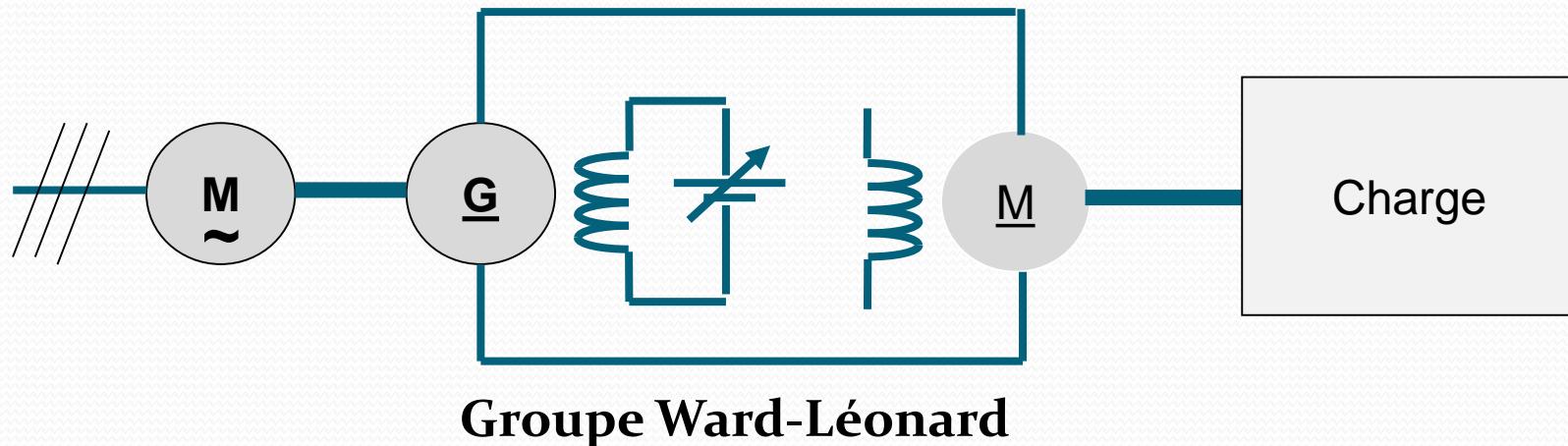


Réglage par action combiné d'induit et d'inducteur

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.1. Principe

Pour la variation de la vitesse du MCC le procédé qui a longtemps été employé consistait à entraîner par un moteur alternatif une génératrice à courant continu. Celle-ci fournissait la tension et le courant continu alimentant un moteur continu dont la vitesse était réglable indépendamment de celle du groupe convertisseur moteur alternatif – génératrice continue. Par ce montage, dit Ward-Léonard, on réalisait une variation de vitesse moyennant l'emploi de 3 machines.



l'ensemble moteur à courant alternatif – génératrice étant désormais remplacé par un convertisseur statique.

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.1. Principe

Actuellement, ce type de conversion électro-électrique via une double conversion électromécanique a complètement disparu au profit d'une conversion électro-électrique directe, réalisé par des convertisseurs statiques de puissance à base de thyristors (**Redresseurs**) ou de transistors (**Hacheurs**) réalisant l'une des transformations suivantes :

- **Conversion alternatif-continu** : Les thyristors sont les plus utilisés, puisqu'ils sont alimentés directement par le réseau à fréquence industrielle. Ces convertisseurs fonctionnent en redresseur lorsque la puissance est transmise du réseau vers la machine ($U_a > 0$) et en onduleur quand elle circule en sens inverse ($U_a < 0$).
- **Conversion continu-continu** : Ces convertisseurs, à base de transistors ou de thyristors, réalisent la conversion d'une source continue constante (redresseurs à diodes, batterie,...) en une source continue variable. Ils sont appelés **hacheurs**. Leurs domaines d'application étant relativement restreints (traction, propulsion,).

D'où le schéma synoptique d'un entraînement électrique pour MCC est donné à la figure suivante :



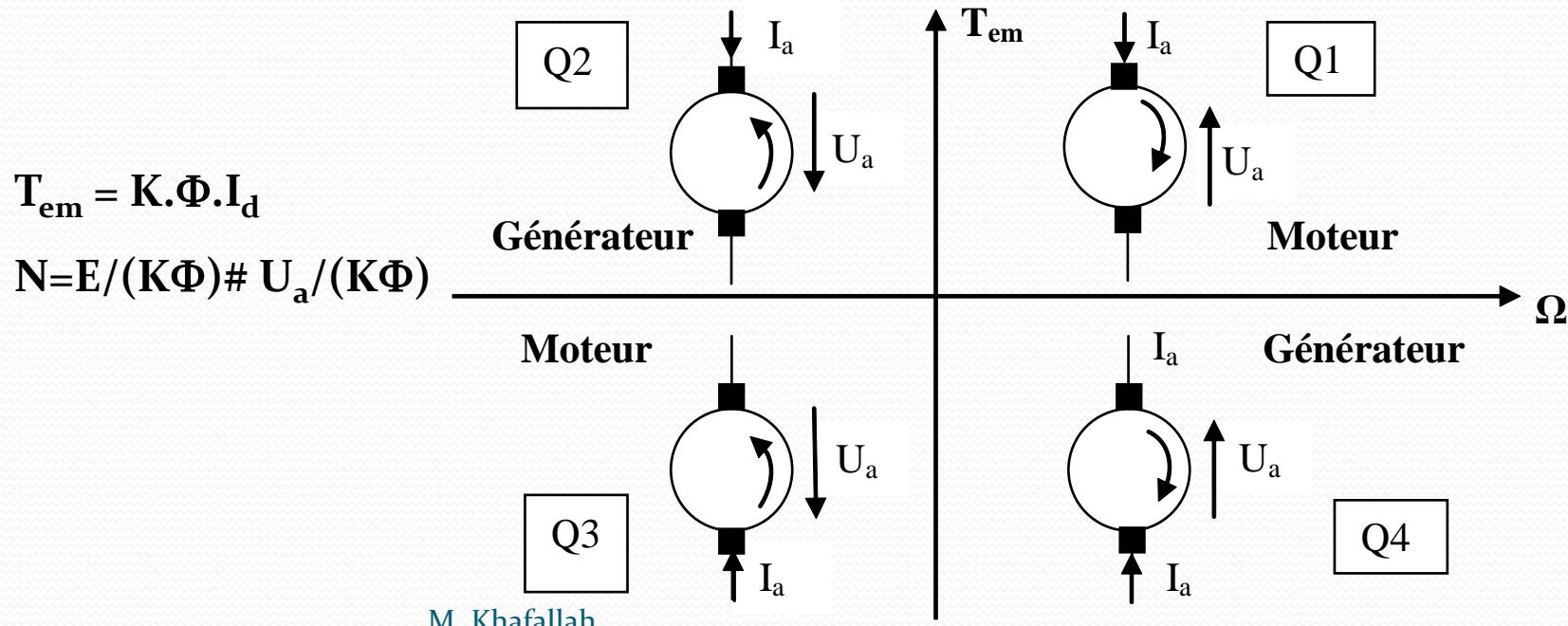
Schéma synoptique d'un variateur pour MCC

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.2. Quadrants de fonctionnement

La figure suivante illustre les différentes possibilités de fonctionnement d'un entraînement par machine à courant - continu en les situant dans les 4 quadrants du plan couple/vitesse. A flux constant, la vitesse de rotation N s'identifie à la tension d'induit U_a ($N = E/\Phi\Omega \# U_a/K\Phi$) et le couple au courant d'induit I_a ($T_{em} = K\Phi I_a$). On peut donc avoir un fonctionnement en :

- ✓ Moteur avec un seul sens de rotation : quadrant Q1 ou Q3
- ✓ Moteur et génératrice avec un seul sens de rotation : quadrants Q1 et Q4
- ✓ Moteur et génératrice avec les 2 sens de rotation : quadrants Q1 à Q4.



4. Variation électronique de la vitesse des MCC

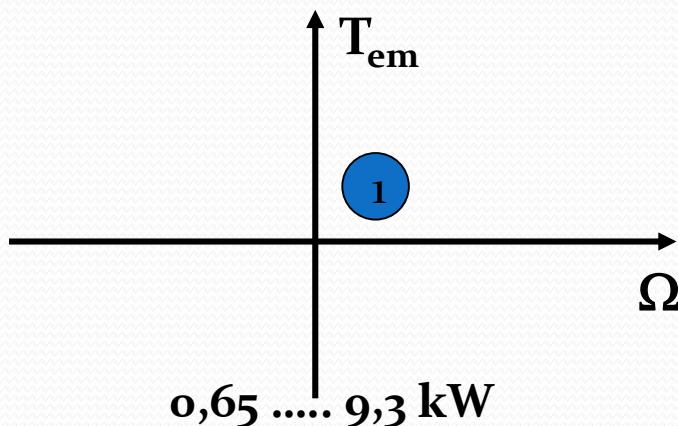
4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

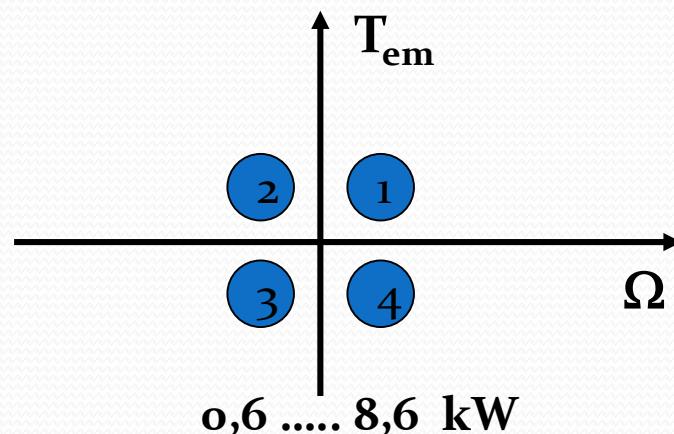
4.3.1.1. Montages alimentés en monophasé

Ils sont réservés aux variateurs de faible puissance, jusqu'à **10 kW** environ (Réf. Schneider Electric gamme Rectivar). On distingue 2 montages :

Pont PD2 mixte



Double pont PD2 complet



4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.1. Montages alimentés en monophasé

- ✓ Pont complet « tout thyristors » : Ce montage permet de produire une tension de sortie de valeur moyenne réglable aussi bien positive que négative (bidirectionnel en tension), donc possibilité de fonctionnement dans les quadrants Q1 et Q2.

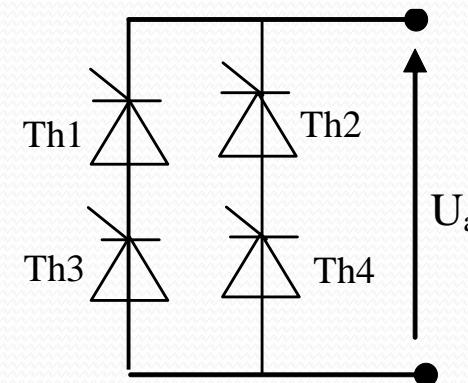
La tension moyenne redressée en conduction continue est donnée par l'expression :

$$U_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cos \theta = 0,9.V.\cos\theta$$

Avec

V : tension simple entre phase et neutre et
 θ : angle de retard à l'amorçage et où :

$$0 < \theta < \pi .$$



Montage PD2 tout thyristors

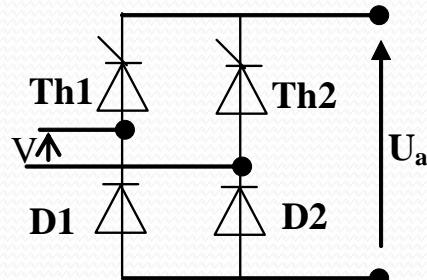
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

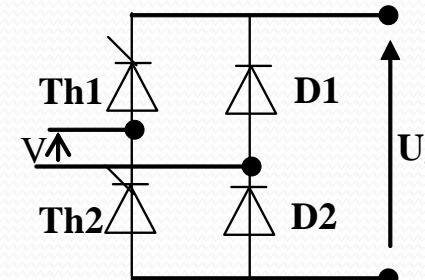
4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.1. Montages alimentés en monophasé

- ✓ Pont PD₂ mixte : Deux thyristors sont remplacés par deux diodes. Chaque thyristor permet de contrôler l'une des 2 alternances. Deux configurations sont possibles :



PD₂ mixte



La tension moyenne redressée en conduction continue est donnée par l'expression :

$$U_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right) = 0,9V \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right)$$

V : tension efficace simple et

θ : angle de retard à l'amorçage ($0 < \theta < \pi$) .

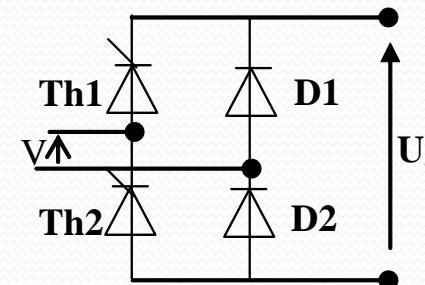
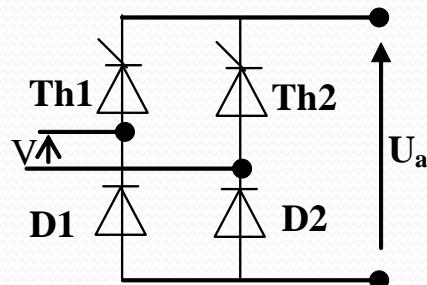
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.1. Montages alimentés en monophasé

Ce montage permet de produire une tension de sortie réglable positivement. Il ne permet de renvoyer de l'énergie au réseau en cas de freinage. Possibilité de fonctionnement dans un seul quadrant Q₁ ou Q₃.



PD₂ mixte

$$U_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right) = 0,9V \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right)$$

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

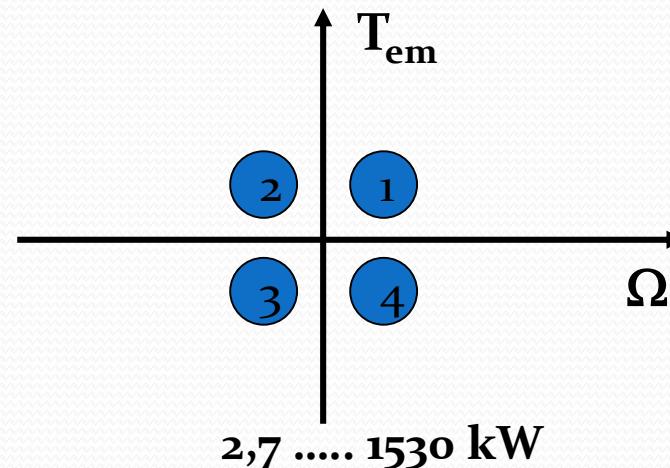
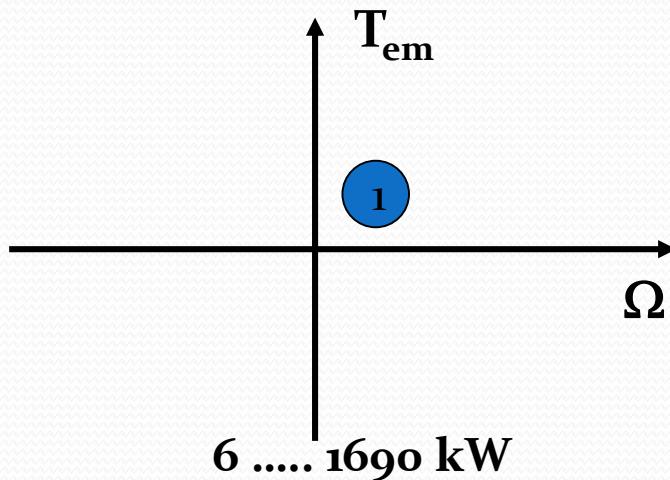
4.3.1.2. Montages alimentés en triphasé

Ils sont réservés pour une utilisation de faible ou moyenne puissance (Réf. Schneider Electric gamme Rectivar). On distingue aussi 2 possibilités de montages :

Pont PD₃ mixte

$P > 3 \text{ kW}$

Double pont PD₃ complet



4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.2. Montages alimentés en triphasé

1. Pont complet « tout thyristors » : Ce montage est bidirectionnel en tension (fonctionnement dans 2 quadrants Q₁ et Q₂).

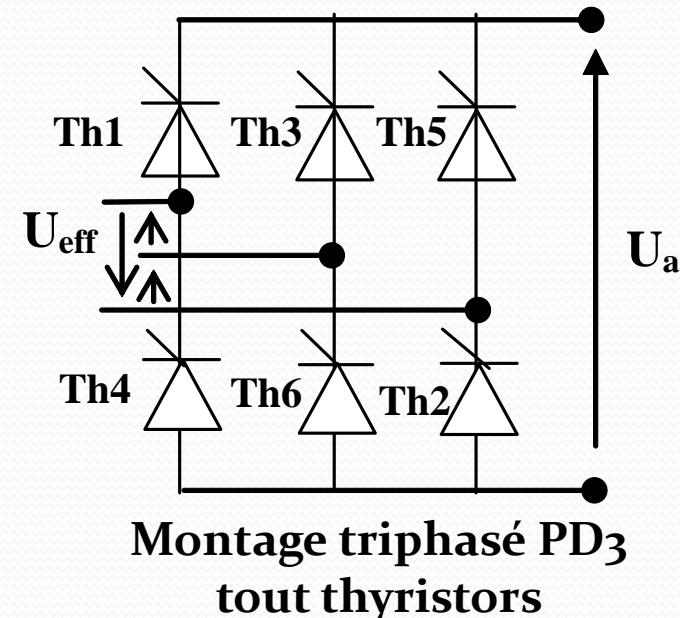
La tension délivrée est fonction de l'angle de retard à l'amorçage θ des thyristors. Elle est donnée par la relation suivante :

$$U_d = 1.35 \cdot U_{\text{eff}} \cdot \cos\theta$$

U_{eff} : tension efficace composée .

La tension redressée est moins ondulée que celle fournie par les ponts monophasés ($P=6$).

En plus, ce montage permet de récupérer l'énergie de freinage au réseau.



