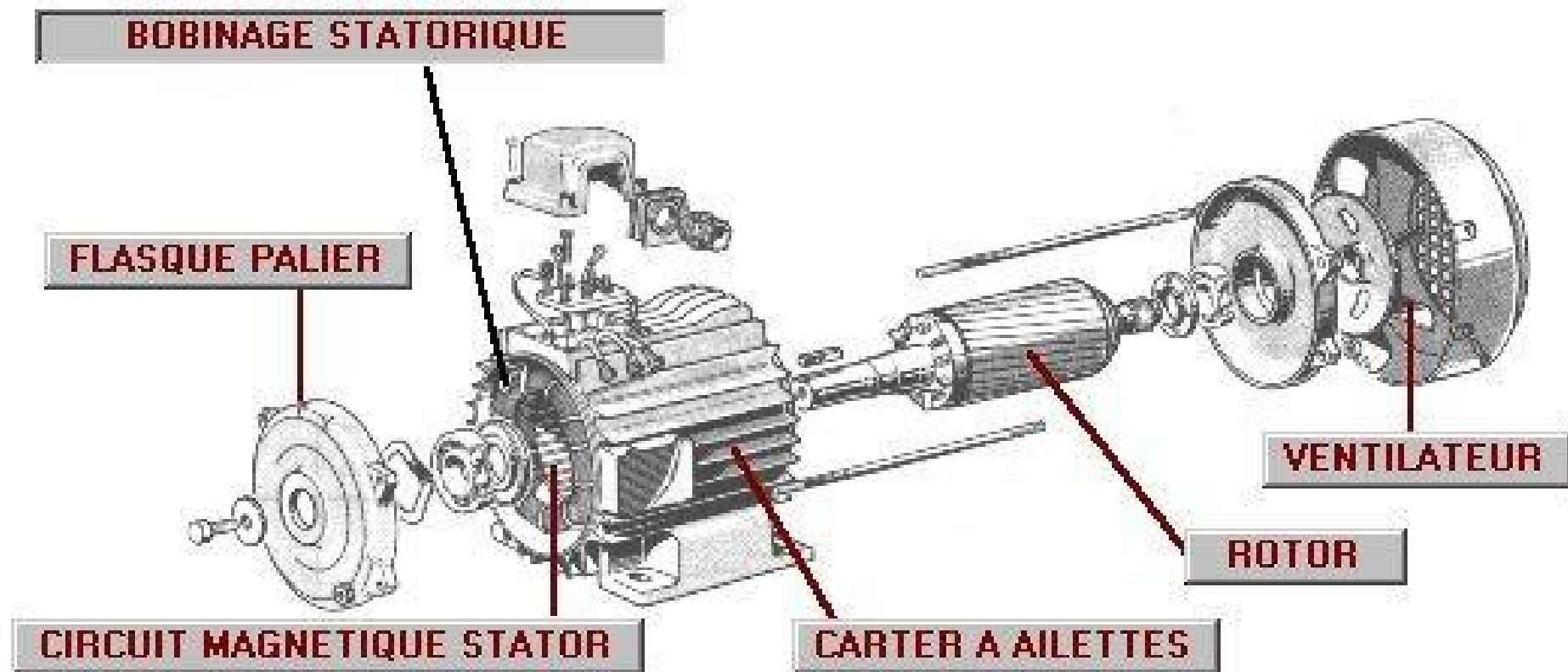




Le moteur asynchrone

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

Constitution



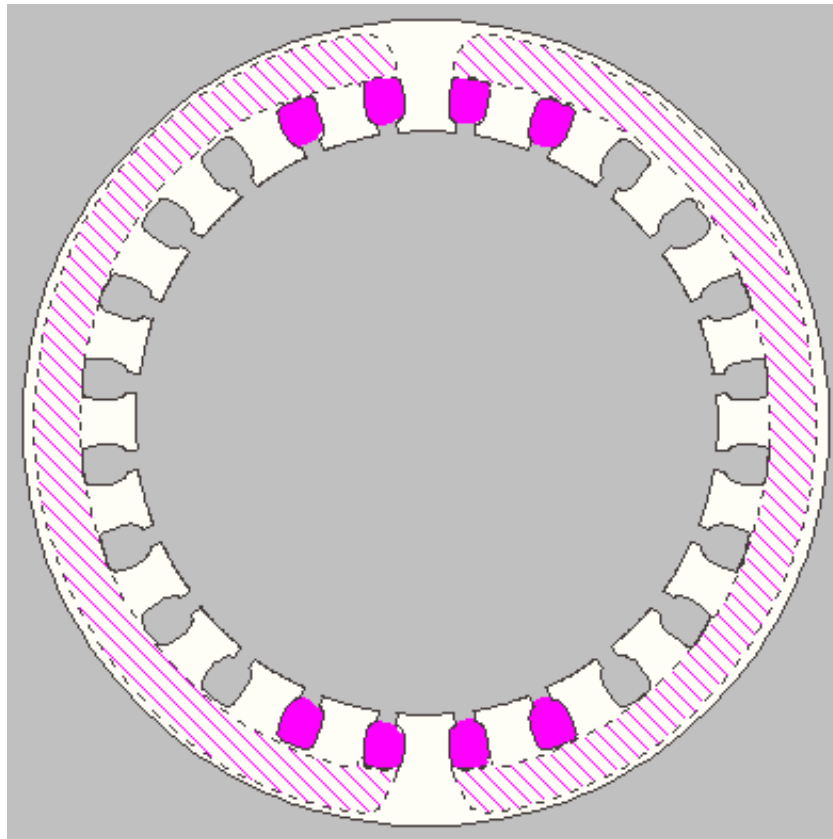
Stator et rotor



Rotor à cage d'un moteur asynchrone triphasé.

