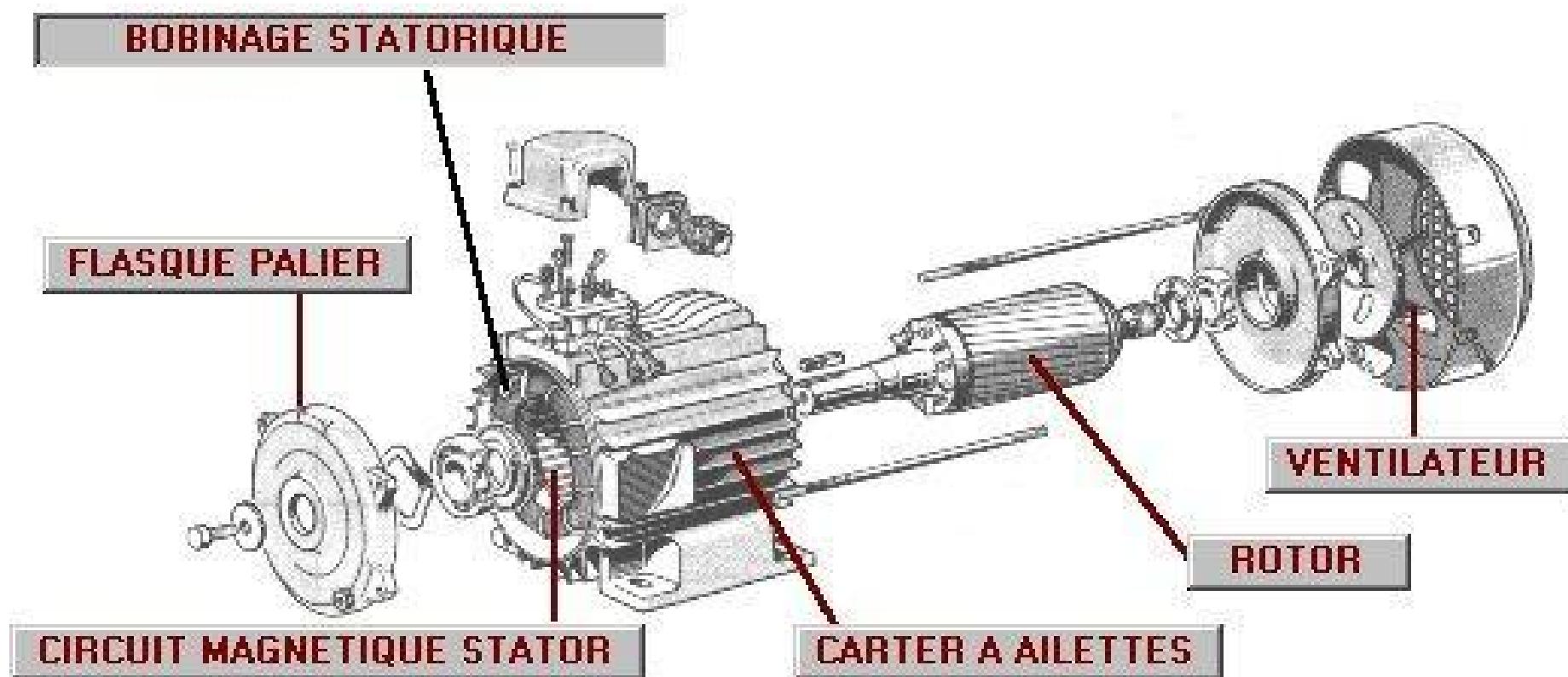
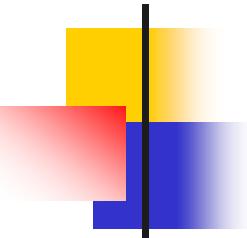


# Le moteur asynchrone

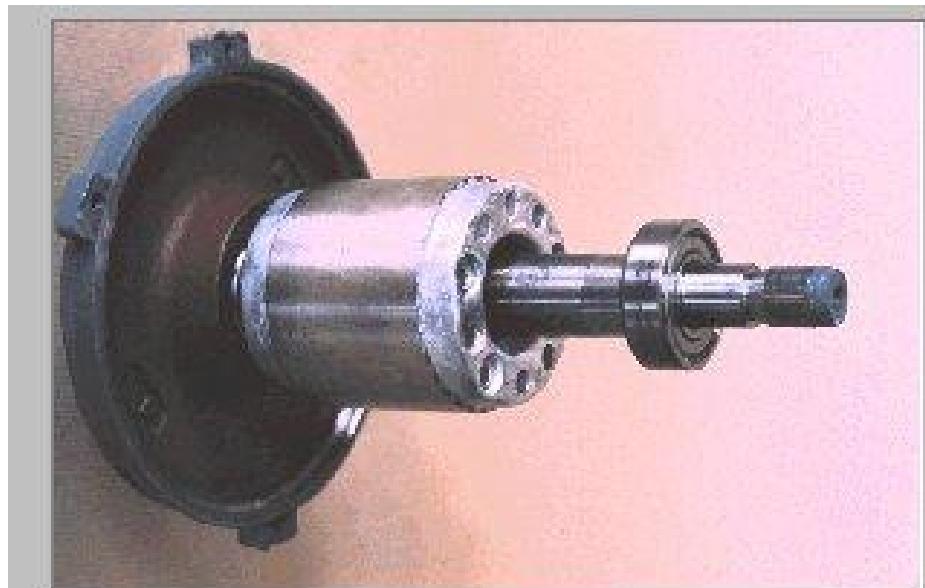
Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1

# Constitution





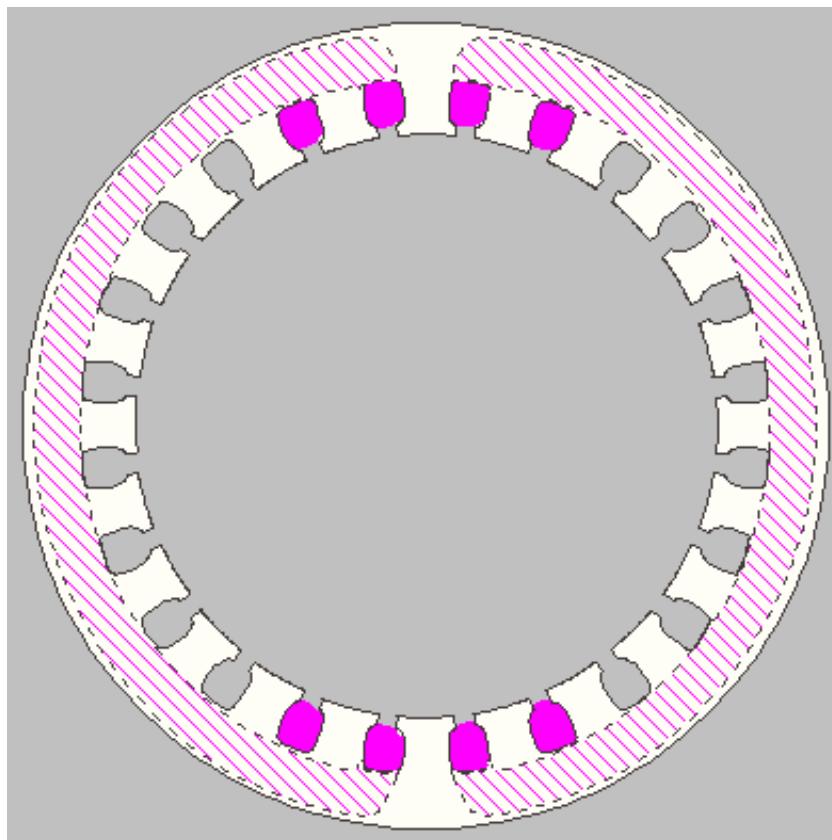
# Stator et rotor



**Rotor à cage d'un moteur asynchrone triphasé.**

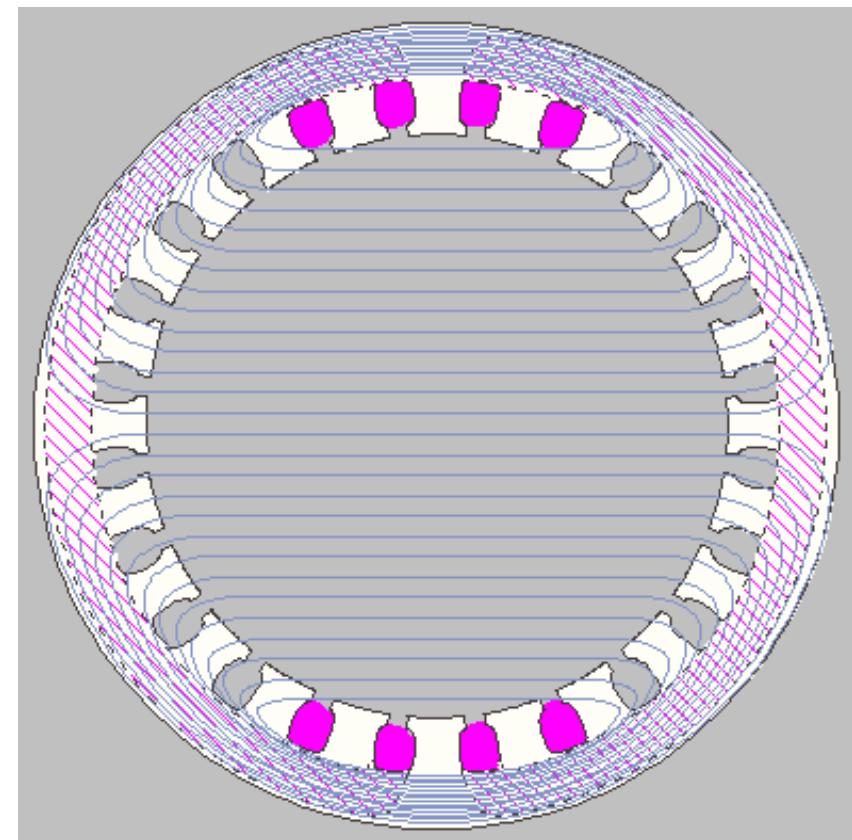
# Enroulements du stator (moteur bipolaire)

E1



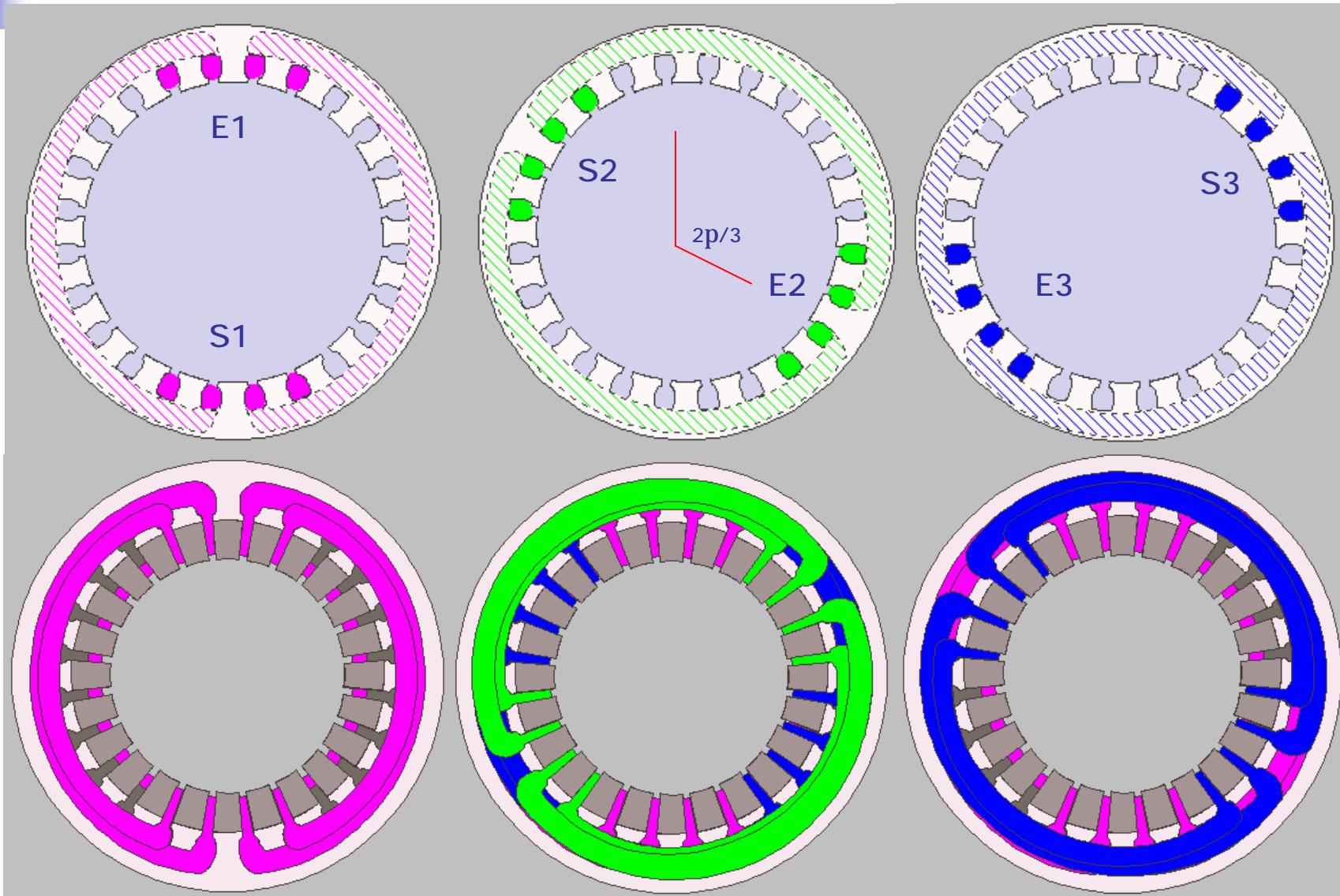
S1

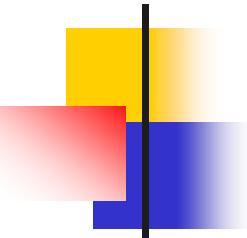
E1



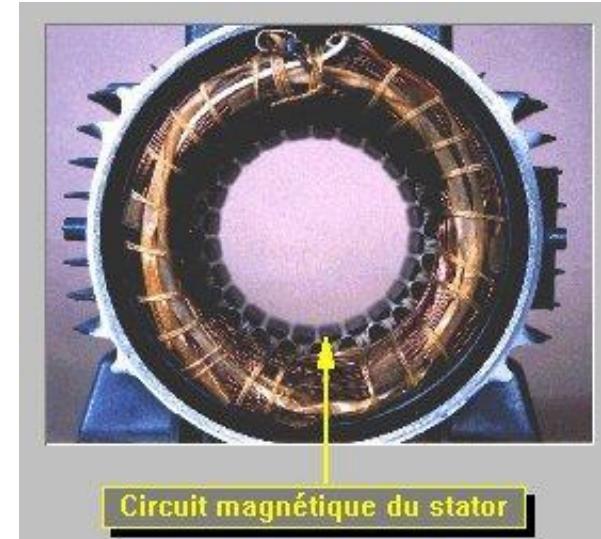
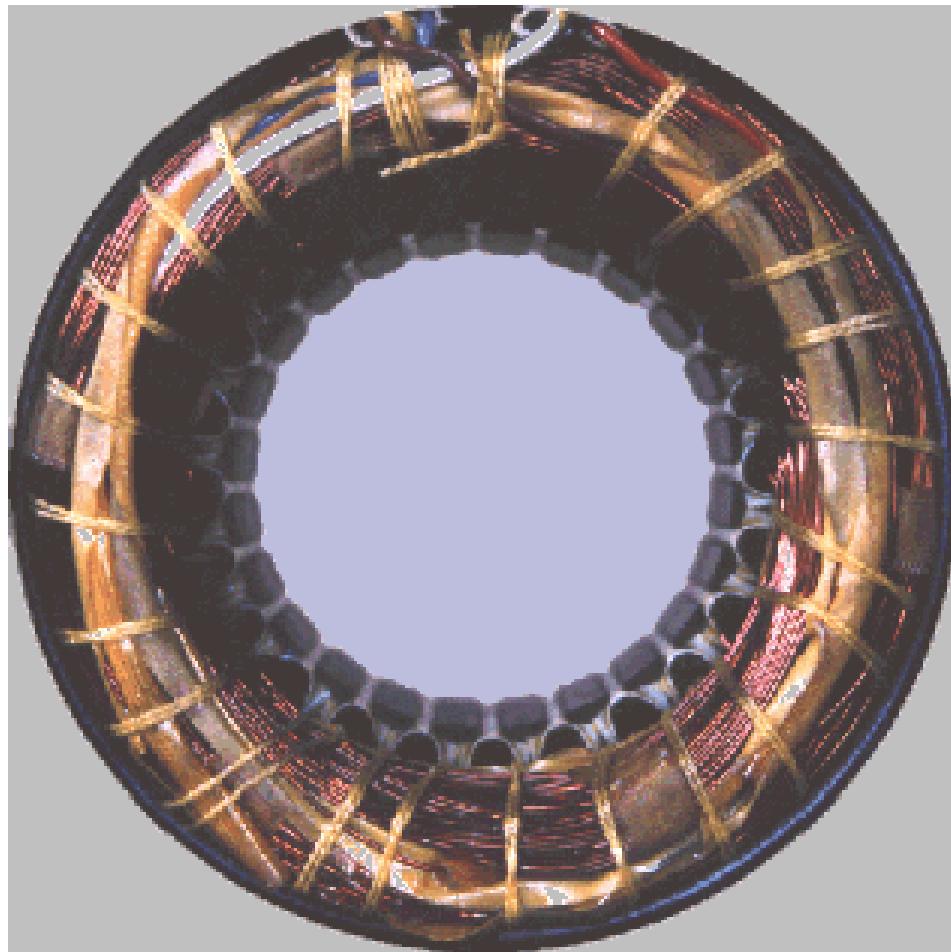
S1

# Disposition des enroulements

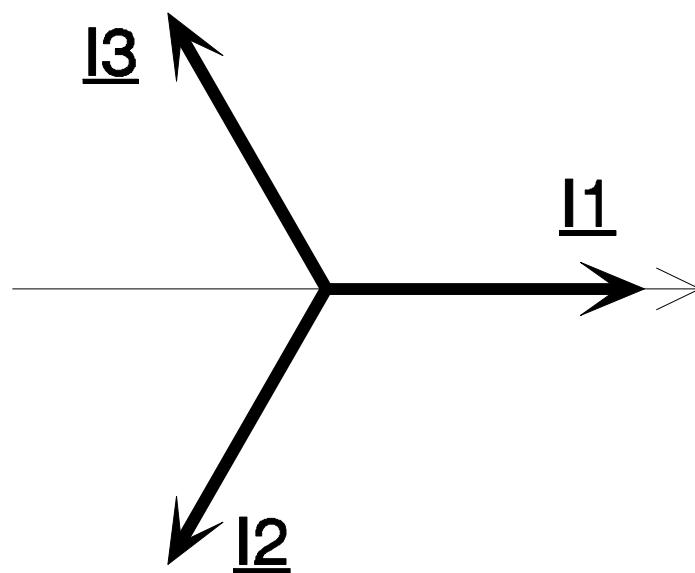
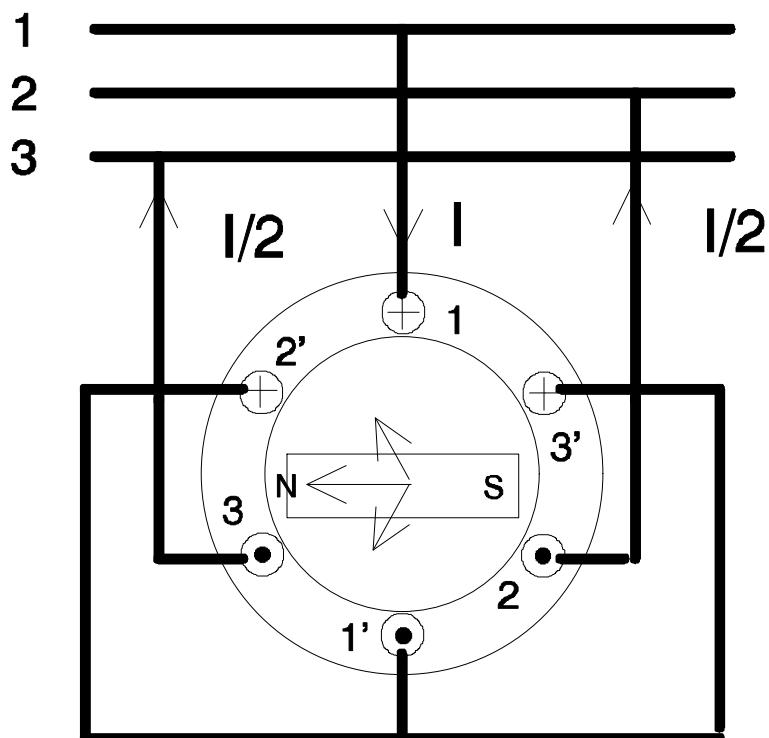




# Enroulement du stator

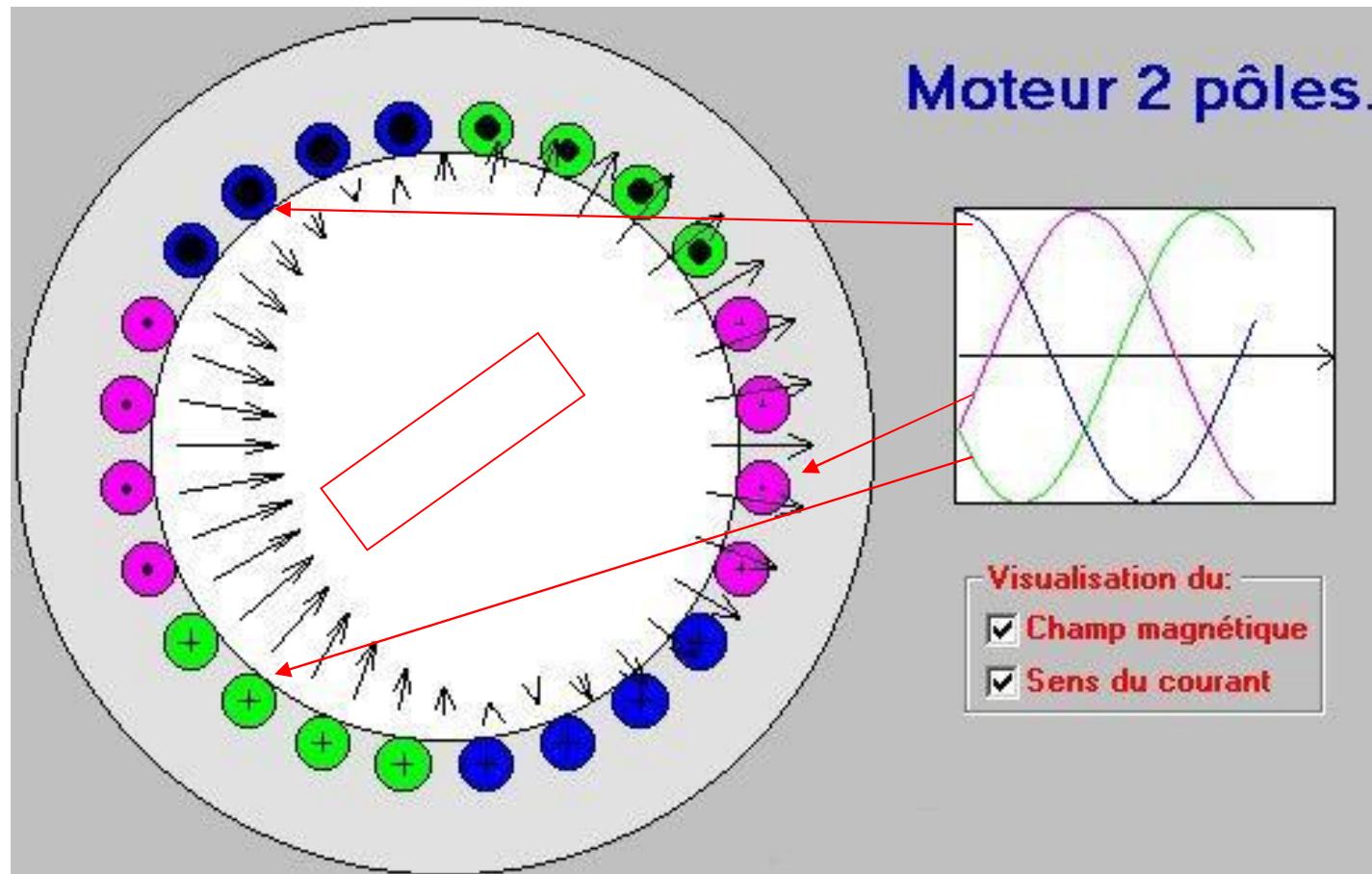


# Création du champ tournant Machine bipolaire

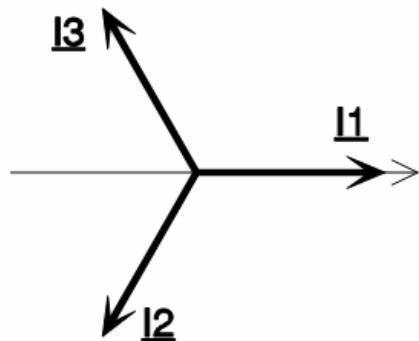


Valeur des courants à l'instant 0

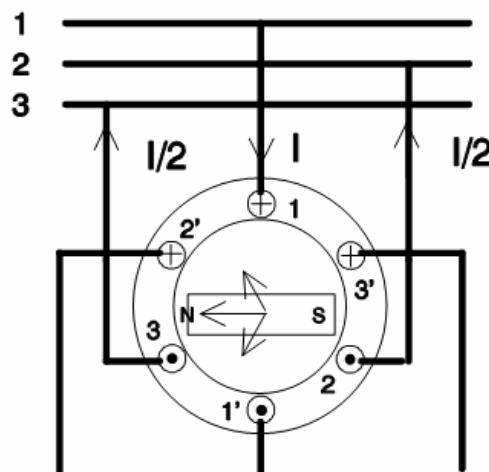
# Création du champ tournant Machine bipolaire (2)



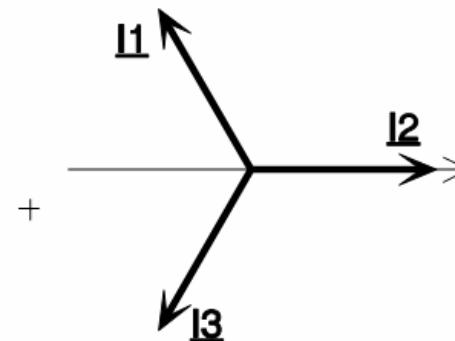
# Création du champ tournant Machine bipolaire (3)



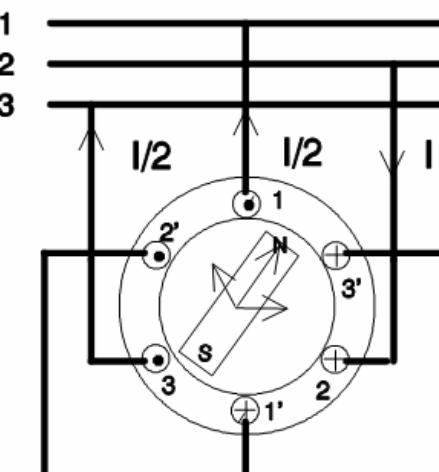
Valeur des courants à l'instant  
 $t=0$



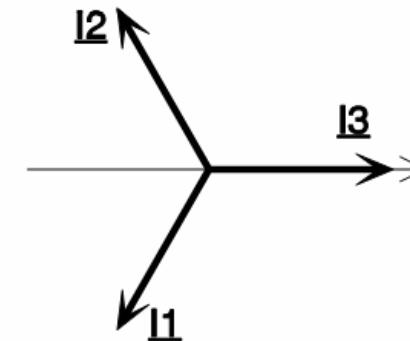
Position angulaire du champ  
tournant à l'instant  $t=0$



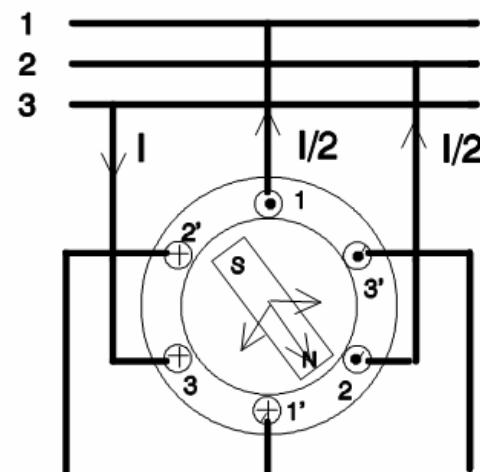
Valeur des courants à l'instant  
 $t=2\pi/3\omega$



Position angulaire du champ  
tournant à l'instant  $t=2\pi/3\omega$

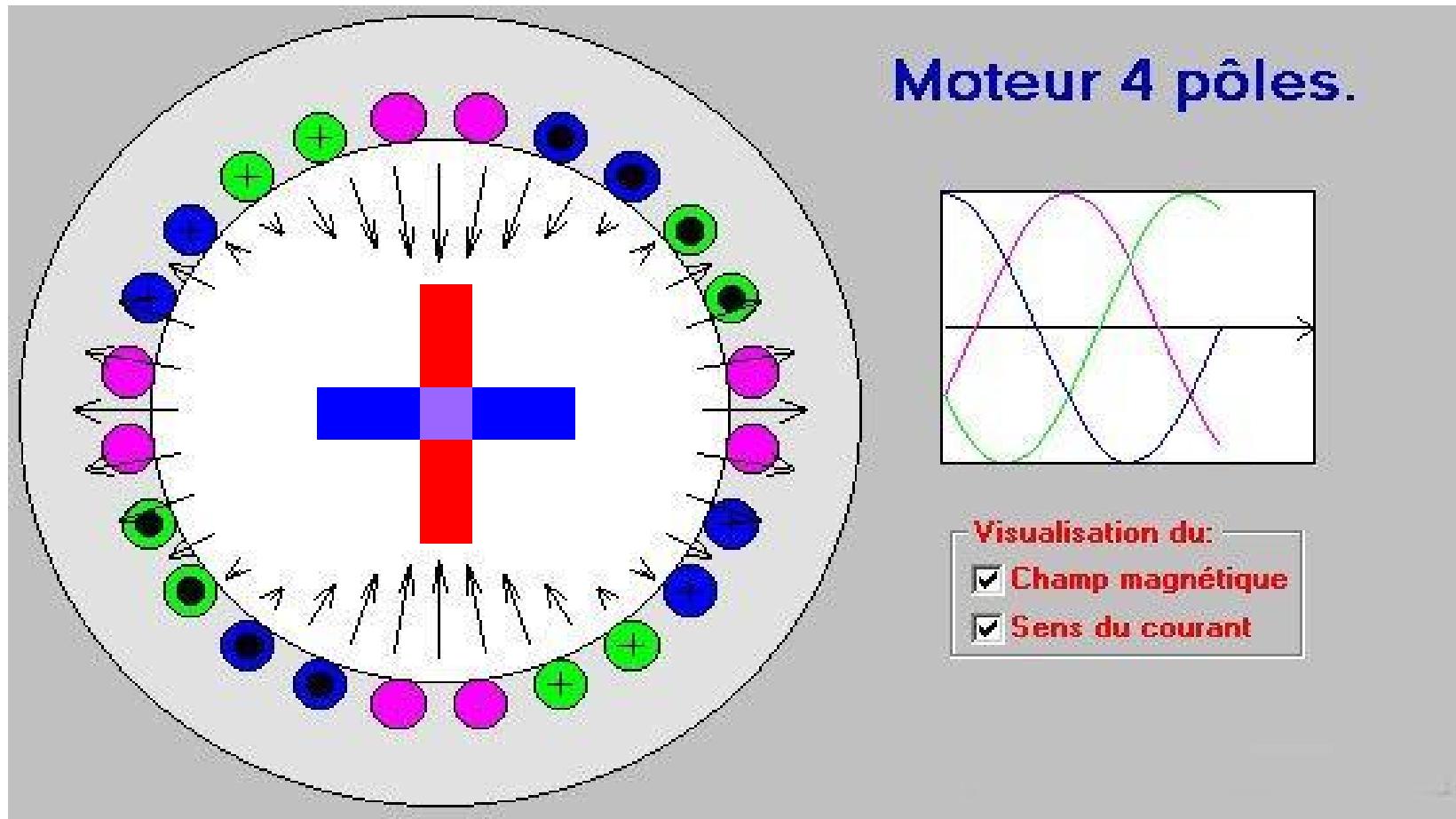


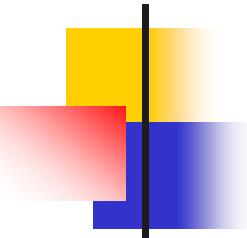
Valeur des courants à l'instant  
 $t=4\pi/3\omega$