4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.2. Montages alimentés en triphasé

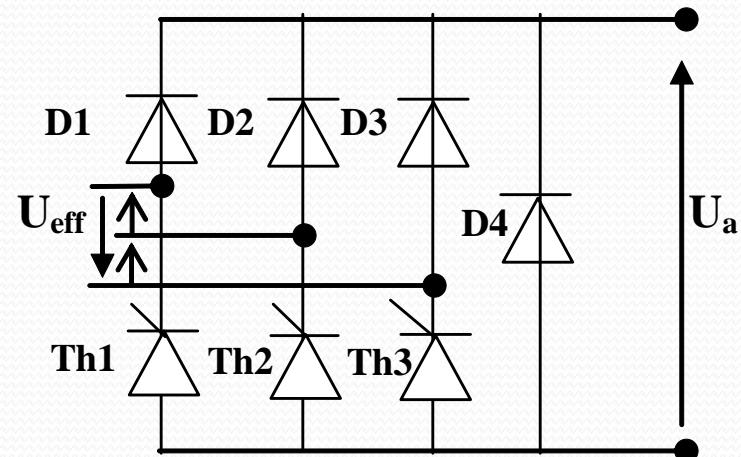
2. Pont mixte triphasé : 3 thyristors sont remplacés par 3 diodes dans le montage PD3 complet. La tension délivrée est fonction de l'angle de retard à l'amorçage θ .

En faisant varier θ on fait varier la valeur moyenne de la tension moyenne redressée :

$$U_a = 1,35 \cdot U_{\text{eff}} \frac{1 + \cos\theta}{2}$$

U_{eff} : tension efficace composée .

Le pont mixte ne permet pas d'avoir un fonctionnement par récupération. Le courant et la tension sont unidirectionnels.



Montage triphasé PD3 tout thyristors

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.1. Montages non réversibles

4.3.1.2. Montages alimentés en triphasé

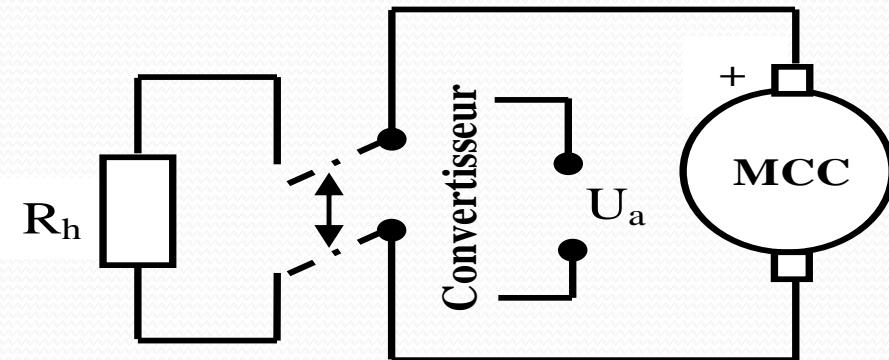
Le montage PD₃ mixte présente les avantages suivants :

- Un facteur de puissance meilleur donc une absorption de puissance réactive plus réduite.
- Une plage de variation de vitesse de Ω deux fois plus grande en fonctionnement redresseur donc un réglage plus fin de la tension.
- Un dispositif de commande simple (deux fois moins de composants à commander)

Cependant, il présente des inconvénients.

En effet :

- pas de récupération d'énergie.
- Seul le freinage rhéostatique est possible
Il consiste à déconnecter le redresseur de l'induit et à placer une résistance à ses bornes (figure).



Principe de freinage rhéostatique

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

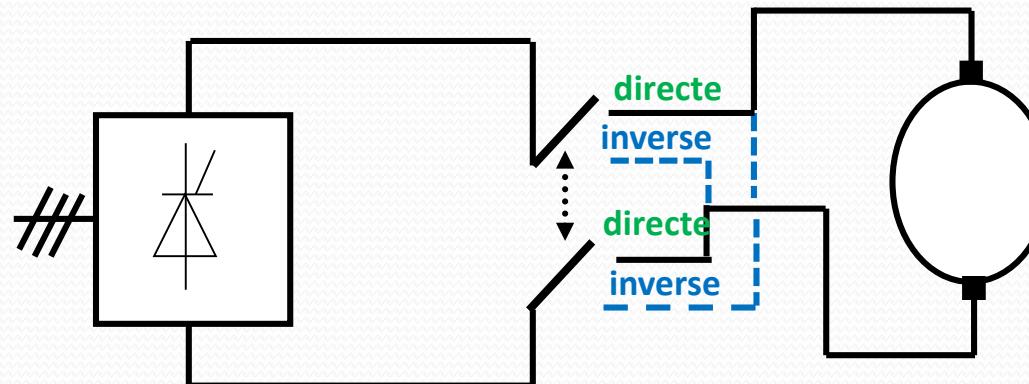
4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

Ce sont des convertisseurs qui permettent une **inversion du courant moteur** (commandé par l'induit) et qui sont donc utilisés chaque fois que l'on a besoin d'**inverser rapidement** le sens de marche ou de **contrôler le freinage** (**fonctionnement 4 quadrants**).

Pour obtenir un freinage électrique avec récupération d'énergie, **deux solutions sont possibles** si on intervient au niveau de l'alimentation de l'induit :

1. inverser le branchement de l'induit lorsque la récupération est demandée, **par un commutateur**, soit de type électromécanique soit de type statique à semi-conducteurs.



Convertisseur (2Q) + commutateur

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

2. brancher aux bornes du moteur **deux convertisseurs du même type, en montage antiparallèle**, l'un fournissant le courant positif et l'autre le courant négatif

Le diagramme suivant traduisant les modes de fonctionnement d'un convertisseur réversible dans un système d'axes couple/vitesse permet de mieux comprendre le fonctionnement du montage.

Les deux solutions permettent une opération dans les quatre quadrants, la solution du montage réversible étant la plus flexible et la plus couramment employée.

Les **convertisseurs réversibles** sont essentiellement **réalisés** avec :

- Circulation de courant ;
- Logique d'inversion.

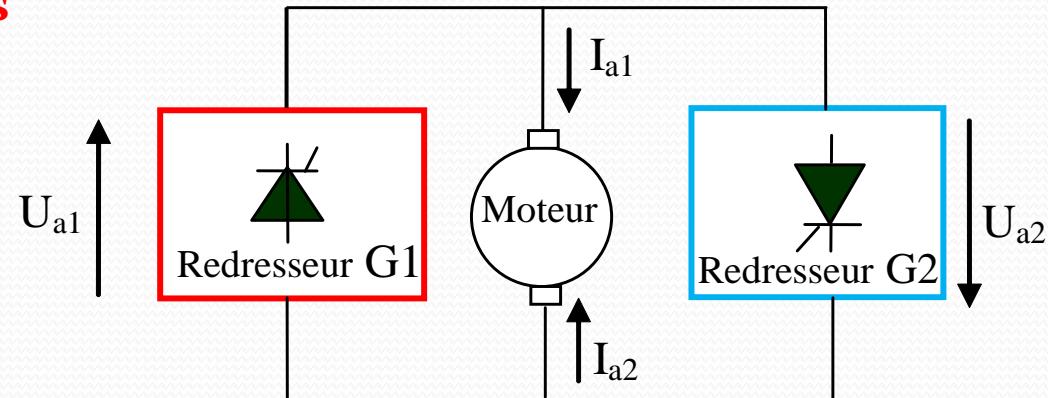
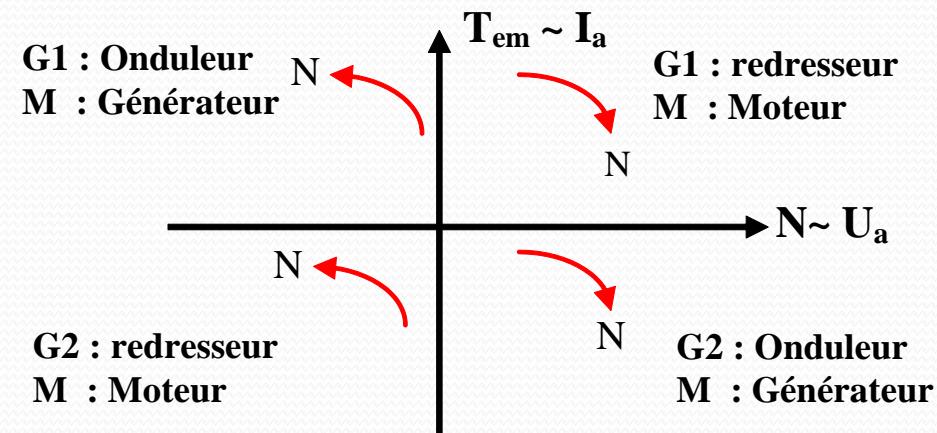


Schéma simplifié d'une commande réversible du MCC



Modes de fonctionnement d'un convertisseur réversible dans un système d'axes vitesse-couple

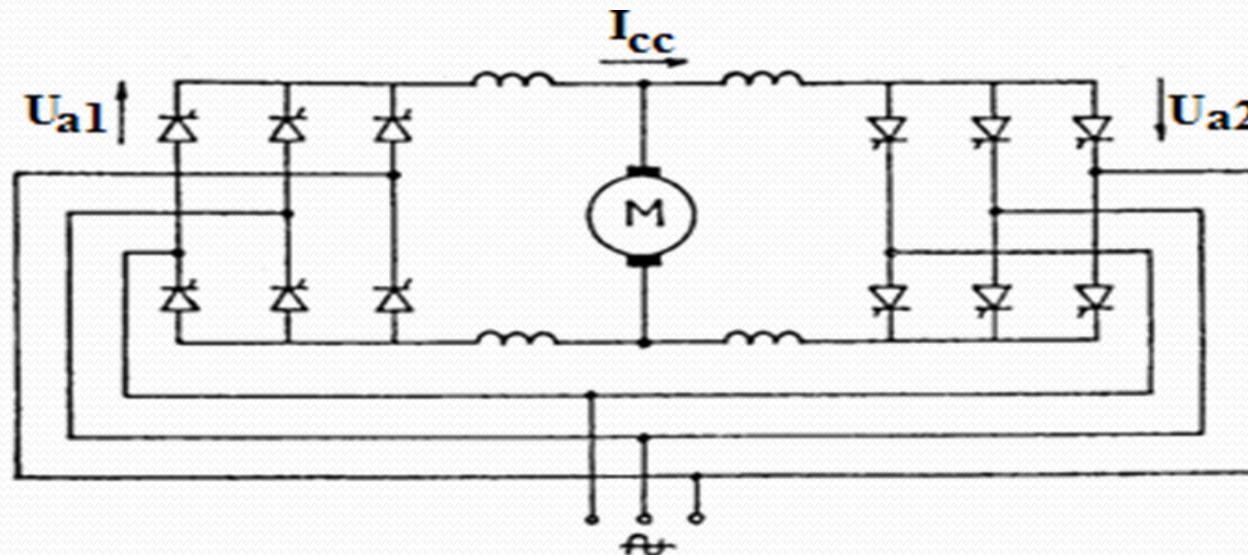
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.1. Montage à circulation de courant

Les deux ponts redresseurs formant le convertisseur réversible sont commandés en permanence de façon qu'ils délivrent la **même tension moyenne**, c'est-à-dire que tous les thyristors reçoivent des impulsions de commande périodiques de manière que **les tensions moyennes des deux ponts soient égales et opposées**.



Montage antiparallèle avec circulation de courant

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

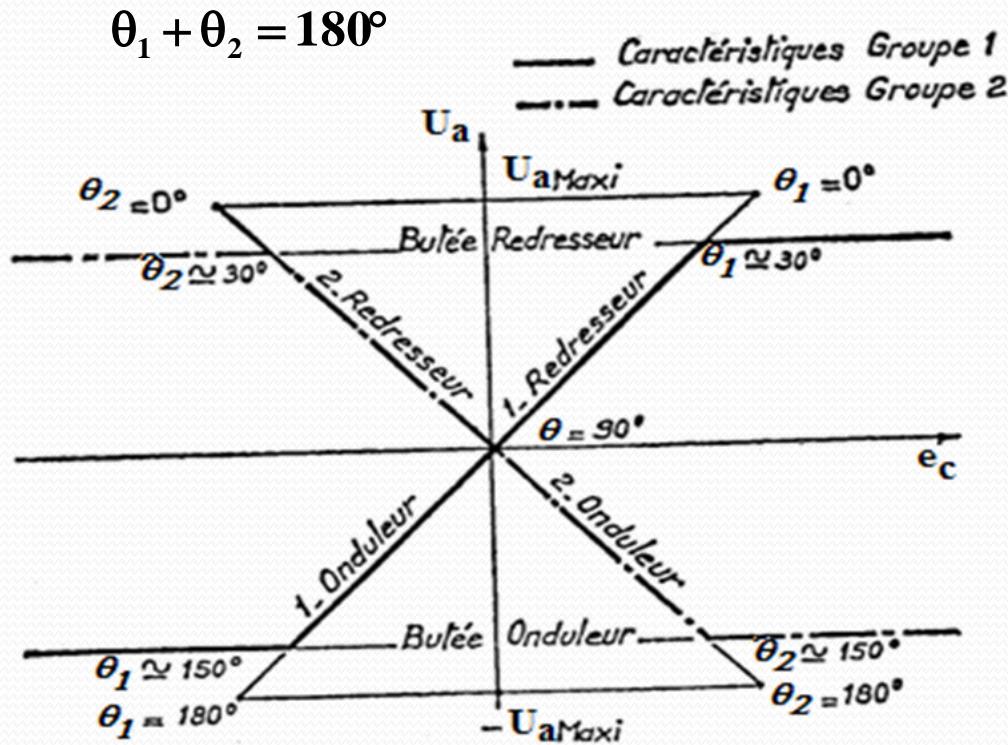
4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.1. Montage à circulation de courant

Il suffit pour cela que les angles de retard à l'amorçage des deux ponts soient déphasés de manière symétrique autour de la valeur $\theta_0=90^\circ$. La figure suivante donne la position des caractéristiques $U_a=f(e_c)$ pour une commande de type arc cos dont la fonction de transfert est de la forme :

$$\theta = \arccos \frac{e_c}{e_{c \max}}$$



$U_a=f(e_c)$ d'un convertisseur réversible antiparallèle « à circulation de courant » (Réf. Chauprade)

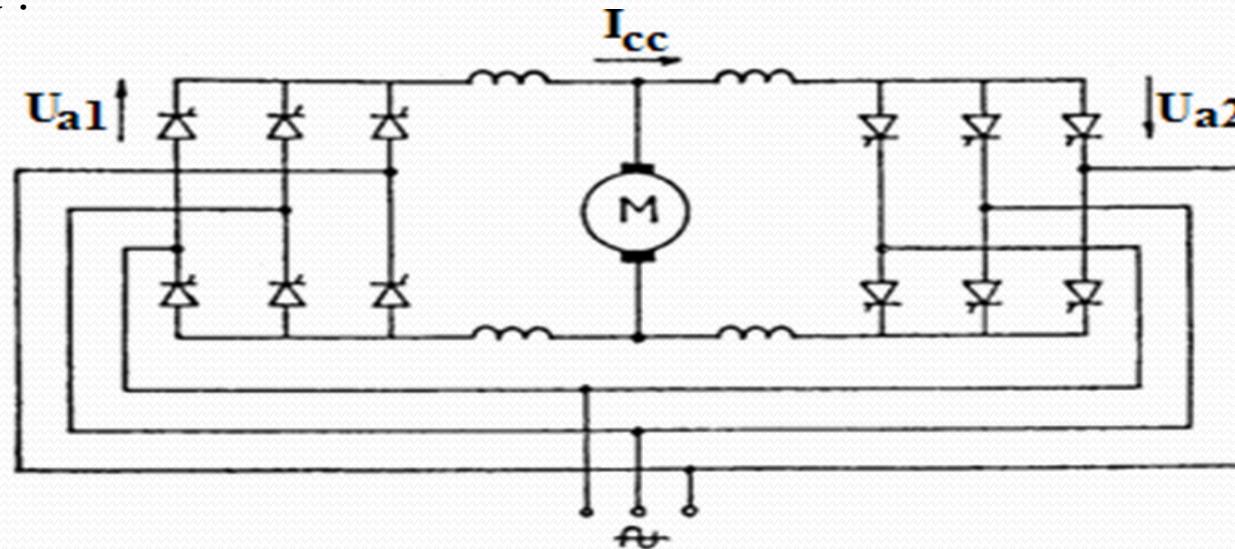
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.1. Montage à circulation de courant

Cependant, si les valeurs moyennes des tensions redressées sont égales, leurs valeurs instantanées, par contre, sont différentes. Il en résulte un courant unidirectionnel circulant entre les deux convertisseurs, à travers un circuit de basse impédance. Une ou plusieurs selfs limitent ce courant de circulation, entre les ponts, né de cette différence :



Montage antiparallèle avec circulation de courant

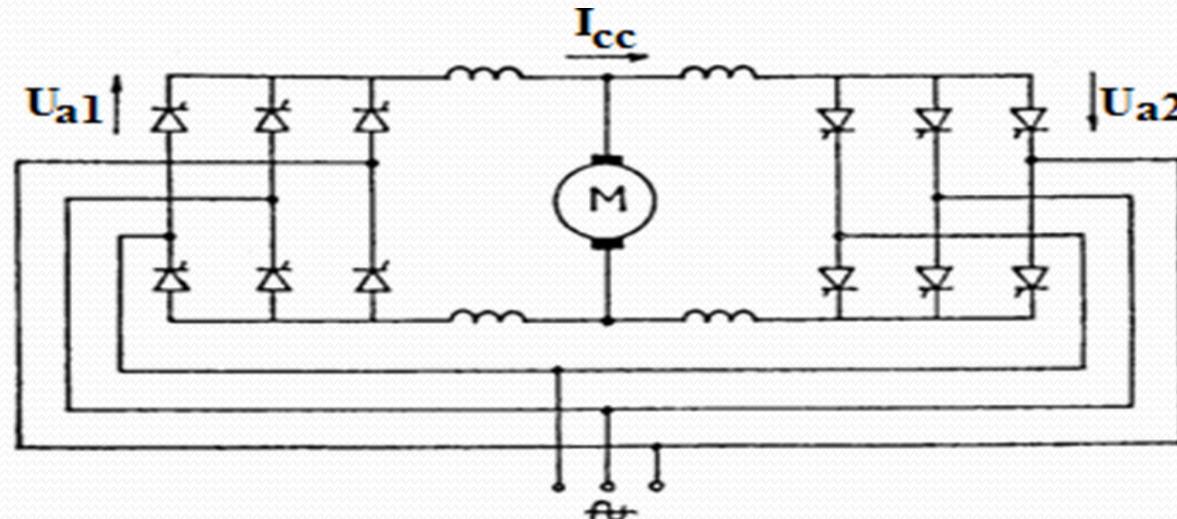
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.1. Montage à circulation de courant

La commande d'une façon complémentaire des deux ponts fait que le courant de l'induit peut librement s'inverser. La conduction sera toujours continue même aux faibles charges. Les caractéristiques couple/vitesse forment alors un réseau de droites parallèles entre elles.