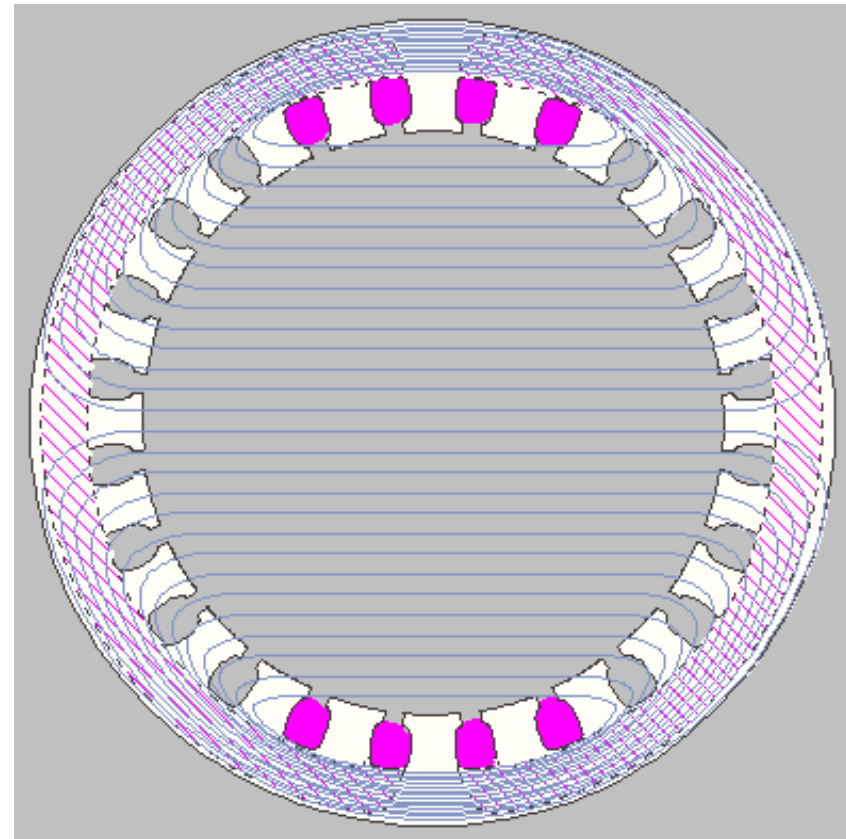
Enroulements du stator (moteur bipolaire)