Position angulaire du champ  
tournant à l'instant  $t=4\pi/3\omega$

# Création du champ tournant Machine quadripolaire





# Vitesse du champ

Soit  $f$  : fréquence du réseau ( $f=50$  Hz)

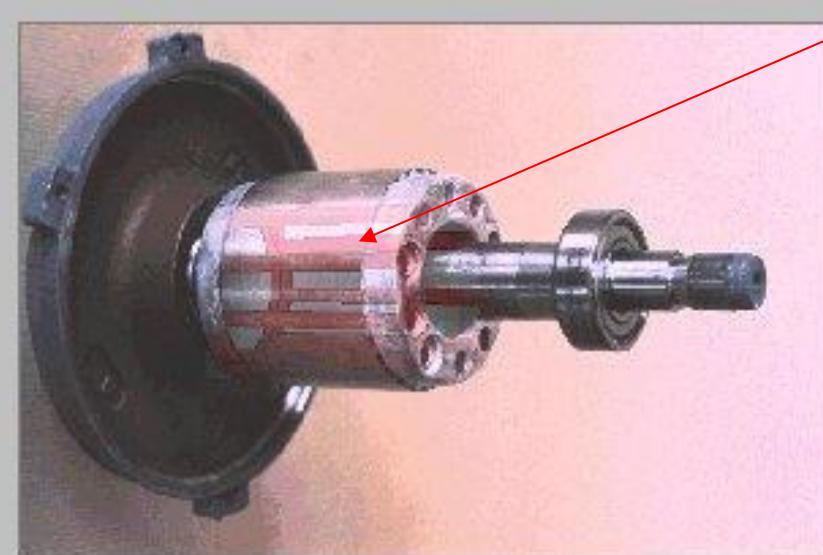
$\omega$  : pulsation =  $2\pi f = 314$  rd/s

$p$  : nombre de paires de pôles du champ tournant

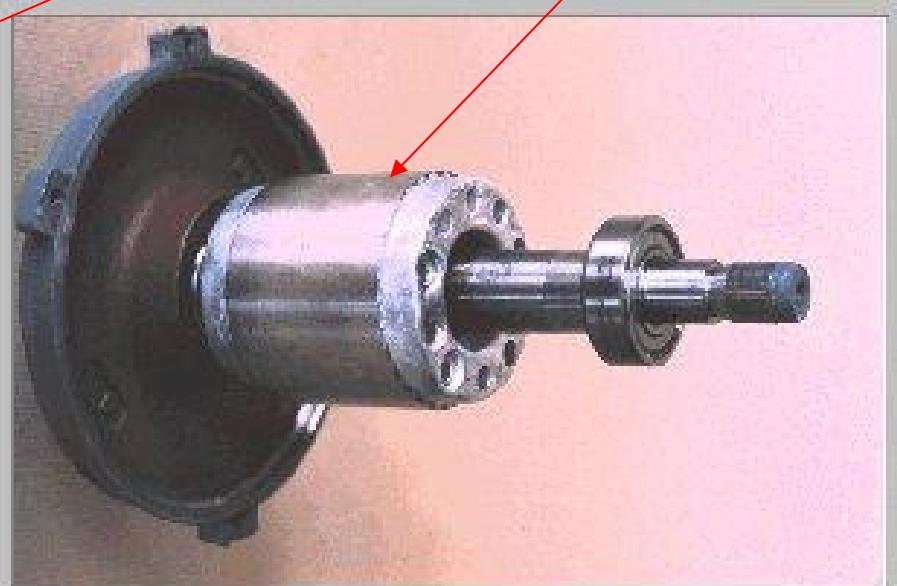
$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad \text{exemple } f = 50 \text{ Hz, } p=1, \Omega=100\pi \text{ rd/s } n = 100\pi/2\pi = 50 \text{ tr/s}$$

# Rotor du moteur asynchrone

- Le rotor du moteur asynchrone est constitué de fer (diminution de la réluctance) et d'un enroulement en courts circuit sur lui même (diminution de la résistance).



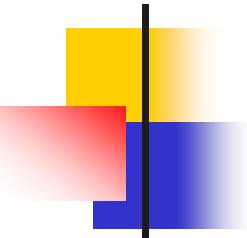
Cage d'écureuil logée dans les encoches du circuit magnétique du rotor.



Rotor à cage d'un moteur asynchrone triphasé.

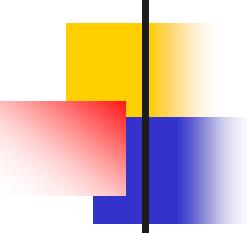
# Représentation simplifiée du rotor





# Principe du moteur asynchrone

- Le champ tournant crée un dans le rotor des courants de Foucault, siège de forces de Laplace entraînant le rotor dans le sens du champ.
  
- Le rotor se met à tourner, lorsque sa vitesse atteint celle du champ tournant les forces s'annulent et le rotor ralenti. On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant.

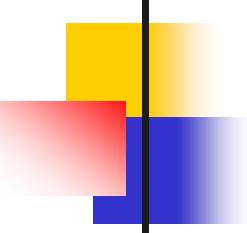


# Glissement

On définit le glissement :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \text{ou} \quad \frac{n_s - n}{n_s}$$

$g$  est voisin de  $5 \cdot 10^{-2}$  à la vitesse nominale.



# Champ tournant produit par le rotor

## Pour un moteur bipolaire

Vitesse absolue du champ tournant produit par le stator

$$\Omega_s$$

Vitesse relative du champ tournant produit par le stator par rapport au rotor

$$\Omega_{rel} = \Omega_s - \Omega = g\Omega_s$$

Les courants rotoriques ont pour pulsation

$$\omega_{rel} = \Omega_{rel}$$

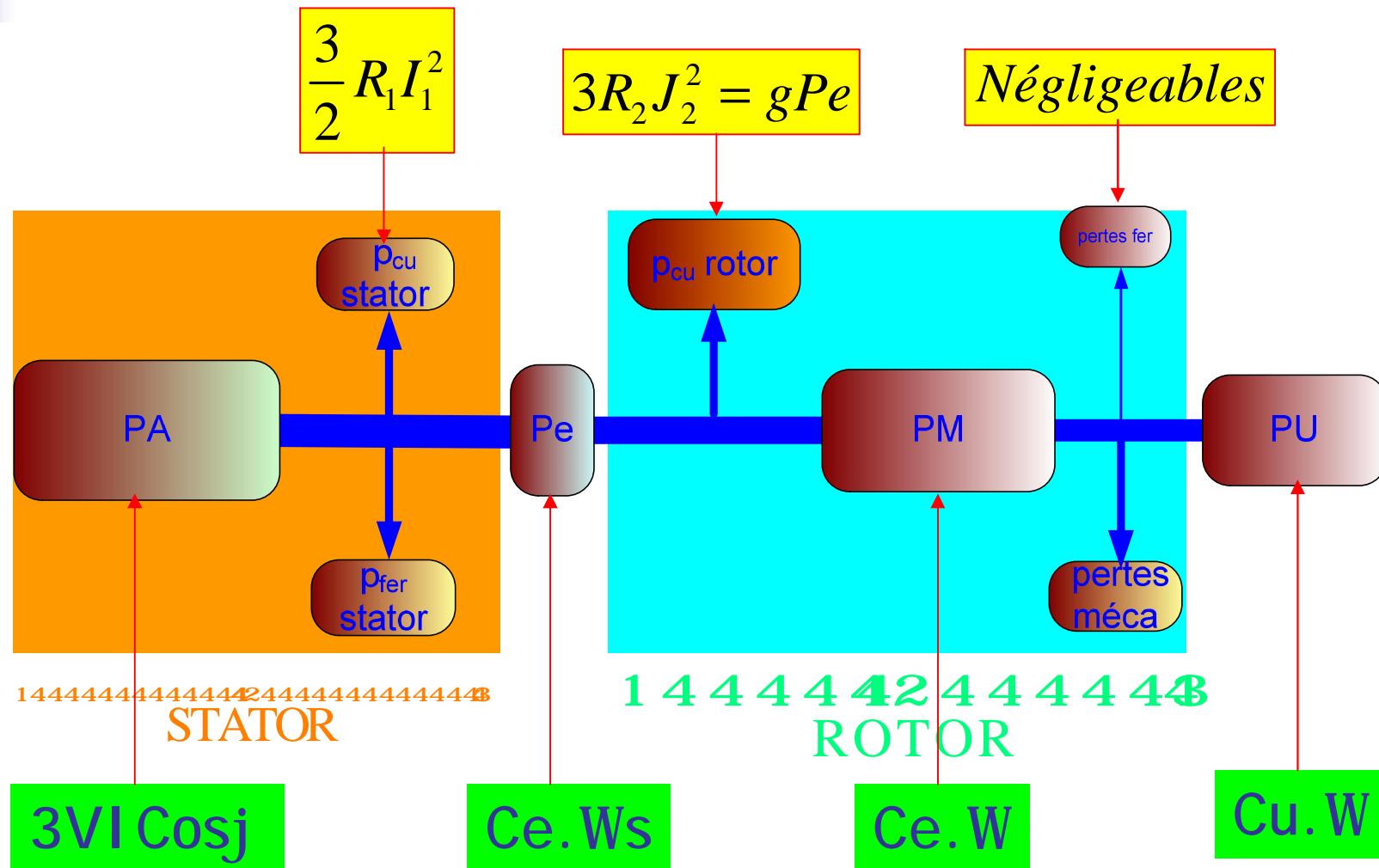
$$\omega_{rel} = g\Omega_s$$

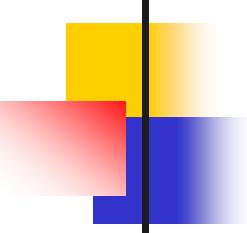
$$Fr = \frac{\omega_{rel}}{2\pi} = \frac{g\Omega_s}{2\pi} = gF$$

La vitesse absolue du champ tournant produit par le rotor :

$$g\Omega_s + \Omega = g\Omega_s + \Omega_s(1 - g) = \Omega_s$$

# Bilan des puissances





# Rendement du moteur asynchrone

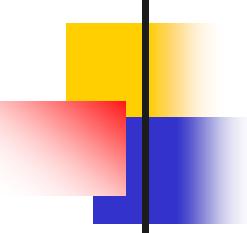
- Définition

$$h = \frac{P_a - \sum \text{pertes}}{P_a}$$

- Limite du rendement = rendement du rotor

$$P_e = P_a$$

$$h_{\text{limite}} = h_{\text{rotor}} \frac{P_a - gP_a}{P_a} = 1 - g$$



# Mesure du rendement par la méthode des pertes séparées

## ■ Puissance absorbée

$$3VI \cos j$$

A démontrer !

## ■ Pertes cuivre stator

- $R_1$  résistance entre deux phases
- $I_1$  courant en ligne

$$\frac{3}{2} R_1 I_1^2 \text{ quel que soit le couplage}$$

# Mesure du rendement par la méthode des pertes séparées

## n Pertes fer stator

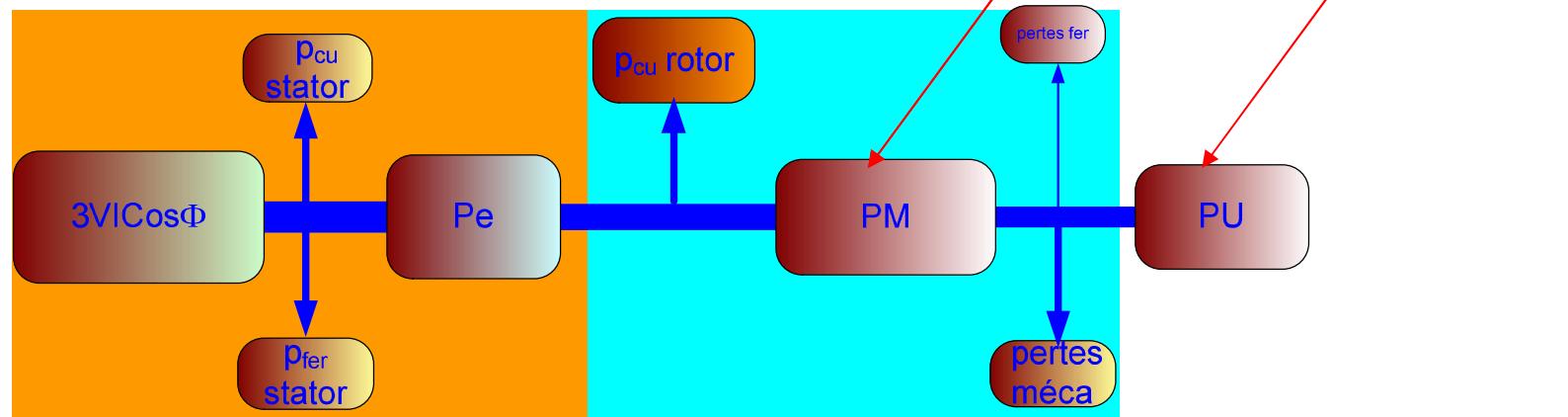
### n Solution 1

moteur à vide on entraîne le rotor à  $\Omega_s$

$$n \quad P_m = 0$$

$$P_0 = P_{\text{fer stator}} + p_{\text{cu stator}}$$

$$P_{\text{fer stator}} = P_0 - p_{\text{cu stator}} = 3/2 R_1 I_1^2$$



# Mesure du rendement par la méthode des pertes séparées

## ■ Pertes fer stator

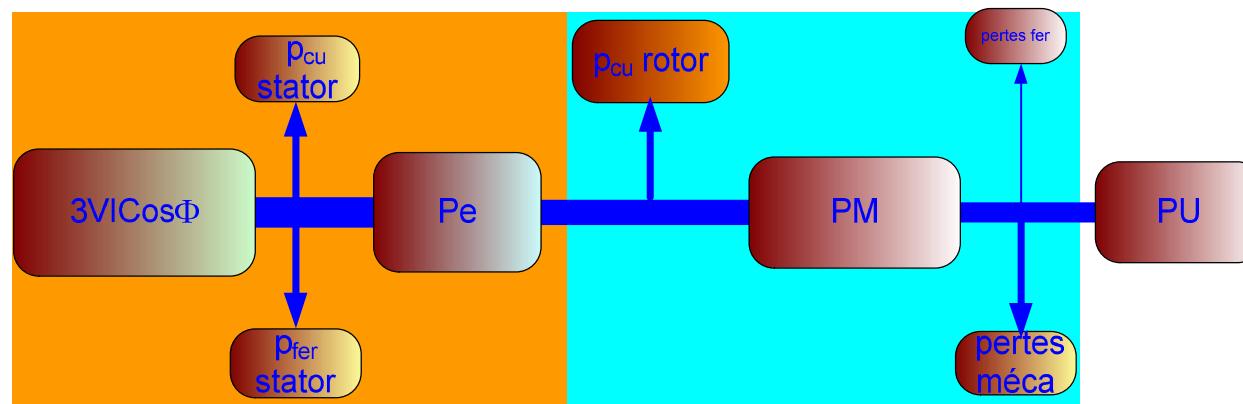
### ■ Solution 2 : essai à vide sous $U_1$ variable

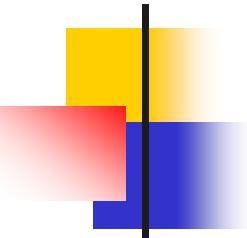
$$p_{\text{fer stator}} = \text{pertes par courant de Foucault} = KU_1^2 f^2$$

$$P_0 = KU_1^2 + \frac{3}{2}RI_1^2 + p_{\text{méca}} \Rightarrow P_0' = KU_1^2 + p_{\text{méca}}$$

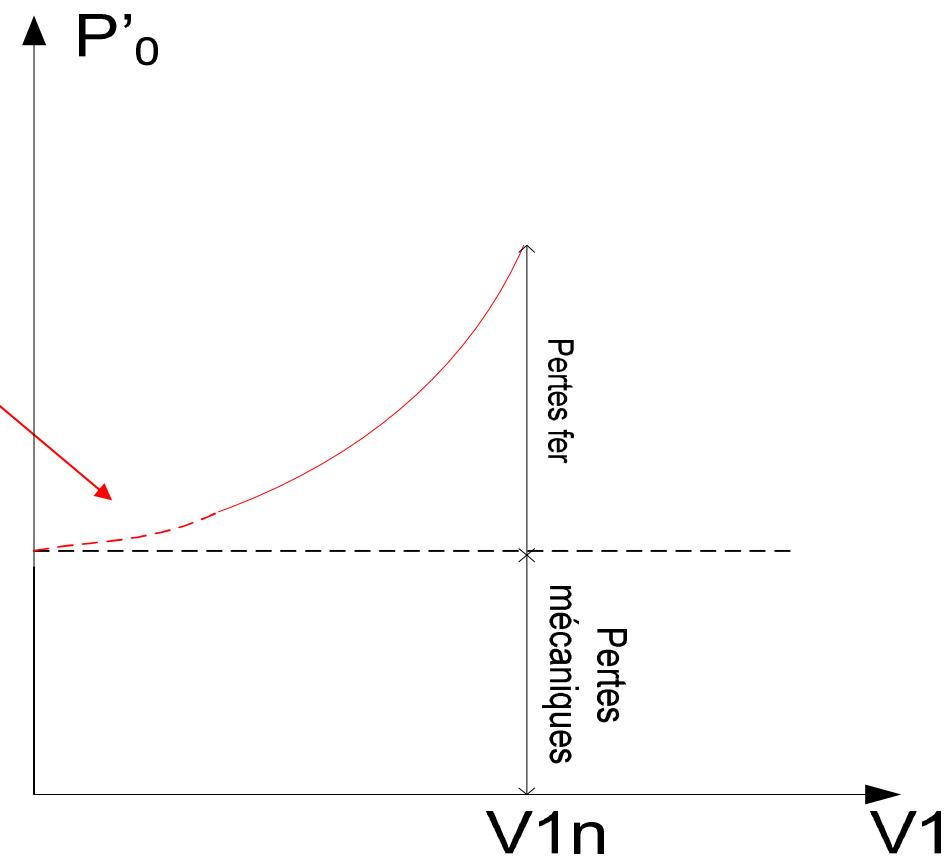
$KU_1^2$  ne dépend que des pertes fer

$p_{\text{méca}}$  est constant si la vitesse est constante

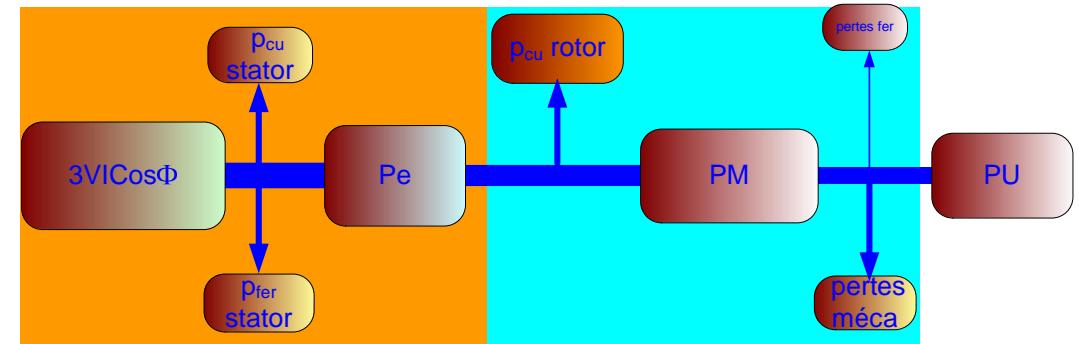




# Obtention des pertes fer



# Pertes au rotor



## n Pertes cuivre

$$p_{cu} \text{ rotor} = Ce \Omega_s \cdot g = g \cdot Pe$$

## n pertes fers rotor quasi nulles (fr=gF)

## n pertes mécaniques

n L'arbre des puissances montre que :

$$P_{meca} = P_0 - \text{pertes stator} - g_0 Pe_0 \quad \text{avec}$$

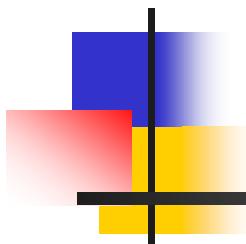
$P_0$  : puissance mesurée à vide

pertes stator =  $p_{cu}$  stator (à vide) +  $p_{fer}$  stator

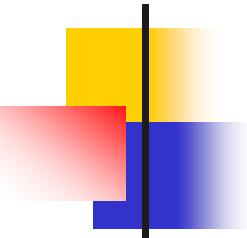
$g_0$  glissement à vide

$$Pe_0 = P_0 - \text{pertes stator}$$

# Étude théorique du moteur asynchrone

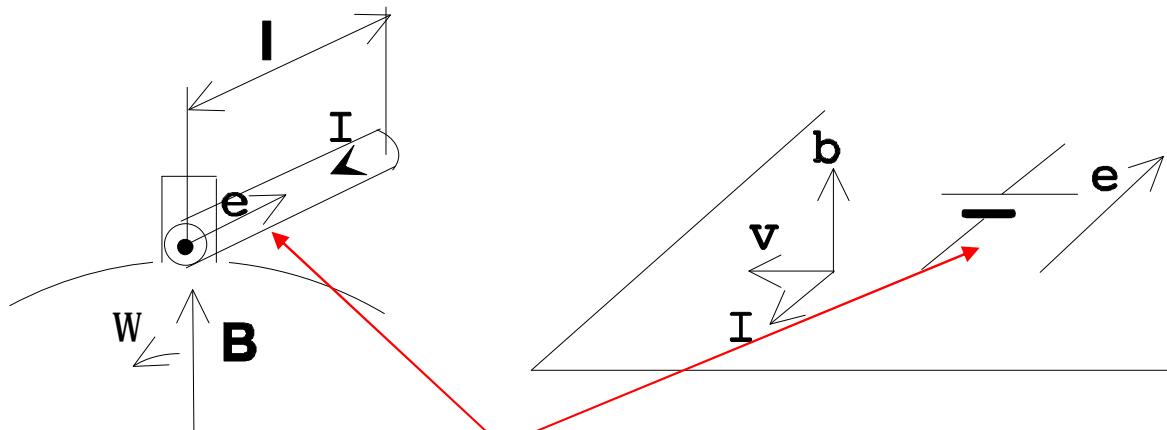


Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



# F.E.M. théorique

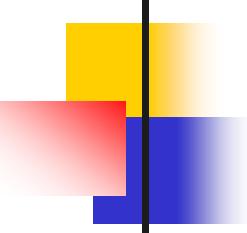
## n F.E.M. dans un conducteur



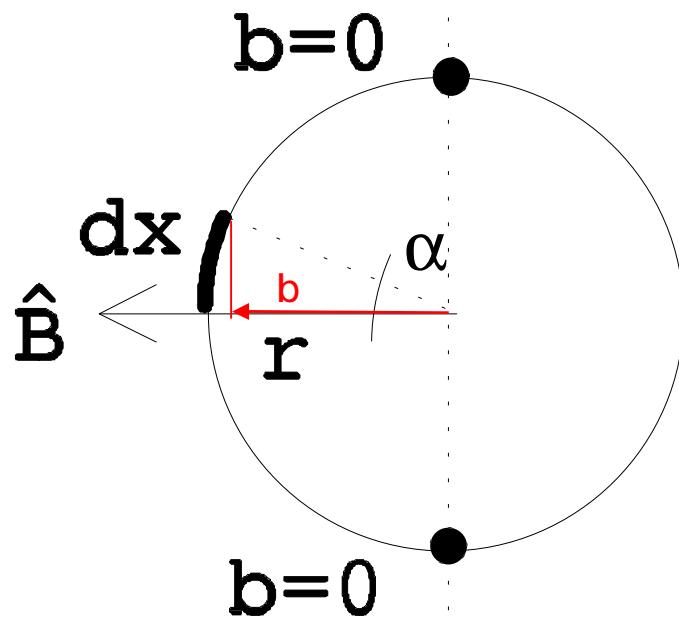
$$e = b.l.v$$
$$\mathcal{E} = \mathcal{B}.l.\Omega.r$$
$$\mathcal{E} = \mathcal{B}.l \frac{\omega}{p} r$$

Pour N conducteurs

$$\hat{\mathcal{E}} = \hat{\mathcal{B}}.l \frac{W}{p} r.N$$



# Induction sortant d'un pôle

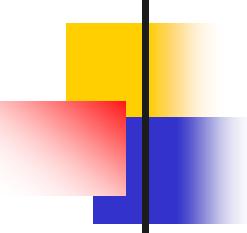


Valeur de l'induction  $b$

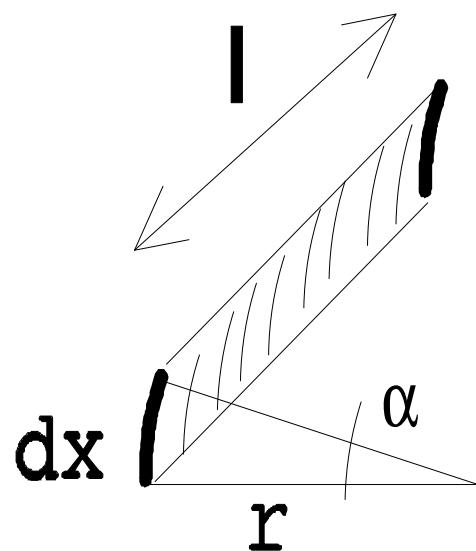
$$b = B_{\max} \cos \alpha$$

Pour une machine multipolaire

$$b = B_{\max} \cos p\alpha$$



# Flux sortant d'un pôle

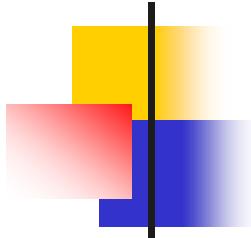


Valeur du flux :

$$d\phi = b \cdot l \cdot dx = b \cdot l \cdot r \cdot d\alpha$$

$$d\phi = B_{\max} \cdot l \cdot r \cdot \cos \rho \alpha \cdot d\alpha$$

Le flux qui sort d'un pôle est celui qui traverse l'entrefer en deux points d'induction nulle.



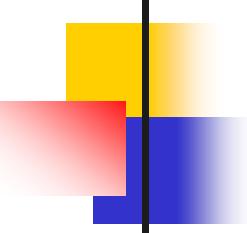
# Flux sortant d'un pôle

$$f = \hat{B} \cdot l \cdot r \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos p \cdot a \cdot da = \frac{\hat{B} \cdot l \cdot r}{p} \left[ \sin p \cdot a \right]_{-\frac{\pi}{2p}}^{+\frac{\pi}{2p}}$$

$$f = \frac{2 \cdot \hat{B} \cdot l \cdot r}{p}$$

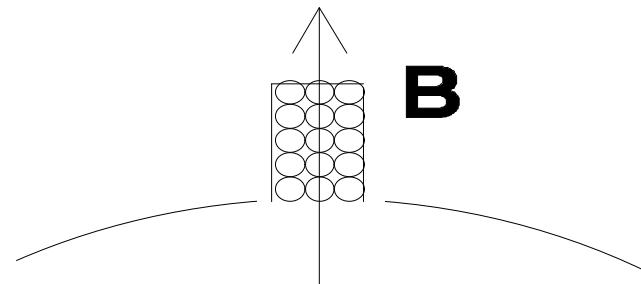
$$\text{En remplaçant dans } \hat{E} = \hat{B} \cdot l \frac{W}{p} \cdot r \cdot N$$

$$\hat{E} = p \cdot f \cdot N \cdot f; \quad E = \frac{p}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot N \cdot f = 2,22 \cdot f \cdot N \cdot f$$



# Coefficient de KAPP

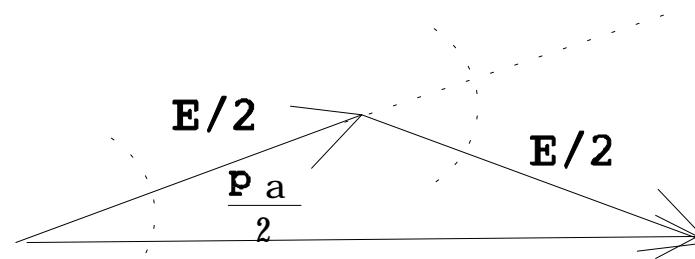
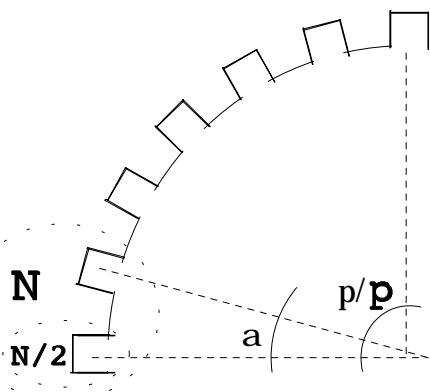
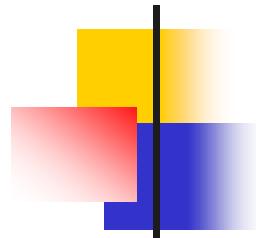
- Toutes les F.E.M. ne sont pas en phases



- On introduit un coefficient de bobinage  
 $K_b \approx 1$

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot K_b \cdot f \cdot N = 2,22 \cdot K_b \cdot f \cdot N \cdot f$$

# Cas des machines à plusieurs encoches/pôles

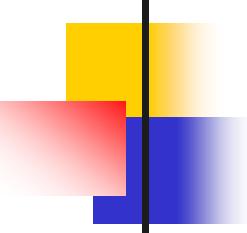


$$\text{Dans chaque encoche } E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot K_b \cdot f \cdot N \cdot f \cdot \phi$$

Les encoches sont décalées de  $\alpha$ , les F.E.M entre deux encoches sont décalées de l'angle  $p \cdot \alpha$

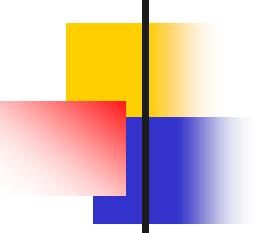
La mise en série des F.E.M. donne :

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \cos \frac{p \cdot \alpha}{2} K_b \cdot f \cdot N \cdot \phi$$



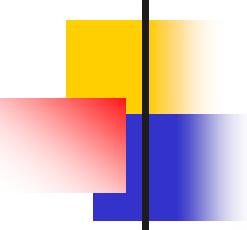
# FEM du moteur

$$E = 2.22 \cdot K \cdot f \cdot N \cdot \phi \quad \text{avec } K = K_b \cdot \cos \frac{p \cdot \alpha}{2} \text{ (coeff de Kapp)}$$



# Circuit équivalent du moteur asynchrone

- **Le raisonnement est conduit sur une machine bipolaire.**
- **On suppose un couplage étoile**
  - **tension aux bornes d'une phase =  $V$**
  - **courant dans une phase  $J = I$** .