Montage antiparallèle avec circulation de courant

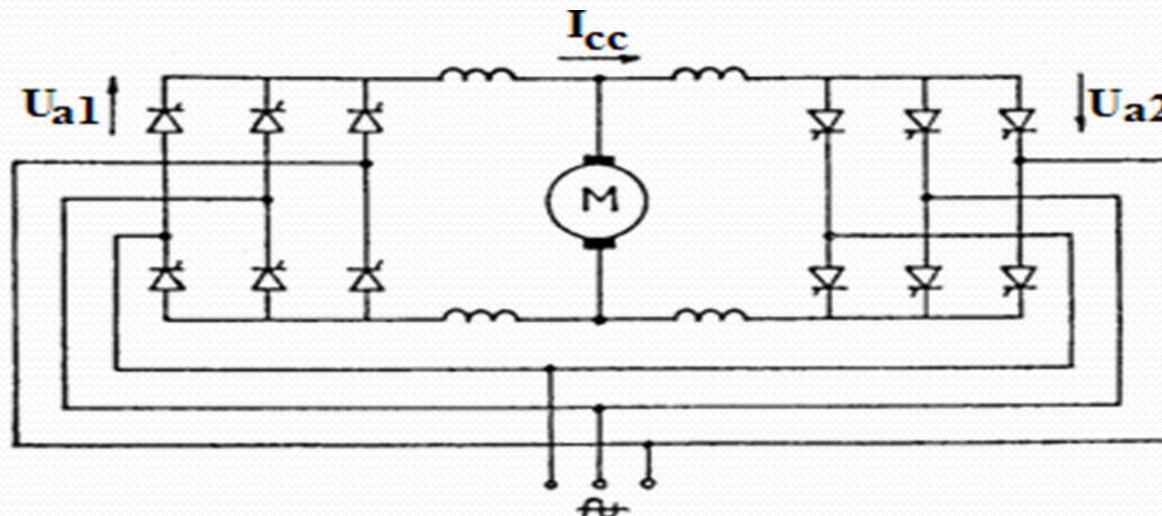
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.1. Montage à circulation de courant

Le montage présente l'avantage de contrôler le couple à tout instant et en particulier à vitesse nulle (continuité du courant). Il est assez coûteux et encombrant car il nécessite des inductances importantes et un surdimensionnement des composants. Il est préféré pour les petits systèmes où le rendement importe moins et où le temps d'inversion doit être court.



Montage antiparallèle avec circulation de courant

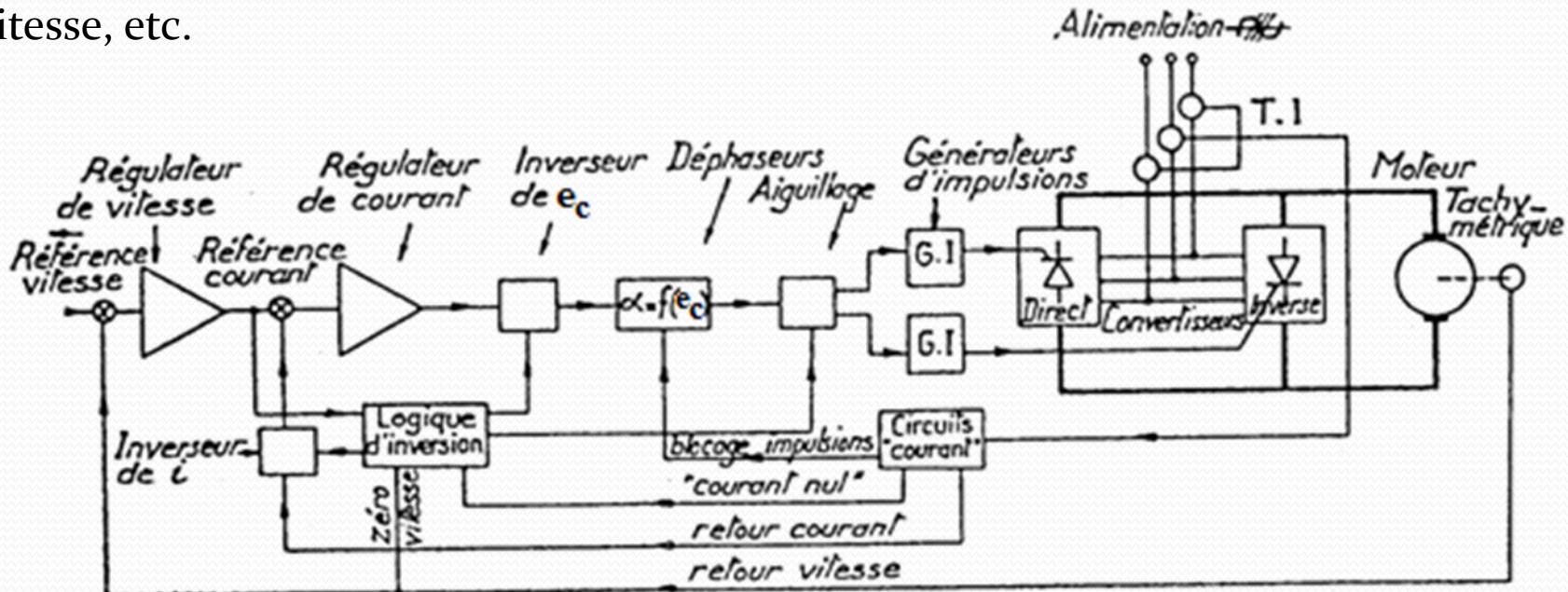
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.2. Montages réversibles

4.3.2.. Montage à logique d'inversion

Il consiste à ne commander qu'un des deux ponts à chaque instant. La détermination du groupe conducteur est faite, à partir d'un certain nombre d'information, par un circuit logique d'inversion à partir de certaines informations : référence de courant, vitesse, etc.



Montage réversible à logique d'inversion (Réf. Chauprade)

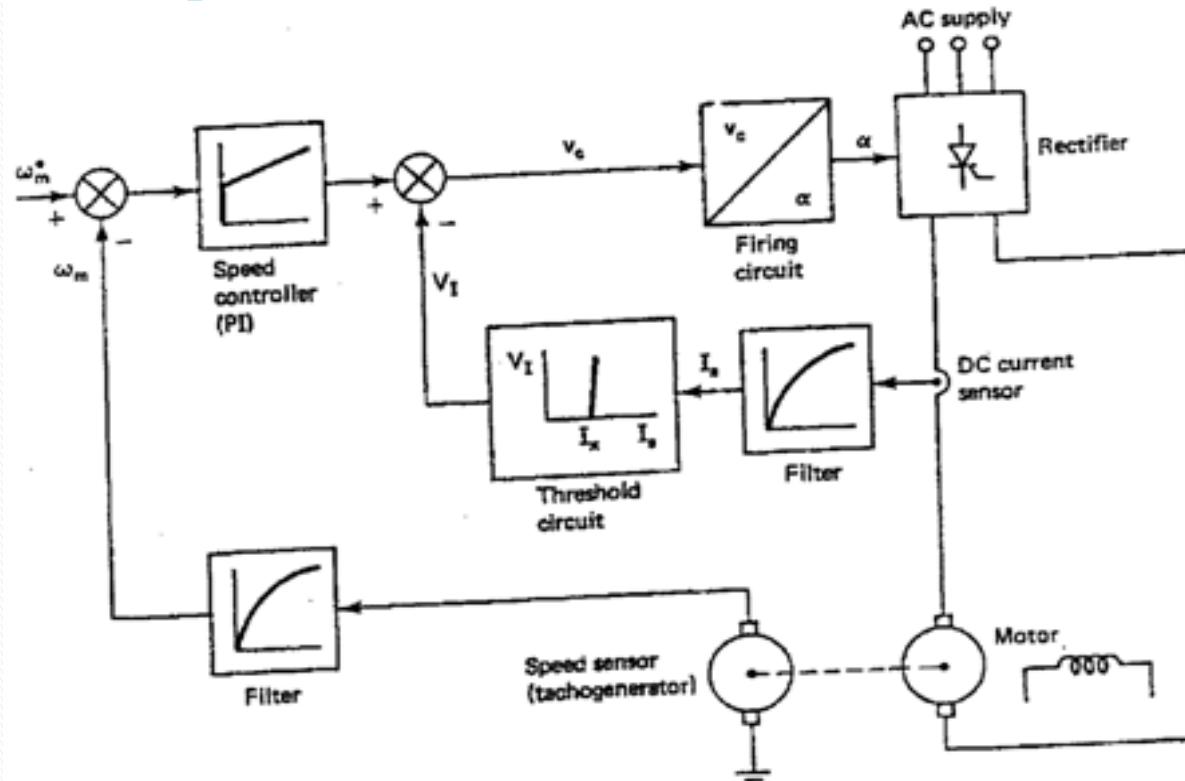
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.3. Montages usuels

4.3.3.1. Commande par tension d'induit à flux constant

a/ Commande en parallèle de courant (limiteur de courant) :



Commande par tension d'induit à flux constant

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

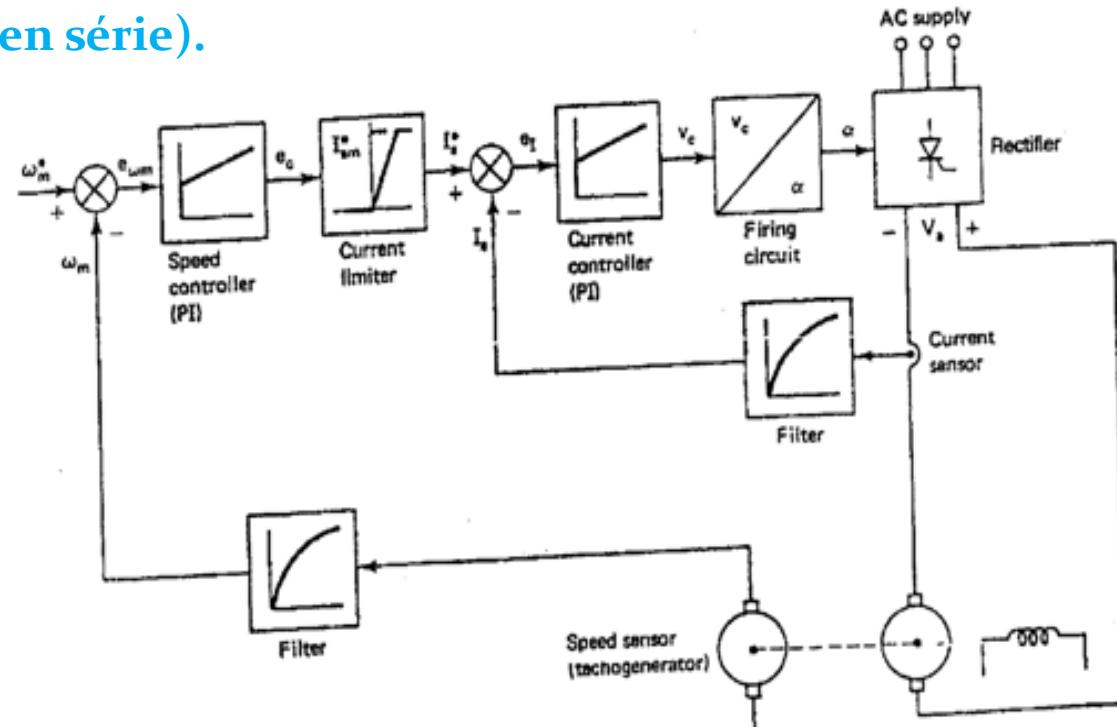
4.3.3. Montages usuels

4.3.3.1. Commande par tension d'induit à flux constant

b/ Commande en cascade (ou en série).

Deux boucles sont utilisées :

une **boucle interne de courant** et une boucle externe de vitesse.



Commande par boucle interne de courant

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.3. Montages usuels

4.3.3.2. Commande par affaiblissement de champ

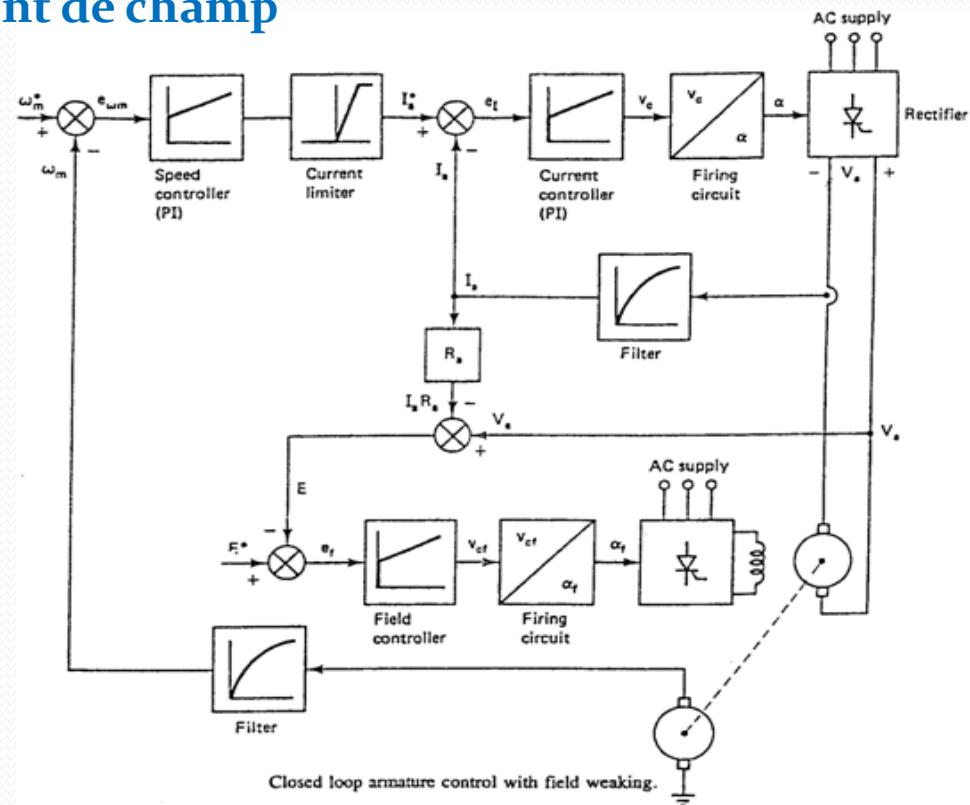
Les structures précédentes permettent une commande de vitesse, en agissant sur la tension d'induit, de l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale. Pour des vitesses plus élevées le contrôle du courant d'inducteur doit être combiné avec celui de la tension d'induit.

Principe :

a/ $0 < \Omega < \Omega_{\text{nom}}$:

U_a est variable et le flux est constant.

b/ $\Omega > \Omega_{\text{nom}}$: $U_a = U_{\text{nom}}$ est le flux réduit.