E1



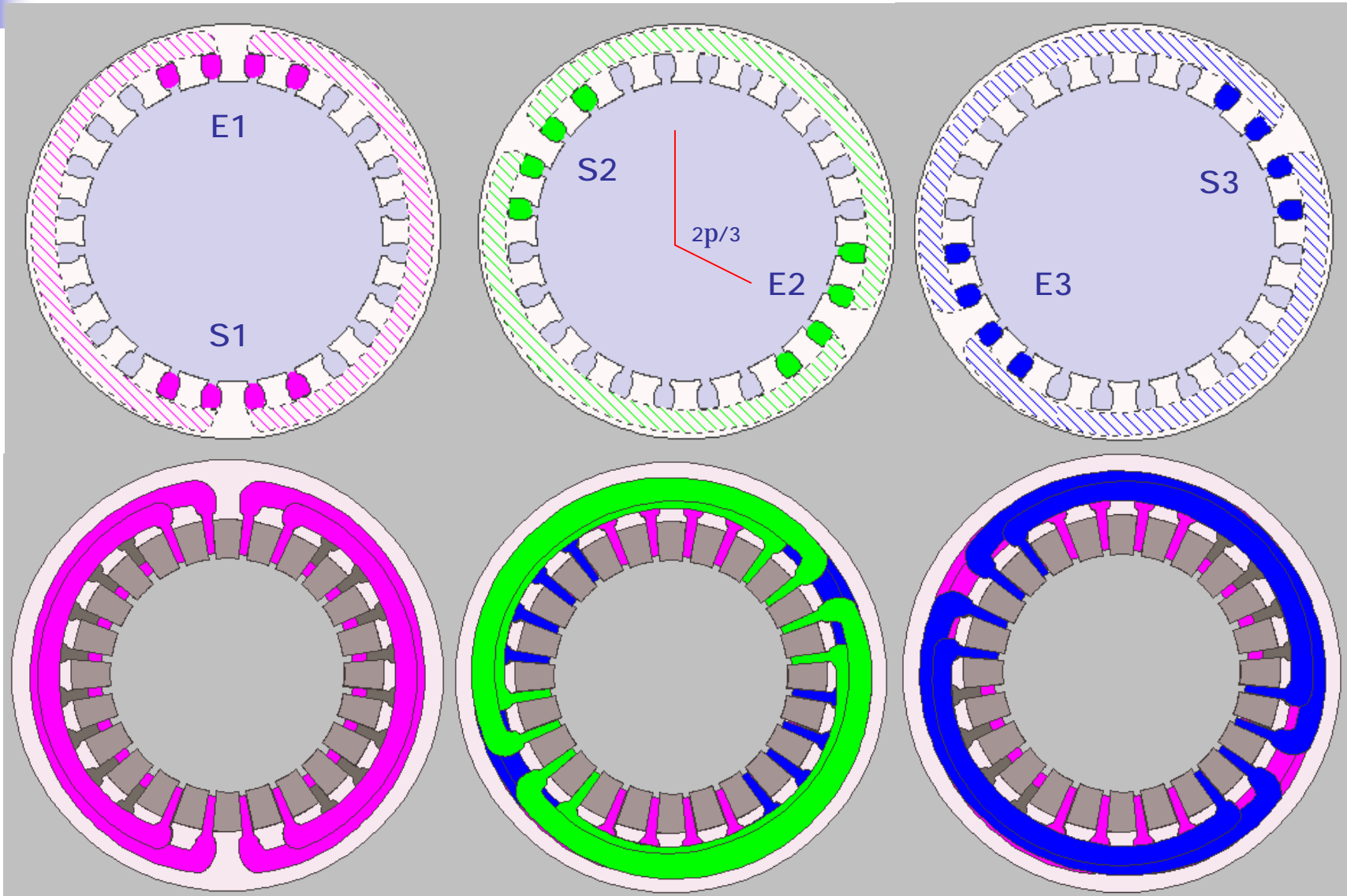
S1

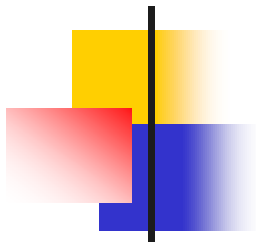
E1



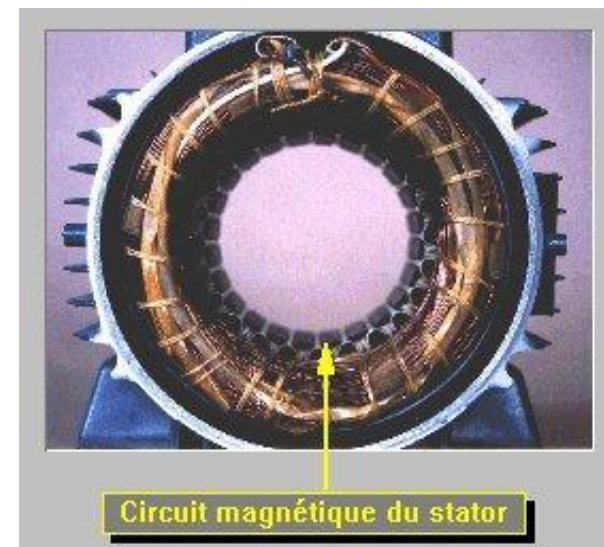
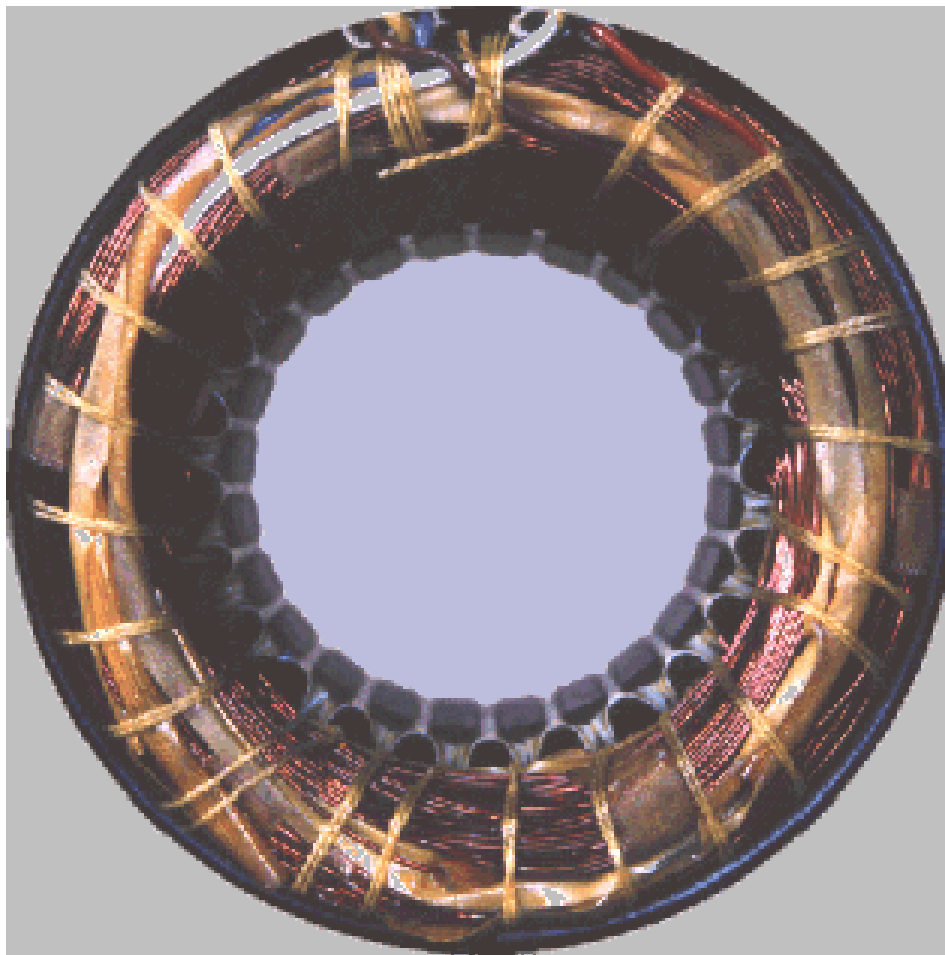
S1

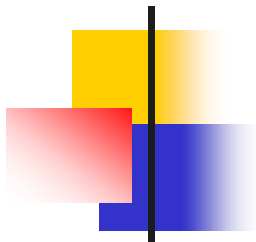
Disposition des enroulements





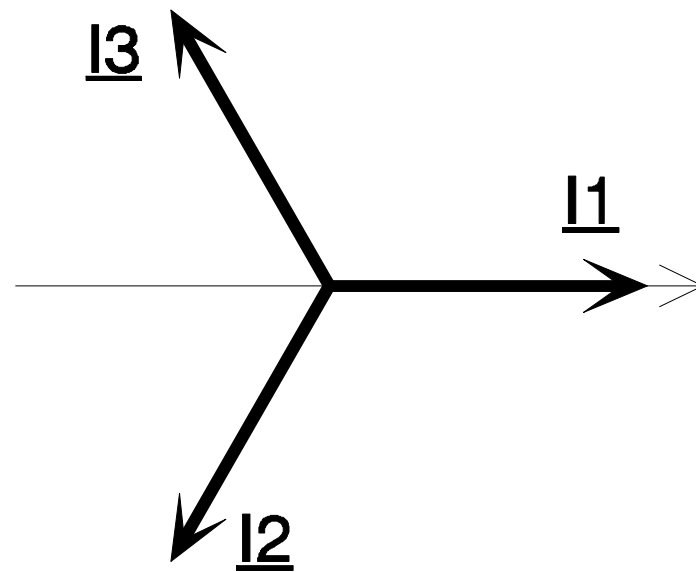
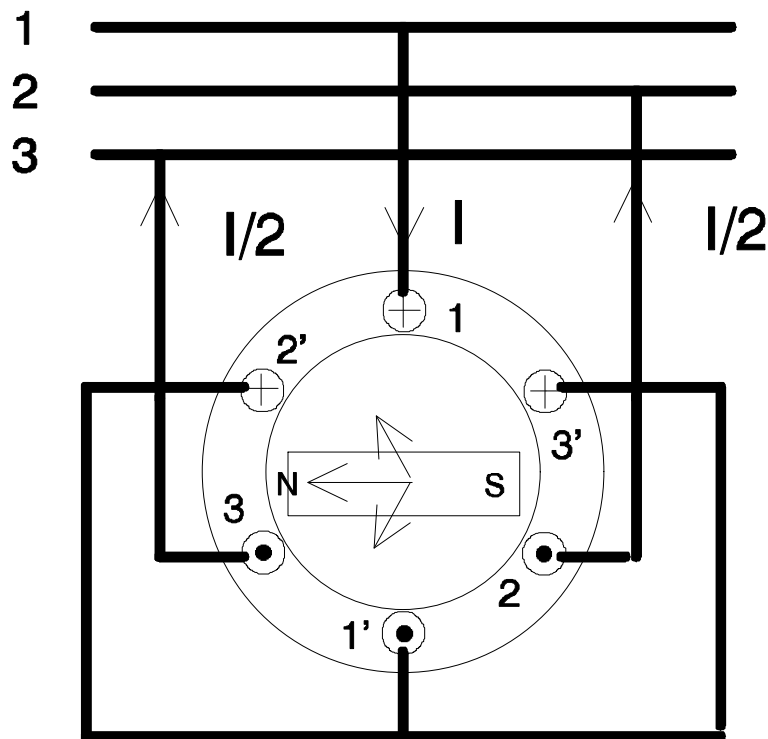
Enroulement du stator