# Rotor à l'arrêt, enroulement rotorique ouvert

- Axe rotor et stator confondu

$$\phi_{\text{total}} = \phi_{\text{champ tournant}} + \phi_{\text{fuite}}$$

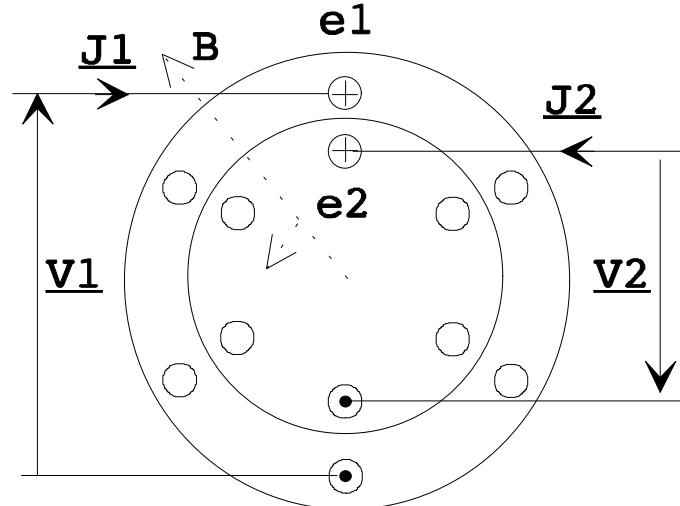
- Dans une phase du stator

$$E_1 = 2.22.K_1.f.N_1.\phi$$

- Dans une phase du rotor

$$E_2 = 2.22.K_2.f.N_2.\phi$$

# Tension aux bornes du stator et du rotor



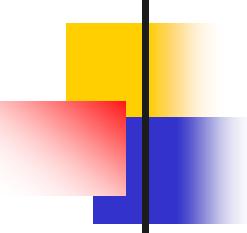
$$\underline{V}_1 = R_1 \cdot \underline{J}_1 + j l_1 \omega \underline{J}_1 + \underline{E}_1 \quad (\text{conv. récepteur})$$

$$-\underline{V}_2 = R_2 \cdot \underline{J}_2 + j l_2 \omega \underline{J}_2 - \underline{E}_2 \quad (\text{conv. générateur})$$

Si l'enroulement rotorique n'est parcouru par aucun courant, le stator se comporte comme une inductance et absorbe un courant magnétisant  $J_{10}$

$$\underline{J}_{10} = \underline{J}_1 - \underline{J}'_1 ; \quad \underline{J}'_1 = -\underline{J}'_2 = -\underline{mJ}_2 ; \quad \underline{J}_{10} = \underline{J}_1 + \underline{J}'_2$$

On obtient les même équations que pour le transformateur avec  $J_{10}$  non négligeable devant  $J_1$



# Rotor en rotation, enroulement rotorique en court-circuit

- Equations inchangées pour le stator
- Rotor

$$E_2 = 2.22.K_2.f.N_2.\phi \quad (\text{à l'arrêt})$$

$$\text{En rotation : } f \rightarrow f_r = gf; \quad E_2 \rightarrow gE_2$$

$$gE_2 = 2.22.K_2.g.f.N_2.\phi = 2.22.K_2.f_r.N_2.\phi$$

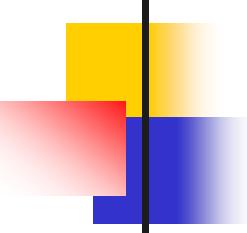
$$\text{si } e_1 = E_1 \cos \omega t; \quad e_2 = gE_2 \cos g\omega t$$

Le rotor est en court-circuit donc  $V_2=0$

$$0 = R_2 \underline{J_2} + j l_2 g \omega \underline{J_2} - g \underline{E_2}$$

En divisant par g

$$0 = \frac{R_2}{g} \underline{J_2} + j l_2 \omega \underline{J_2} - \underline{E_2}$$



# Rotor en rotation, enroulement rotorique en court-circuit (2)

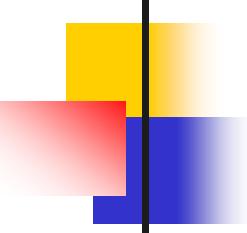
En ramenant le rotor au stator les impédances sont divisées par  $m^2$ , le courant et les tension sont divisées par  $m$  ( $m = E_2/E_1 = I_1/I_2$ ).

En posant  $I'_2 = mI_2$  et  $E'_2 = E_2/m = -E_1$

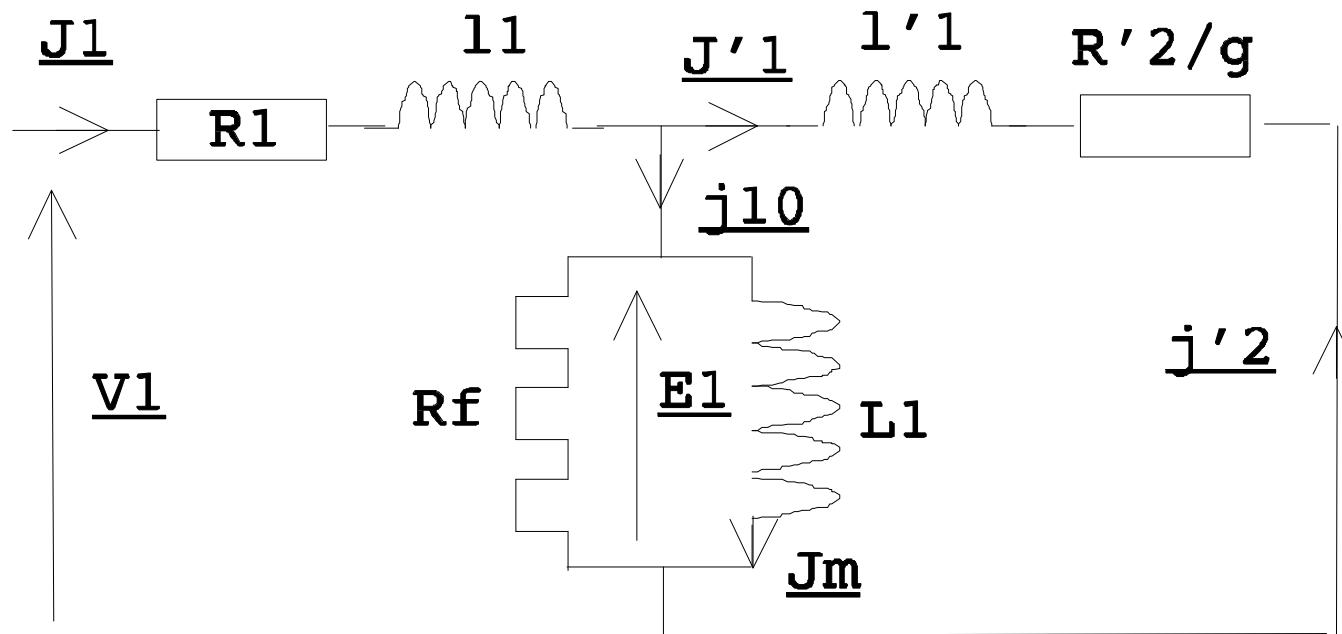
$$0 = \frac{R_2}{gm^2} \underline{J'_2} + j \frac{l_2}{m^2} \omega \underline{J'_2} + \underline{E_1}$$

En posant  $R'_2 = \frac{R_2}{m^2}$      $l'_2 = \frac{l_2}{m^2}$      $J'_2 = mJ_2$

$$0 = \frac{R'_2}{g} \underline{J'_2} + j l'_2 \omega \underline{J'_2} + \underline{E_1}$$



# Modèle complet du MAS



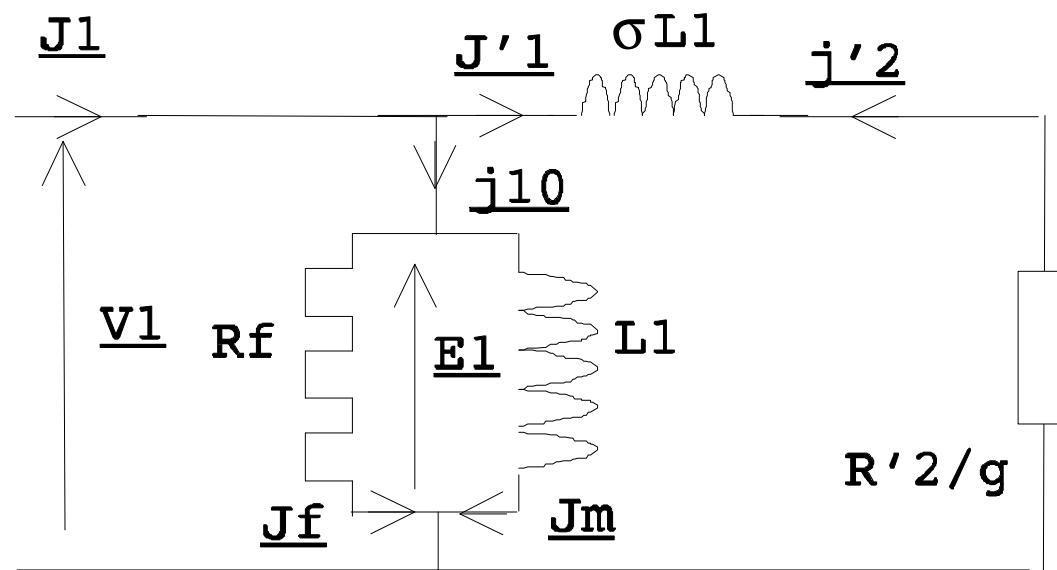
# Modèle simplifié du MAS

- On néglige les chutes de tension dans le stator

$$\underline{V1} = \underline{E1}$$

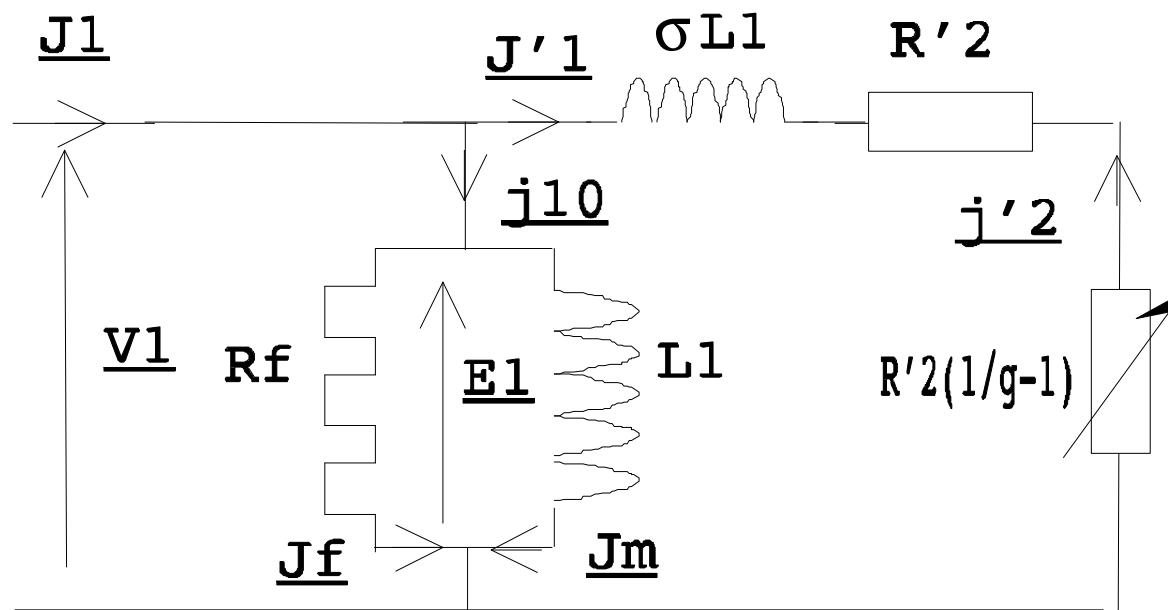
$$0 = \frac{R'^2}{g} \underline{J'_2} + j l'^2 \omega \underline{J'_2} + \underline{E_1}$$

$$0 = \frac{R'^2}{g} \underline{J'_2} + j s L_1 w \underline{J'_2} + \underline{E_1} \text{ avec } s \text{ coefficient de Blondel}$$

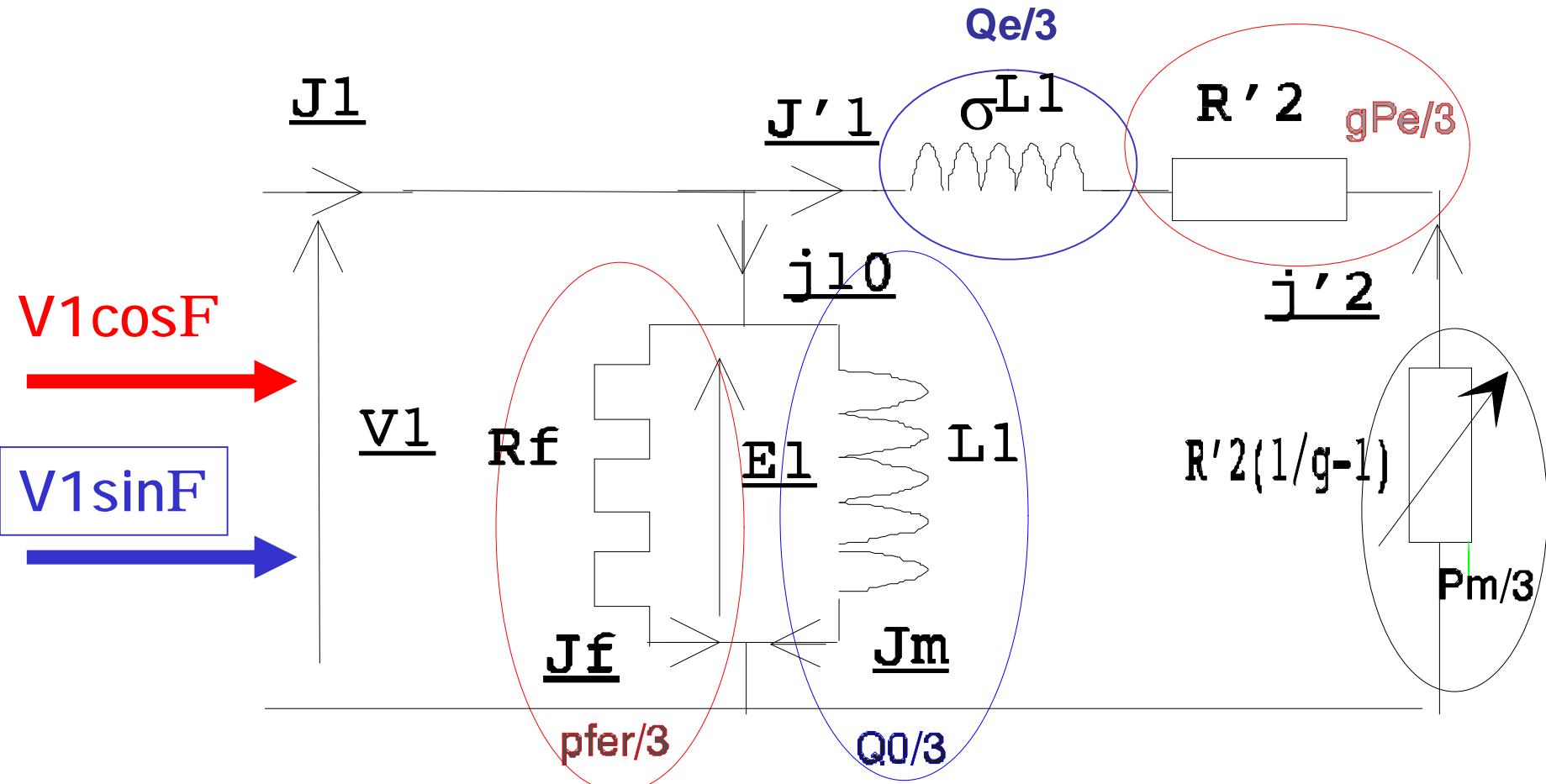


# Modèle simplifié du MAS

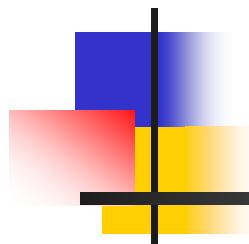
En posant :  $\frac{R'2}{g} = R'2 \left( \frac{1}{g} - 1 \right) + R'2$



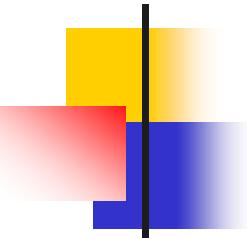
# Répartition des puissances



# Étude du couple du moteur asynchrone



Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



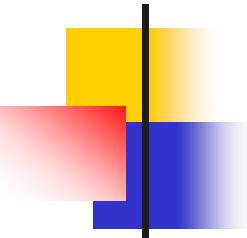
# Equation du couple

- n Le couple électromagnétique se calcule à partir des pertes cuivres rotor.

$$p_{cur} = gP_e = g C_e \Omega_s = g C_e \frac{w}{p} = \frac{3}{2} R_2 J^2$$

$$C_e = \frac{3p}{w} \frac{R_2}{g} J_2^2$$

$$J_2^2 = \frac{m^2 V_1^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (s L_1 w m^2)^2}$$



# Equation du couple

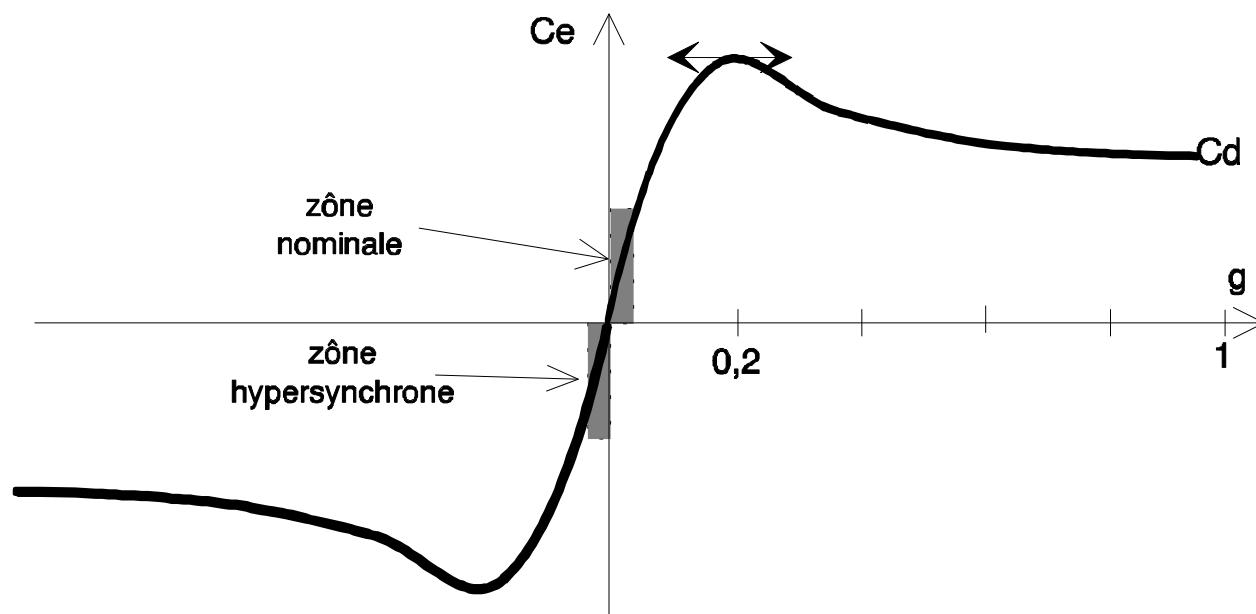
En posant  $a = S L_1 w m^2$     (  $\frac{R_2}{a} \approx \frac{1}{5}$  )

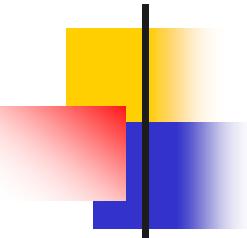
$$C_e = \frac{3p}{w} m^2 V_1^2 \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2}$$

# Caractéristique du couple

■  $V1 = \text{constant}$

$$C_e = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2}$$





# Propriétés importantes

n Ce max

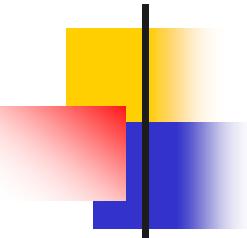
$$C_e = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2} = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\frac{R_2^2}{g^2} + a^2 g}$$

$$C_e \text{ max pour } \left(\frac{R_2^2}{g} + a^2 g\right) \text{ min}$$

$$\frac{R_2^2}{g} \bullet a^2 g = \text{constant} \Rightarrow C_e \text{ max pour } \frac{R_2^2}{g} = a^2 g;$$

$$g = \frac{R_2}{a}$$

**$Ce_{max}$  est indépendant de  $R_2$**



# Propriétés importantes

$Ce_{max}$  est indépendant de  $R_2$

$Ce$  est proportionnel à  $V_1^2$  pour un glissement donné

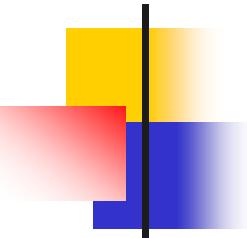
## Glissements faibles

$$a^2 g \ll \frac{R_2^2}{g} \Rightarrow C_e \approx K \frac{g}{R_2}$$

## Couple au démarrage

$$C_D = K \frac{R_2}{\frac{R_2^2}{1} + 1 \cdot a^2} \approx K \frac{R_2}{a^2}$$

$$C_e = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2}$$



# Types de moteurs asynchrones

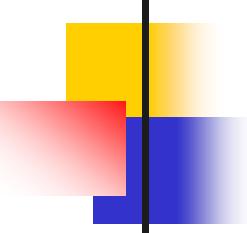
## n Conditions

n CD le plus élevé possible

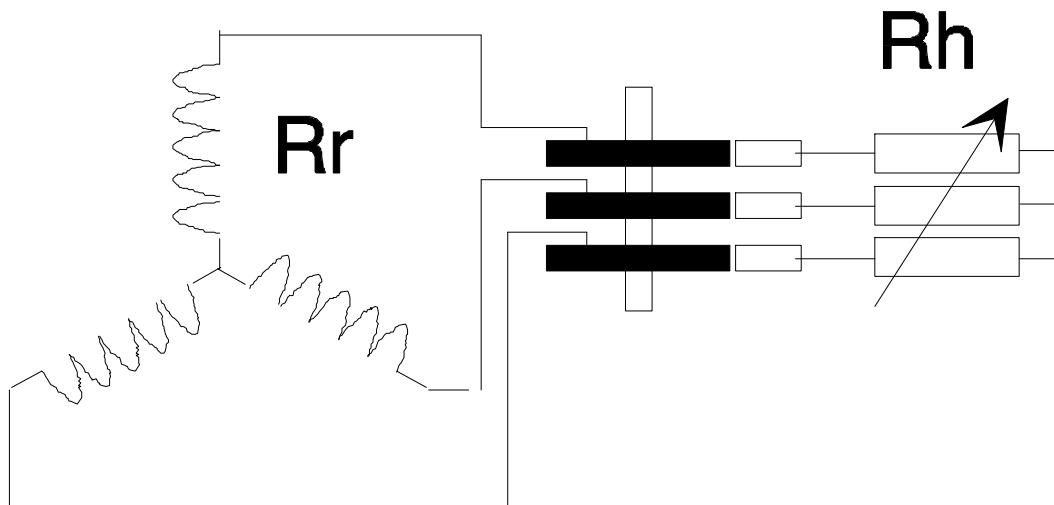
$$C_D \approx K \frac{R_2}{\sigma^2}$$

n  $g_n$  le plus faible possible.  $h_{\text{limite}} = h_{\text{rotor}} \frac{Pa - gPa}{Pa} = 1 - g$

n Les conditions précédentes sont contradictoires !



# Moteur à rotor bobiné

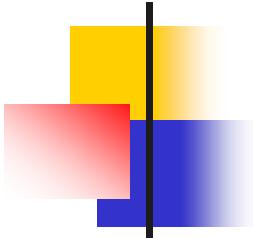


Au démarrage

$$R_2 = R_2 + R_h \Rightarrow C_D \text{ élevé}$$

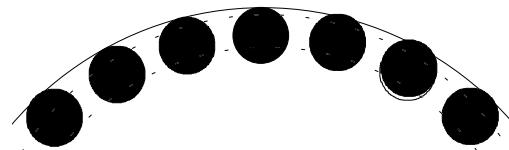
En marche normale :

$$R_2 = R_{2r} \Rightarrow g \text{ faible}$$

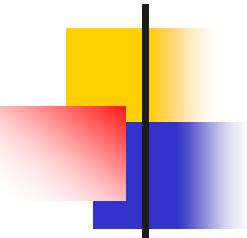


# Moteur à cages

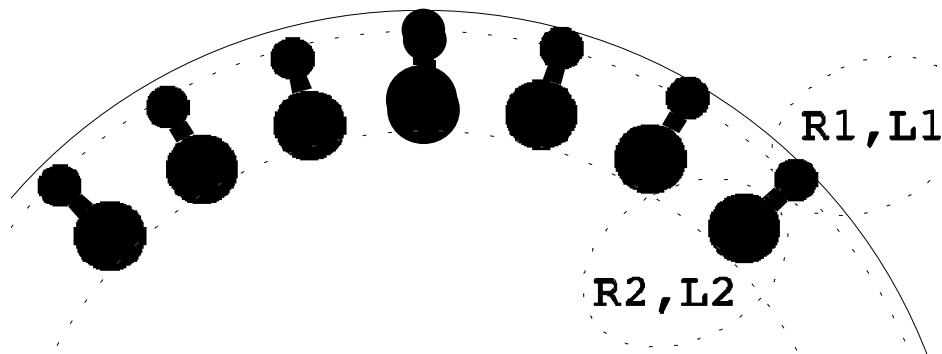
- Simple cage



- Le couple au démarrage est faible, la résistance de la cage étant constante.
- N'est plus fabriqué.



# Double cage

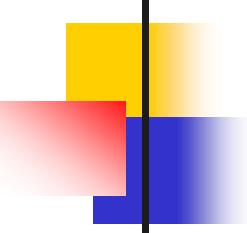


$$L_1 \ll L_2; R_1 > R_2$$

Au démarrage :  $g = 1$ ;  $fr = gf = 50$ .  $Z_s < Z_i$  ;

Le courant circule dans la cage supérieure de résistance plus élevée que la cage inférieure.

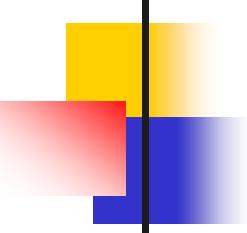
En fonctionnement nominal :  $g \approx 0$ ;  $fr = gf \approx 0$ .  $Z_s > Z_i$  ; Le courant circule dans la cage inférieure de résistance plus faible que la cage supérieure.



# Démarrage des moteurs asynchrones

## n **Conditions**

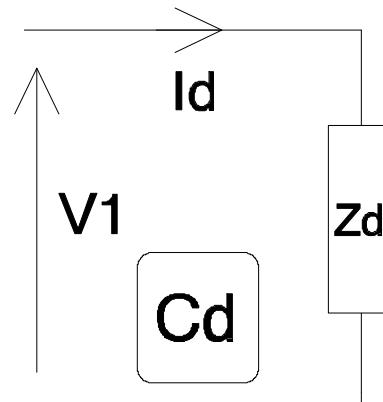
- n Cd le plus grand possible pour limiter la durée du démarrage.
- n Id ne doit pas nuire au fonctionnement de l'installation.
  - n chute de tension en ligne acceptable
  - n échauffement limité du moteur et des lignes



# Démarrage direct

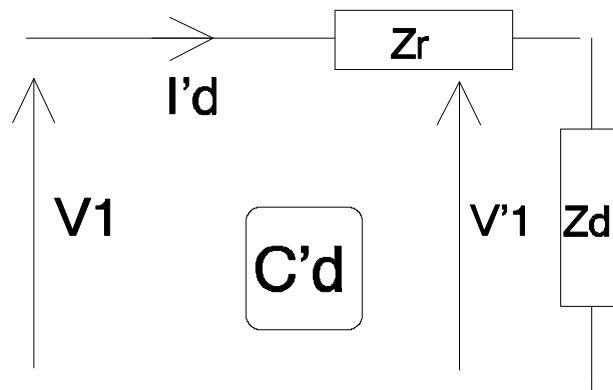
- $Id = 7 In$  (simple cage)  
 $Id = 5 In$  (double cage).
  