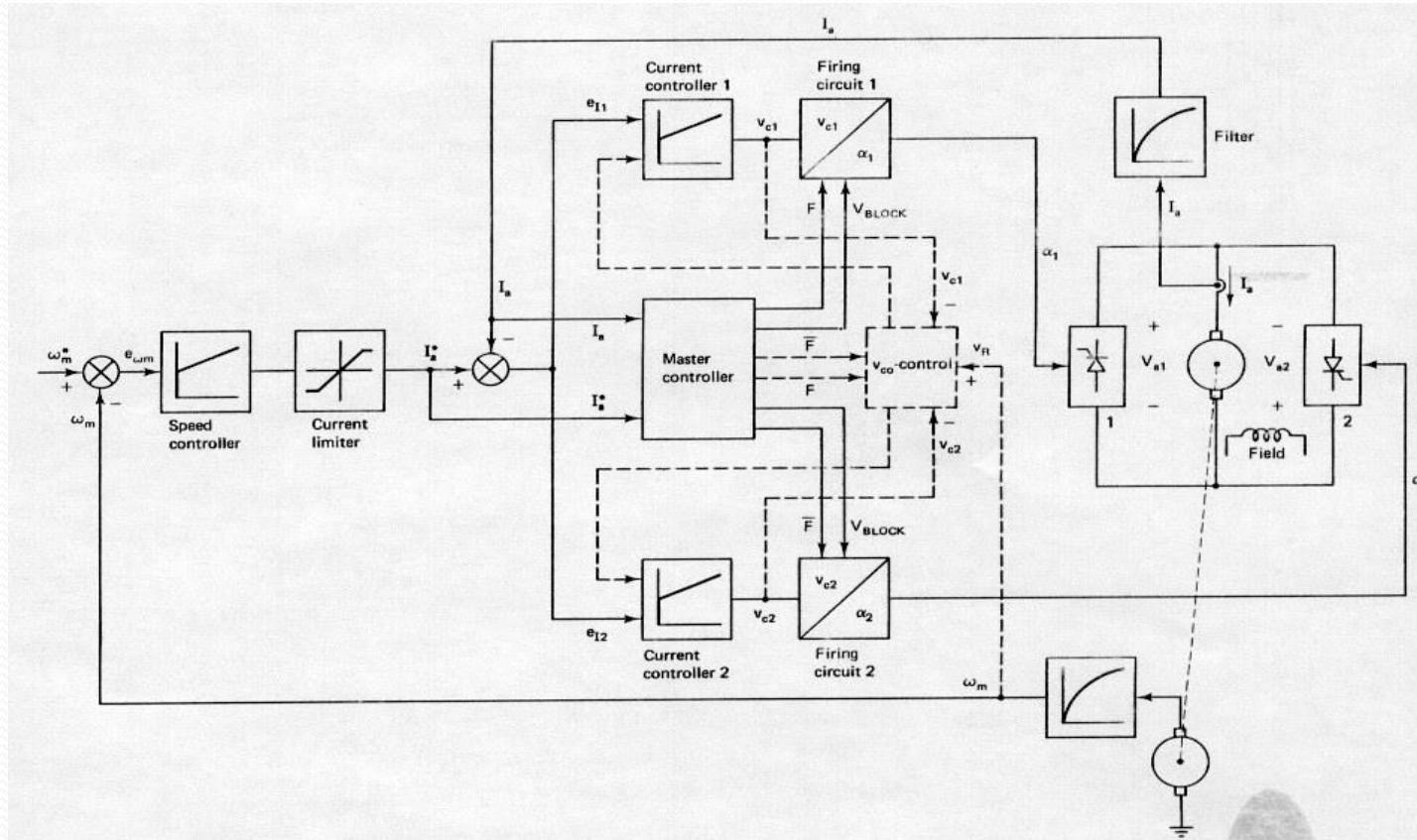
Commande par affaiblissement de champ

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.3. Montages usuels

4.3.3.3. Entraînement à quatre quadrants



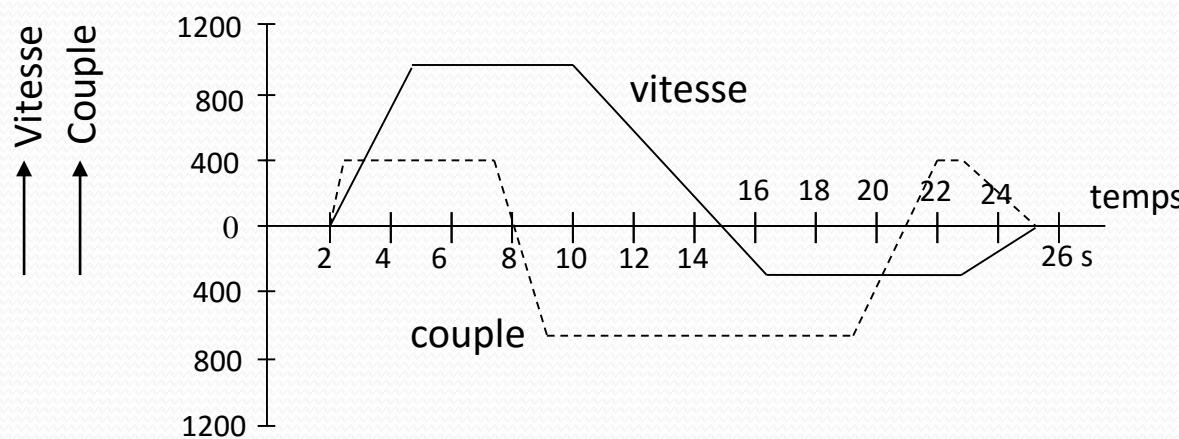
Commande à l'aide de convertisseurs 4 quadrants

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

Application 1 :

Un entraînement industriel doit produire la caractéristique Couple/vitesse donnée à la figure suivante. Pour ce faire, on utilise un moteur à courant continu alimenté par deux convertisseurs branchés en antiparallèle et fonctionnant à tour de rôle. Déterminer le mode de fonctionnement (redresseur ou onduleur) de chaque convertisseur au cours de la période d'opération de 26 secondes et indiquer la polarité de la tension d'induit. Le couple et la vitesse sont considérés comme positifs lorsqu'ils agissent dans le sens horaire.



4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

Application 2 : Circuit de commande du PD3

Un moteur à cc de 3 kW, 220V, 1500 tr/min est alimenté à partir d'un réseau triphasé électrique, par un convertisseur de courant. Le courant nominal de l'induit, dont la résistance est de 1.2Ω , est de 15 A. Calculer :

- Calculer la tension d'alimentation du convertisseur.
- L'angle de retard à l'amorçage requis afin que le moteur développe son couple nominal à une vitesse de 400 tr/min.
- Etablir le circuit de commande de la carte d'amorçage

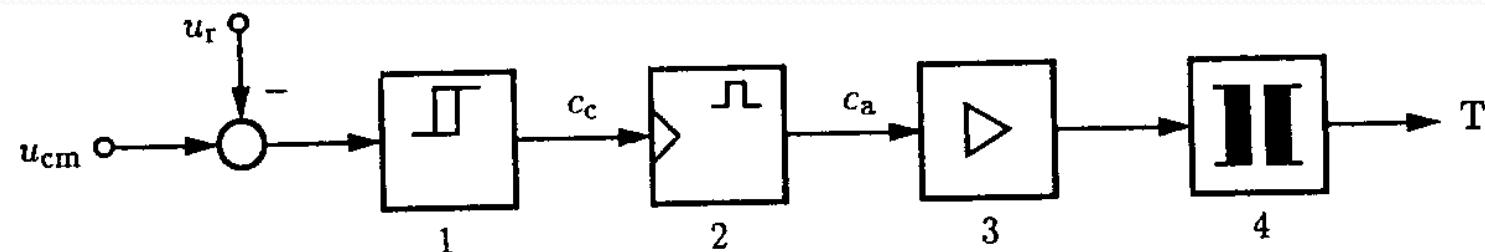
4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

Pour faire varier la tension continue U_{do} , il faut intervenir sur l'angle de retard à l'amorçage θ . Dans ce but, on fait appel à un ***dispositif de commande de gâchettes*** qui forme l'étage de commande et qui permet la variation de l'angle de retard à l'amorçage à l'aide d'un signal de commande u_{cm} .

Lors de l'emploi de régulateurs réalisés analogiquement, il est judicieux de faire appel à un ***dispositif de commande de gâchettes analogique***. Le principe d'un tel dispositif est représenté schématiquement à la figure suivante.



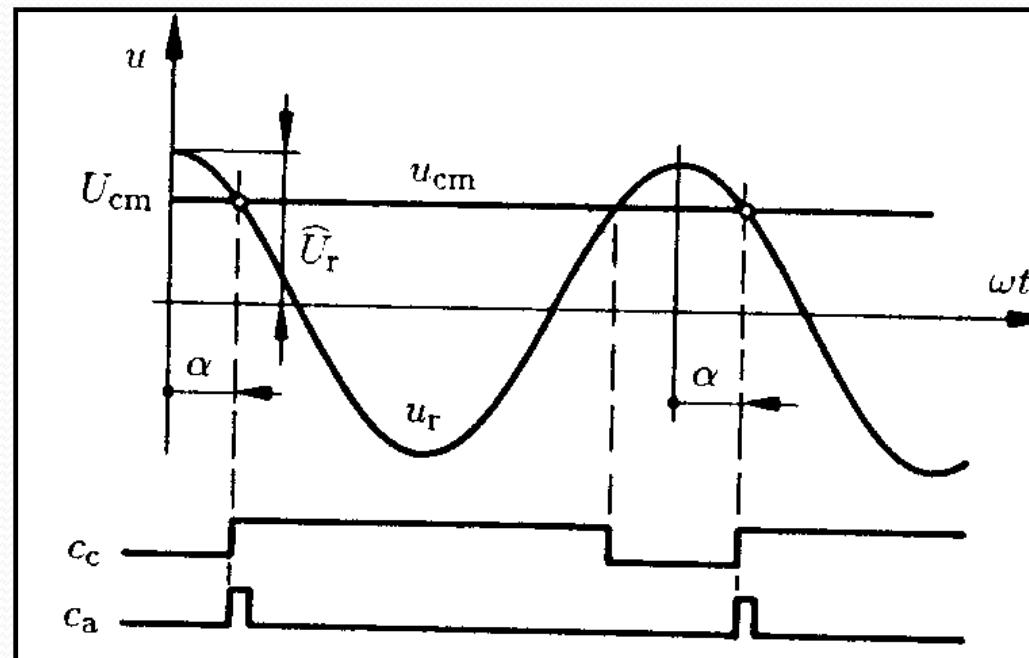
Représentation schématique d'un dispositif de commande de gâchettes analogique

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

Le principe du fonctionnement de ce dispositif de commande de gâchettes est montré à la figure suivante. L'angle de retard à l'amorçage est donné par l'intersection des tensions u_{cm} et u_r . Il peut donc être influencé par la tension de commande u_{cm} à un niveau de puissance faible.



fonctionnement d'un dispositif de commande de gâchettes analogique

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

De la figure on voit que $U_r \cos\theta = U_{cm}$, et par conséquent : $\theta = \arccos \frac{U_{cm}}{\hat{U}_r}$

La variation de u_{cm} doit être limitée entre $\hat{U}_r \cos\theta_{\min}$ et $\hat{U}_r \cos\theta_{\max}$

Normalement, on choisit $\alpha_{\min} = 5^\circ$ et $\alpha_{\max} = 150^\circ$.

Puisque la tension continue idéale est proportionnelle au $\cos\theta$, on voit qu'on obtient une relation linéaire entre $U_{di\theta}$, et U_{cm} , à savoir :

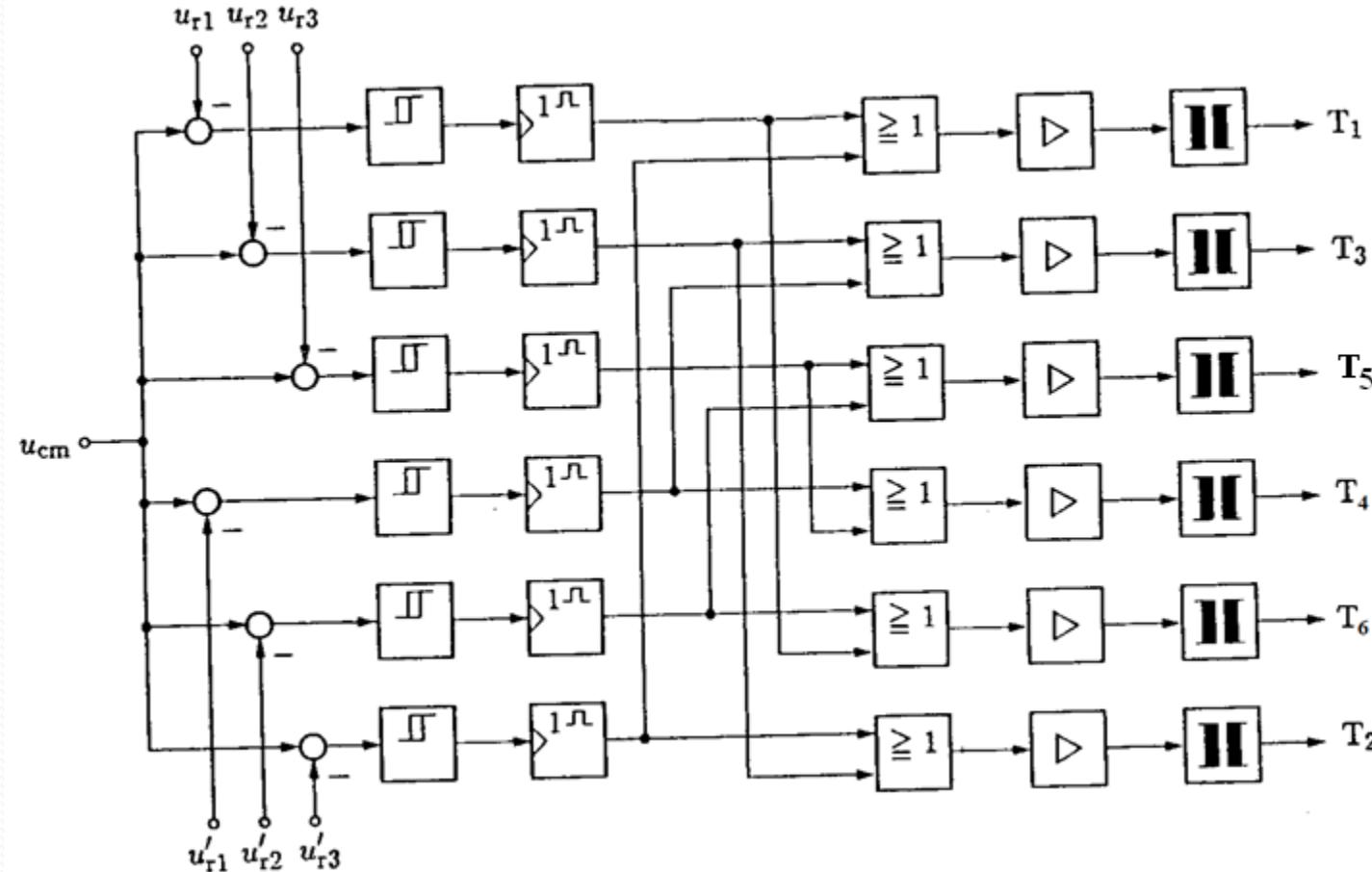
$$U_{di\theta} = U_{di0} \frac{U_{cm}}{\hat{U}_r}$$

Cette linéarisation de la caractéristique idéale dans le domaine de la conduction continue est favorable pour l'emploi du convertisseur de courant dans un circuit de réglage.

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs



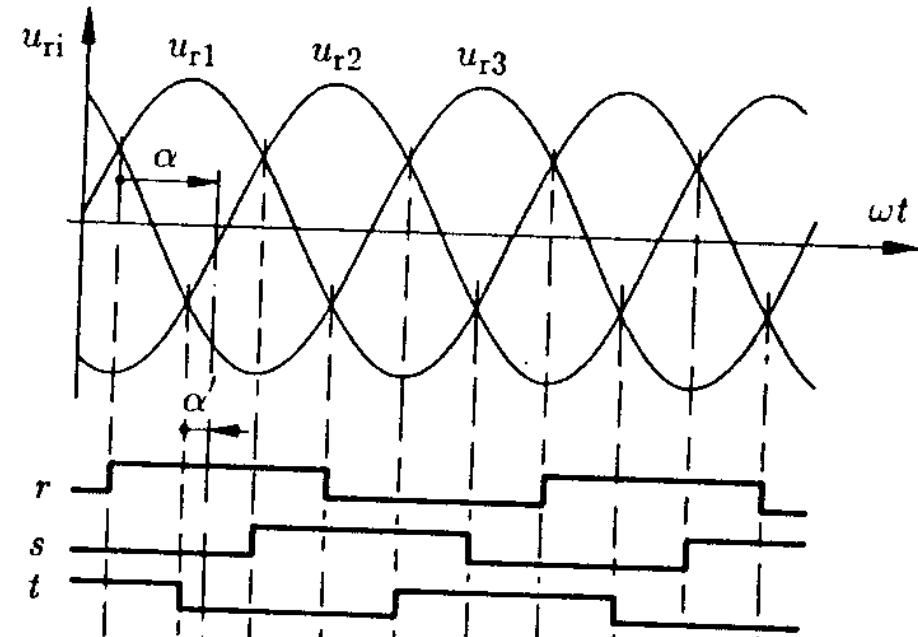
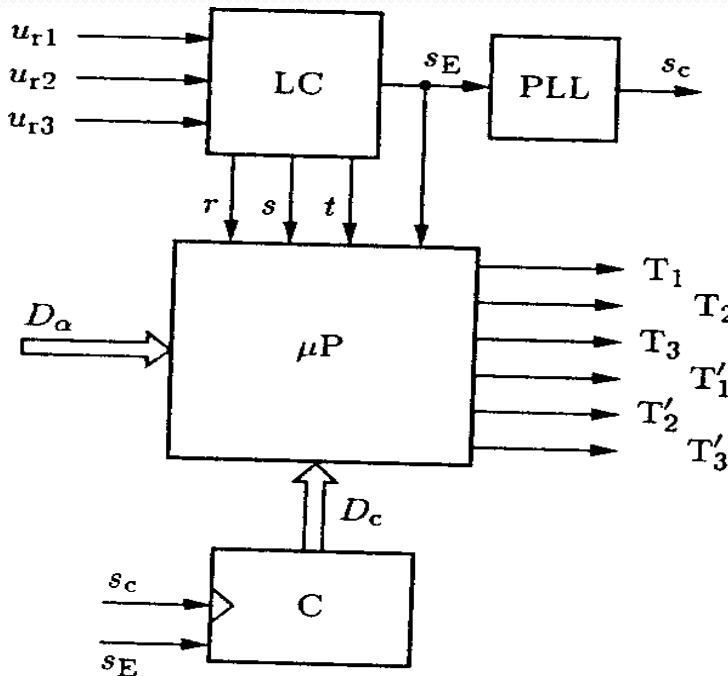
dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

A une logique combinatoire LC sont appliquées trois tensions de référence u_{r1} , u_{r2} et u_{r3} , formant un système triphasé. Cette logique combinatoire contient des bascules de Schmitt, des portes logiques et des bascules monostables. Elle fournit trois signaux logiques r , s et t et un signal d'échantillonnage s_E .