Création du champ tournant

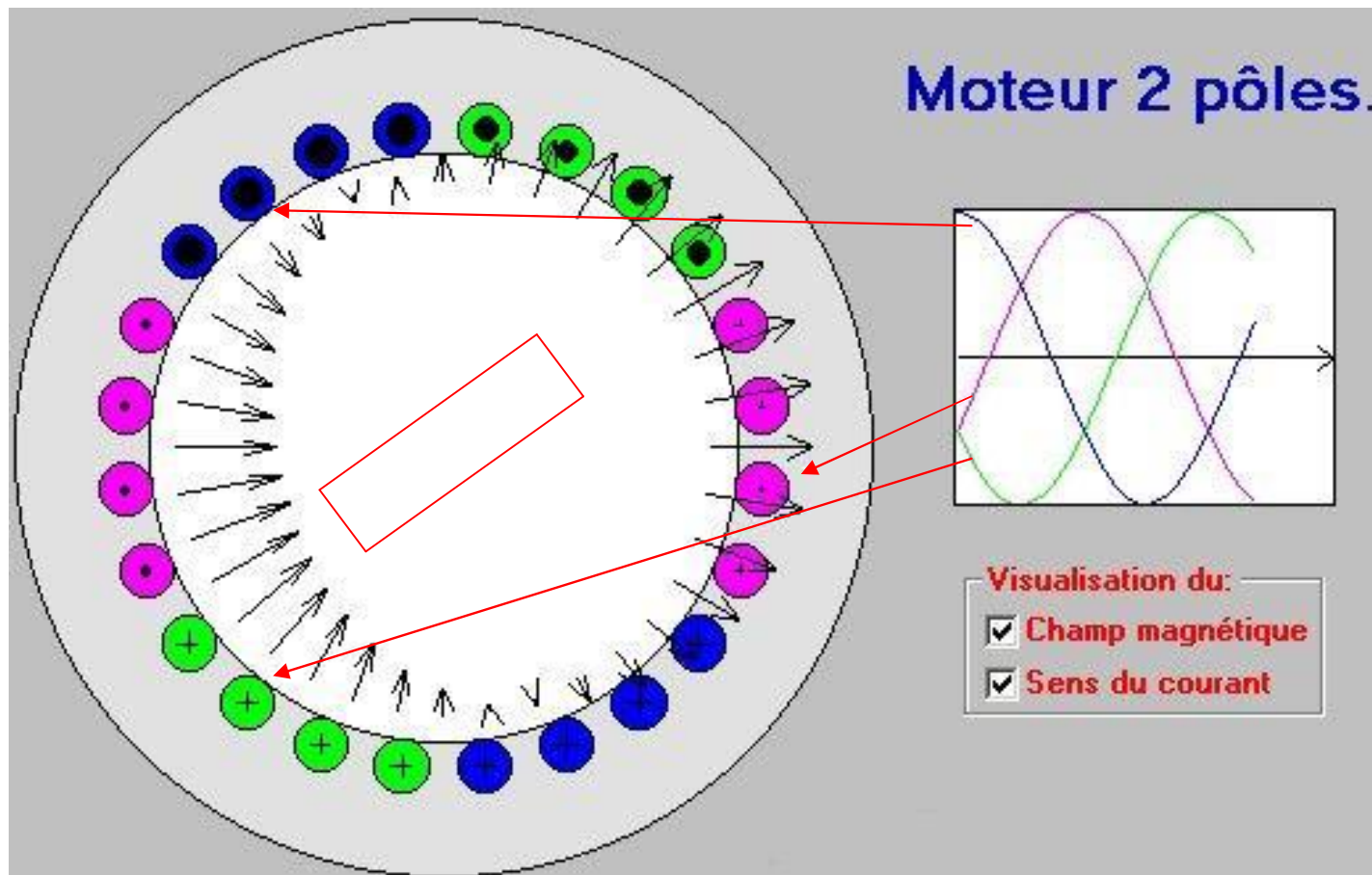
Machine bipolaire

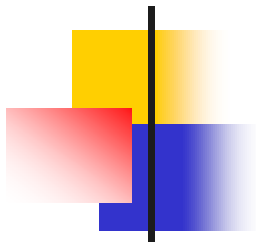


Valeur des courants à l'instant 0

Création du champ tournant

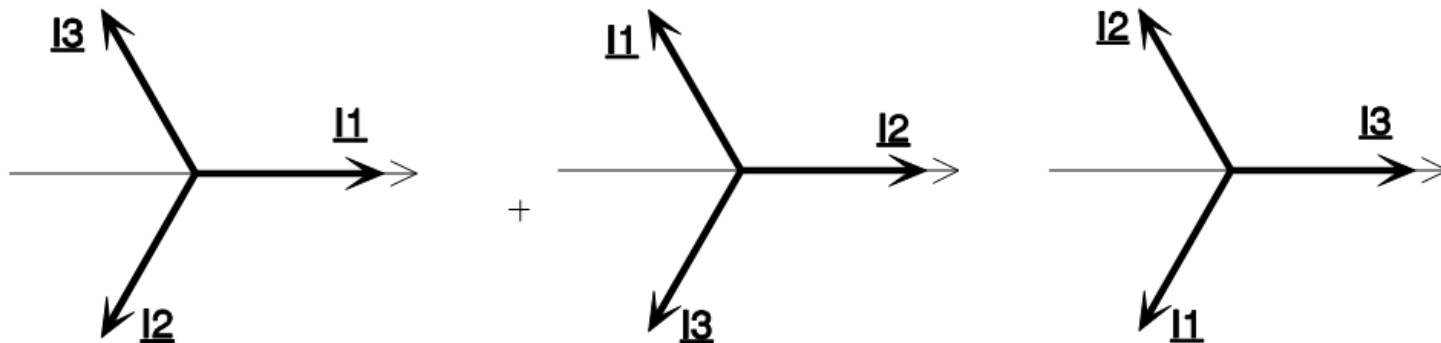
Machine bipolaire (2)





Création du champ tournant

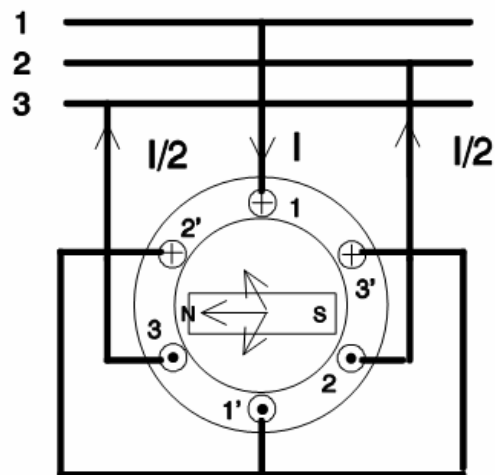
Machine bipolaire (3)