- Ce démarrage est autorisé pour les moteurs de puissance inférieure à 2,5 kW sur réseau BT

# Démarrage statorique

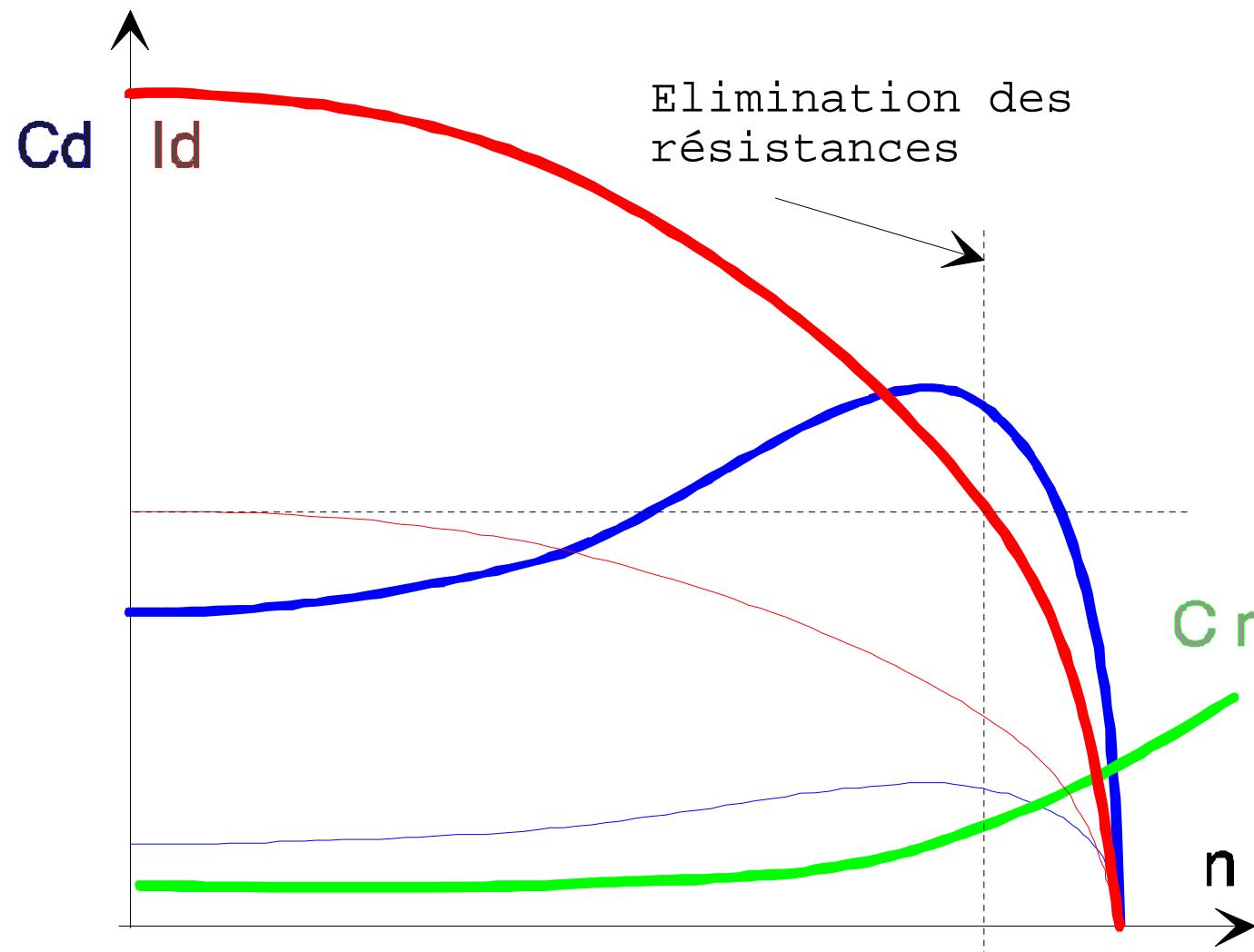


Calculer  $I'_d/I_d$

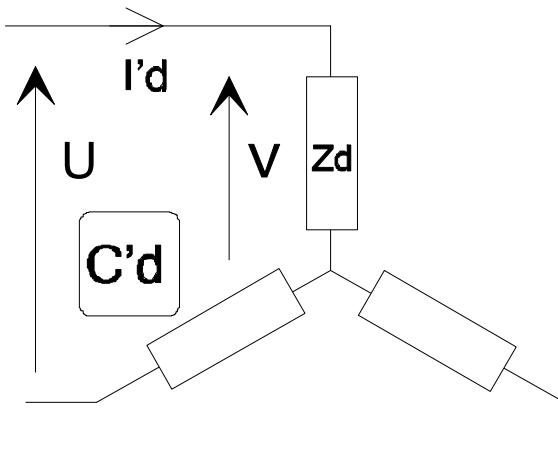
$C'_d/C_d$



# Courant de démarrage



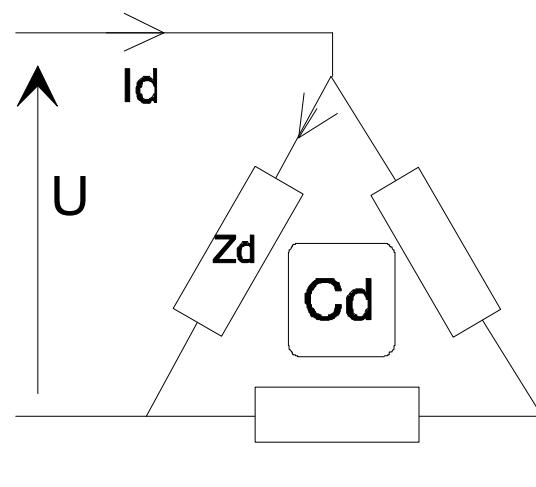
# Démarrage étoile/triangle (Y/D)



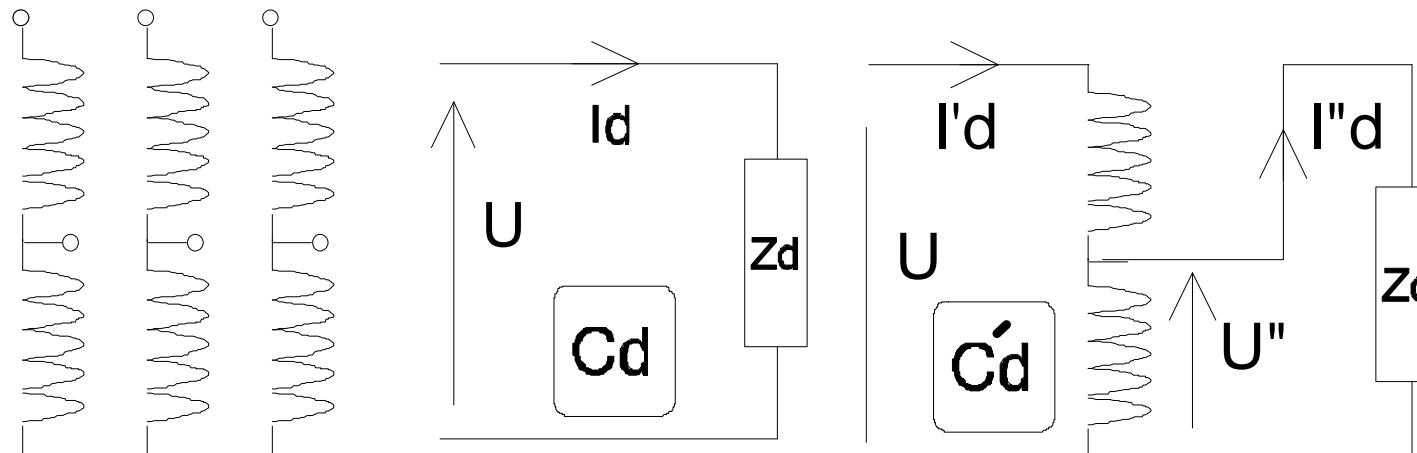
Calculer

$I'd/I_d$

$C'd/C_d$



# Démarrage par autotransformateur



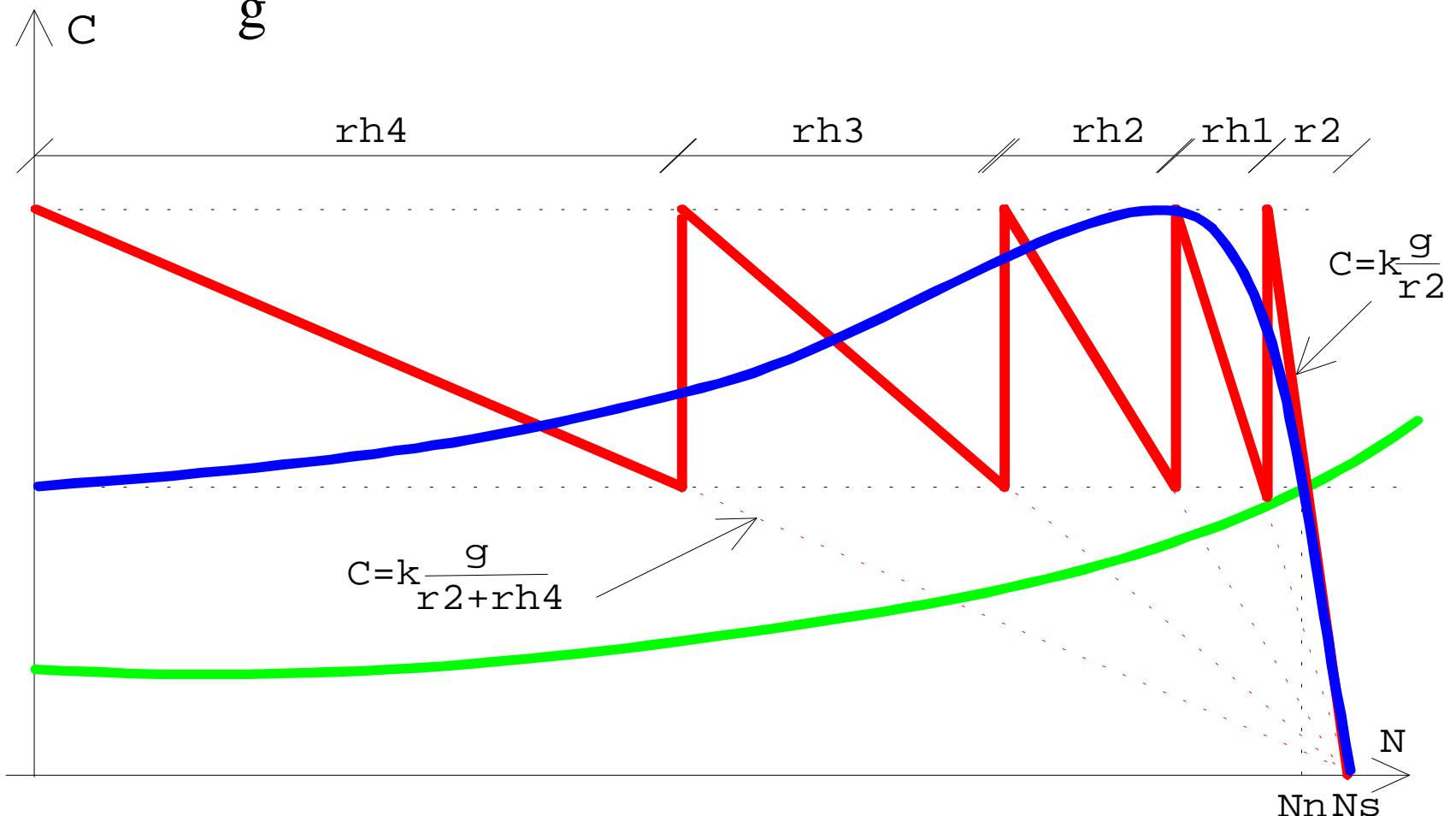
Calculer  $I'd/I_d$

$C'd/C_d$

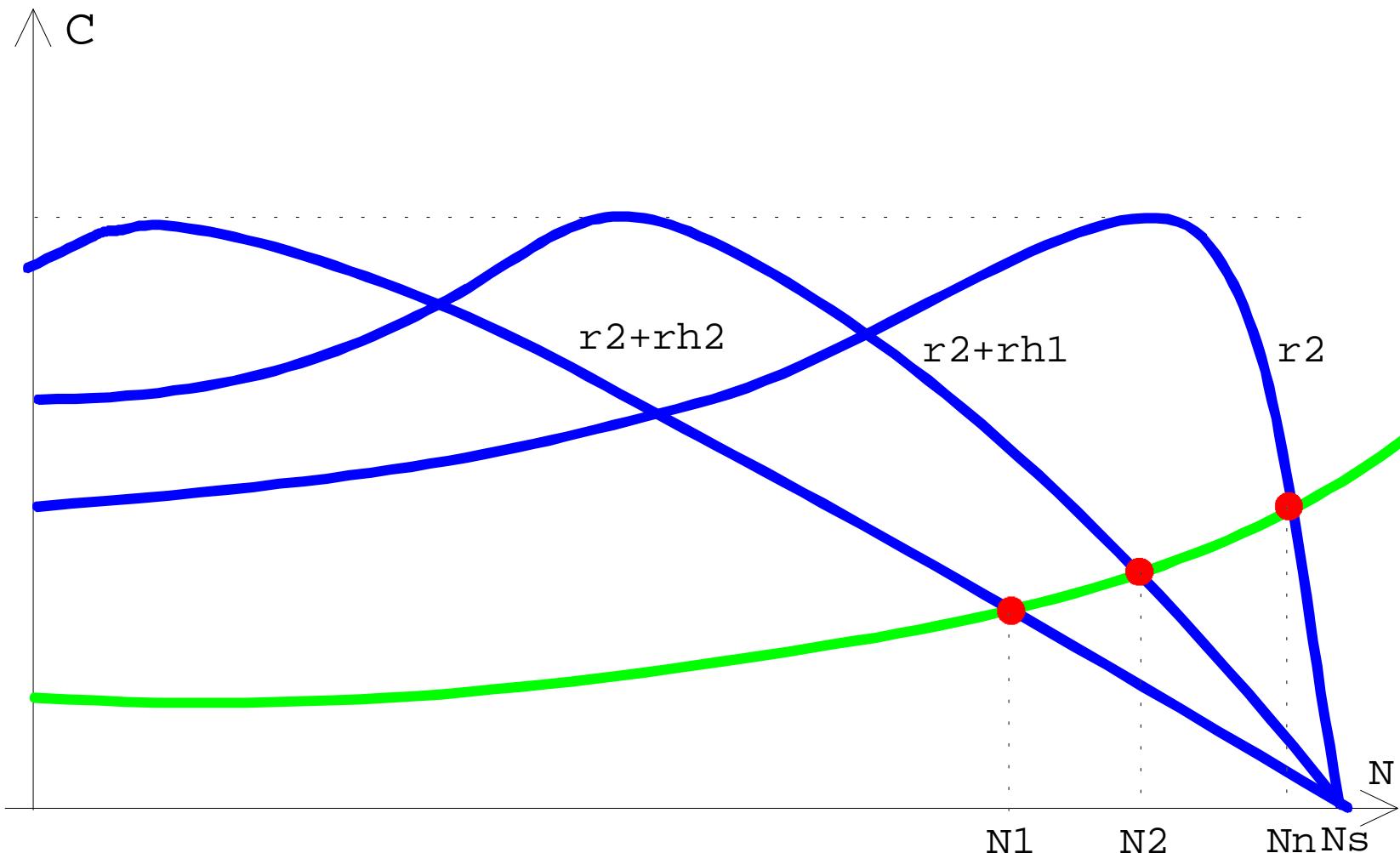
# Démarrage des moteurs à bagues

$$C_d = k \frac{R_2}{g}$$

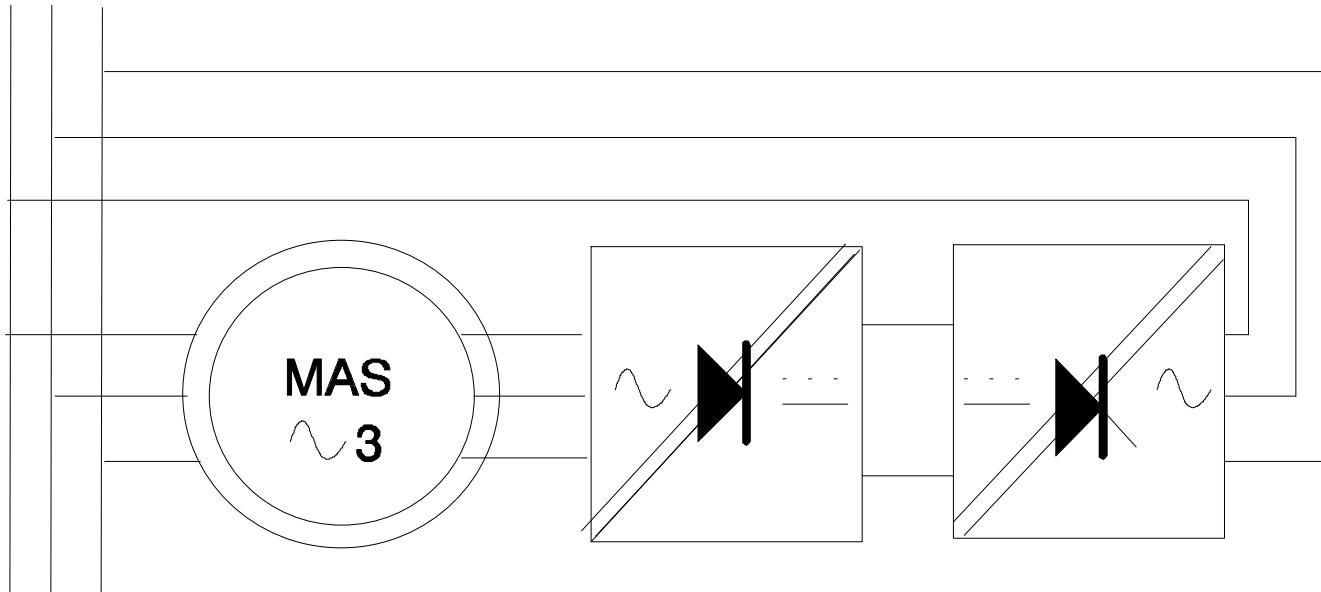
le couple est proportionnel à  $R_2$

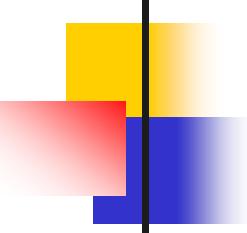


# Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

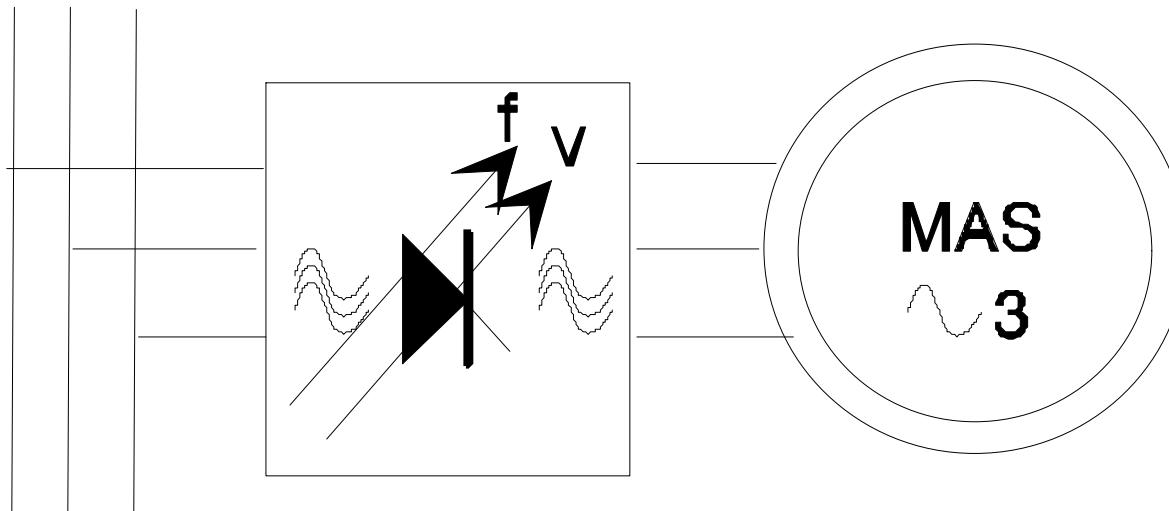


# Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

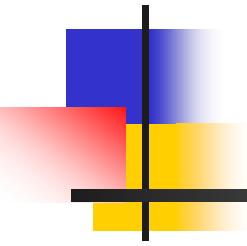




# Réglage par action sur la vitesse du champ tournant

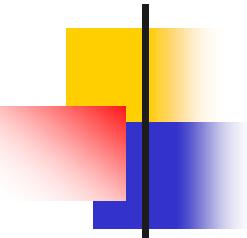


Démontrer que  $V/F = \text{constante}$



# Essai du moteur asynchrone

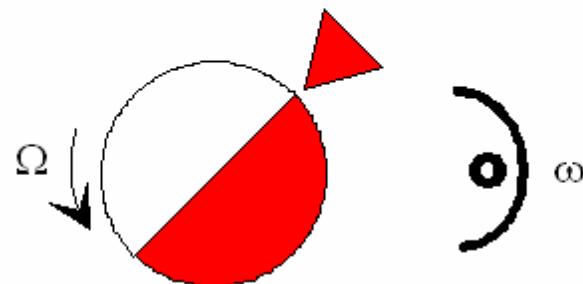
Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



# Mesure du glissement

## MESURE DU GLISSEMENT

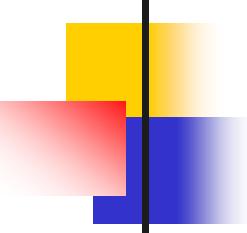
Méthode stroboscopique



Soit un disque tournant à  $\Omega$  et une lampe à éclats illuminant le disque à la pulsation  $\omega=2\pi f$ . Le nombre de traces sur le disque = p. Entre 2 pulsations s'écoule un temps  $t=2\pi/\omega$ . Le disque décrit pendant ce temps un angle de  $\theta=\Omega t/p$ . Si  $\theta = \omega t$  le disque paraîtra immobile.

Soit m le nombre de passage de la zone sombre du disque devant un index fixe.  
Si la durée de l'observation est égale à une minute :

$$m = N_s - N \quad \text{et} \quad g = m/N_s$$



# Séparation des pertes

## ■ Pertes cuivre stator

■  $pcu_{stator} = \frac{3}{2} R_1 I_1^2$

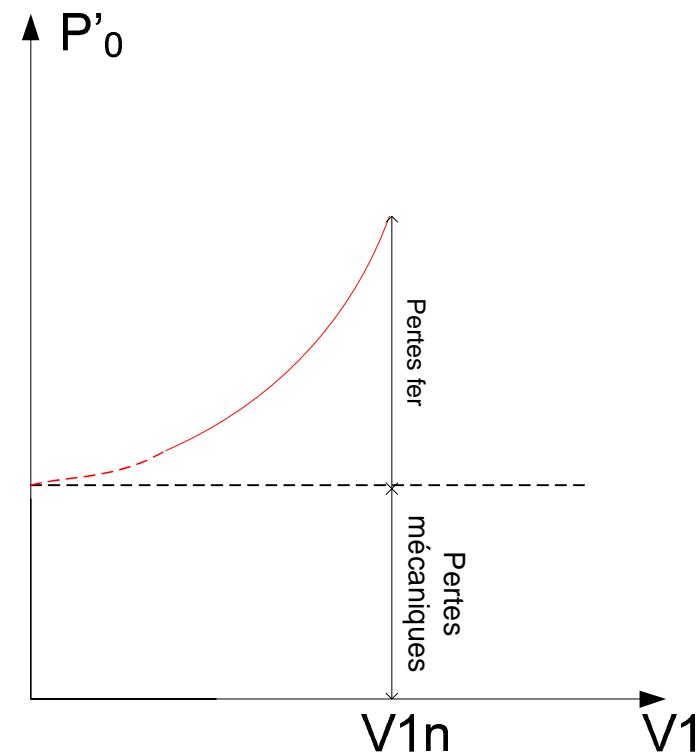
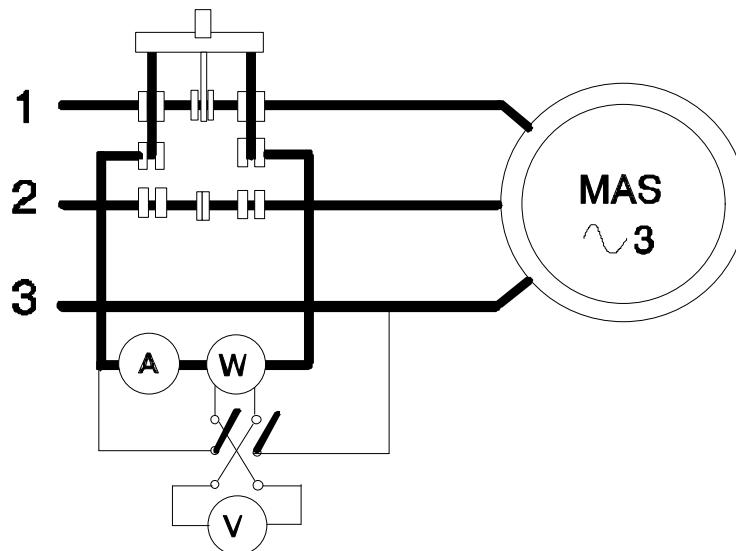
■  $R_1$  : mesuré à chaud à l'aide de la méthode VA (ou à froid en tenant compte du coefficient de température du cuivre)

# Pertes fer stator et pertes mécaniques

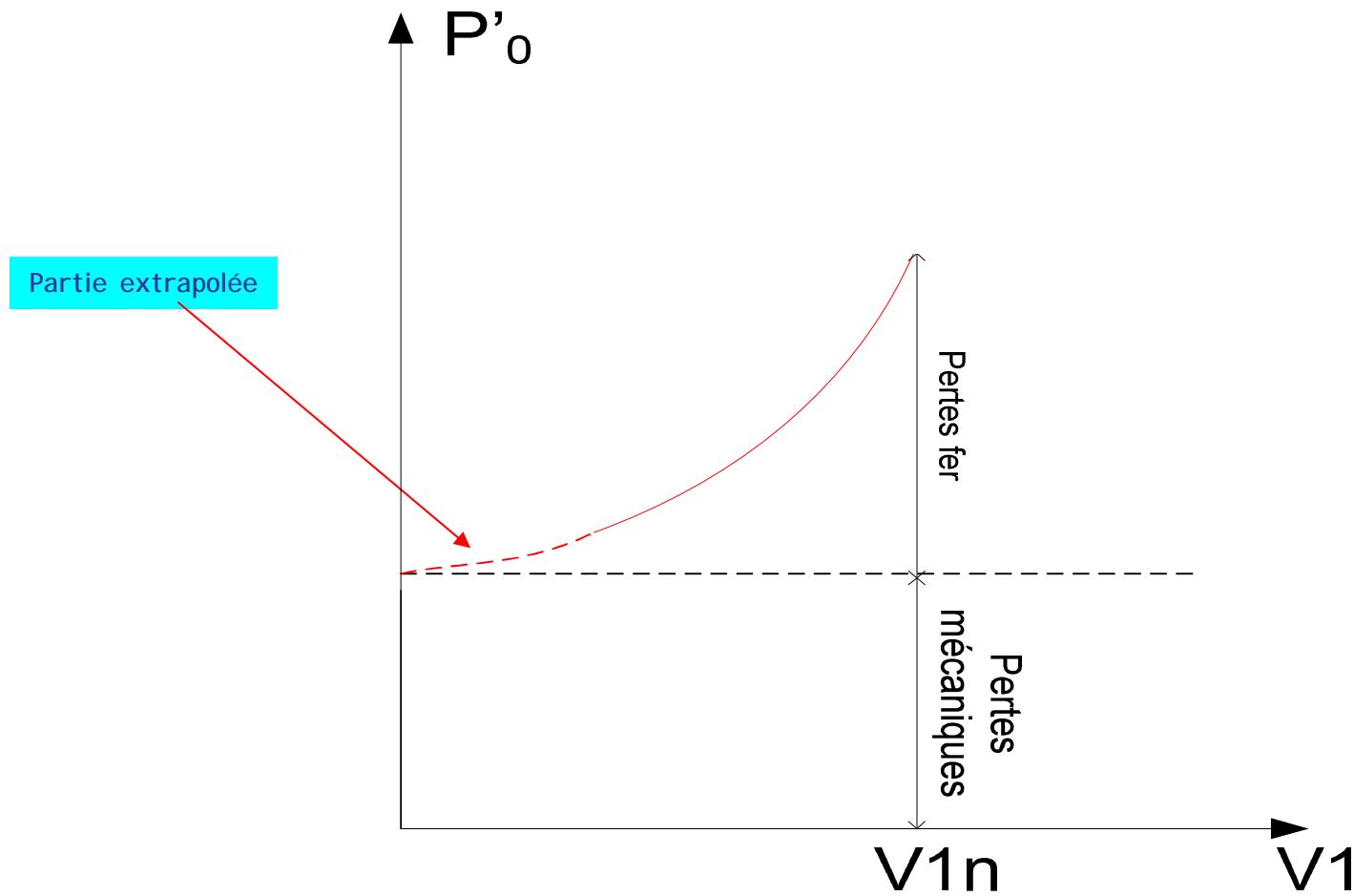
- Essai à vide et mesure de la puissance absorbée

$$P_0 = \text{fer}(V1^2) + \text{pcu stator} + p_{\text{méca}}(\Omega)$$

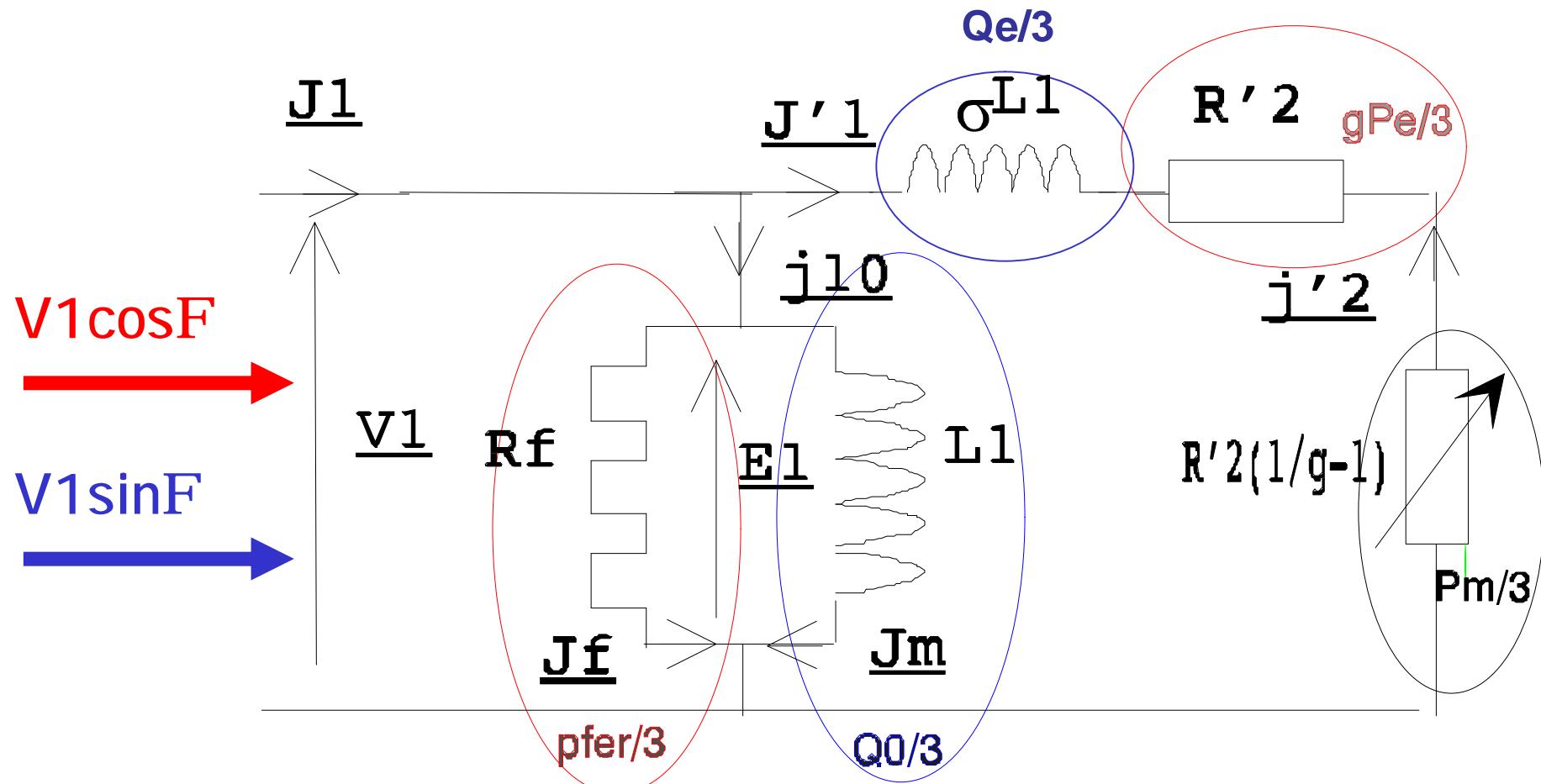
On trace  $\text{fer}(V1) + p_{\text{méca}}$

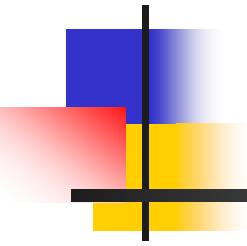


# Obtention des pertes fer



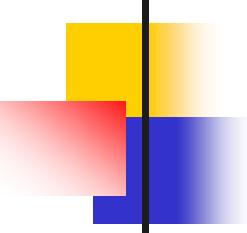
# Détermination des éléments du modèle simplifié





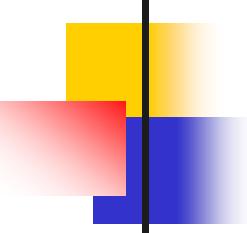
# Variation de vitesse des moteurs asynchrones

Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



# Sommaire

- n Généralités**
- n Action sur le glissement**
- n Couplage des pôles**
- n Contrôle U/ f (commande scalaire)**
- n Contrôle vectoriel de flux**
- n Structure interne d 'un variateur MLI**



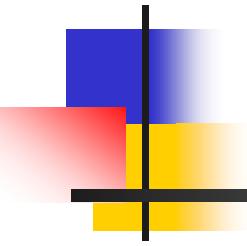
# La variation de vitesse des moteurs asynchrones

$$n = n_s (1 - g) = \frac{f(1 - g)}{p}$$

Diagram illustrating the factors affecting the synchronous speed ( $n_s$ ) of an asynchronous motor:

- Vitesse de rotation** (Synchronous speed) is the input to the equation.
- glissement** (Slip) is a factor that decreases the synchronous speed.
- fréquence** (Frequency) is a factor that decreases the synchronous speed.
- Vitesse du champ tournant** (Rotating field speed) is a factor that increases the synchronous speed.
- Paire de pôles** (Pole pairs) is a factor that increases the synchronous speed.