Commande de gâchettes avec microprocesseur

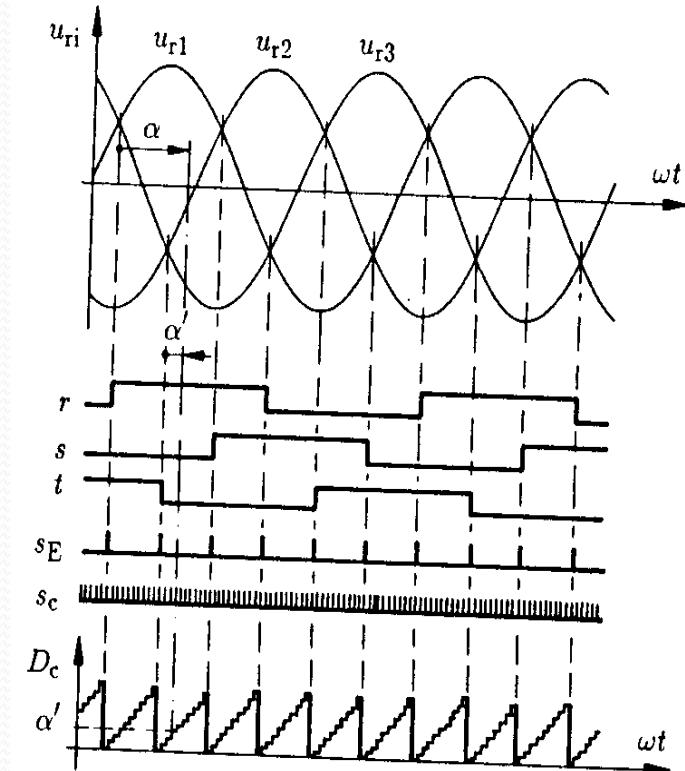
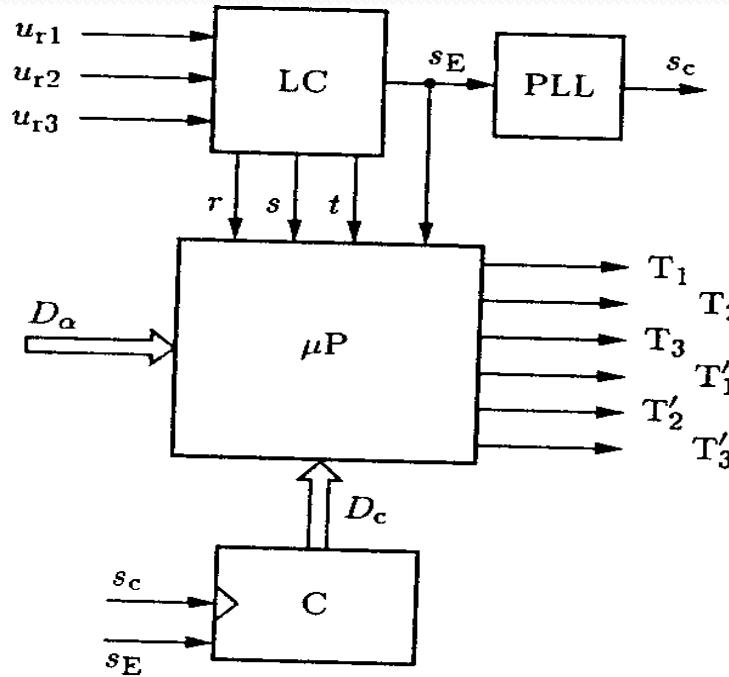
Entraînement du moteur à courant continu

4. Variation électronique de la vitesse des MCC

4.3. Entraînements par redresseurs

4.3.4. Commande rapprochée des redresseurs

Le signal d'échantillonnage s_E apparaît tous les 60° lors de l'intersection de deux tensions de référence, comme le montre la figure suivante. Avec un PLL, le signal d'échantillonnage s_E est multiplié en fréquence, d'où résulte le signal s_c . Ce dernier est compté dans un compteur C, où le signal d'échantillonnage s_E intervient pour la remise à Zéro. Le contenu du compteur (grandeur digitale) varie donc selon une dent de scie (figure précédente).



5. Entrainement par hacheurs :

Ces convertisseurs ont un champ d'application beaucoup plus restreint que les montages redresseurs : **Traction, véhicules à batterie**, etc. Ils sont aussi utilisés dans la **commande des servomoteurs**, la fréquence d'ondulation de tension étant alors plus élevée et pouvant être choisie indépendamment du réseau d'alimentation en courant alternatif. Les problèmes associés à la conduction discontinue sont presque éliminés. Ces convertisseurs sont précédés d'un convertisseur de type alternatif-continu, le plus souvent un redresseur à diodes.

5.1. Principe de fonctionnement

Le hacheur consiste essentiellement en un interrupteur statique dont on peut régler le temps de conduction. Il peut être branché de façon à réaliser, dans le cas d'un moteur soit :

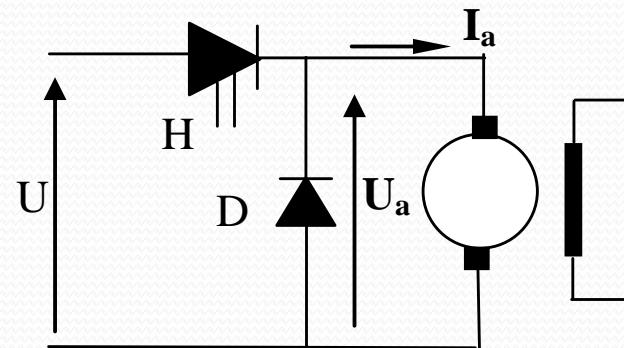
- Un hacheur abaisseur de tension pour la traction, ou
- Un hacheur élévateur de tension pour un fonctionnement en génératrice, avec freinage en récupération.

5. Entrainement par hacheurs :

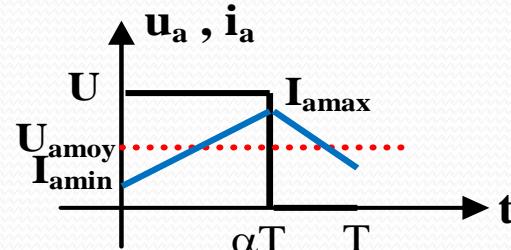
5.2. Hacheurs non réversibles :

5.2.1. Fonctionnement dans 1 seul quadrant (Q_1)

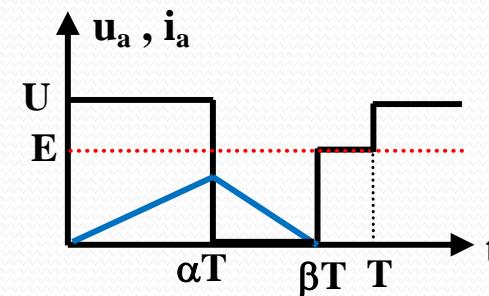
Le moteur étudié est en excitation séparée. Le convertisseur utilisé est un hacheur abaisseur.



a- schéma



b- conduction continue



c- conduction discontinue

Principe d'un hacheur abaisseur (tension et courant)

5. Entrainement par hacheurs :

5.2. Hacheurs non réversibles :

5.2.1. Fonctionnement dans 1 seul quadrant (Q1)

Equations de fonctionnement :

Les expressions du courant dans l'induit découlent de la résolution des équations, pour les deux cas de fonctionnement :

$$\text{Lorsque } H \text{ est fermé } (0 < t < \alpha T) : U_a = E + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$

$$\text{Lorsque } H \text{ est ouvert } (\alpha T < t < T) : 0 = E + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$

Cas de conduction continue :

L'expression du courant lorsque H est fermé ($0 < t < \alpha T$) est :

$$i_a(t) = \frac{U_a - E}{R_a} + (I_{amin} - \frac{U_a - E}{R_a}) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{Donc : } I_{amax} = \frac{U_a - E}{R_a} + (I_{amin} - \frac{U_a - E}{R_a}) e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \quad \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

L'expression du courant lorsque H est ouvert ($\alpha T < t < T$), est :

$$i_a(t) = -\frac{E}{R_a} + (I_{amax} + \frac{E}{R_a}) e^{-(t-\alpha T)/\tau} \quad \text{Donc : } I_{amin} = I_{amax} e^{-(t-\alpha T)/\tau}$$

5. Entraînement par hacheurs :

5.2. Hacheurs non réversibles :

5.2.1. Fonctionnement dans 1 seul quadrant (Q1)

Equations de fonctionnement :

Cas de conduction continue

Les deux relations entre $I_{a\ min}$ et $I_{a\ max}$ donnent : $I_{amax} = \frac{U_a}{R_a} \frac{1 - e^{-\alpha T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}$

$$\Delta I = I_{amax} - I_{amin} = I_{amin} (1 - e^{-(1-\alpha)T/\tau})$$

Ce dernier rapport montre que l'ondulation du courant dans le moteur est d'autant plus petite que la constante de temps $\tau = L_a/R_a$ est plus grande devant le temps d'ouverture de H.

En conclusion : le moteur est traversé par un courant i_a de valeur moyenne $I_a = \frac{\alpha U - E}{R_a}$ et présente une ondulation Δi .

En pratique, en néglige souvent l'effet de la chute de la tension résistive. L'ondulation du courant égale :

$$\Delta i = \frac{\alpha(1-\alpha)U}{L_a \cdot f}$$

5. Entrainement par hacheurs :

5.2. Hacheurs non réversibles :

5.2.2. Fonctionnement dans 1 le quadrant (Q4)

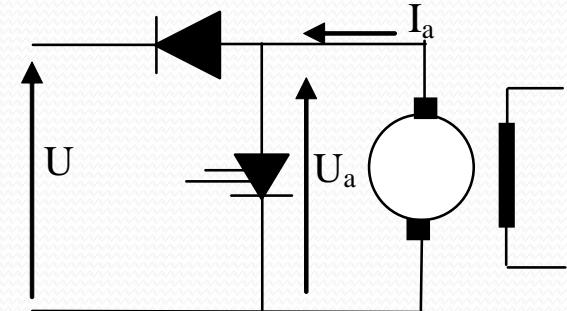
Le fonctionnement dans le Q4 correspond à un fonctionnement en mode générateur. Ce type de fonctionnement se présente dans le cas d'un freinage ou inversion du sens de rotation. Le montage utilisé est représenté à la figure suivante.

Equations de fonctionnement :

Le courant dans l'induit est régi par les équations :

$$0 < t < \alpha T : \mathbf{0} = E + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$

$$\alpha T < t < T : U = E + L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a$$



Hacheur élévateur (fonctionnement Q4)

En conduction continue et en régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'induit est : $U_a = U(1-\alpha)$ et le courant moyen dans l'induit est :

$$I_a = \frac{U_a - E}{R_a} = \frac{(1-\alpha)U - E}{R_a} \leq 0$$

5. Entrainement par hacheurs :

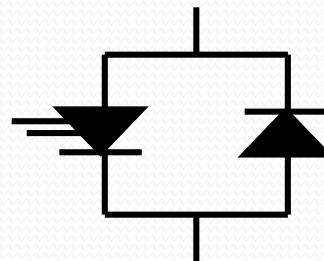
5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q₁ et Q₄

a) interrupteur bidirectionnel en courant

Dans ce système, le transfert de l'énergie est lié au changement de signe du courant alors que la tension reste de signe constant. Dans ce cas, l'interrupteur utilisé est interrupteur bidirectionnel en courant formé de deux composants montés en antiparallèle.

Cette fois, le courant peut être positif ou négatif. Il n'y aura plus de phénomène de conduction discontinue, dû à l'impossibilité, pour le courant, de changer de signe. Simplement, suivant le sens du courant, l'un ou l'autre des composants assurera la conduction.



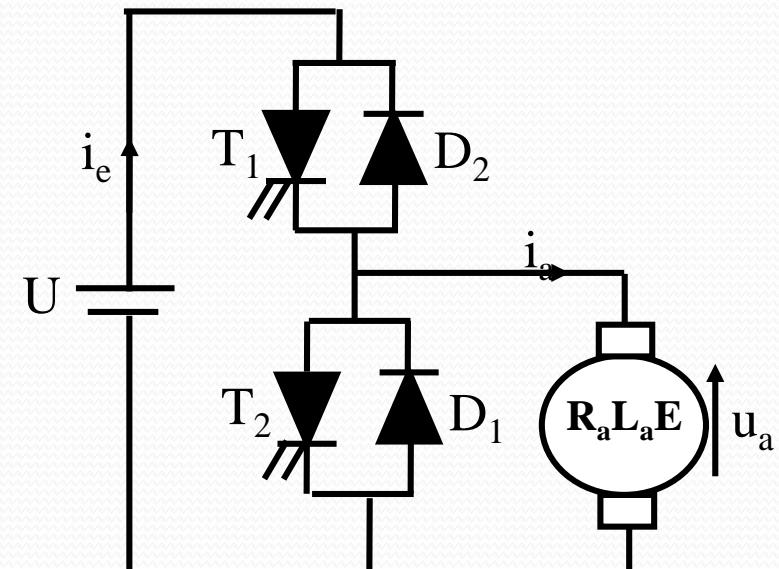
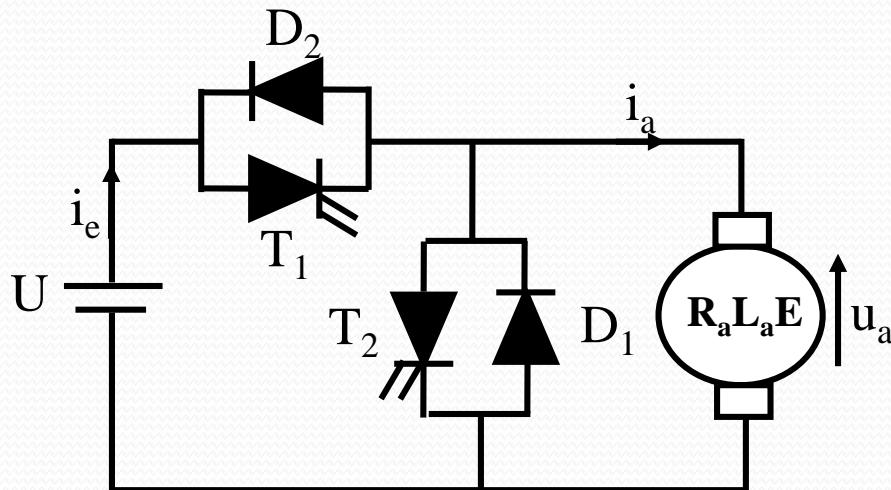
5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q1 et Q4

b) Fonctionnement

Pour couvrir les deux quadrants Q1 et Q4, on utilise un hacheur bidirectionnel en courant. La structure du hacheur réversible en courant est donnée à la figure suivante.



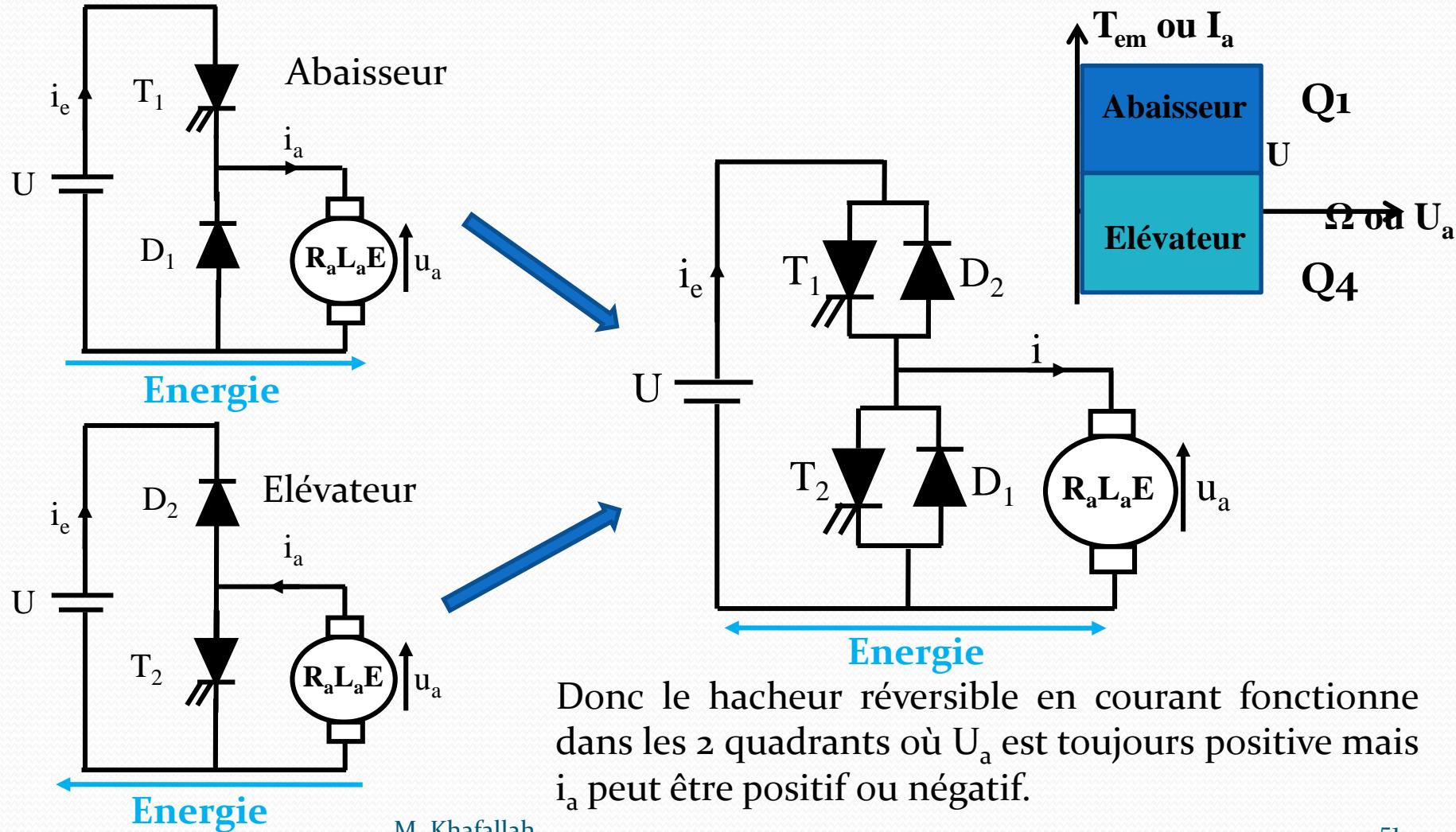
Structure d'un hacheur réversible en courant

5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q1 et Q4

b) Fonctionnement



5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

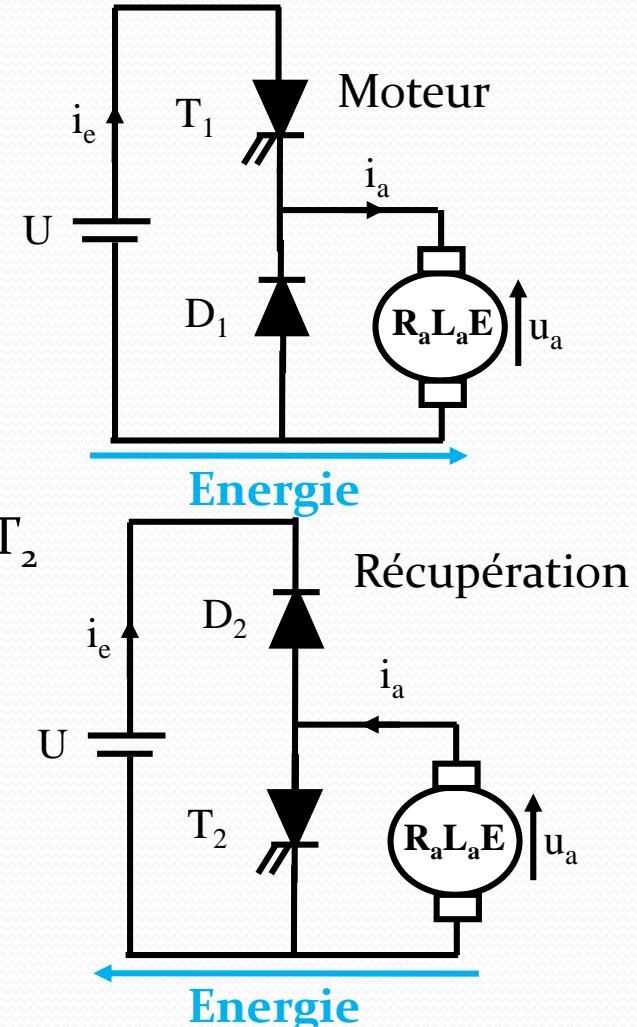
5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q1 et Q4

b) Fonctionnement

En fonctionnement moteur T_1 conduit sur $(\alpha_1 \cdot T)$, donc : $U_a = \alpha_1 \cdot U$ et $U_a = E + R_a \cdot I_a$.