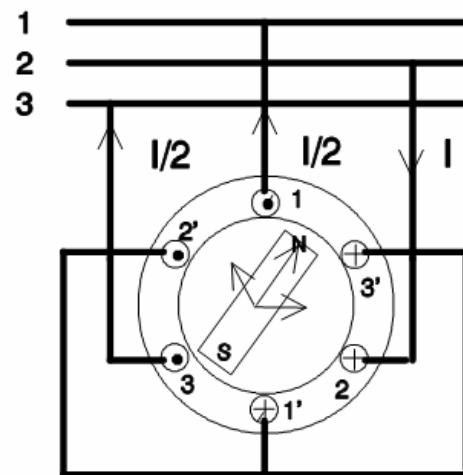
Valeur des courants à l'instant $t=0$

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

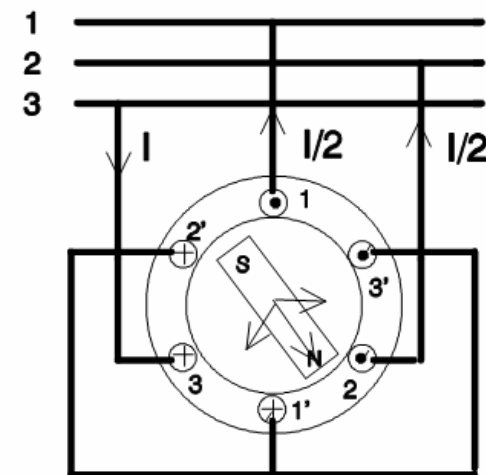
Valeur des courants à l'instant $t=4\pi/3\omega$



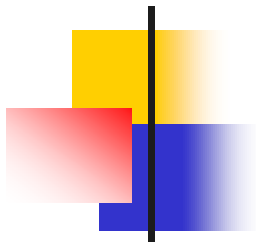
Position angulaire du champ tournant à l'instant $t=0$



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

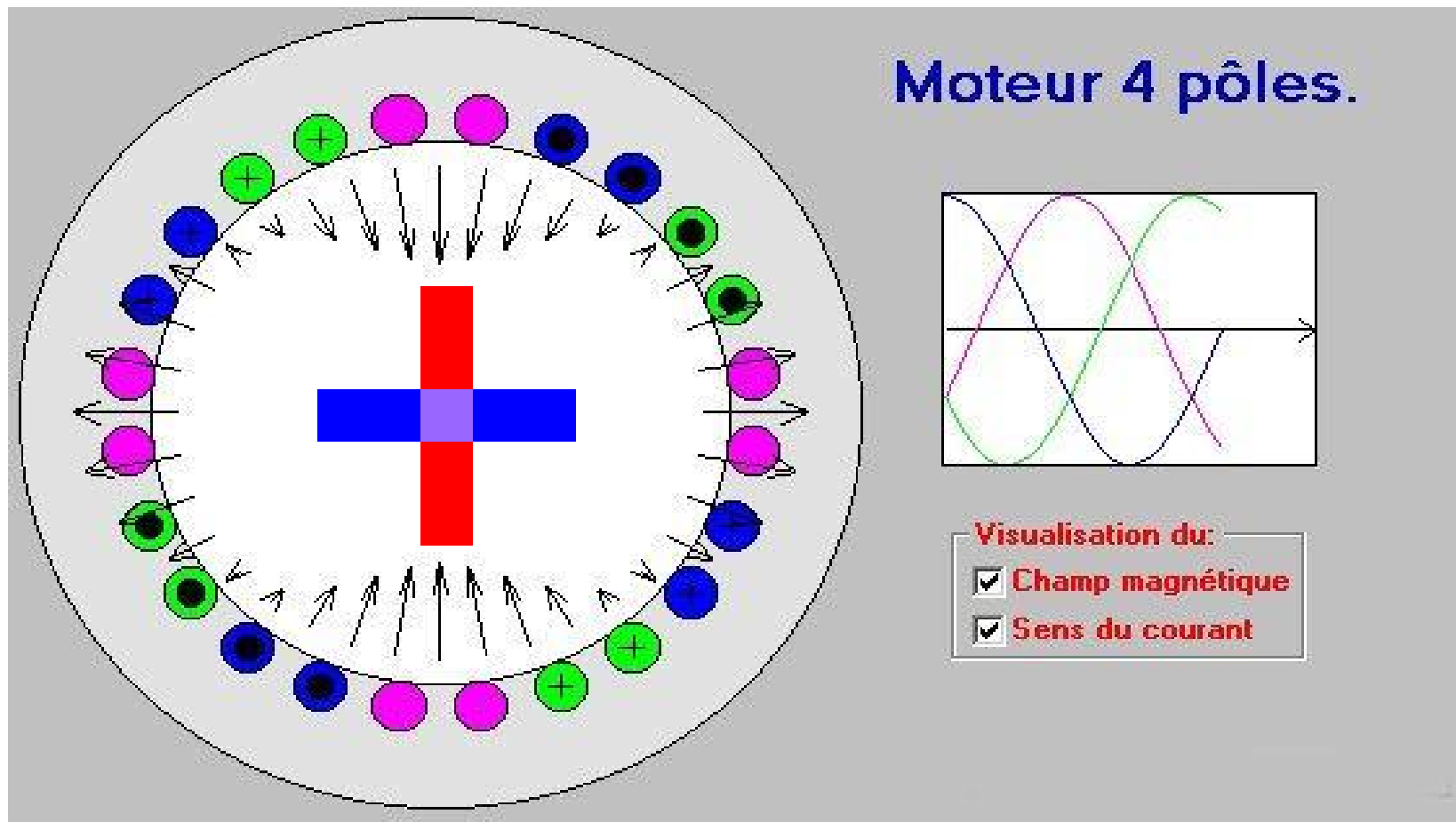


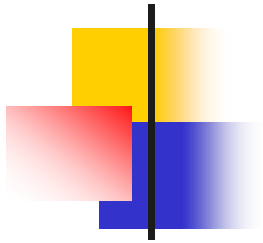
Position angulaire du champ tournant à l'instant $t=4\pi/3\omega$