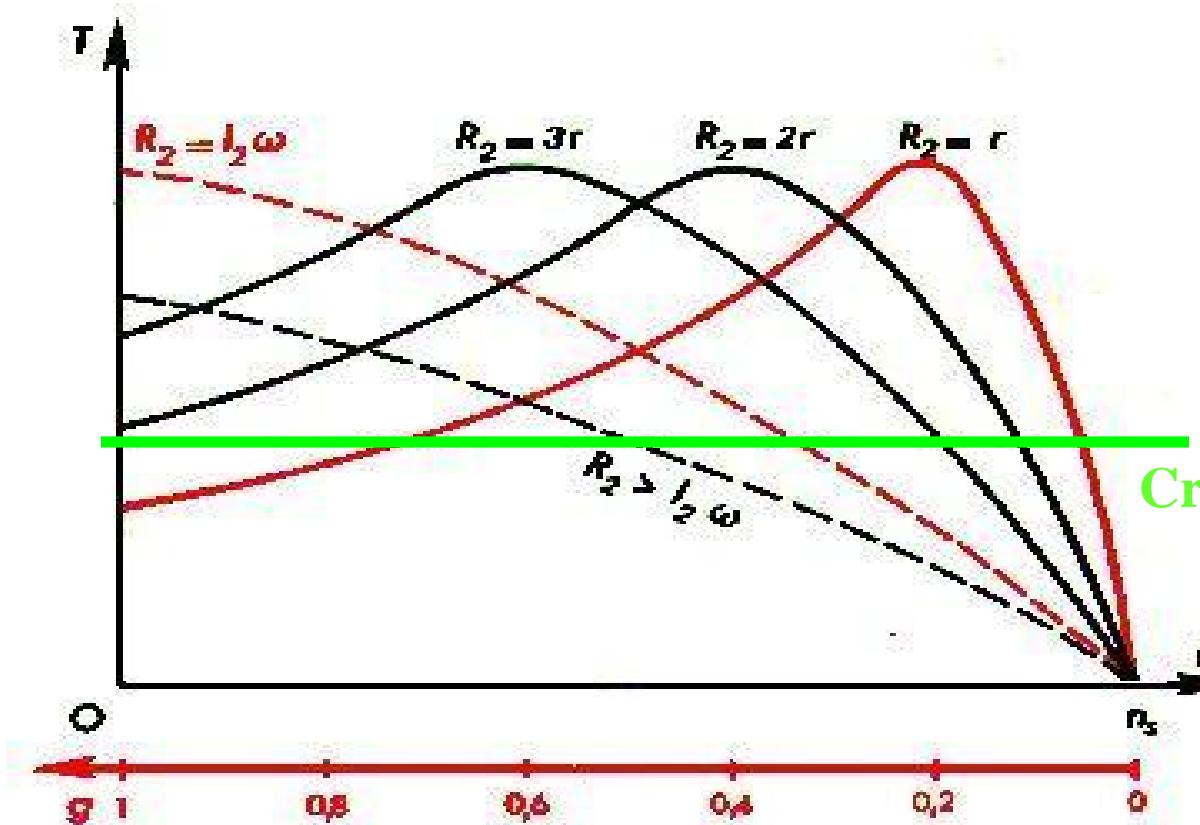
Arrows indicate the relationships: an arrow from **fréquence** points to the frequency term in the equation; an arrow from **Paire de pôles** points to the pole pairs term in the equation; an arrow from **Vitesse du champ tournant** points to the synchronous speed term in the equation; and an arrow from **glissement** points to the slip term in the equation.



# Action sur le glissement (moteur à rotor bobiné)

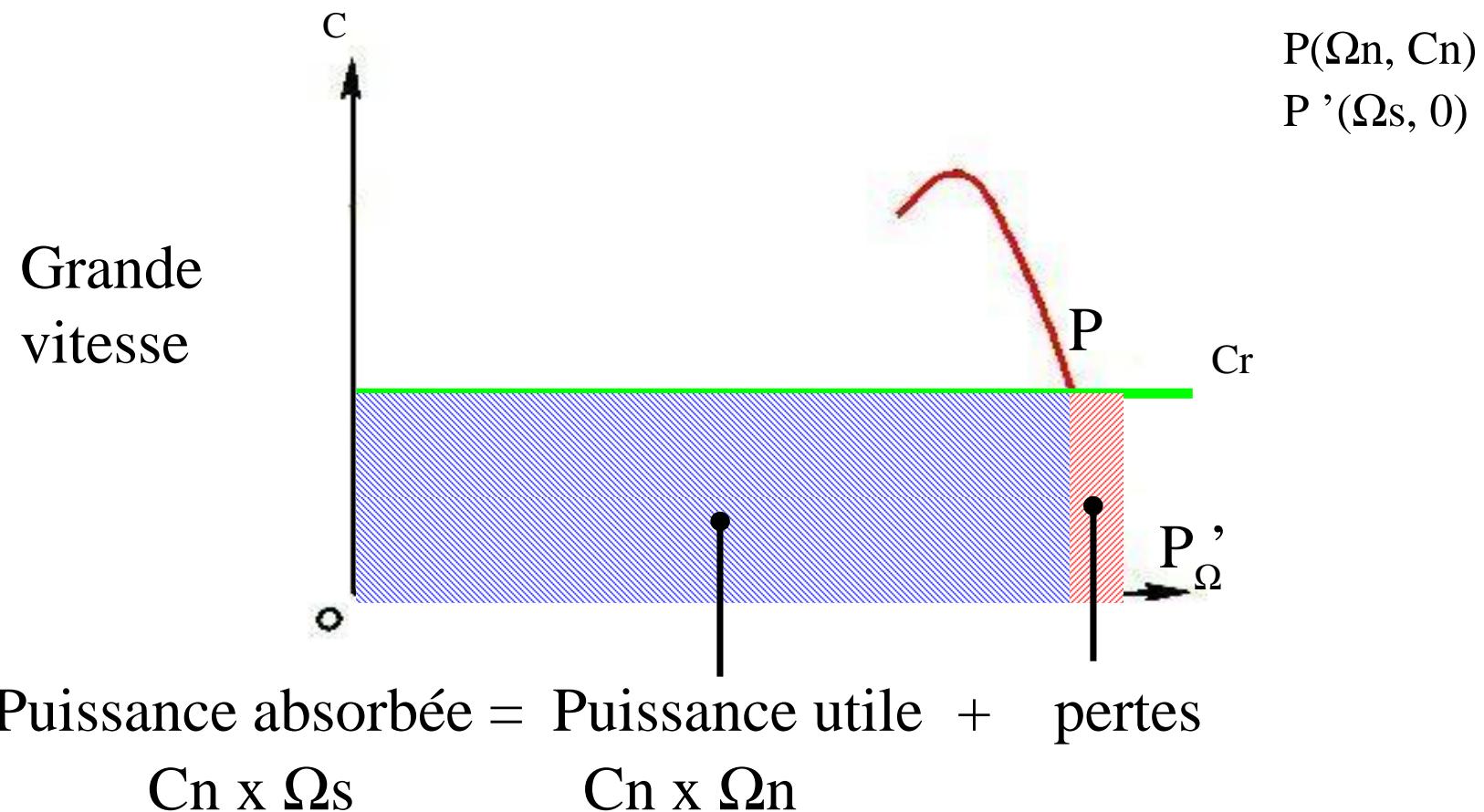
Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1

# Action sur le glissement

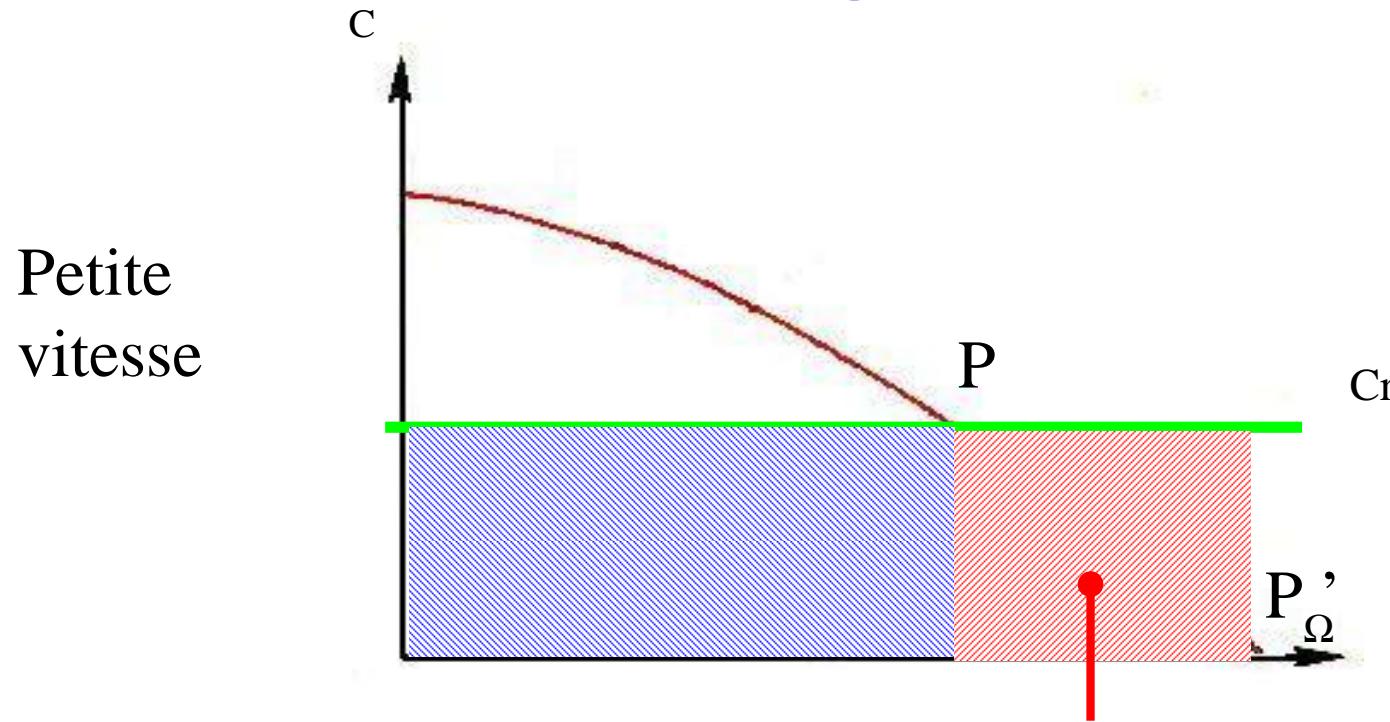


- En modifiant la résistance rotorique, on agit sur le glissement tout en conservant un couple maximal constant.
- Cela implique d'avoir une machine à rotor bobiné

# Action sur le glissement (2)



# Action sur le glissement (3)

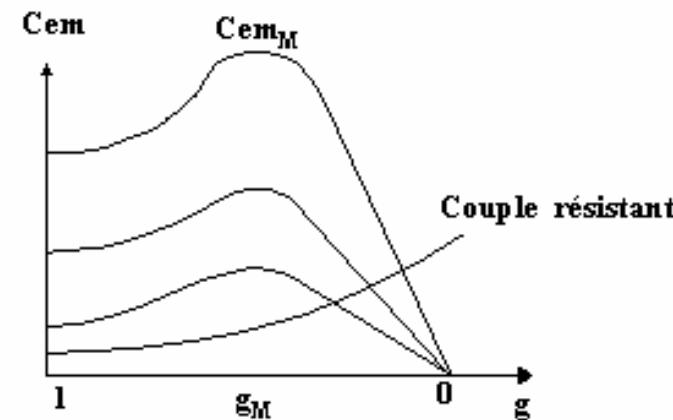
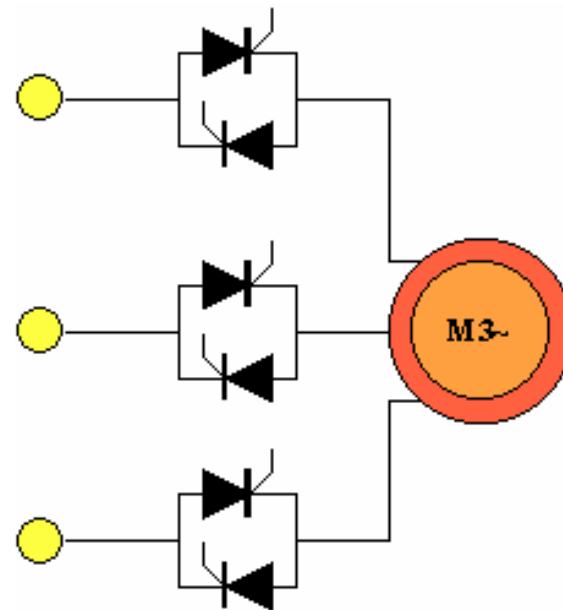


Inconvénient :

- rendement très faible

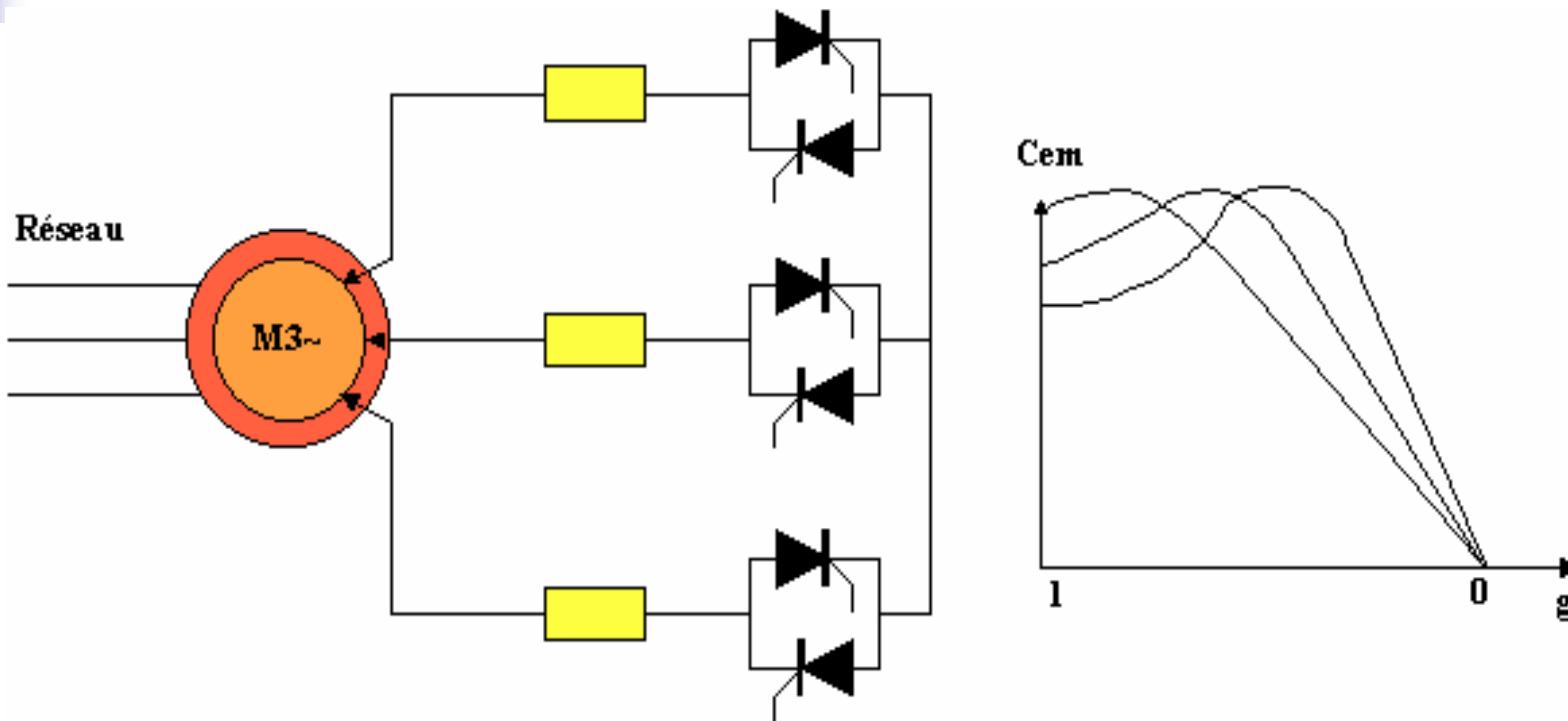
# Par gradateur

- On règle la tension statorique



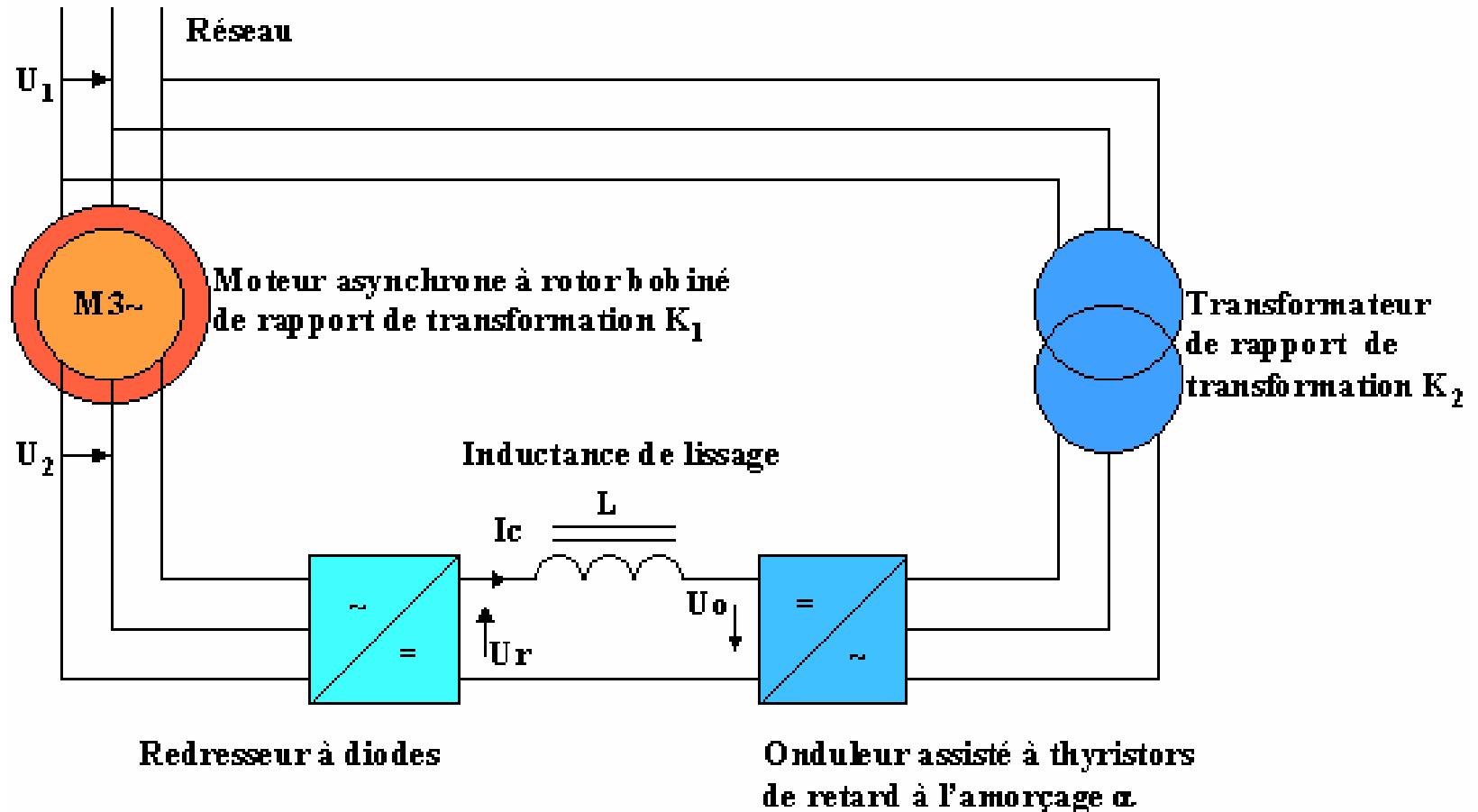
Du fait de sa faible plage de variation de vitesse sur moteur à cage standard, le gradateur statorique est surtout utilisé comme procédé de démarrage sur des machines dont le couple résistant est de type parabolique.

# Rhéostat de glissement rotorique



Le couple peut être maximal dans toute la plage de variation de vitesse, mais les pertes dans le rhéostat rotorique sont d'autant plus importantes que la vitesse du moteur est faible.

# Cascade hyposynchrone



# Cascade hyposynchrone (2)

$$U_2 = g \cdot K_1 \cdot U_1$$

$$U_x = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \cdot K_1 \cdot g$$

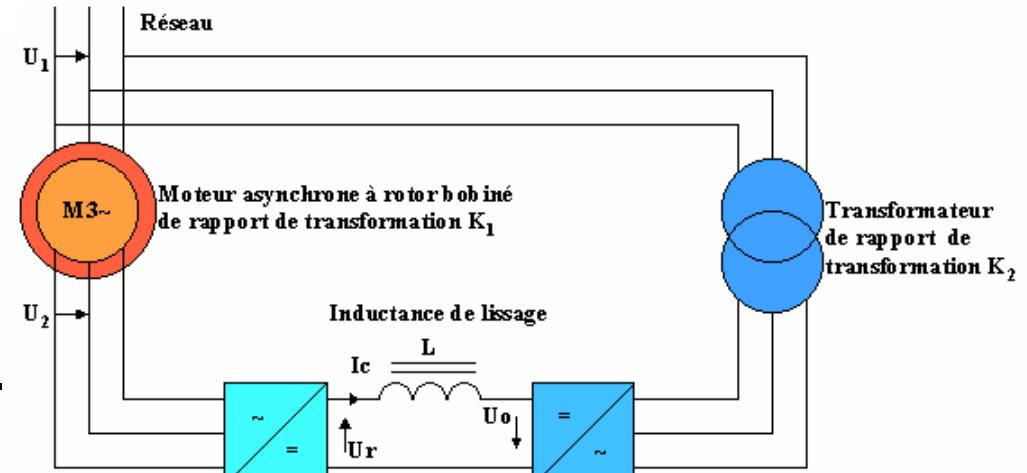
$$U_0 = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \cdot K_2 \cdot \cos \alpha$$

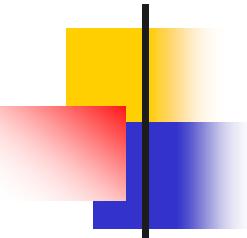
$$\overline{U_x} = - \overline{U_0}$$

$$\Rightarrow g = - \frac{K_2}{K_1} \cdot \cos \alpha \quad \text{avec } 90^\circ < \alpha < 150^\circ$$

pour  $\alpha = 90^\circ$ ,  $g = 0$ ,  $\Omega = \Omega_s$

pour  $\alpha = 150^\circ$ ,  $g = g_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{K_2}{K_1}$ ,  $\Omega = \Omega_{\min}$





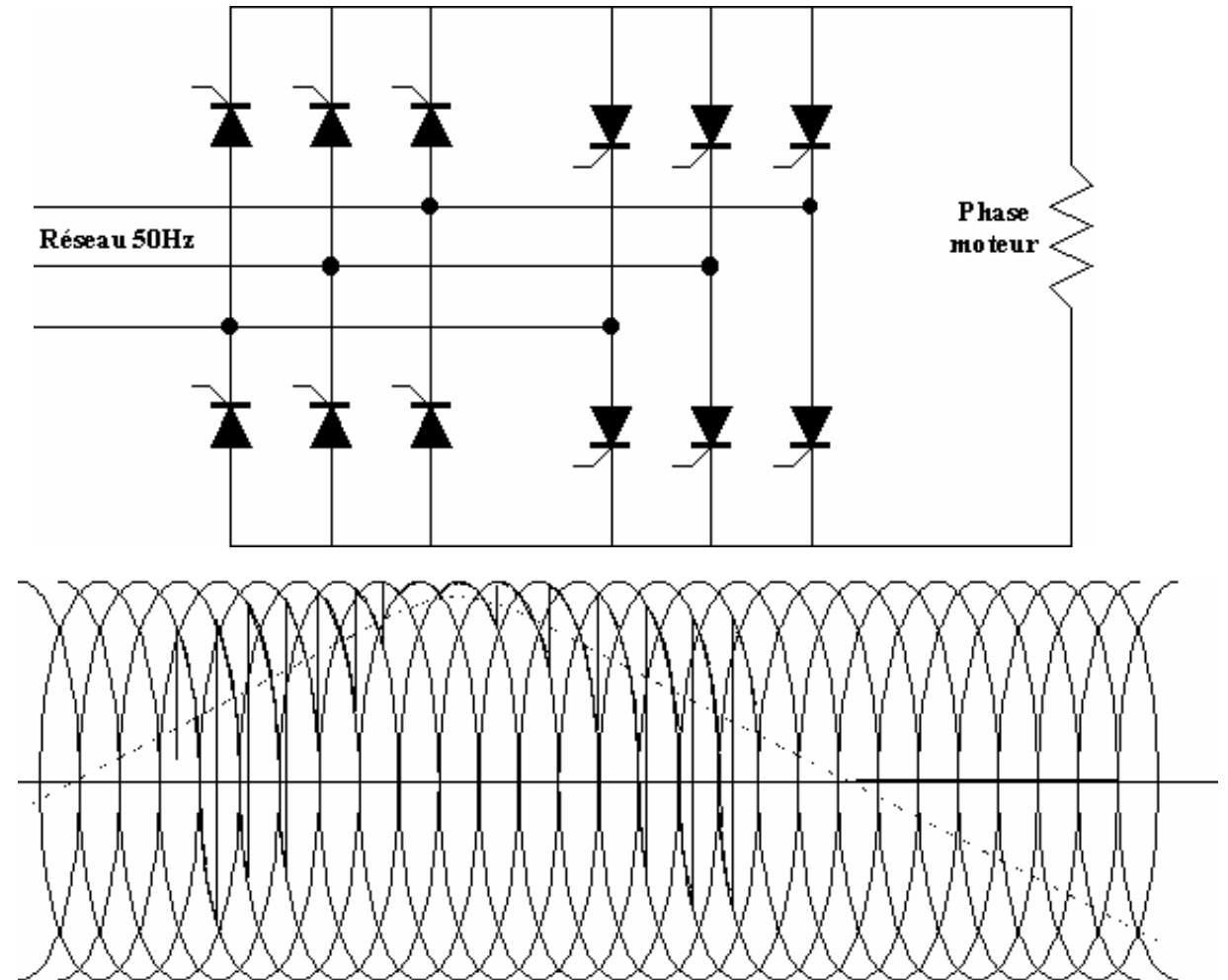
# Cascade hyposynchrone (3)

- Le transformateur est choisi avec un rapport de transformation permettant le glissement maximal souhaité.
- La récupération de l 'énergie rotorique assure un excellent rendement, voisin de celui du moteur seul.
- Le facteur de puissance de la cascade est plus faible que celui du moteur seul et il y a nécessité de le relever avec une batterie de condensateurs.
- La cascade ne peut démarrer seule : il est nécessaire de prévoir un dispositif annexe de démarrage par résistances rotoriques.

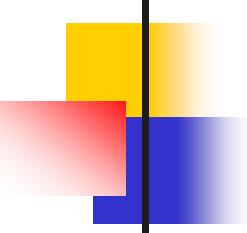
# Le Cycloconvertisseur

Convertisseur de fréquence, dont la fréquence de sortie est faible devant celle du réseau d'alimentation (1/3 maximum).