En fonctionnement générateur (récupération), T_2 conduit sur $(\alpha_2 \cdot T)$, donc :

$$U_a = (1 - \alpha_2) \cdot U \text{ et } U_a = E - R_a \cdot I_a$$

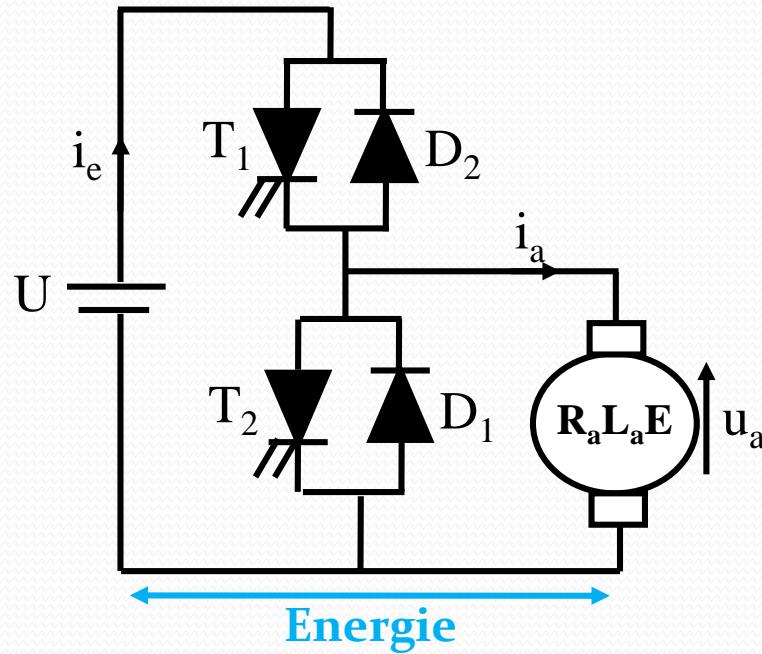


5. Entrainement par hacheurs :

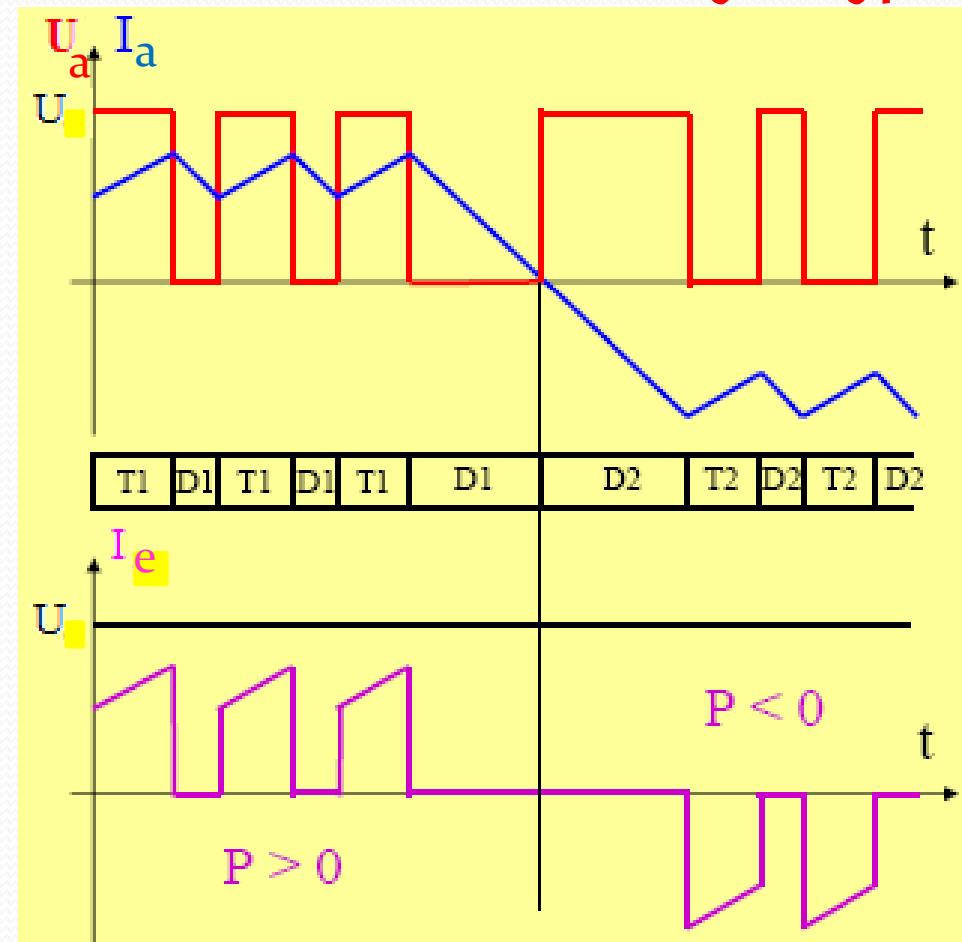
5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q1 et Q4

b) Fonctionnement



$P > 0$: Abaisseur
 $P < 0$: Elévateur



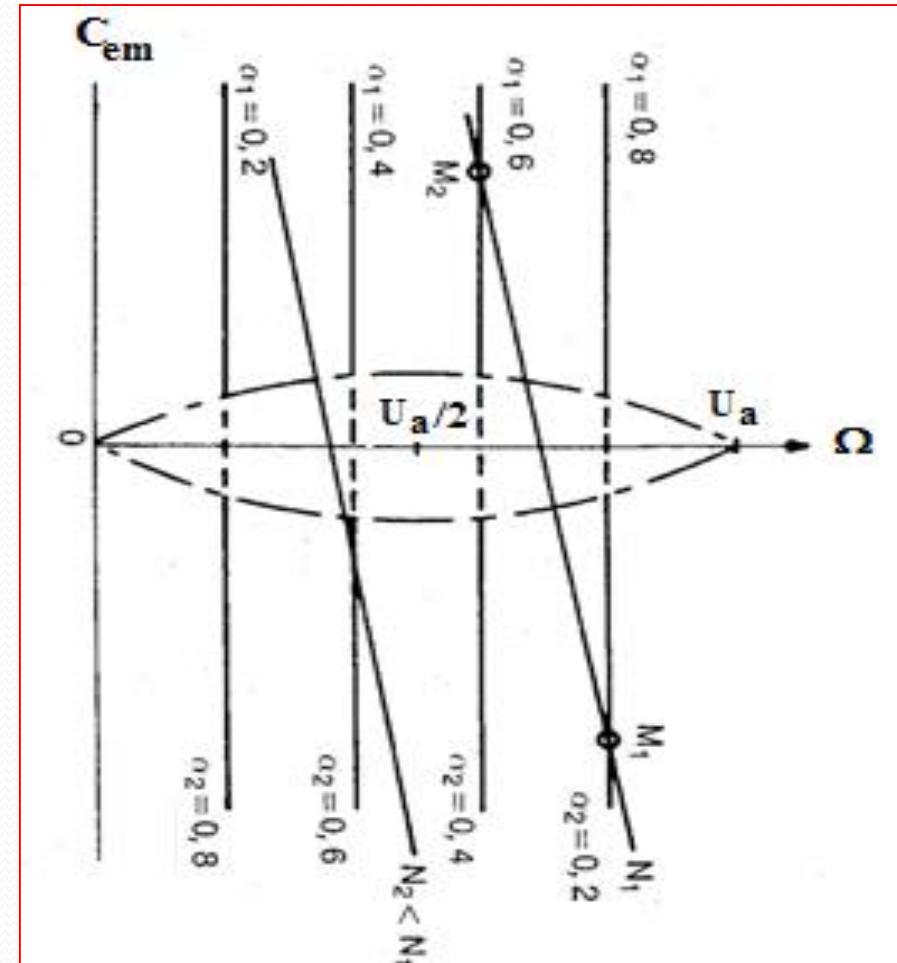
5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.1. Hacheurs réversibles en courant : Fonctionnement dans Q1 et Q4

b) Fonctionnement

Dans ce cas les caractéristiques du moteur seront une simple juxtaposition des caractéristiques du fonctionnement dans Q₁ et Q₄.

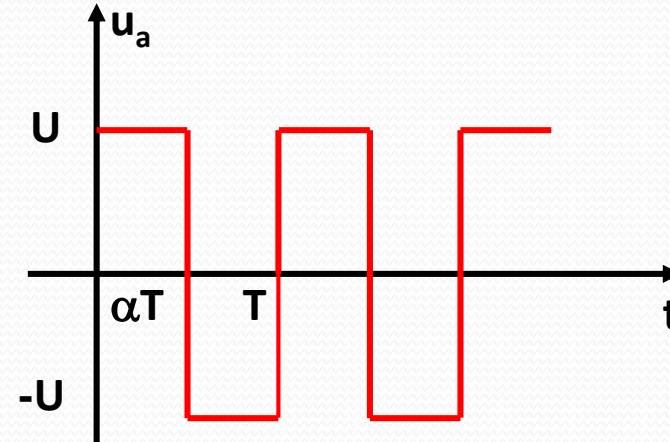
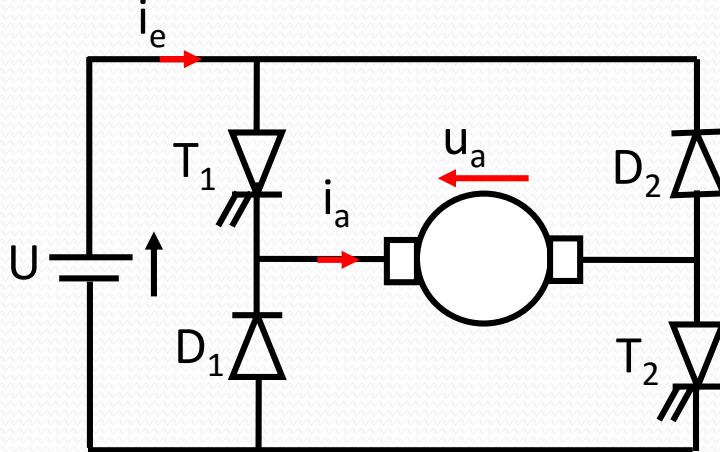


5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.2. Hacheurs réversibles en tension : Fonctionnement dans Q₁ et Q₂

Pour couvrir les deux quadrants Q₁ et Q₂, on utilise un hacheur bidirectionnel en tension. La structure du hacheur réversible en tension est donnée à la figure suivante :



La tension appliquée à la charge peut prendre les valeurs +U ou -U, ce qui permet, suivant la valeur du rapport cyclique α de donner une valeur moyenne de tension de sortie positive ou négative. En revanche, le courant doit rester de signe constant dans la charge, car les interrupteurs ne sont pas réversibles. La machine à courant continu doit fonctionner sous un courant toujours de même signe.

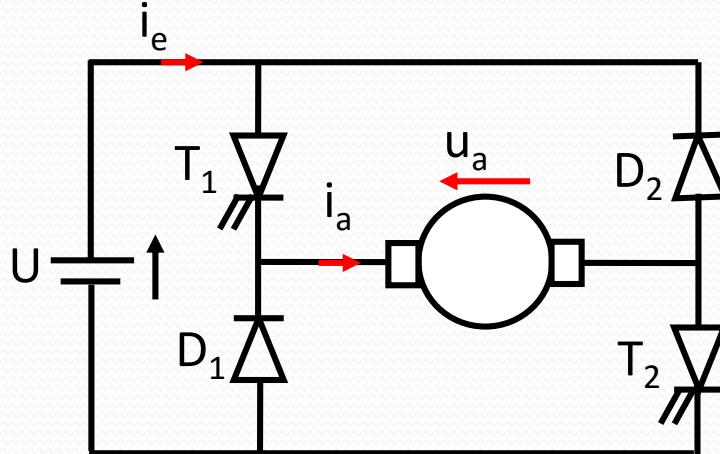
La tension moyenne de sortie u_a est alors donnée par : $U_a = (2\alpha-1)U$.

$$\alpha > 0.5 : U_a > 0 \text{ et } \alpha < 0.5 : U_a < 0$$

5. Entrainement par hacheurs :

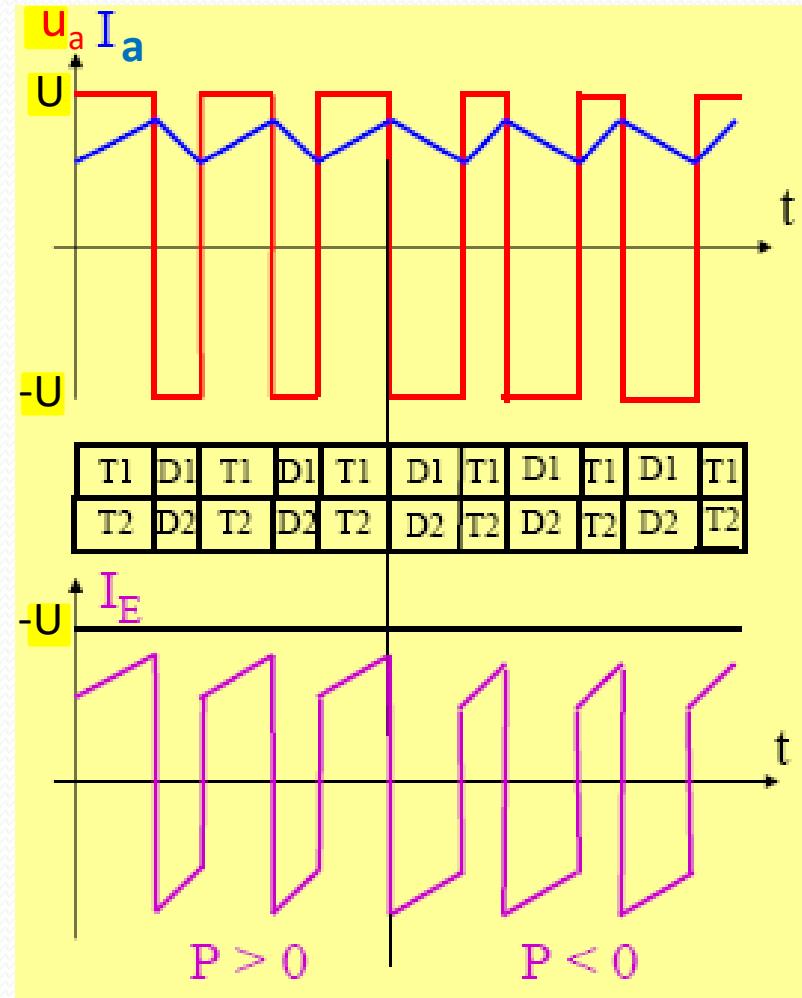
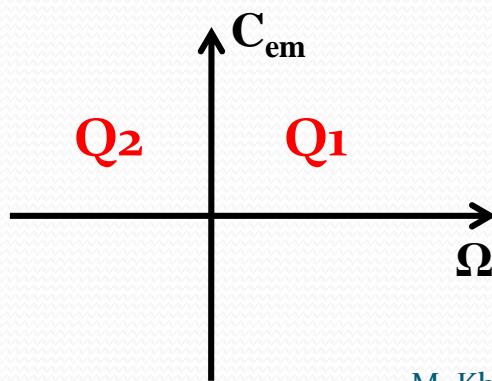
5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.2. Hacheurs réversibles en tension : Fonctionnement dans Q₁ et Q₂ :



$\alpha > 0.5$: $U_a > 0$ et $P > 0$

$\alpha < 0.5$: $U_a < 0$ et $P < 0$



5. Entrainement par hacheurs :

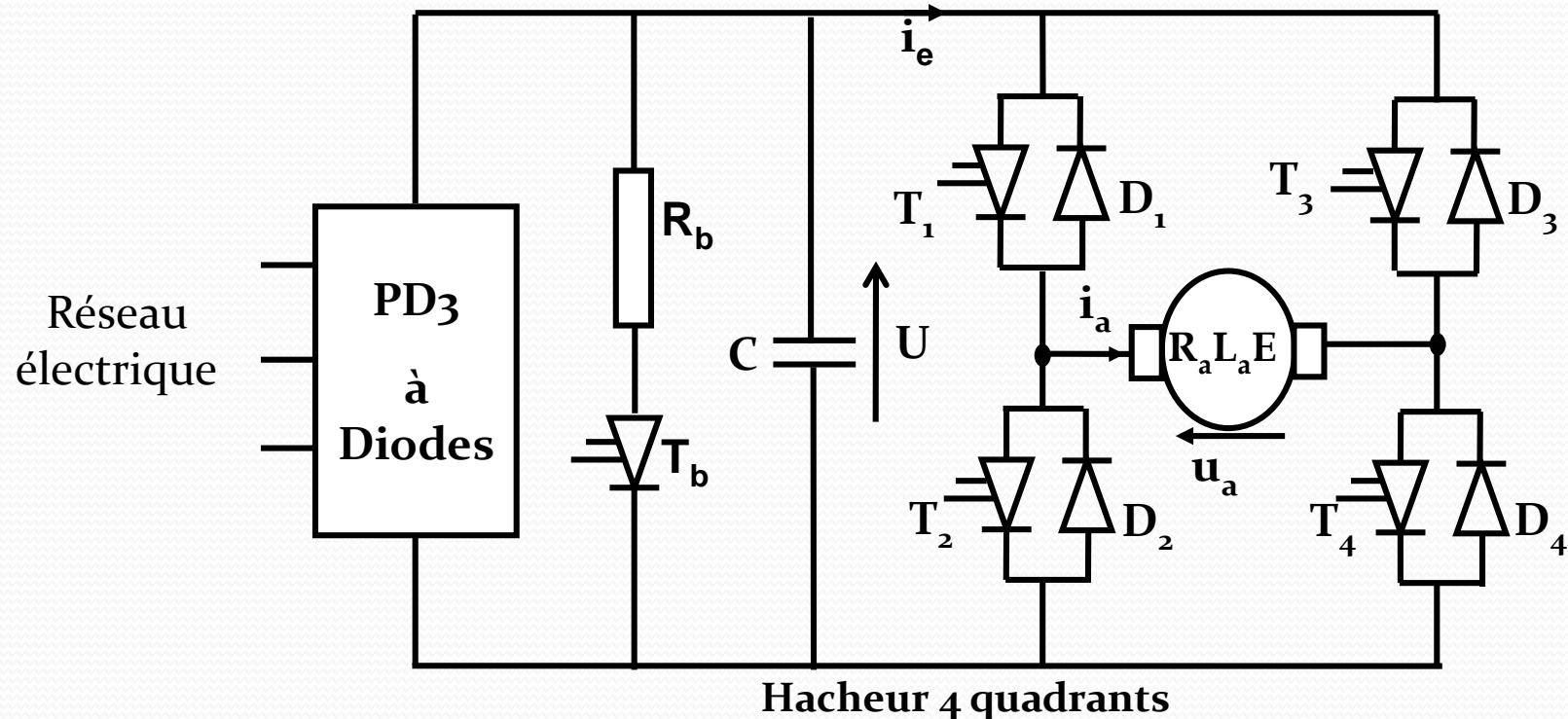
5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.2. Hacheur réversible en tension et en courant : Hacheur 4 quadrants

Pour des applications nécessitant une inversion rapide de la vitesse et des prestations dynamiques élevées, cas du servomoteur d'une puissance de quelques kW, on utilise des convertisseurs réversibles en courant et en tension.