Création du champ tournant

Machine quadripolaire





Vitesse du champ

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

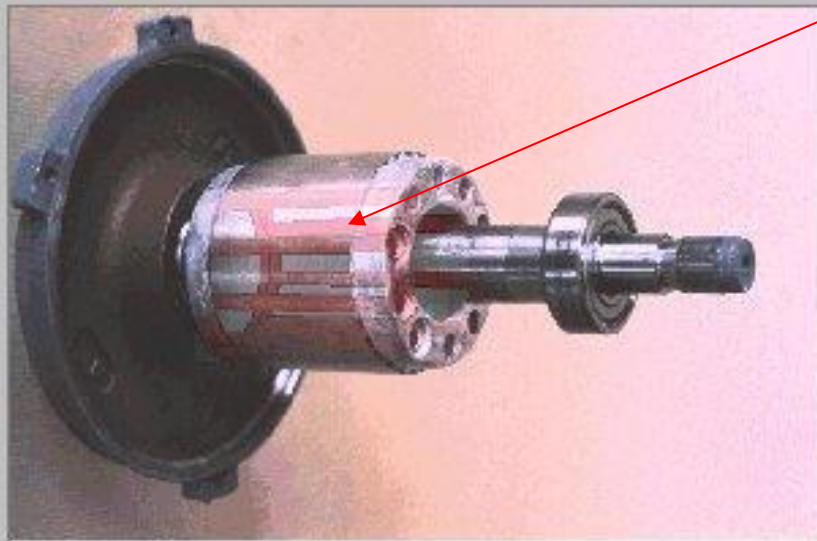
ω : pulsation = $2\pi f = 314$ rd/s

p : nombre de paires de pôles du champ tournant

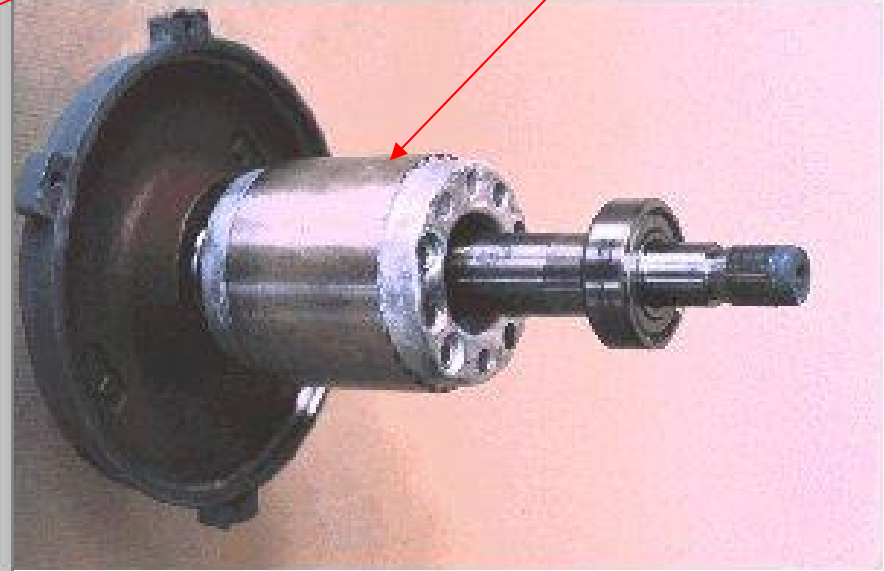
$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad \text{exemple } f = 50 \text{ Hz, } p=1, \Omega=100\pi \text{ rd/s } n = 100\pi/2\pi = 50 \text{ tr/s}$$

Rotor du moteur asynchrone

- n 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).

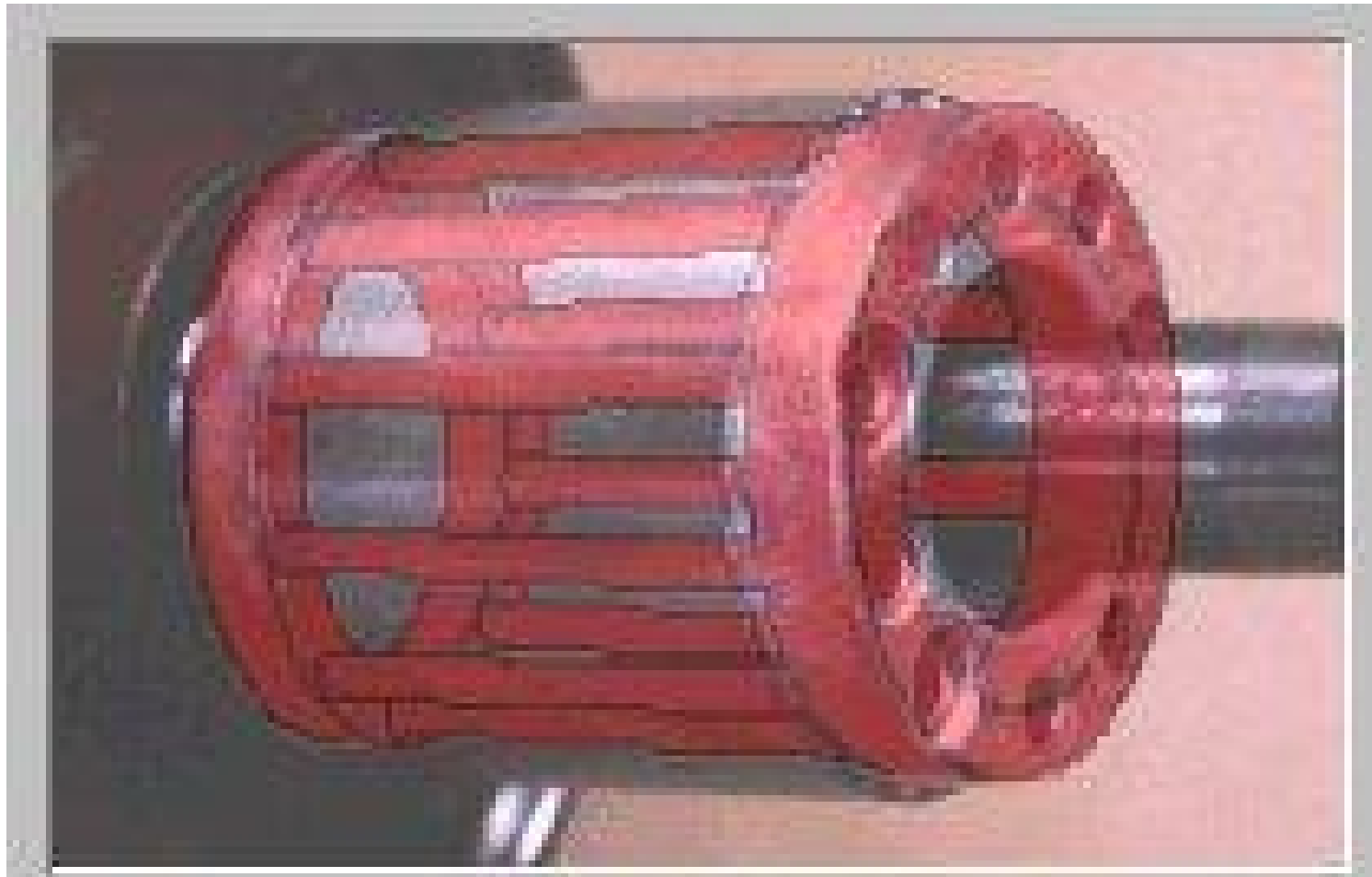
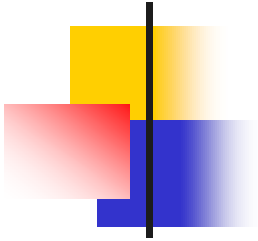


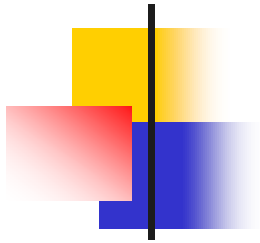
Cage d'écureuil logée dans les encoches du circuit magnétique du rotor.



Rotor à cage d'un moteur asynchrone triphasé.