Le montage complet nécessite 36 thyristors pour une machine triphasée.

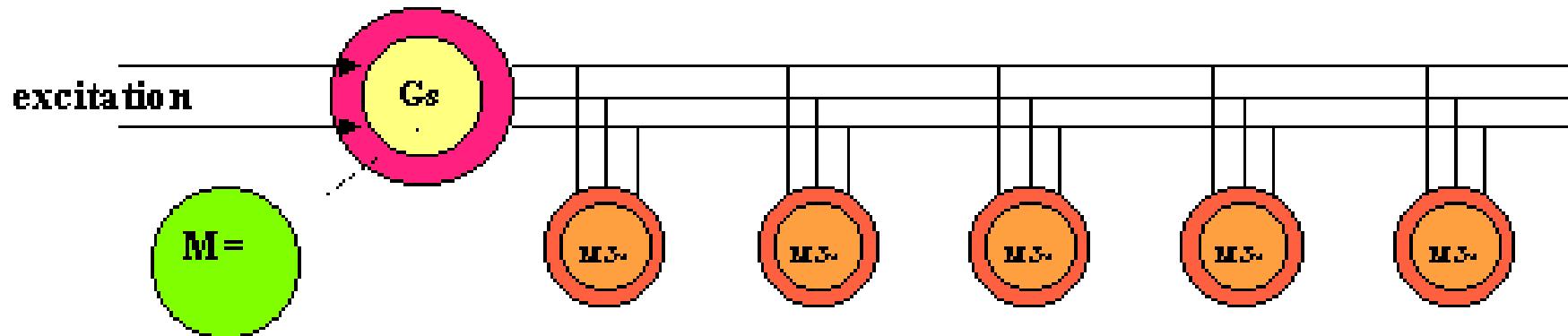


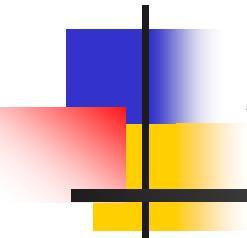
Commande pour une phase du moteur



# Cycloconvertisseur : applications

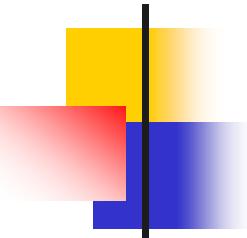
- Procédé, robuste et fiable mais lourd, encombrant et onéreux.
- Utilisé principalement pour piloter un grand nombre de moteurs asynchrones à réguler simultanément (laminoirs).
- Le réglage de la vitesse du moteur à courant continu permet de fixer la fréquence de la tension de sortie de l'alternateur. L'amplitude de cette tension est ajustée par le circuit d'excitation de l'alternateur.





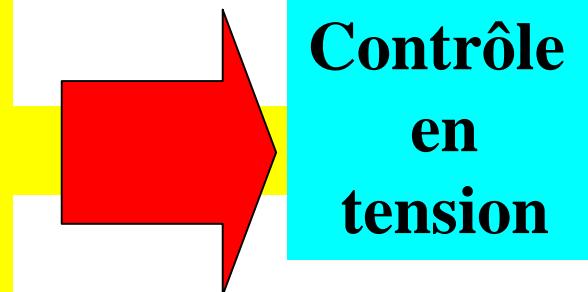
# Action sur la fréquence du stator (tout moteur)

Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1

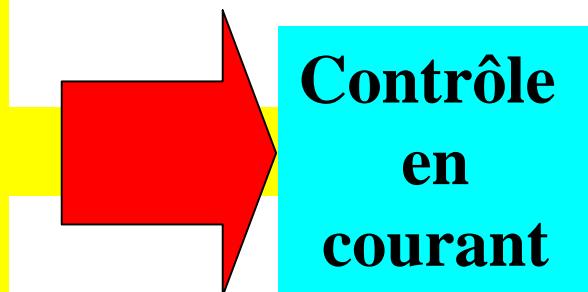


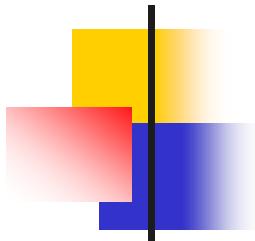
# La commande du MAS à vitesse variable : 2 techniques

- **Contrôle scalaire ou contrôle  $U/f$  constant**
  - Convertisseur à onde de courant
  - Convertisseur à onde de tension



- **Contrôle vectoriel de flux avec ou sans capteur**
- **Moteur asynchrone auto piloté**



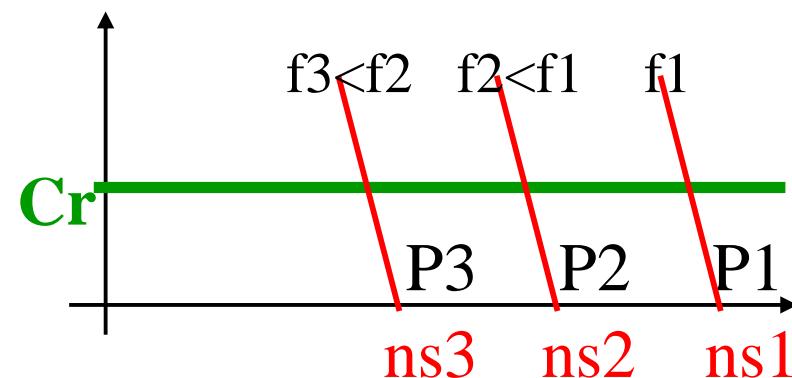


# Contrôle U/F ou Contrôle scalaire

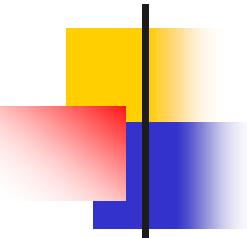
# Action sur la fréquence

- Agir sur la fréquence,
  - modifie la vitesse de synchronisme
  - modifie le point de fonctionnement

$$n_s = \frac{F}{p}$$



**Remarque: Les pertes sont constantes**



# Action sur la fréquence (2)

On cherche à conserver un couple moteur maximal constant.  
A l'aide du modèle équivalent, on obtient l'expression :

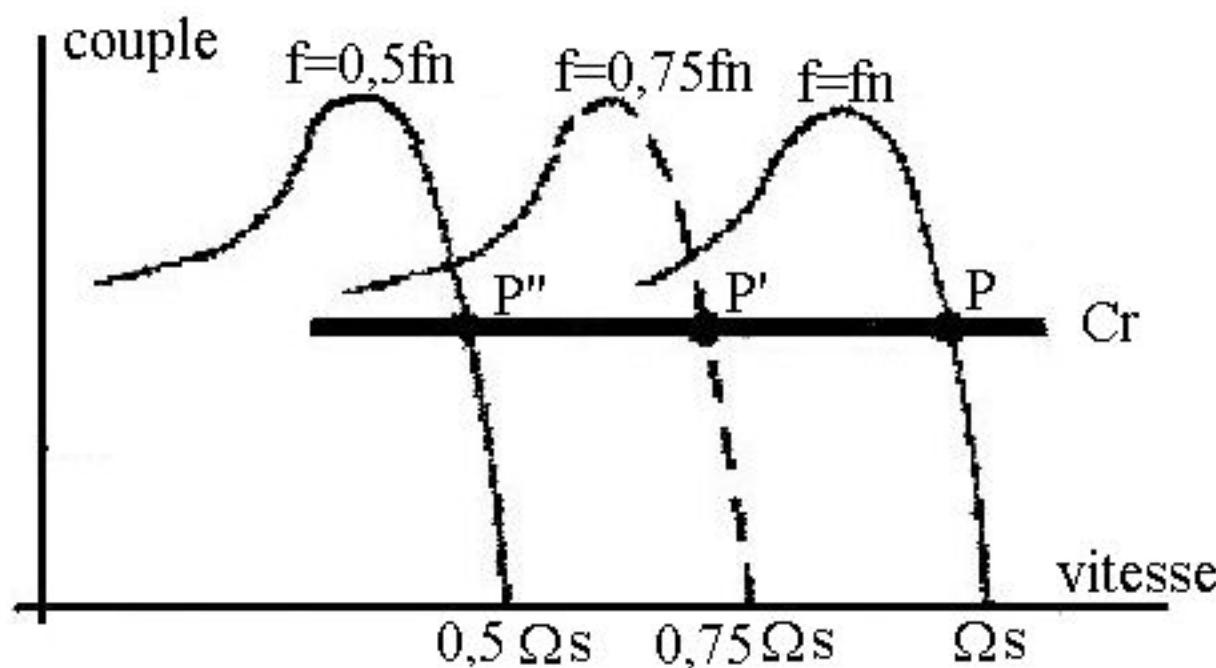
$$Ce = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2} = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\frac{R_2^2}{g^2} + a^2} ; a = sL1.w.m^2 ; K = \frac{3p}{w} m^2 V_1^2$$

$$Ce \text{ quand } \frac{R_2^2}{g} + g.a^2 \Rightarrow g = \frac{R_2}{a} ; Ce = K \frac{1}{2a}$$

$$C_{\max} = \frac{3p.V_1^2}{w} \frac{1}{2.sL1.2p} = \frac{3p.V_1^2}{2.p.f} \frac{1}{2.sL1.2p} = \frac{3p}{8.sL1.p^2} \left( \frac{V_1}{f} \right)^2$$

# Action sur la fréquence (3)

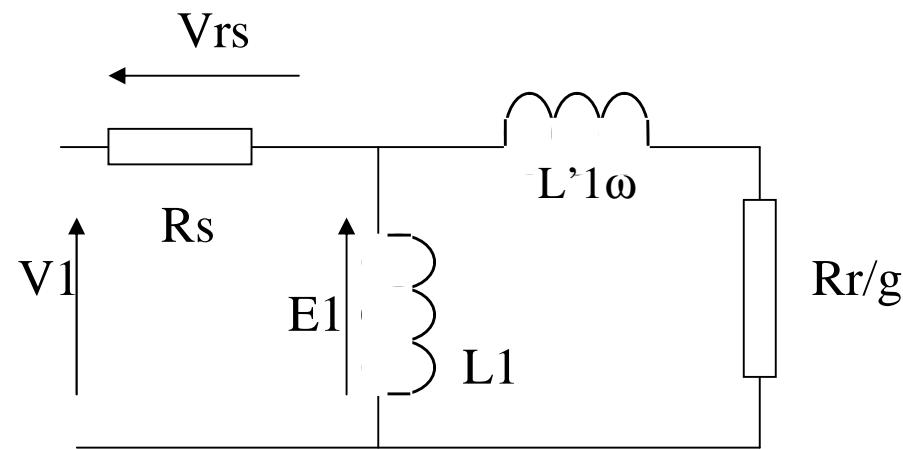
$f$  varie  
on veut  $C_{max}$ } Il faut que  $V_1$  varie pour que  $\frac{V_1}{f} = \text{constant}$   
(Voir expression précédente)



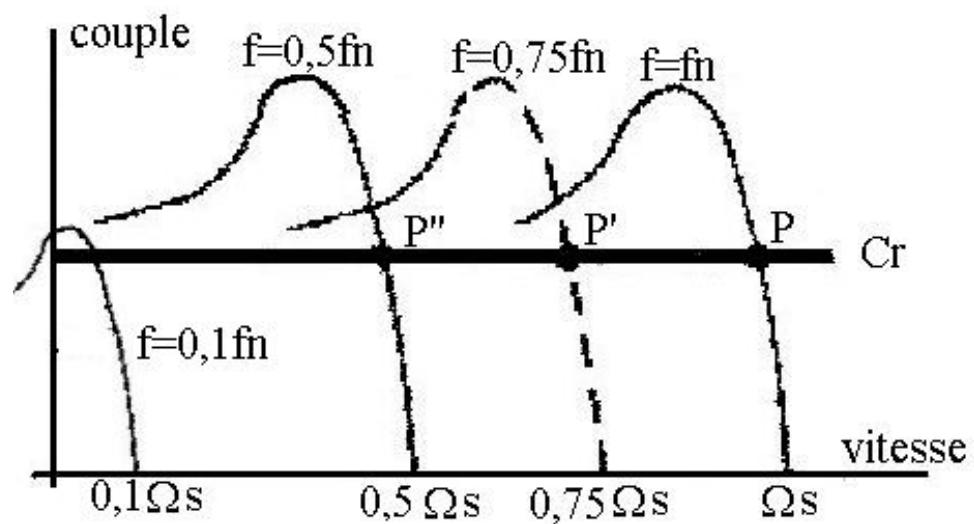
**On travaille à flux constant**

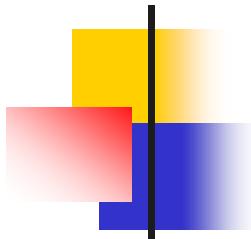
# Action sur la fréquence (4)

Limite du modèle utilisé



Conséquence sur la caractéristique  $C_m = f(\Omega)$  à basse vitesse



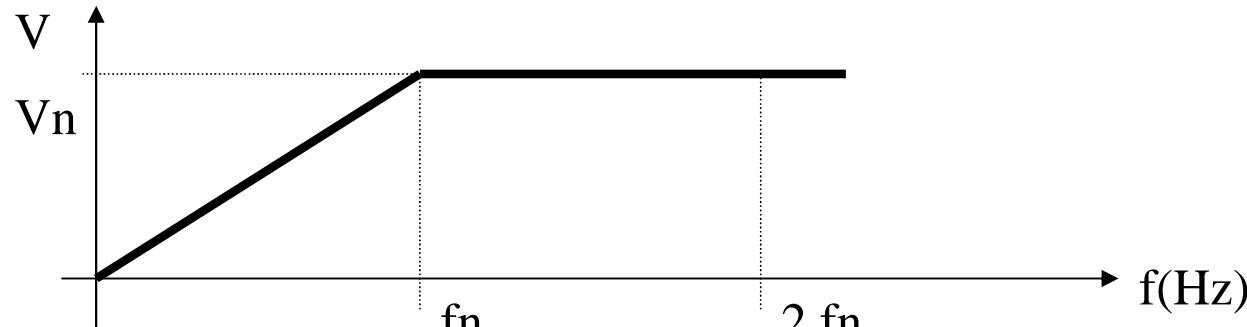


# Action sur la fréquence (5)

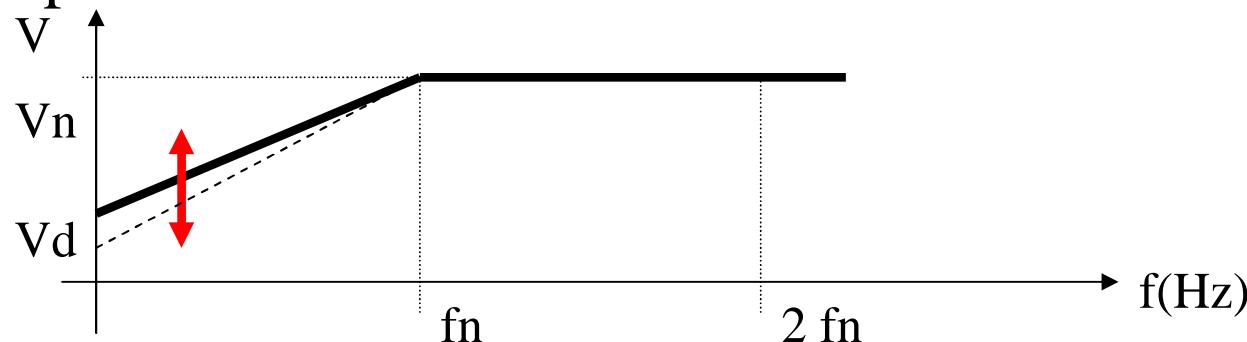
- A partir de  $U_n$ , le rapport  $U/f$  ne peut plus rester constant car  $U$  dépasse  $U_n$ .
  - On maintient  $V$  constant -> baisse de  $Ce$

# Loi U/f

Pour respecter les limitations précédentes la loi U/f a l'allure suivante



Pour compenser les imperfections du modèle adopté ou l'adapter à une charge particulière, les constructeurs proposent de modifier la loi U/f

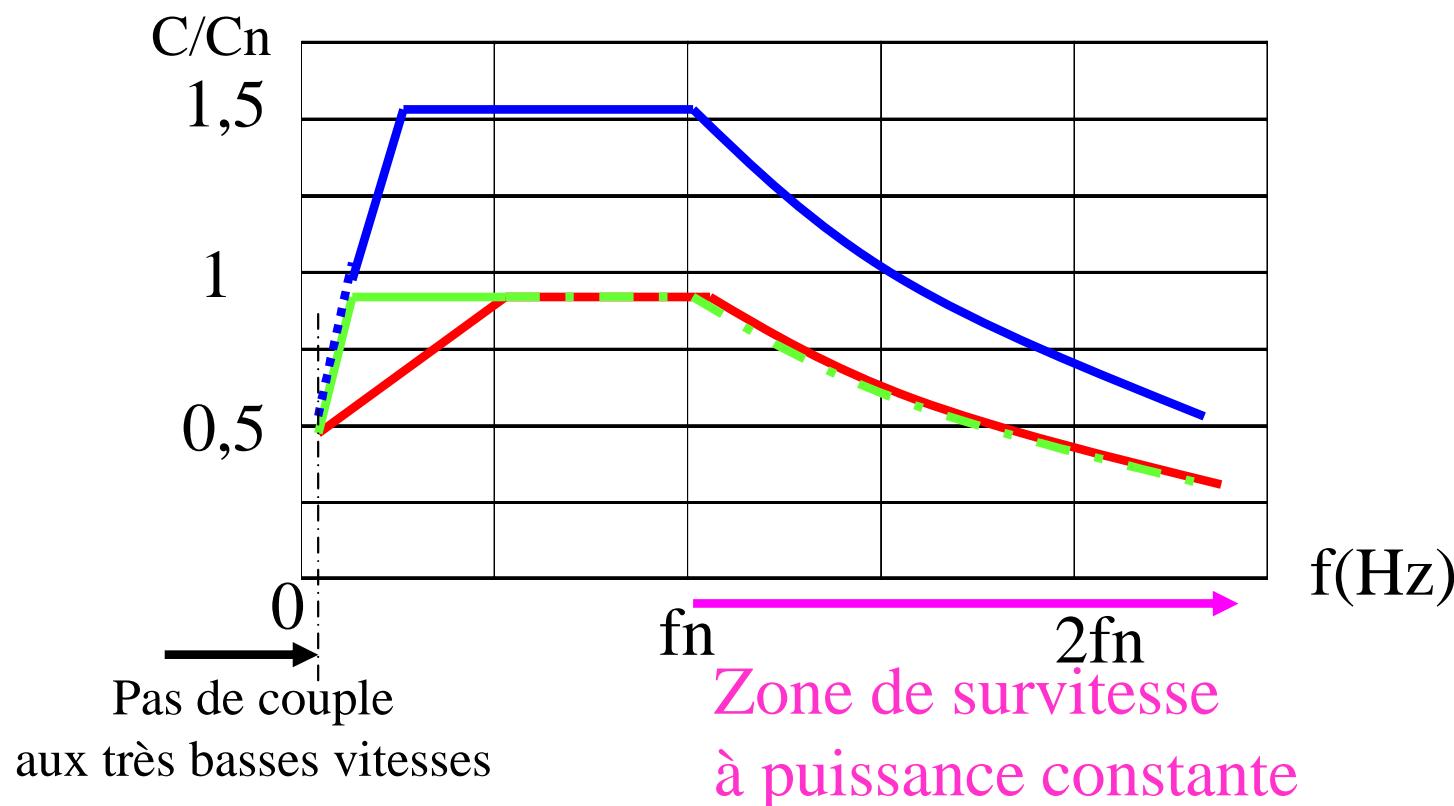


Au démarrage il y a renforcement du flux magnétique  
⇒ augmentation du couple aux basses vitesses

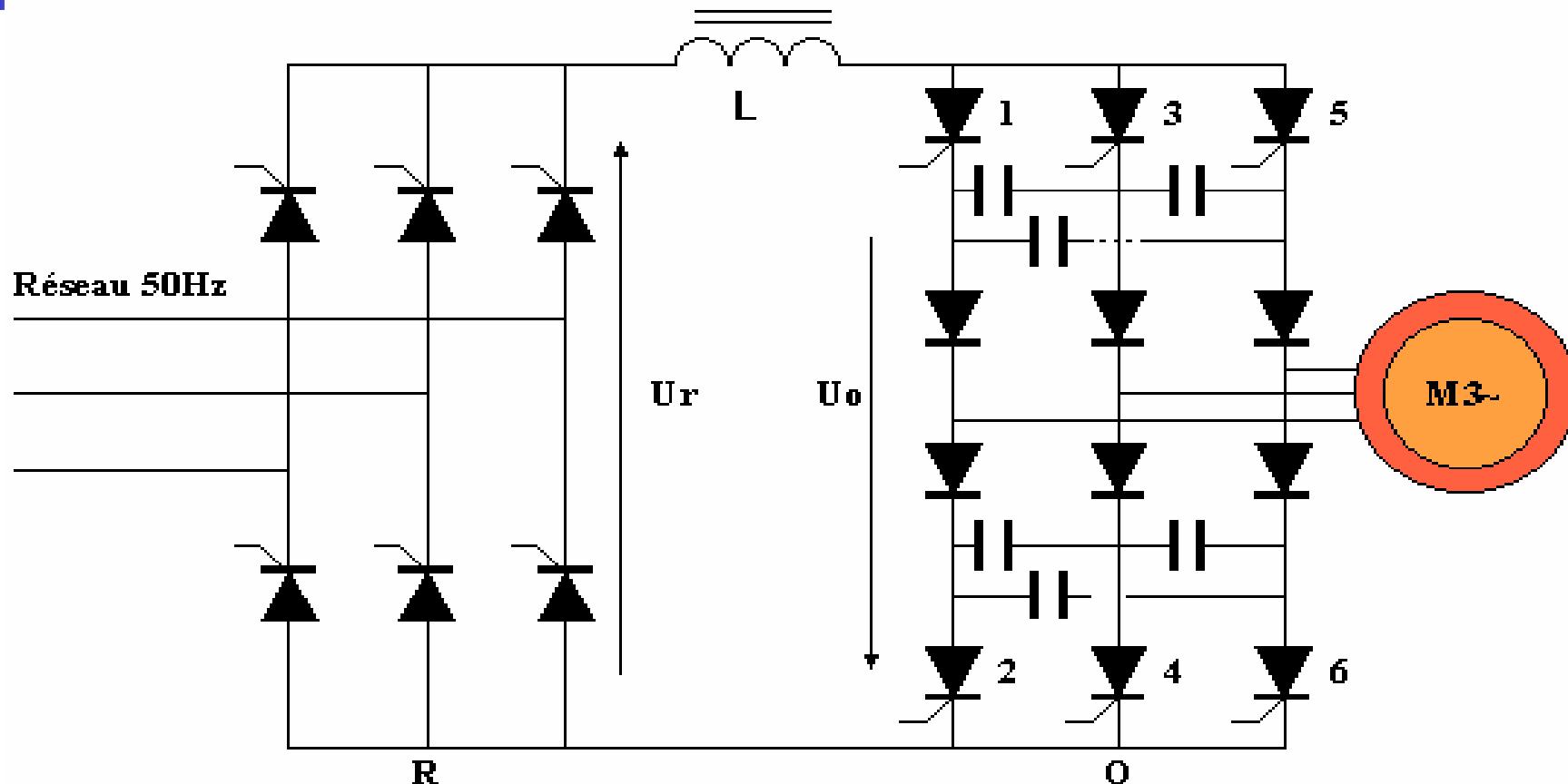
# Action sur la fréquence (6)

Caractéristiques constructeurs

- Moteur auto ventilé couple utile permanent
- Moteur moto ventilé couple utile permanent
- Surcouple transitoire

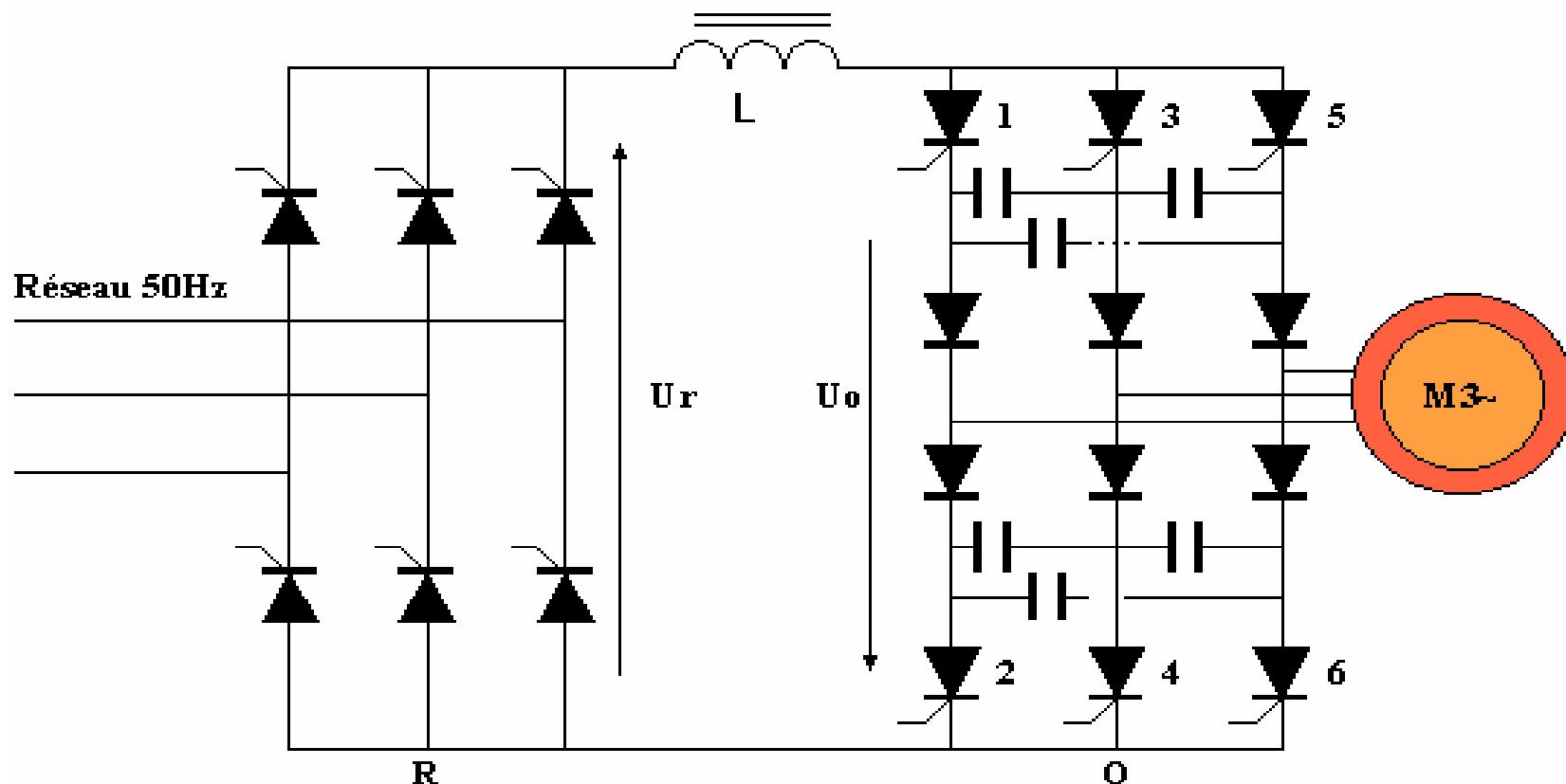


# Convertisseur à onde de courant



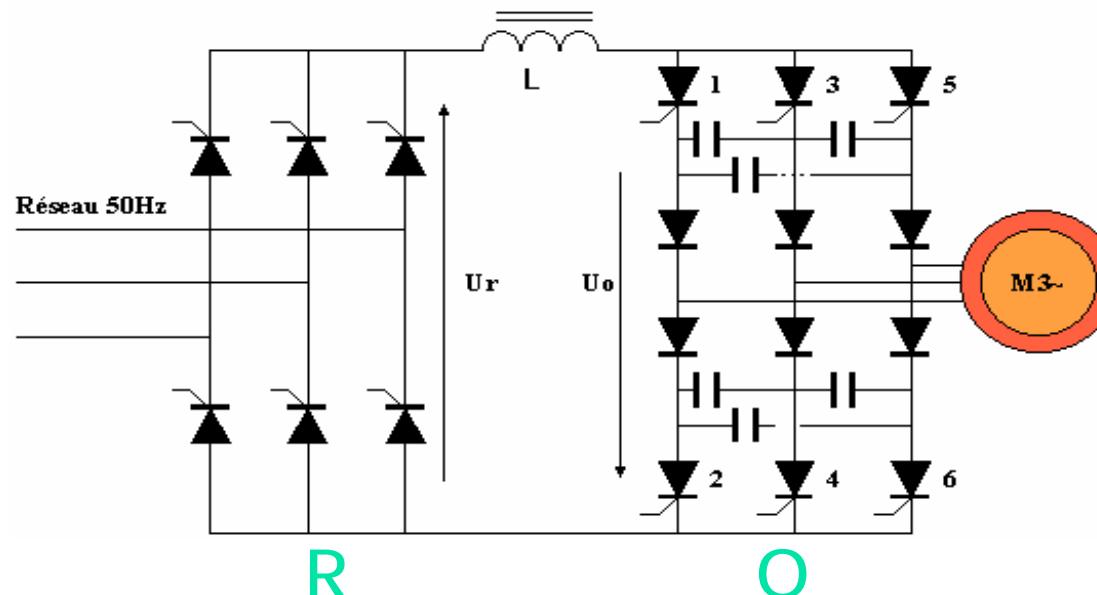
- Le convertisseur R fait varier la valeur moyenne de la tension  $U_r$ .
- Le convertisseur O change la fréquence de la tension statorique.