La tension moyenne de sortie et le courant moyen de sortie peuvent être positifs ou négatifs.

la figure suivante donne le schéma d'un hacheur réversible en courant et en tension.



5. Entrainement par hacheurs :

5.3. Hacheurs réversibles :

5.3.2. Hacheur réversible en tension et en courant : Hacheur 4 quadrants

b) Fonctionnement

- Commande séquentielle :

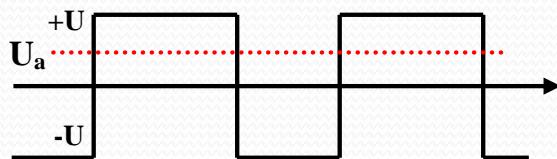
- Commande continue :

Une loi de commande continue consiste à commander simultanément T₁ et T₄ et d'une façon complémentaire T₂ et T₃.

Le passage d'un quadrant à un autre ne nécessite pas le changement de la loi de commande.

Pour : $0 < t < \alpha T$:	T ₁ et T ₄ sont fermés - T ₂ et T ₃ sont bloqués
$\alpha T < t < T$:	T ₁ et T ₄ sont bloqués - T ₂ et T ₃ sont fermés

D'où la forme de la tension pour un hacheur 4 quadrants :



$$U_a = (2\alpha - 1) * U$$

Pour :

$\alpha > 0,5$: le point de fonctionnement évolue dans Q₁ et Q₄.

$\alpha < 0,5$: le point de fonctionnement évolue dans Q₂ et Q₃.

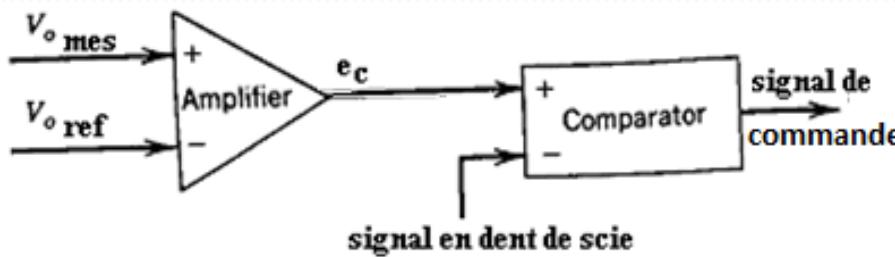
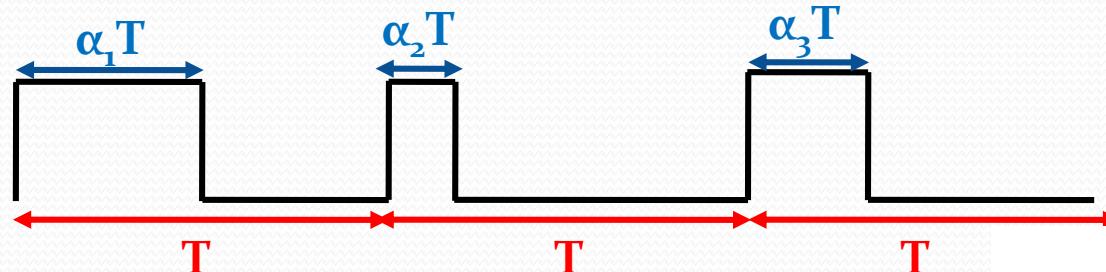
5. Entrainement par hacheurs :

5.4. Commande rapprochée des hacheurs :

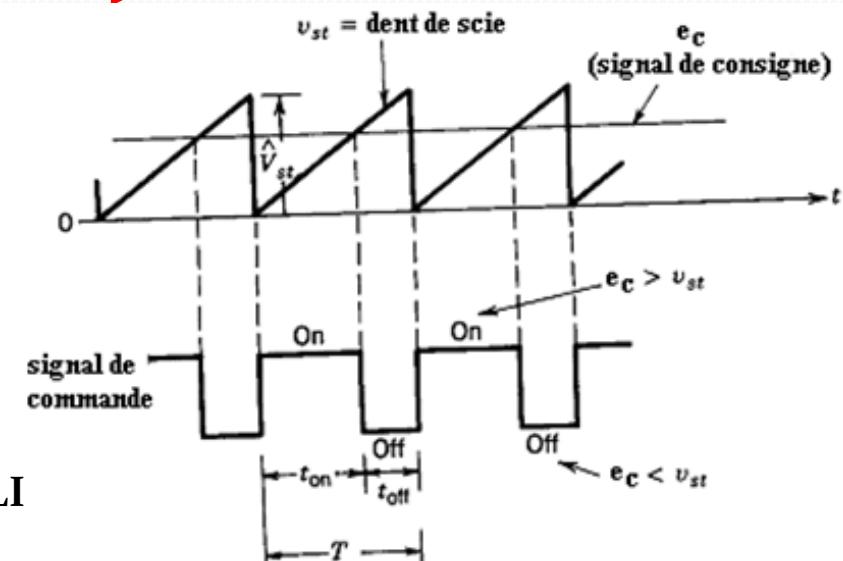
Il existe différents modes de commande qui s'appliquent à tous les convertisseurs hacheurs. Ces modes de commande sont décrits brièvement ci dessous :

5.4.1. Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

La durée de fonctionnement T_{on} de l'interrupteur de puissance K est variable tandis que la période de commutation T est fixe.



Génération d'un signal à MLI



5. Entrainement par hacheurs :

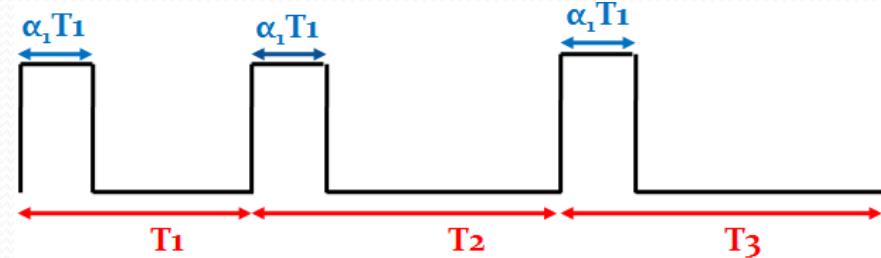
5.4. Commande rapprochée des hacheurs :

5.4.2. Modulation de fréquence

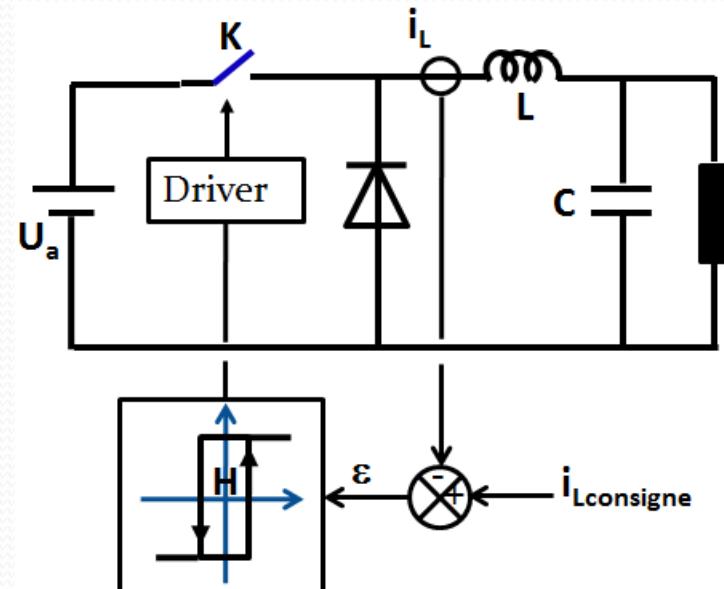
La fréquence de fonctionnement est variable alors que ou bien t_1 ou t_2 est gardé constant, la plage de variation de la fréquence doit être assez grande pour pouvoir faire varier la puissance à la charge de 0 à son maximum. Ce type de contrôle génère des harmoniques à des fréquences difficiles à prédire et le design du filtre est plus compliqué.

5.4.4. Commande en fourchette

La commande en fourchette de courant exploite, quant à elle, l'ondulation de courant qui existe inévitablement dans les inductances des différents montages.



Commande par modulation de fréquence



5. Entrainement par hacheurs :

5.4. Commande rapprochée des hacheurs :

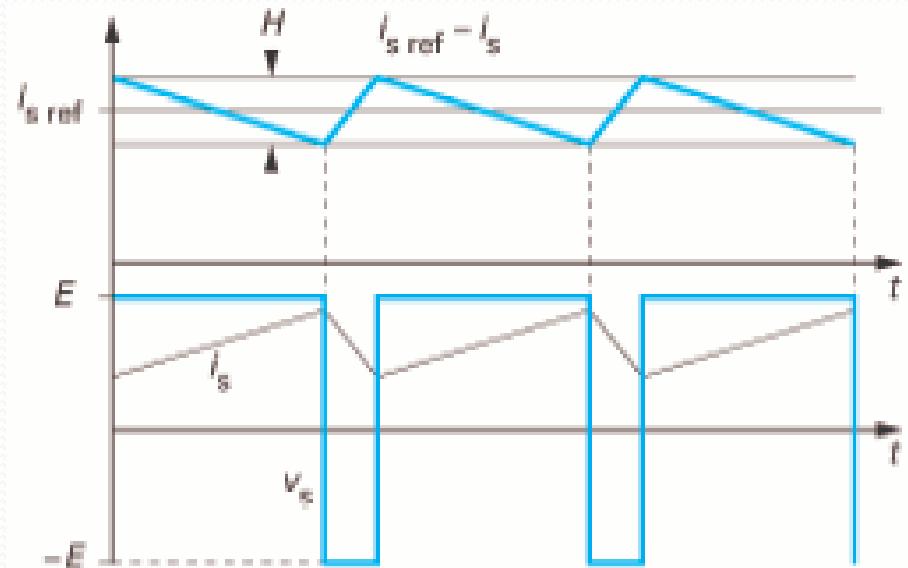
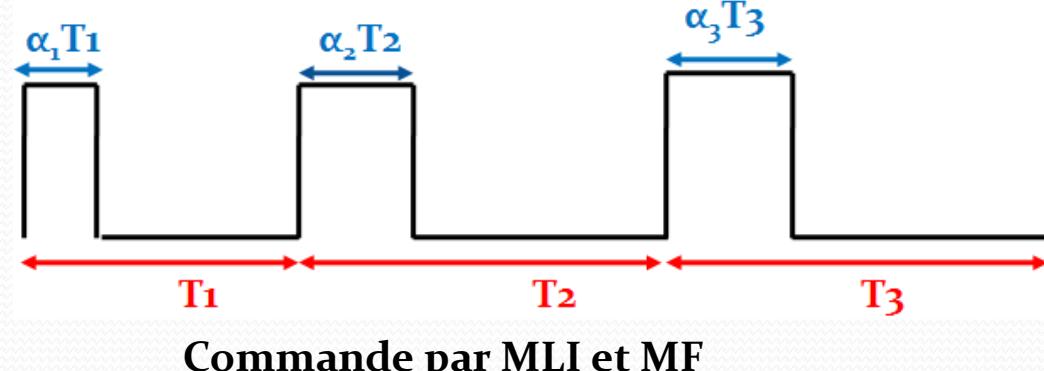
5.4.3. Modulation de largeur et de fréquence d'impulsions :

Les 2 paramètres de contrôle sont variables, ce type de contrôle a les mêmes inconvénients que le précédent, cependant il assure une meilleure réponse dynamique (lors des transitoires).

Les commutations de l'interrupteur commandé sont déterminées par les évolutions du courant de charge que l'on maintient dans une fourchette autour d'une grandeur de consigne.

Avantage : On pilote directement le courant moyen dans la bobine.

Inconvénient : la fréquence de découpage dépend du rapport cyclique.



6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

L'étude du régime établi  l'état du moteur tout seul.

Dans un entraînement  le moteur fait partie d'un système

- 
- des réactions de la source d'alimentation
 - des variations de la charge qu'il entraîne.

Utiliser un système de régulation en boucle fermée.

Avoir de bonnes performances en matière

- de précision,
- rapidité de réponse et
- robustesse,

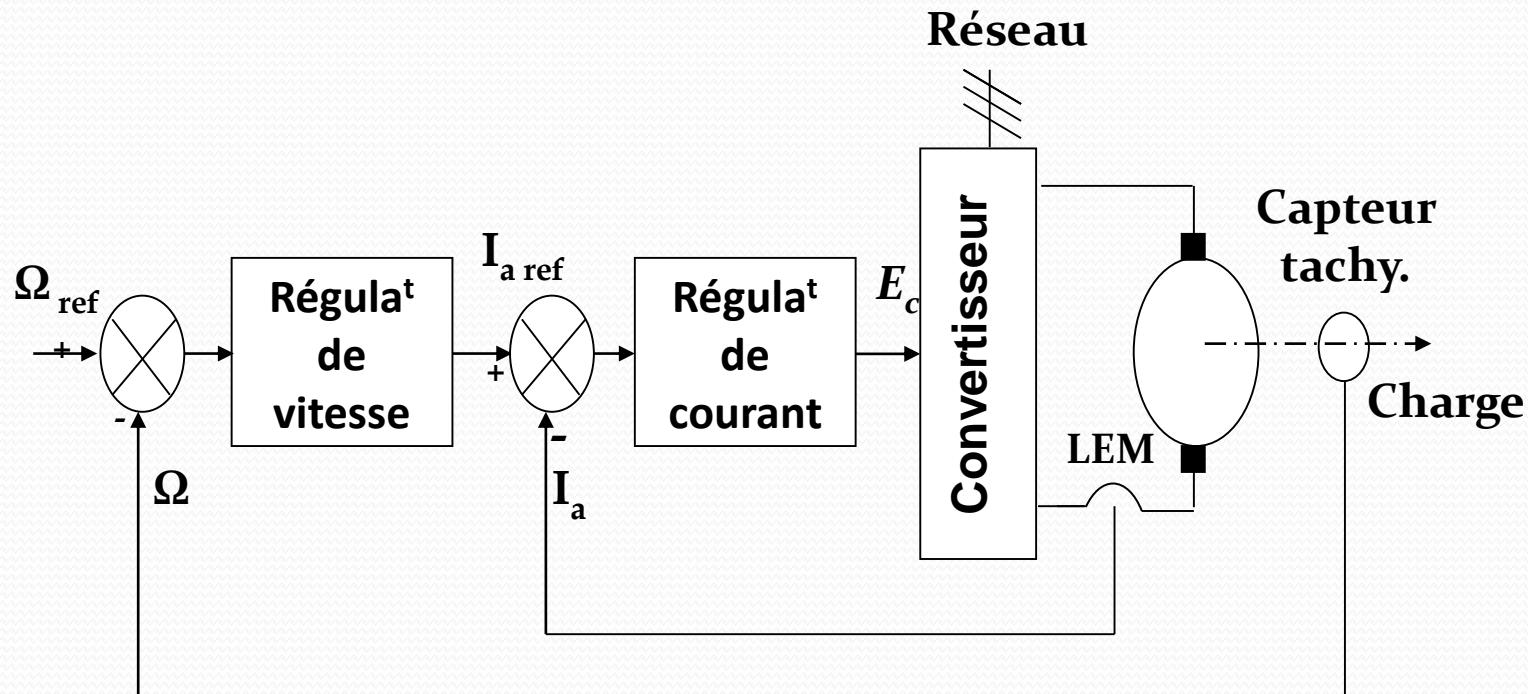
6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

6.1. Schéma de principe

Dans la majorité des cas, on utilise :

- ✓ Une boucle interne qui commande le courant
- ✓ Et une boucle externe qui commande la vitesse du moteur.

Le schéma de la figure suivante illustre ce concept de régulation en cascade.