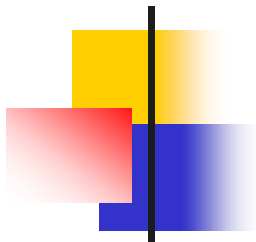
Représentation simplifiée du rotor





Principe du moteur asynchrone

- n 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.
- n 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

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

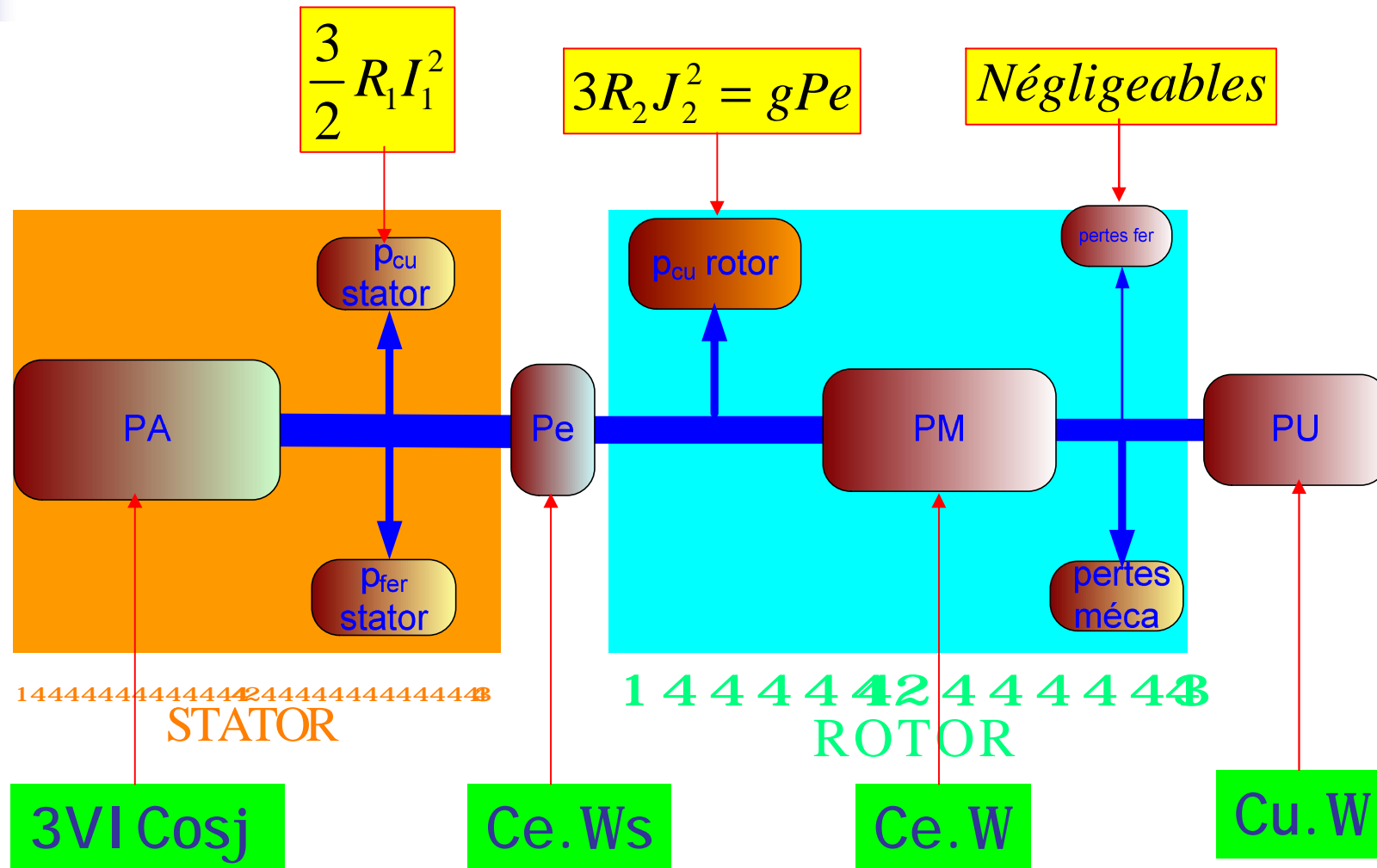
$$\omega_{rel} = g\Omega_s$$

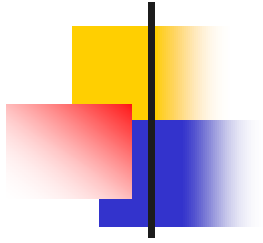
$$Fr = \frac{\omega_{rel}}{2\pi} = \frac{g\Omega_s}{2\pi} = gF$$

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

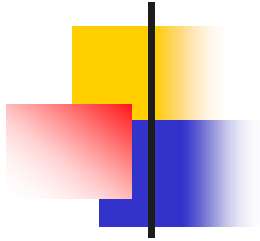
n Définition

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

n 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

n Puissance absorbée

$$3VI \cos j$$

A démontrer !

n Pertes cuivre stator

n R1 résistance entre deux phases

n I1 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

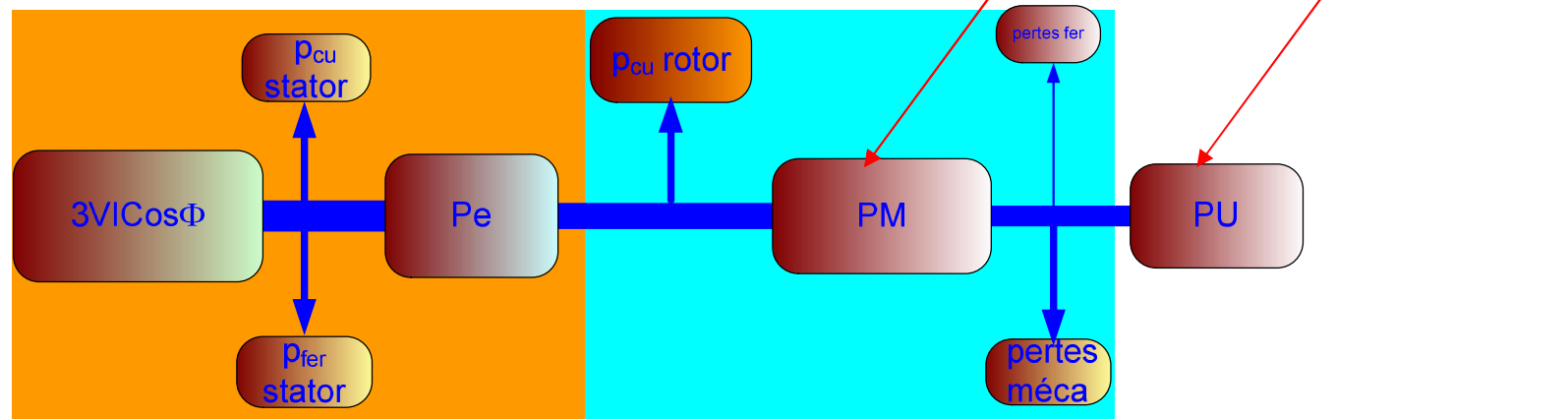
n Solution 1

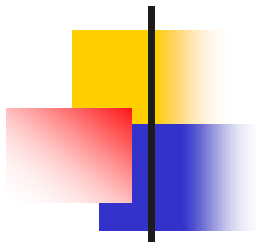
moteur à vide on entraîne le rotor à Ω_s