# Convertisseur à onde de courant (2)



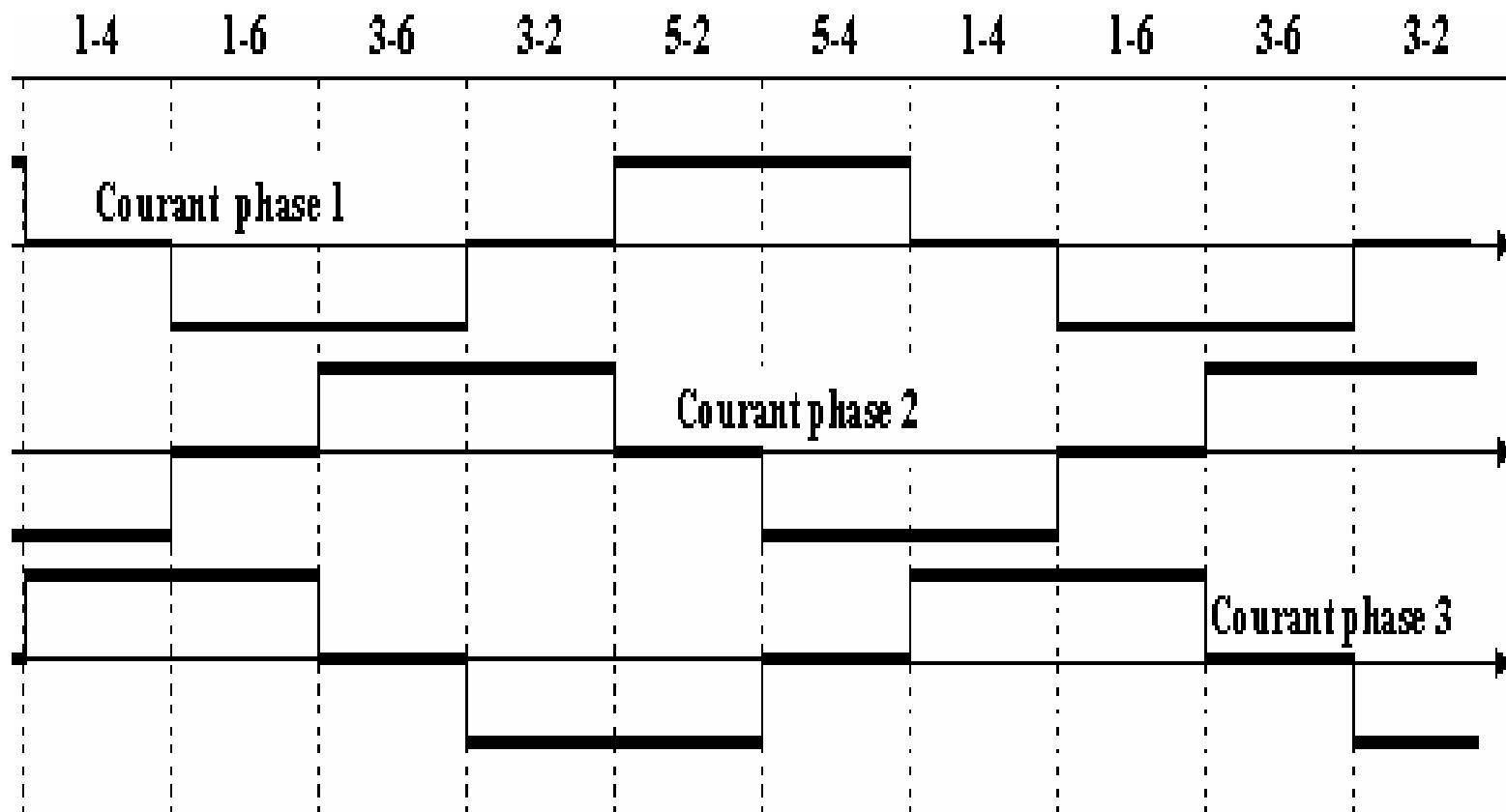
- Les condensateurs assurent le blocage forcé des thyristors.
- Les diodes évitent la décharge des condensateurs dans les phases du moteur.

# Convertisseur à onde de courant (3)



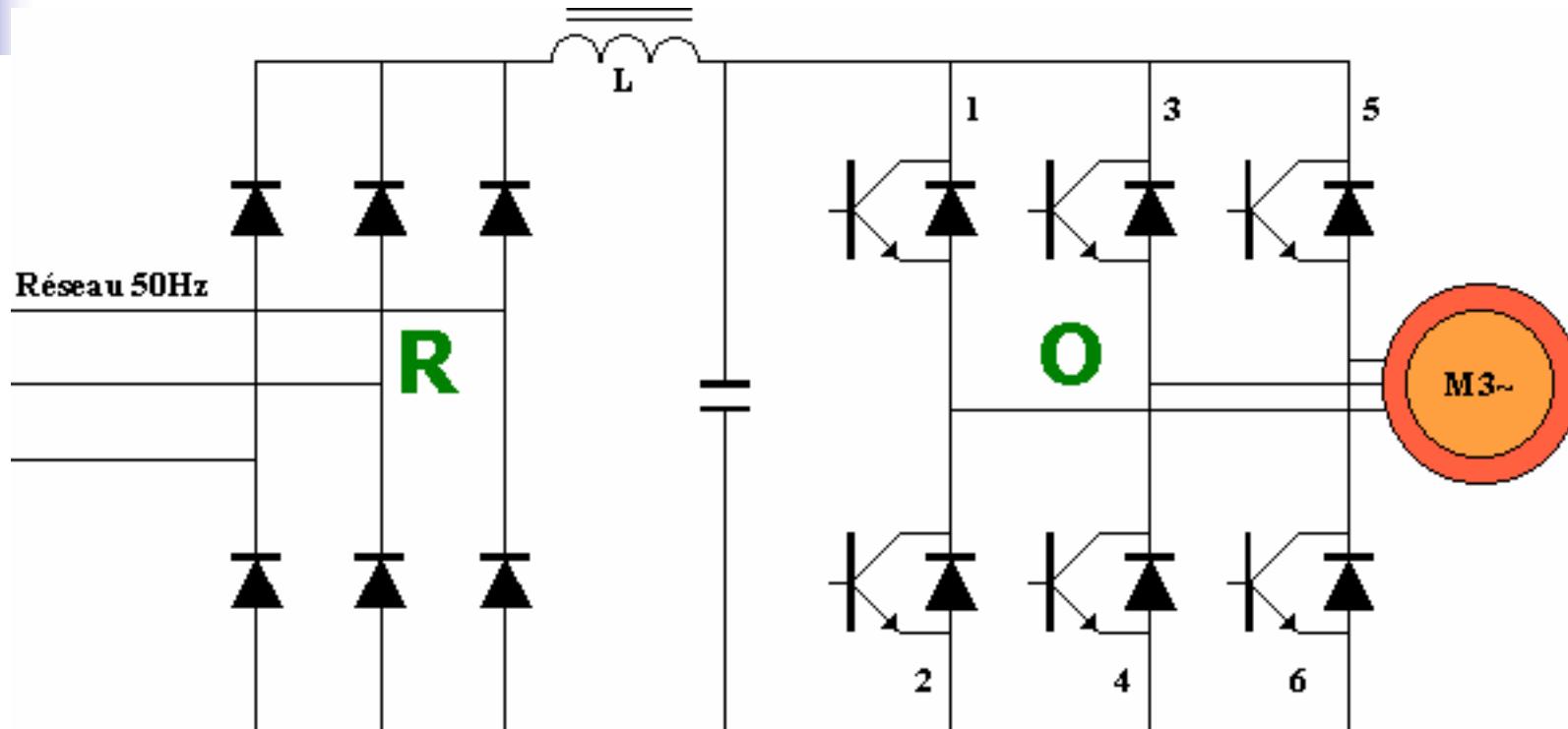
- Une petite inductance (non représentée) en série avec chaque thyristor limite les  $di/dt$ .
  - Le courant circulant dans l'inductance L est fortement lissé.
- L'inversion de la séquence de commande des thyristors permet l'inversion du sens de rotation du moteur.
- Le freinage par récupération a lieu lorsque la fréquence de rotation du moteur est supérieure à la fréquence de synchronisme : O fonctionne alors en redresseur et R en onduleur assisté.

# Convertisseur à onde de courant (4)



Courant dans les phases en fonction des commutations des thyristors

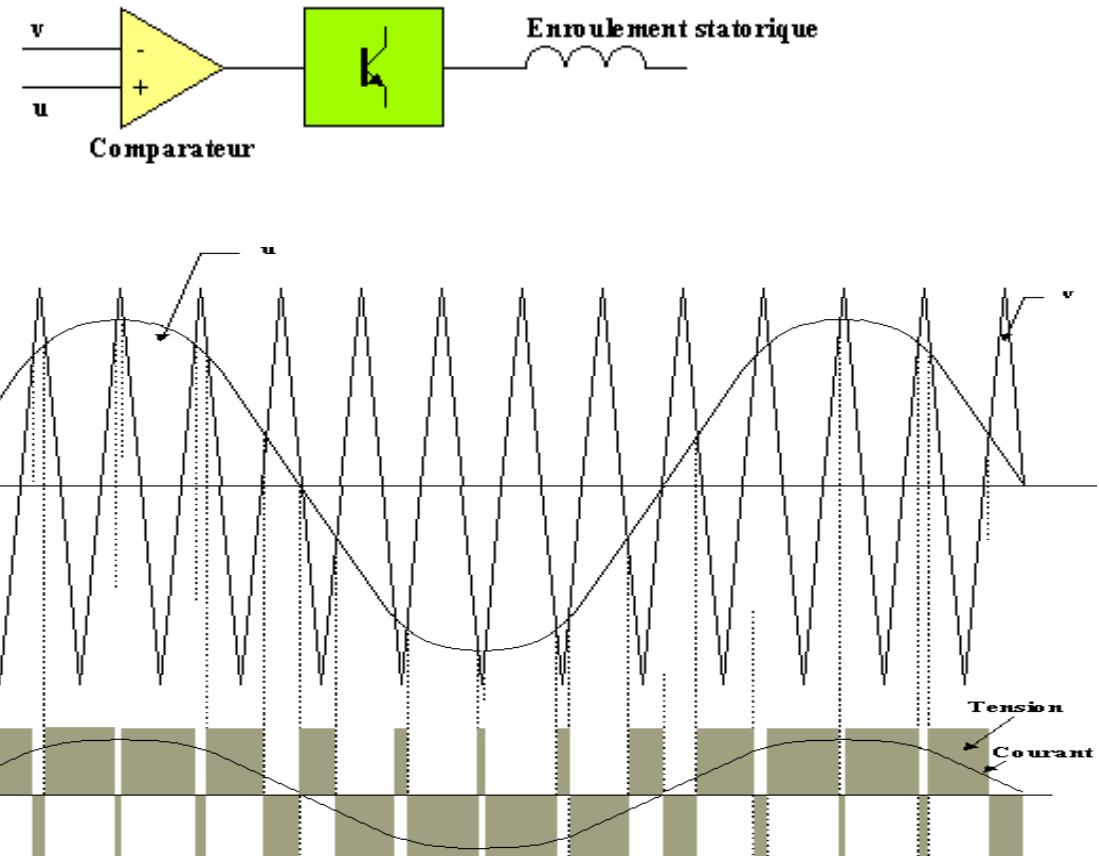
# Convertisseur à onde de tension



Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension. L'onduleur à transistors génère une succession d'impulsions de tension, de largeurs variables (M.L.I.). Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal.

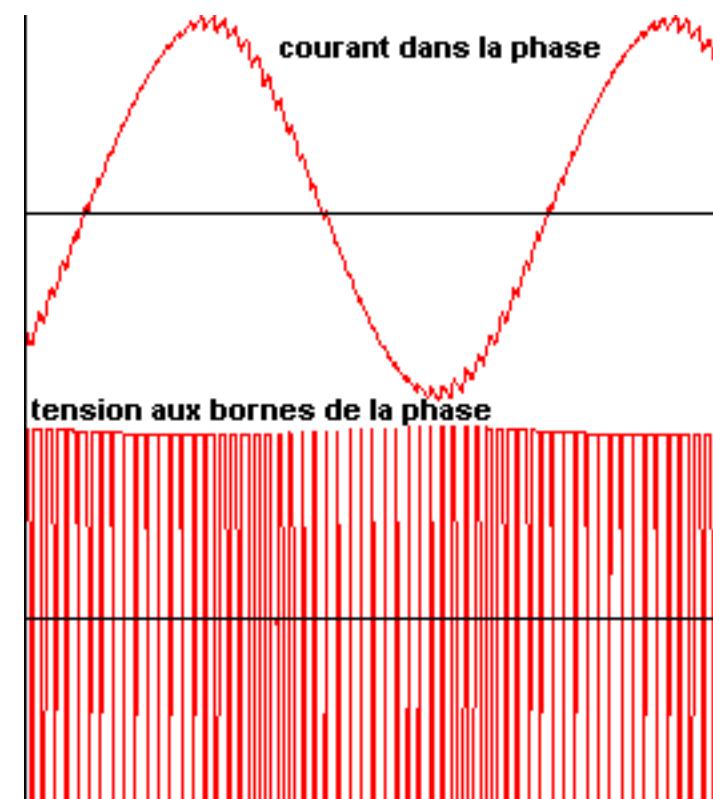
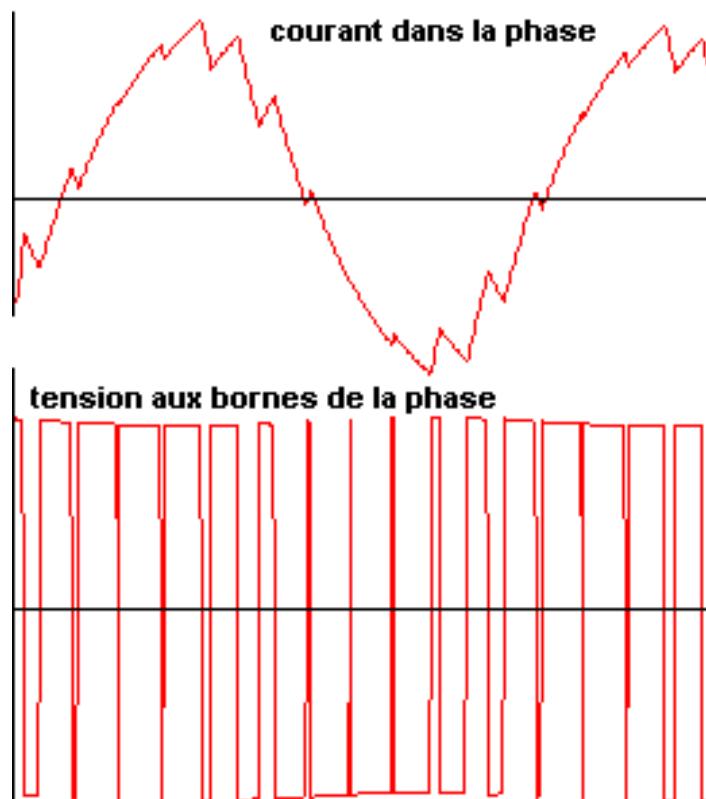
# Principe de la commande M.L.I

Une onde modulatrice sinusoïdale  $u$ , de fréquence  $f_u$  est comparée à une onde triangulaire  $v$  de fréquence  $f_v$ . La sortie du comparateur permet le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de  $120^\circ$ . Pour éliminer les harmoniques de rang pair et de rang 3, le rapport de modulation  $m = f_v/f_u$  est impair, multiple de 3 et de l'ordre de la centaine (dans l'exemple ci-dessous  $m=9$ ).



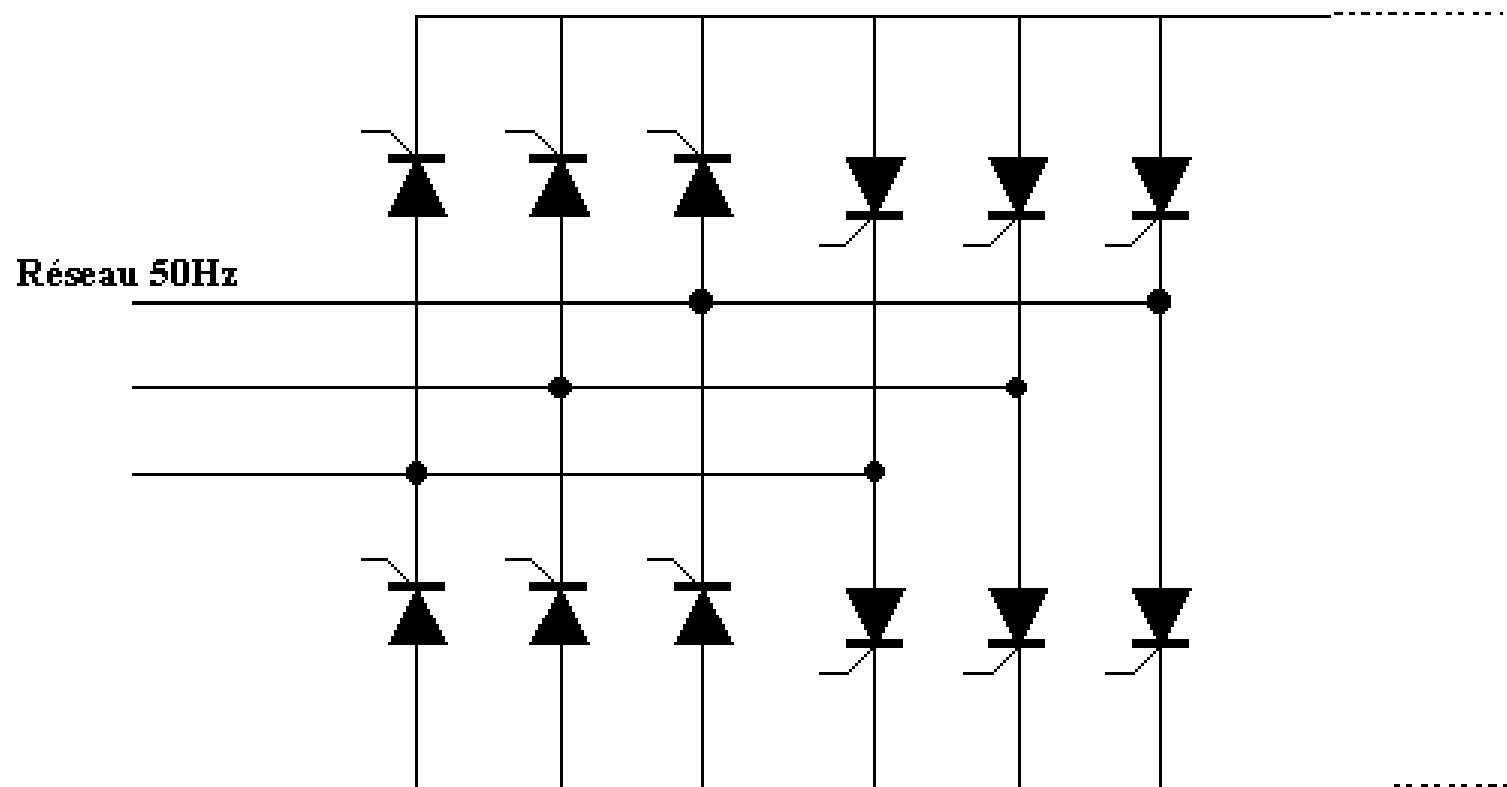
# Courant dans le convertisseur utilisant la commande M. L. I

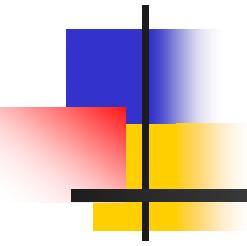
Le courant, filtré par l'inductance de l'enroulement est quasi - sinusoïdal.  
Allure des courant et tension (onduleur monophasé) pour des rapports de modulation différents:



# Convertisseur à onde de tension 4Q

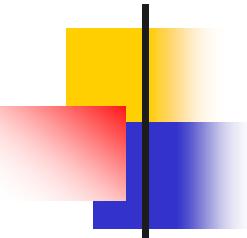
On remplace le redresseur à diodes par 2 ponts à thyristors montés tête - bêche (freinage par récupération d'énergie)





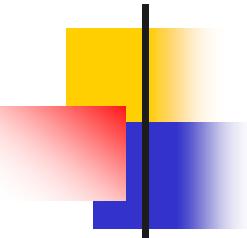
# Contrôle Vectoriel de Flux

Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1

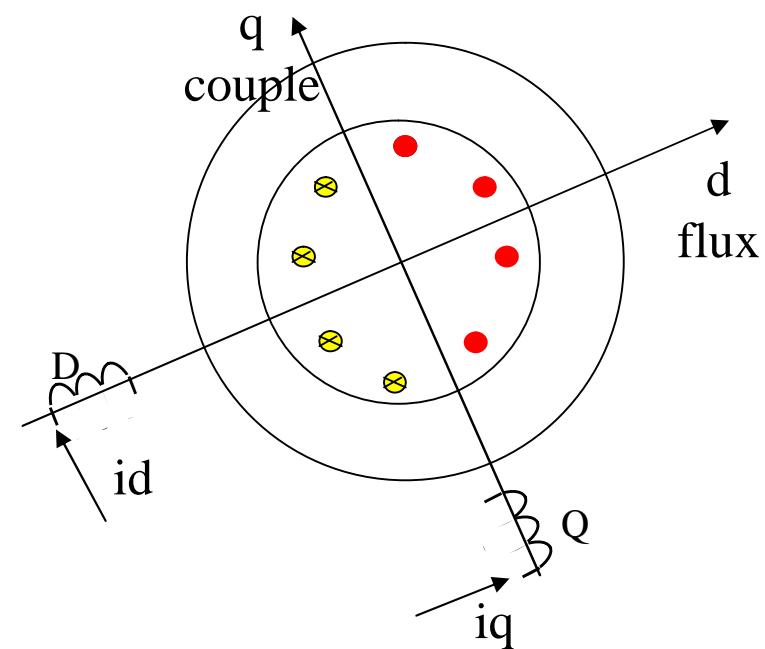
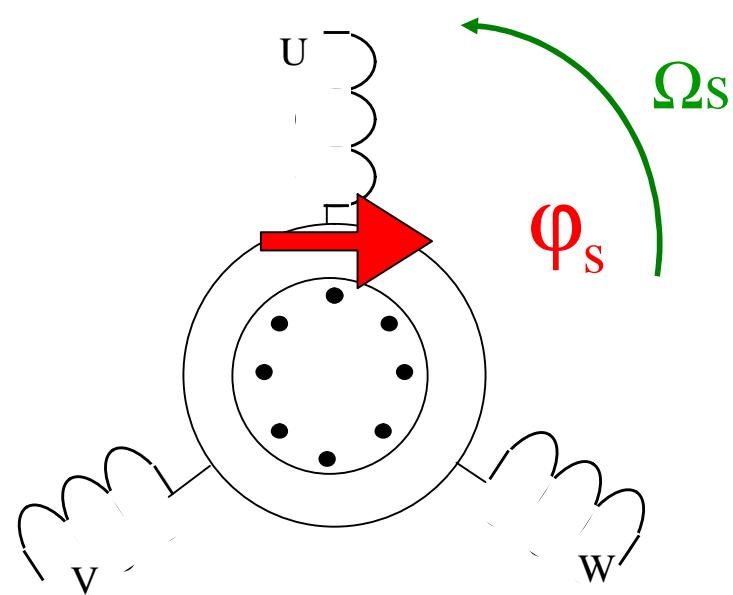


# Contrôle vectoriel de flux

- Un développement mathématique complexe montre que les courants statoriques triphasés peuvent se décomposer en un système de courants biphasés  $I_q$  et  $I_d$  :
  - le couple est fonction d'un courant statorique  $I_q$
  - le flux est fonction d'un courant statorique  $I_d$  (en quadrature avec  $I_q$ )
- On montre alors que le MAS triphasé peut être représenté par un système biphasé dans un repère tournant à la vitesse du champ statorique. Les grandeurs électriques se comportent comme des grandeurs continues.

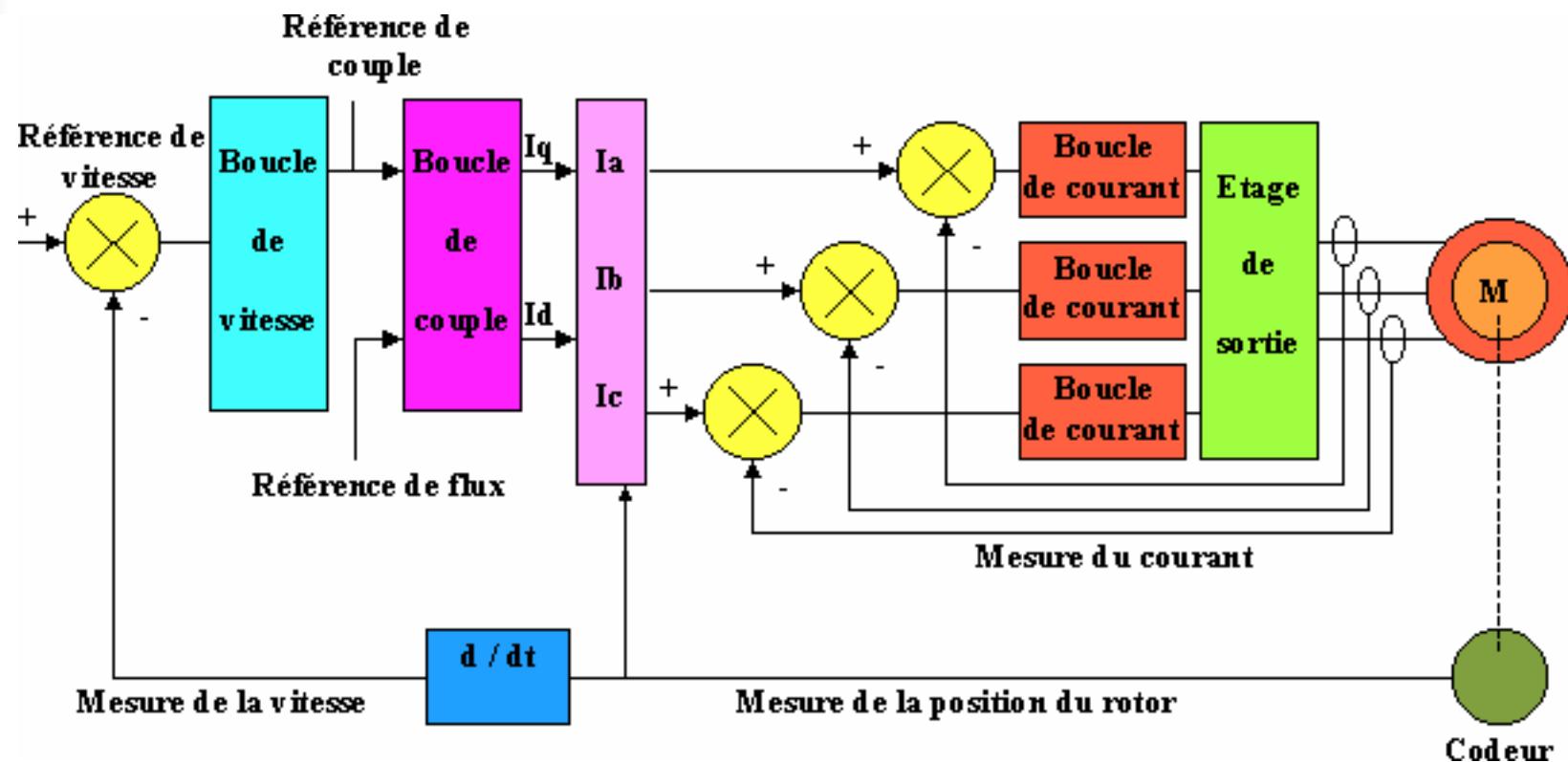


# Contrôle vectoriel de flux



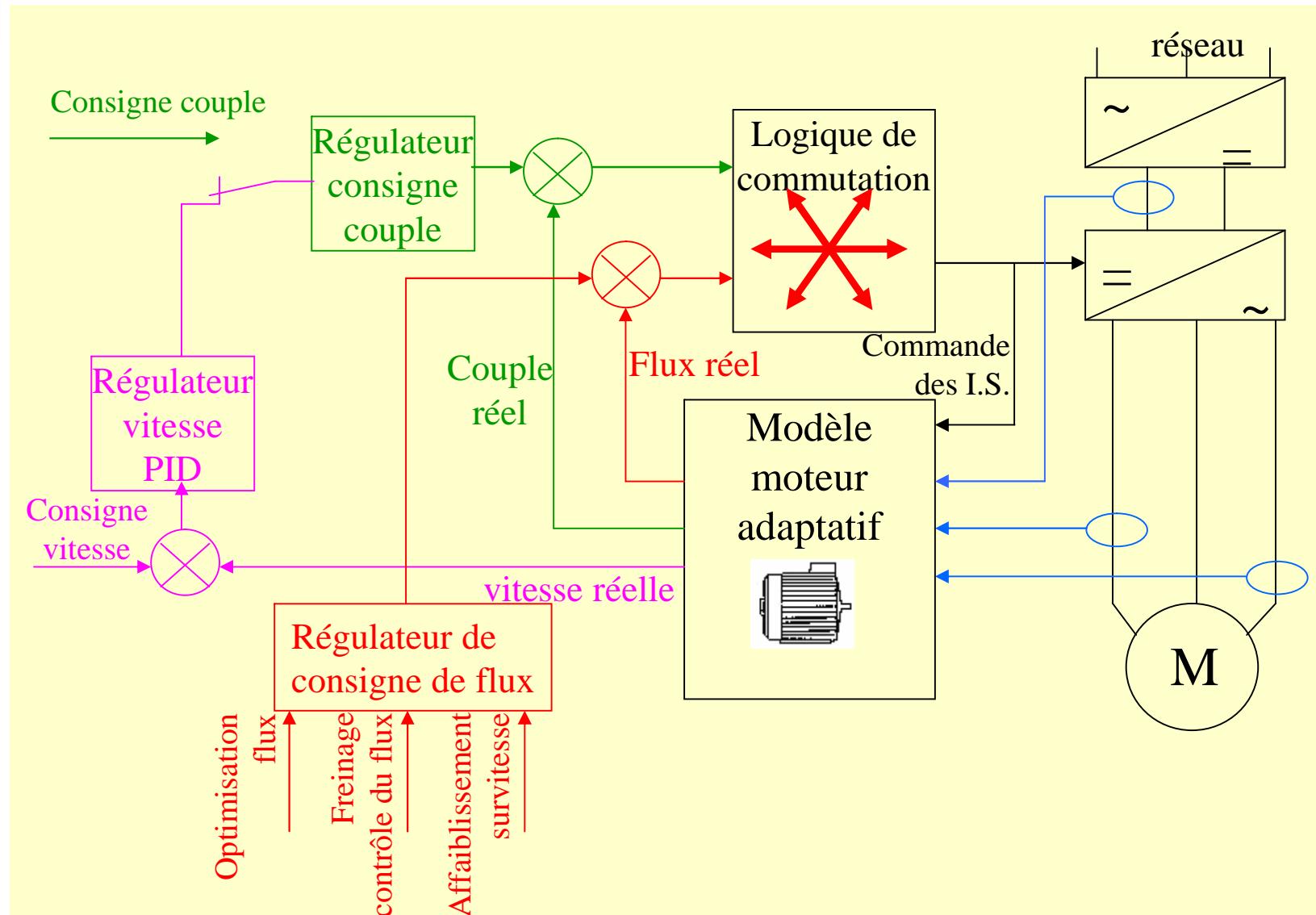
Transformation de Park

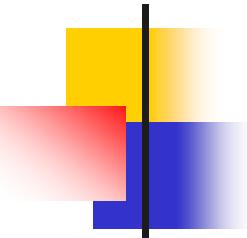
# Contrôle vectoriel de flux



- Ce type de pilotage permet un excellent contrôle des paramètres couple et vitesse.
- Le couple est très élevé (supérieur au couple nominal) même à vitesse nulle.