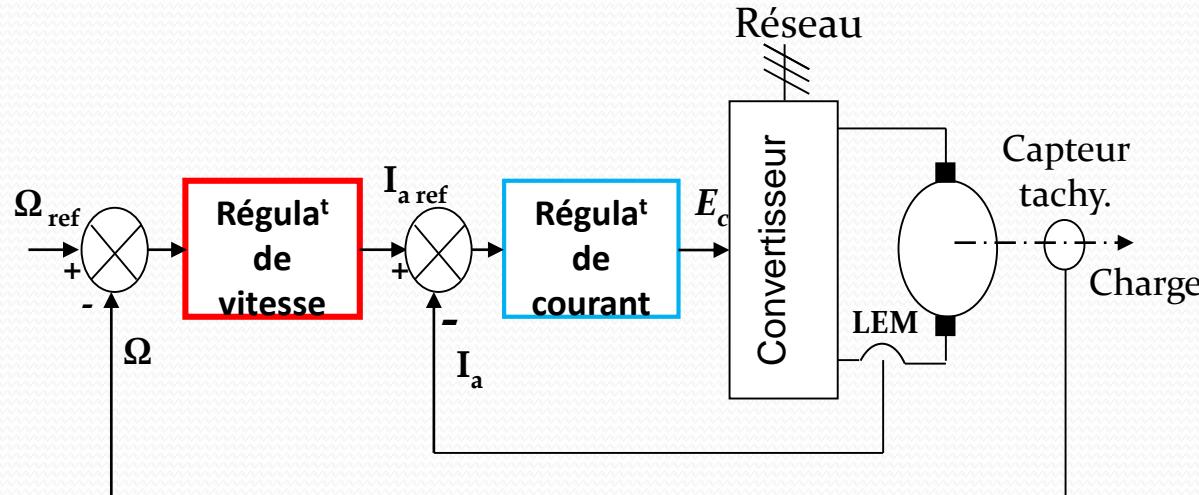


6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

6.1. Schéma de principe

Dans un système de régulation en cascade, il y a un régulateur pour chaque variable contrôlée.

La variable asservie principale est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de celle-ci sert de référence au régulateur de la boucle qui lui est intérieure.



Pour qu'une régulation linéaire à boucles multiples fonctionne de façon satisfaisante, il faut que la largeur de la bande passante des régulateurs augmente au fur et à mesure que l'on va vers la boucle la plus interne.

En pratique, une boucle est déterminée de façon à être deux fois moins rapide que la boucle qui lui est directement inférieure. On réalise ainsi une "séparation dynamique" des deux boucles.

Entraînement du moteur à courant continu

6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

6.2. Application N°1 : Régulation de vitesse d'un moteur cc 3kW alimenté par un redresseur PD3

Hypothèses :

- ✓ Excitation maintenue constante ($\phi_{ex} = \text{cte}$);
- ✓ On agit sur la tension d'induit par l'intermédiaire d'un convertisseur à thyristors.
- ✓ L'intensité doit être maintenue au dessous de la valeur maximale (thyristors et moteur ont un calibre en courant limité)
- ✓ Le gradient d'évolution de l'intensité (di/dt) doit être limité car le moteur à courant continu n'admet pas des di/dt infinis sur leurs collecteur.

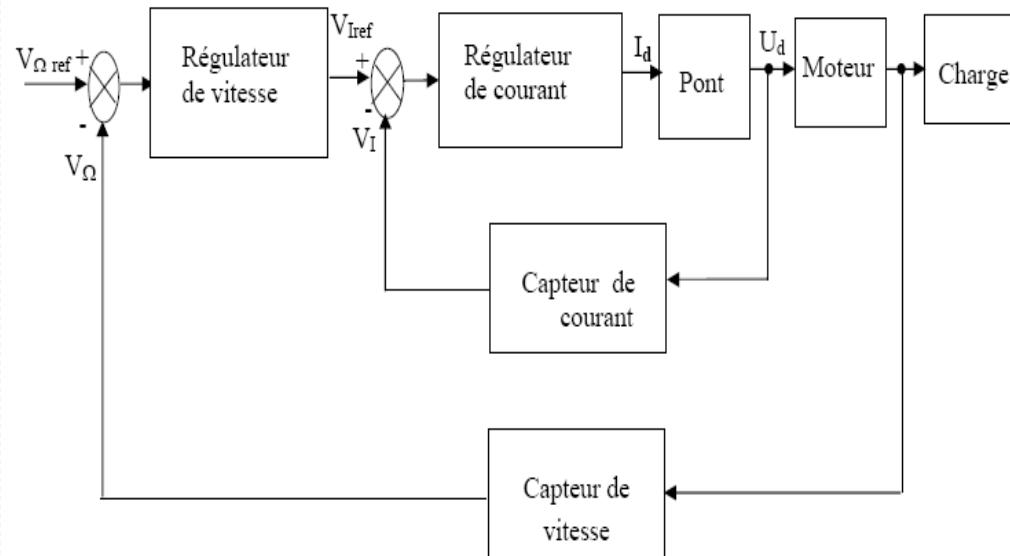
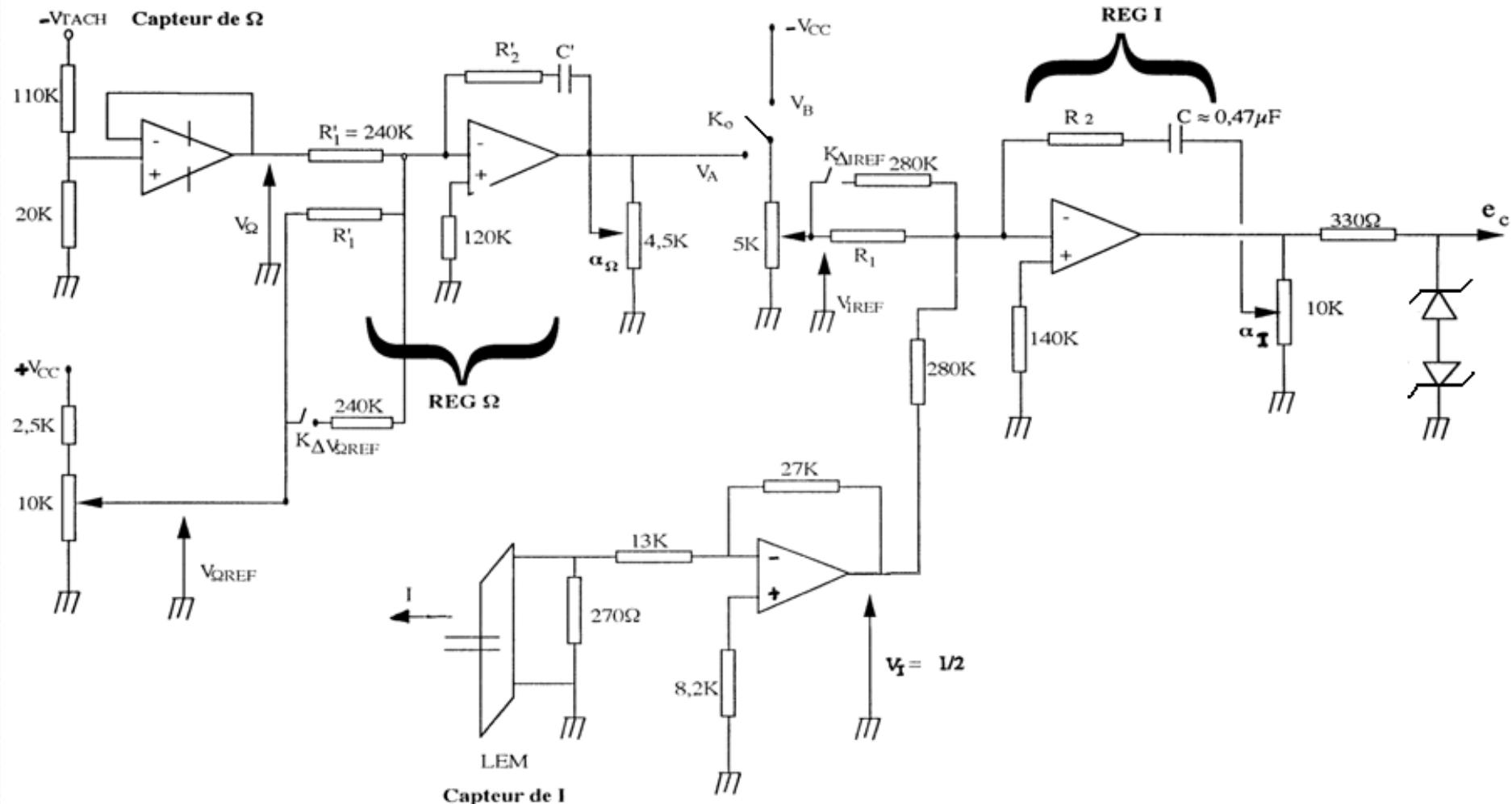


Schéma bloc de régulation du moteur à courant continu.
M. Khafallah

6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

6.2. Application N°1 : Régulation de vitesse d'un moteur cc 3kW alimenté par un redresseur PD3

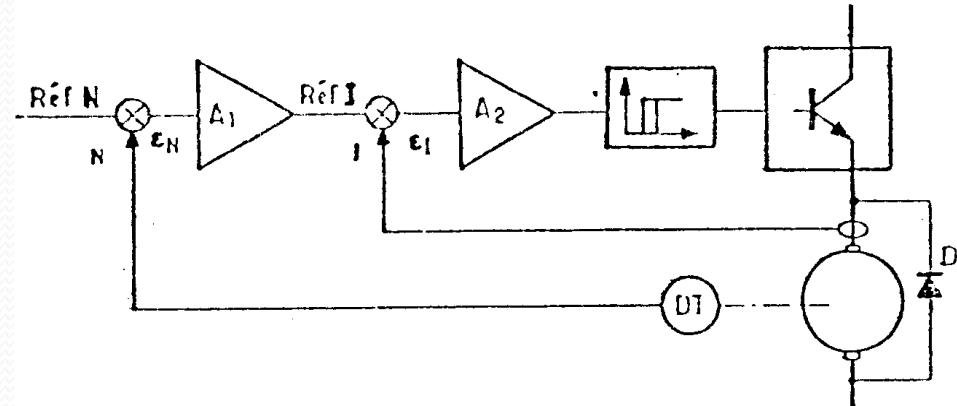


6. Régulation de vitesse du moteur fonctionnant à flux constant

6.3. Application 2: Régulation de vitesse d'un moteur cc 4kW alimenté par un hacheur à transistor

1. Principe

On utilise une modulation de type “fourchette de courant” qui est particulièrement bien adaptée à une réalisation avec transistor (pas de risque de surintensité, fréquence libre pouvant être assez élevée.)



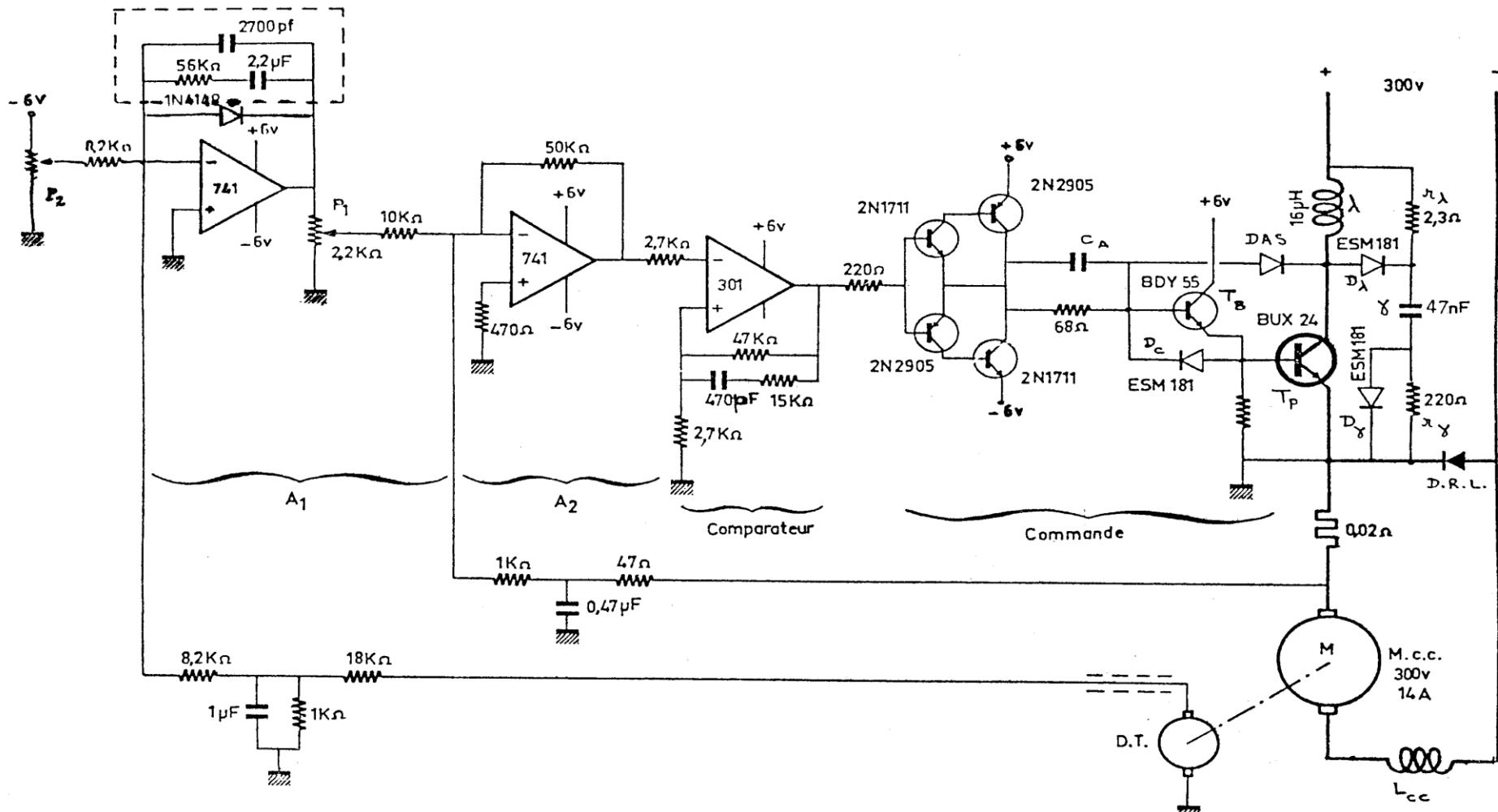
La régulation est du type “cascade” :

- ❖ une première boucle compare le courant d'induit capté par un shunt au signal “référence de courant”. Un comparateur avec seuils d'hystérésis réglables permet d'imposer la valeur de la fourchette ΔI .
- ❖ une deuxième boucle de régulation de vitesse classique élabore le signal “référence de courant” à partir de l'écart entre la “référence de vitesse” et l'image de N fournie par une DT.

Entraînement du moteur à courant continu

Etude de cas : Régulation de vitesse d'un moteur cc 4kW alimenté par un hacheur à transistor

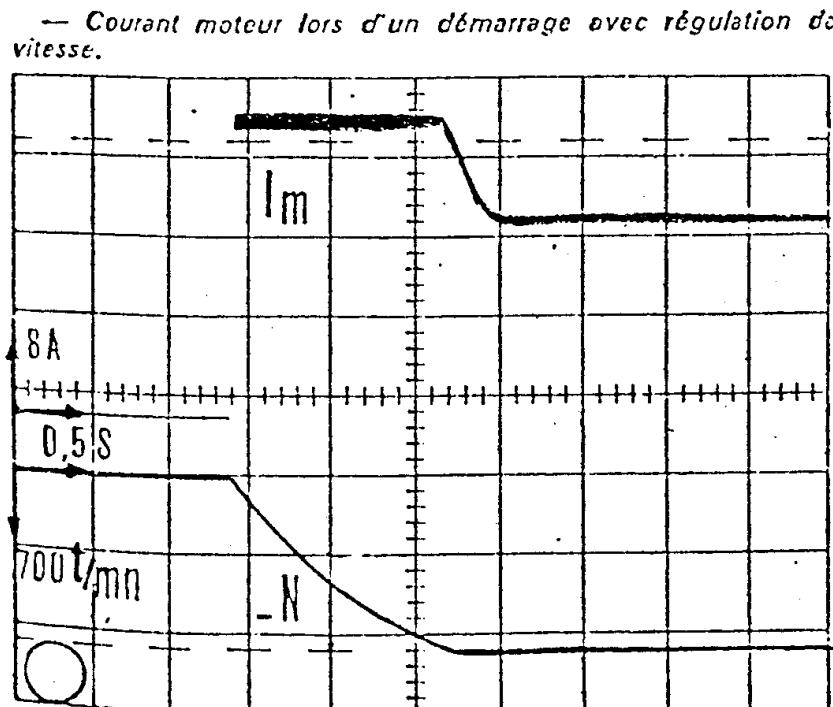
2. Réalisation



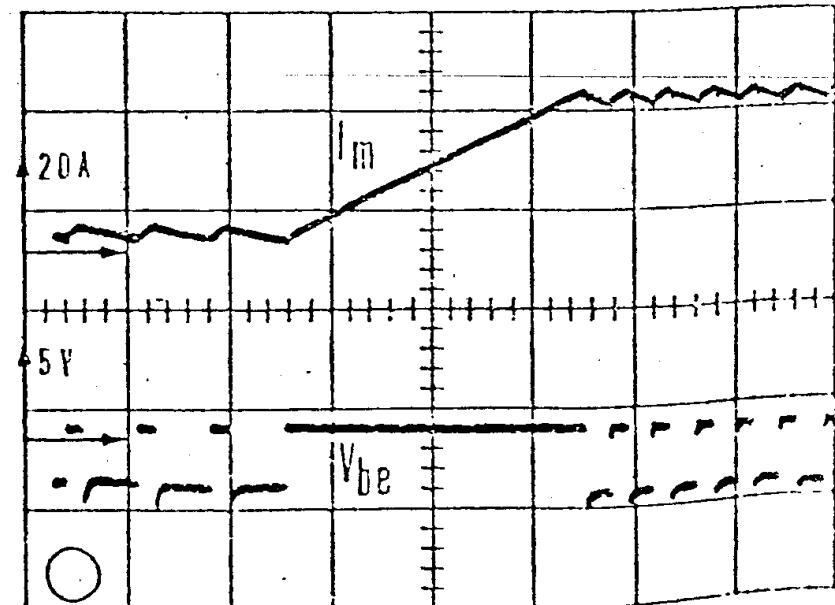
Etude de cas : Régulation de vitesse d'un moteur cc 4kW alimenté par un hacheur à transistor

2. Réalisation

La fourchette a été choisie égale $\Delta I = 1A$ d'où $f_{max} = 4 \text{ kHz}$



— Réponse du courant moteur à un échelon de la consigne.





FIN