# Contrôle vectoriel de flux sans capteur de vitesse

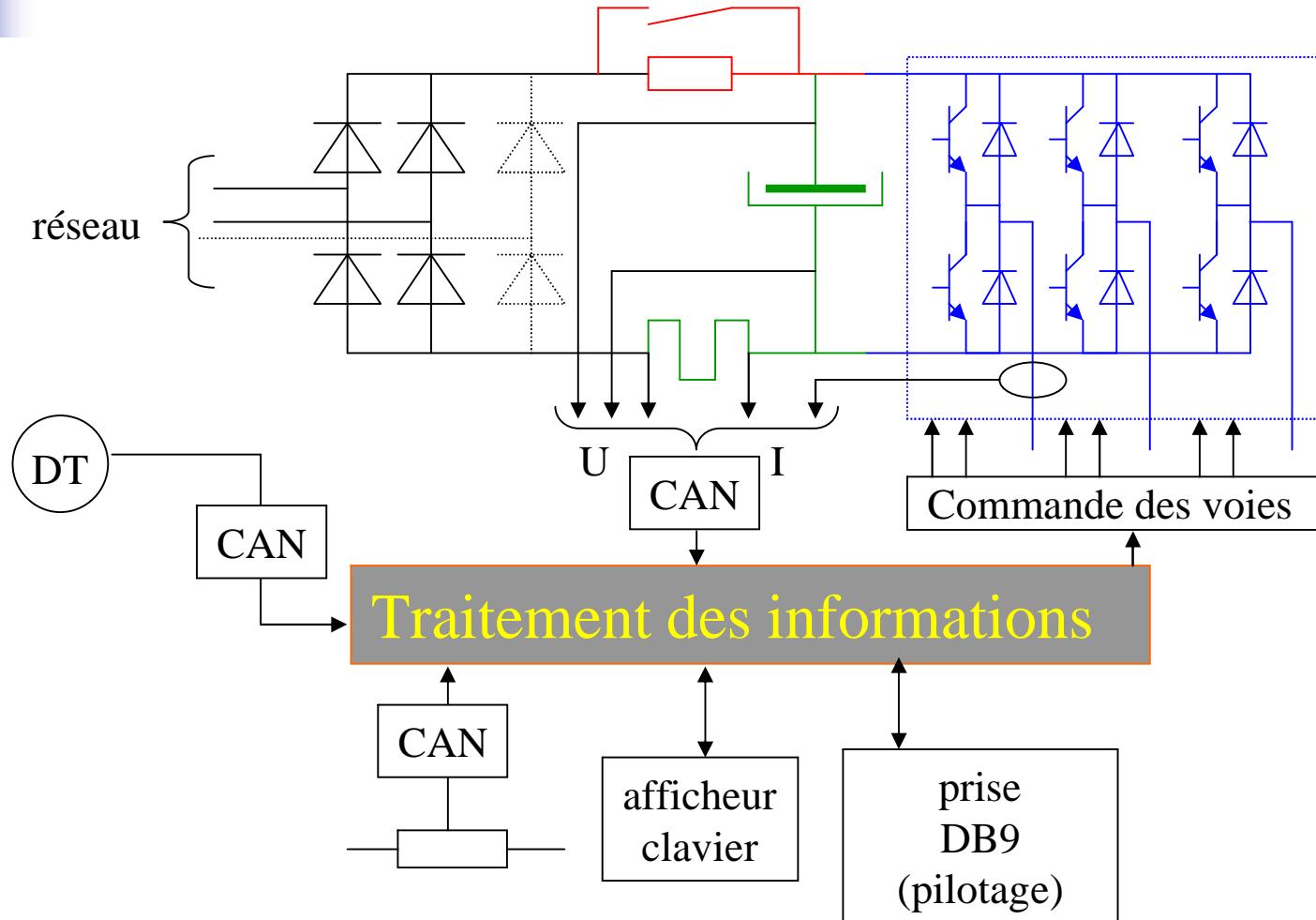




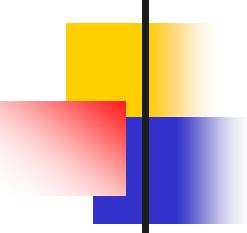
# COMPARATIF DES TECHNIQUES

technologie	dynamique	précision de vitesse		type de contrôle possible	temps de réponse en couple	précision de positionnement	gamme de prix
	de vitesse	dynamique	statique				
contrôle scalaire	1 à 10	2%	1%	vitesse	300 ms		base 1
contrôle scalaire amélioré	1 à 100	0,40%	0,30%	vitesse + couple	30 ms		1
contrôle vectoriel de flux en boucle fermée	1 à 1000	0,10%	0,05%	vitesse + couple + positionnement	30 ms	1/500 ième de tour	1 + codeur
contrôle vectoriel de flux en direct (sans capteur)	1 à 10000	0,01%	0,01%	vitesse + couple + positionnement	1 ms	1/500 ième de tour	1,3 à 1,5

# Structure interne d 'un variateur M. L. I .



Toutes les grandeurs rentrantes ou sortantes du  $\mu$ P sont opto couplées



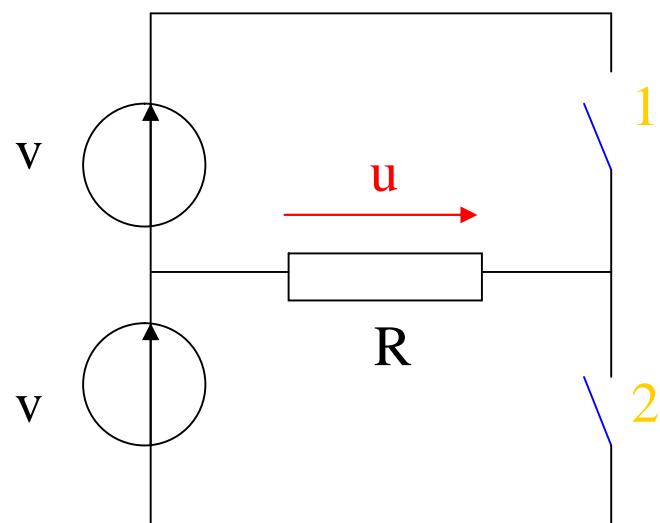
# Structure interne d 'un variateur M. L. I . (2)

## **n Les variateurs intègrent :**

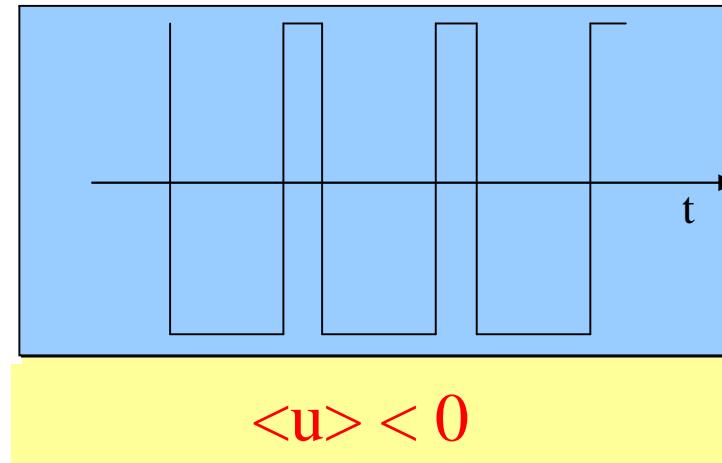
- n un calculateur pour :**
  - n adapter le variateur à l 'application (rampes, etc....)**
  - n de réguler ou d'asservir**
  - n de programmer différents cycles**
  - n de protéger l 'ensemble moteur - variateur**

# Principe de la M.L.I.

MLI : Modulation de Largeur d 'Impulsions  
PWM : Pulse Width Modulation



La commande des interrupteurs  
1 et 2 sont complémentaires



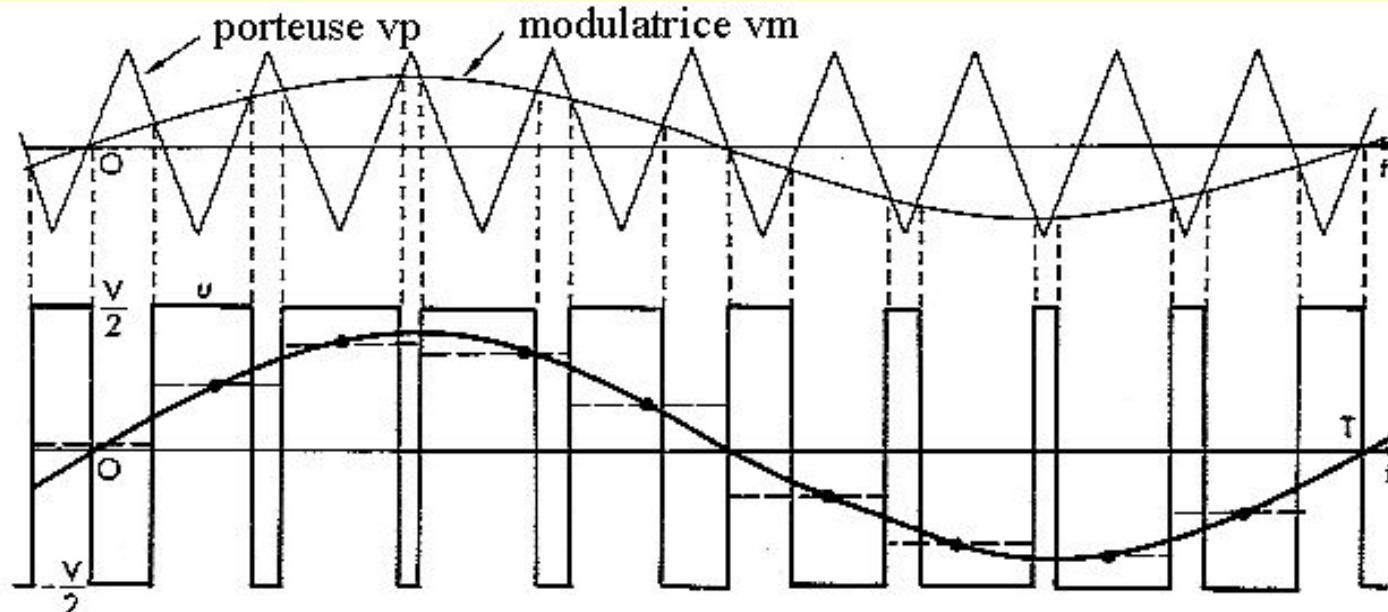
# Principe de la M.L.I. (2)

## Variateur analogique : ancienne génération

Une tension sinusoïdale  $V_m$  dite **tension modulatrice** est comparée à une tension triangulaire  $V_p$  dite **tension porteuse**

avec  **$f_p = m.f$**

**$m = \text{entier} \gg 1$**

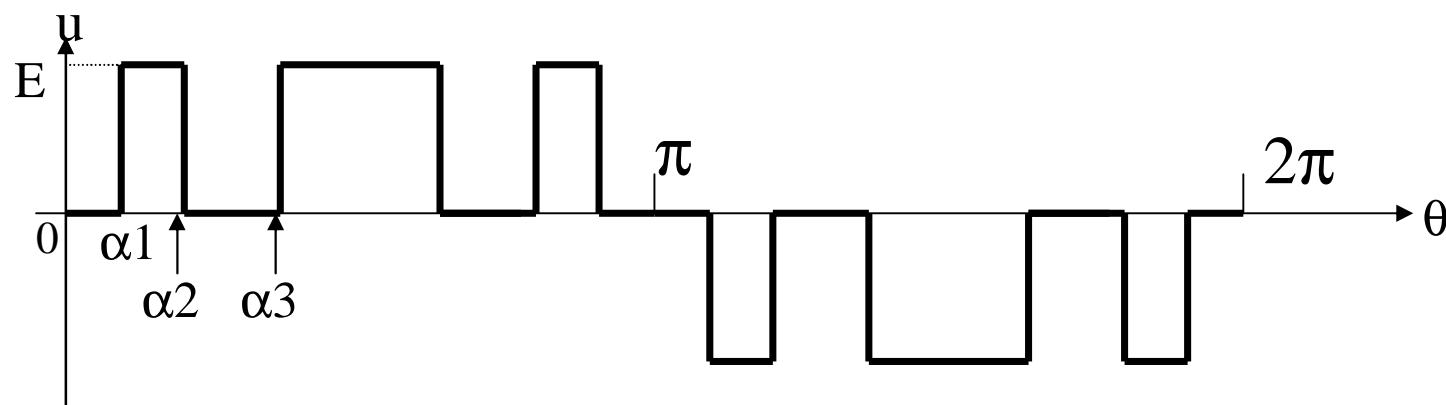


On a une maîtrise incomplète des harmoniques de tension

# Principe de la M.L.I. (3)

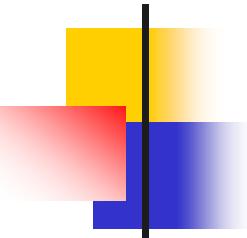
## Variateur numérique :ancienne génération

Les instants de commutation des interrupteurs sont calculés pour réduire (ou supprimer) des harmoniques



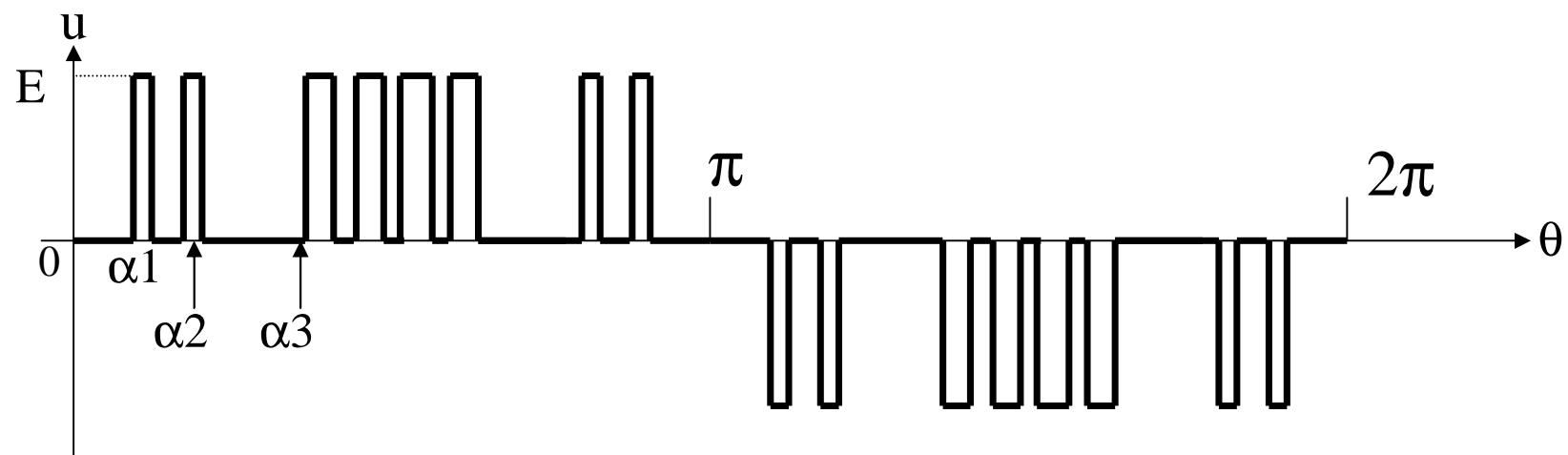
Par exemple pour 3 angles calculés, on supprime les harmoniques de rangs 3 et 5

On agit sur la fréquence par contre il faut contrôler U

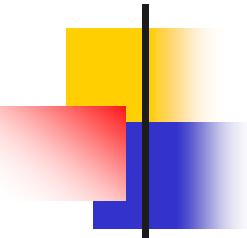


# Principe de la M.L.I. (4)

En pratique on superpose une modulation à haute fréquence  
c'est la **surmodulation**



Hachage à fréquence fixe à rapport cyclique variable.  
Cela permet de moduler la valeur efficace du fondamental



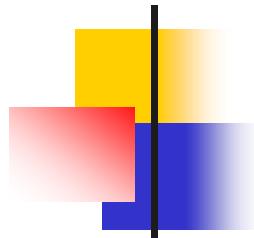
# Principe de la M.L.I. (4)

## Variateur numérique :ancienne génération

**Par les angles calculés  
on supprime les harmoniques de rangs faibles**

**Par la surmodulation à rapport cyclique variable  
on règle l 'amplitude de U**

**La surmodulation fait apparaître des harmoniques  
de même rang de la fréquence de hachage**



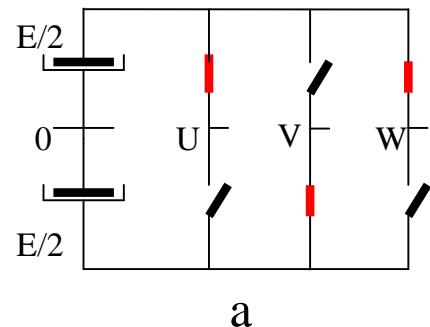
# Principe de la M.L.I. (4)

## **Variateur numérique : génération actuelle**

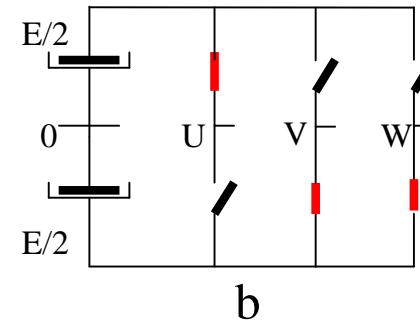
### **La MLI Vectorielle.**

L'intérêt de ce type de modulation est d'être facile à implanter dans un microprocesseur et d'avoir une fréquence élevée de modulation

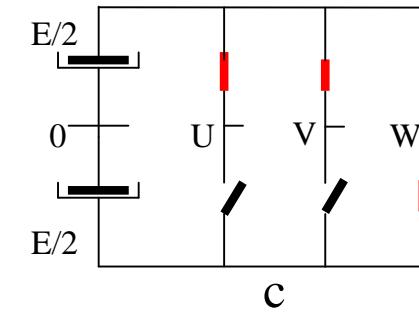
# Principe de la M.L.I. (5)



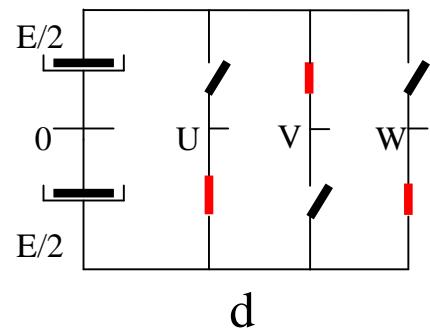
a



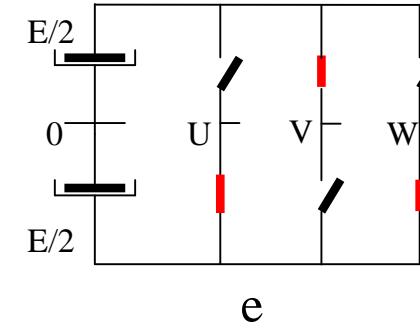
b



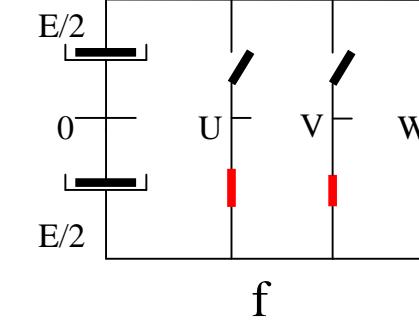
c



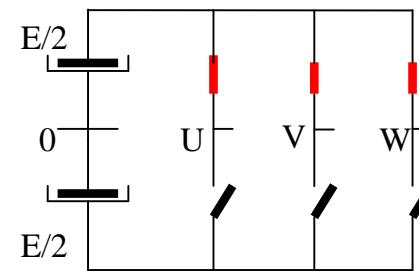
d



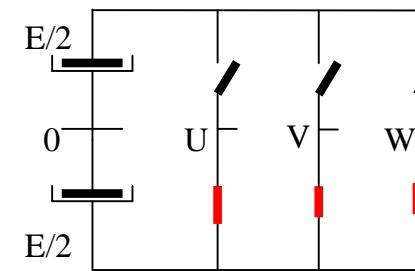
e



f



g

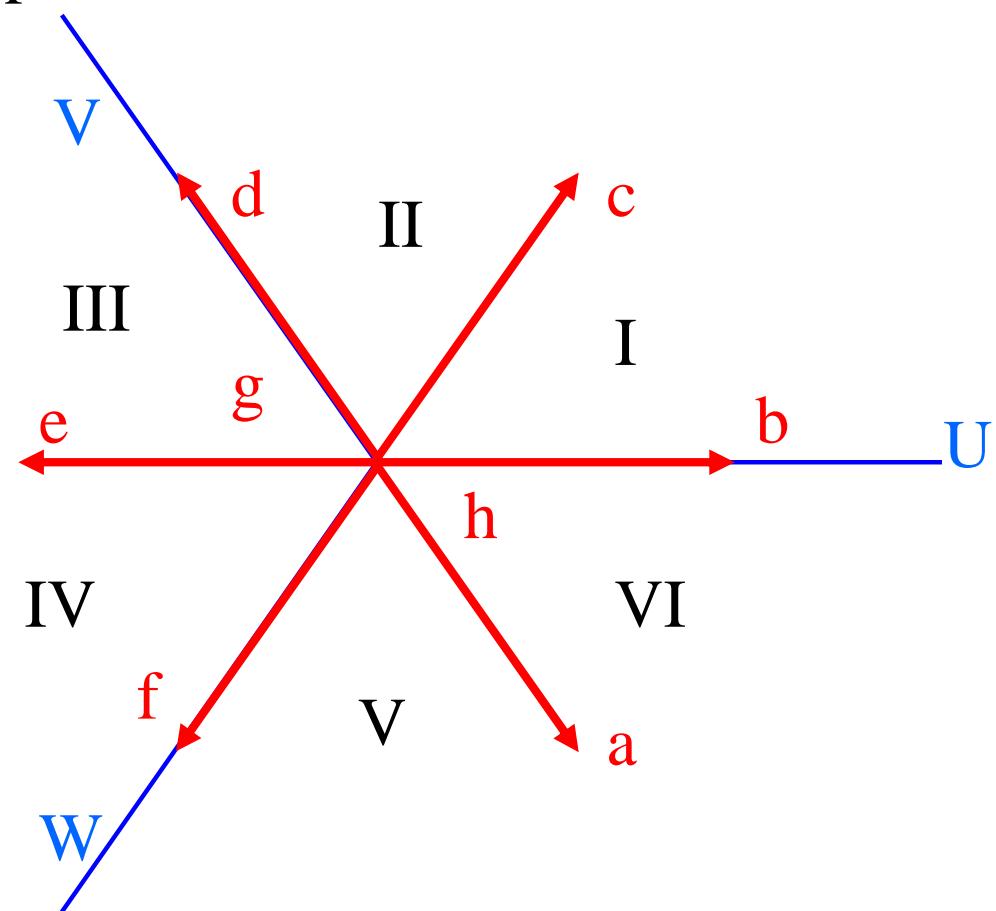


h

# Principe de la M.L.I. (6)

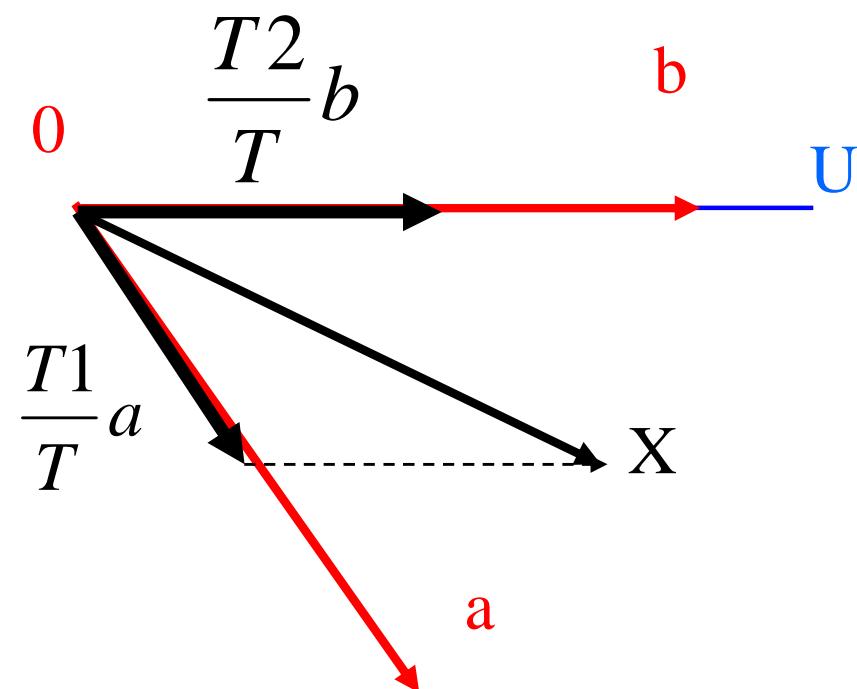
À partir des 8 combinaisons des interrupteurs  
on peut avoir 8 positions du vecteur tension

g et h sont 2  
vecteurs nuls



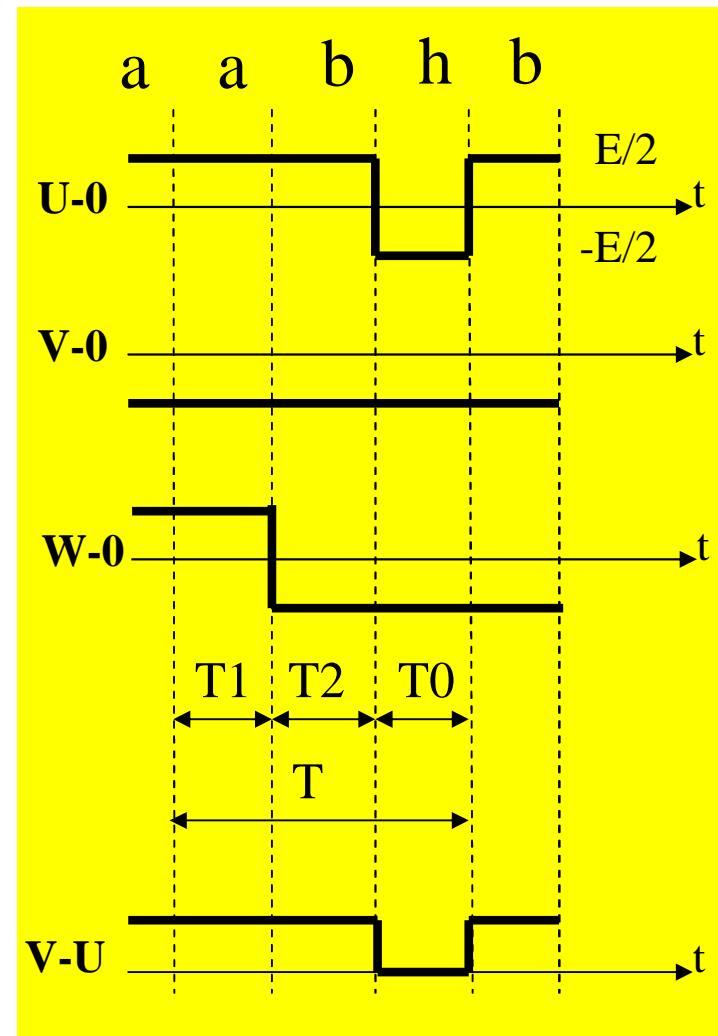
# Principe de la M.L.I. (7)

À partir de la représentation vectorielle précédente, une tension  $X$ , dans un secteur (I,II,III, ....), est la combinaison des 2 vecteurs adjacents et d'un vecteur nul pendant les intervalles de temps  $T1$ ,  $T2$  et  $T0$

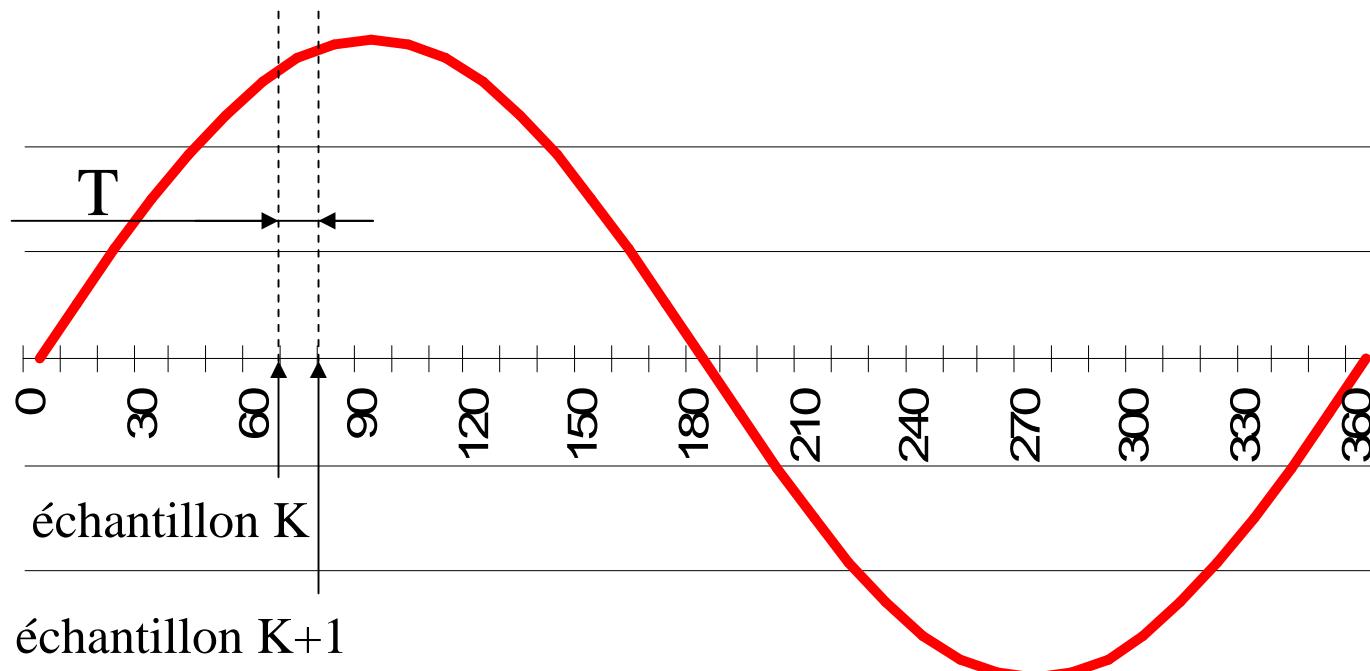


# Principe de la M.L.I. (8)

L'impulsion sur la période  $T$   
donne une tension moyenne  
équivalente à la tension  $X$



# Principe de la M.L.I. (8)



Les temps **T1**, **T2** et **T0** sont calculés à partir de la **valeur instantanée** de la tension référence et de la **position** du vecteur tension **X** .  
L'**échantillonnage** se fait à période régulière **T** sur la tension de référence (MLI fixe).