n $P_m = 0$

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

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





Mesure du rendement par la méthode des pertes séparées

n Pertes fer stator

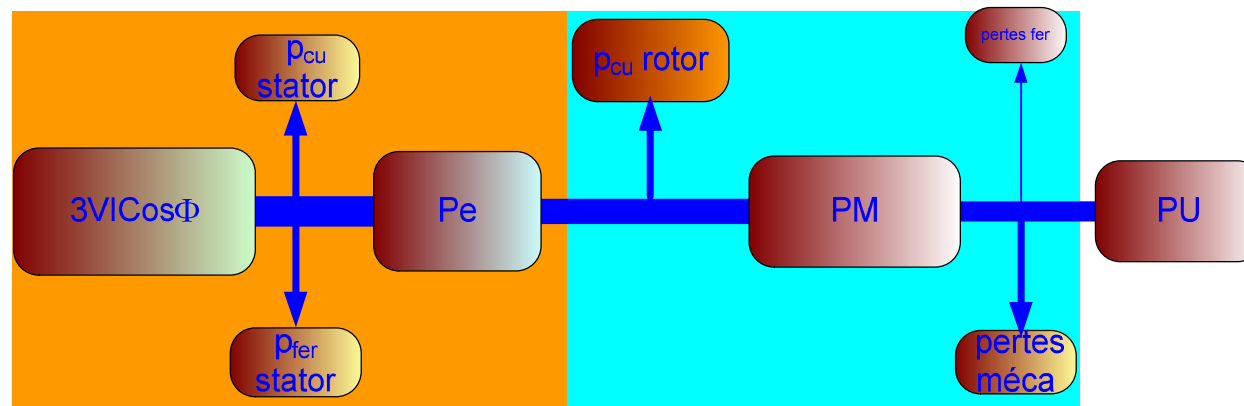
n Solution 2 : essai à vide sous U_1 variable

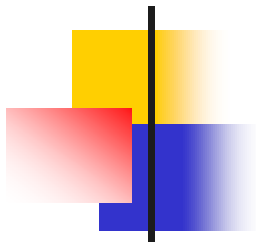
$$p_{\text{fer stator}} = \text{pertes par courant de Foucault} = KU_1^2 f^2$$

$$P_0 = KU_1^2 + \frac{3}{2} RI_1^2 + p_{\text{méca}} \Rightarrow P'_0 = KU_1^2 + p_{\text{méca}}$$

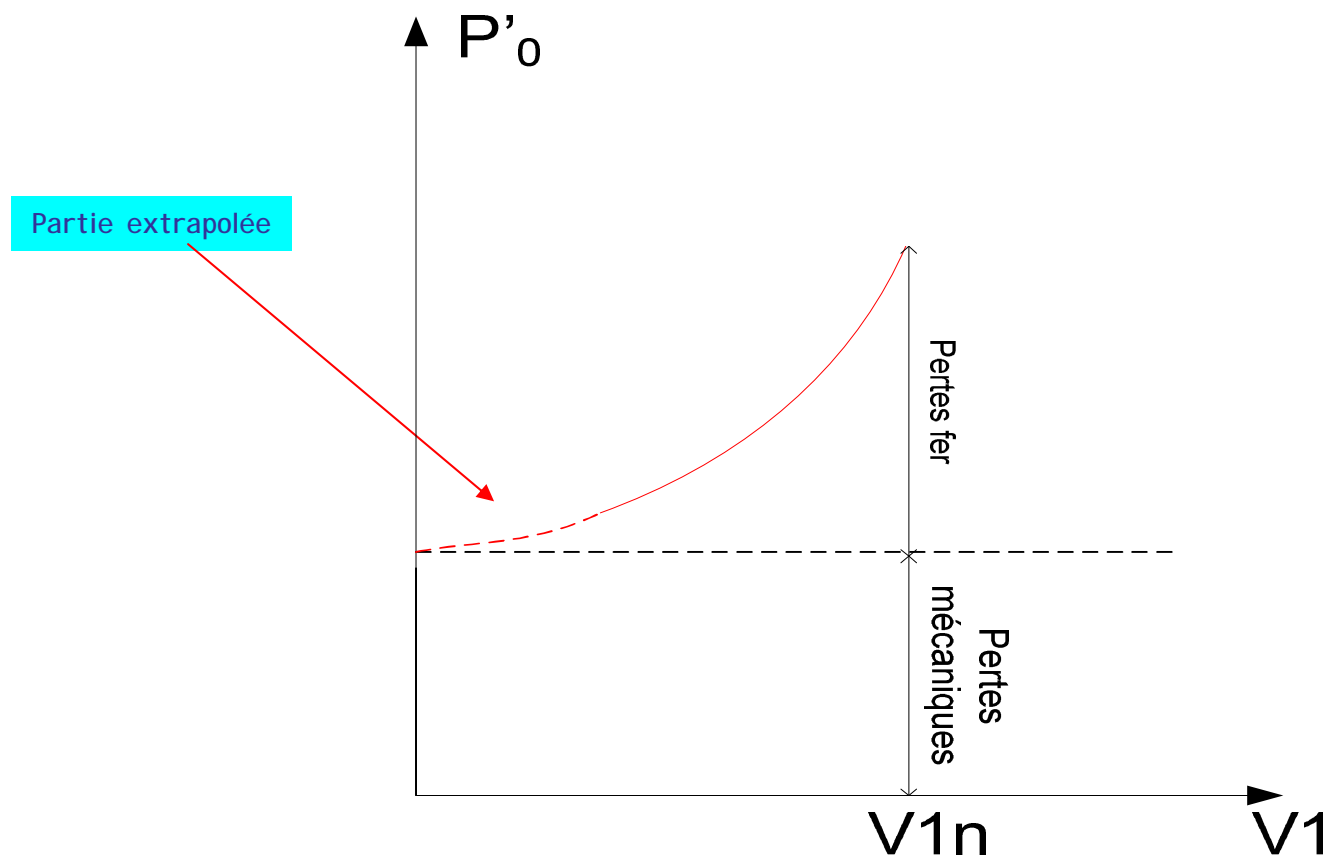
KU_1^2 ne dépend que des pertes fer

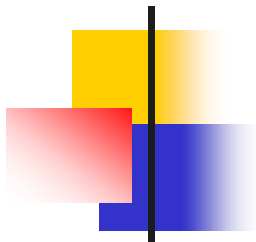
$p_{\text{méca}}$ est constant si la vitesse est constante



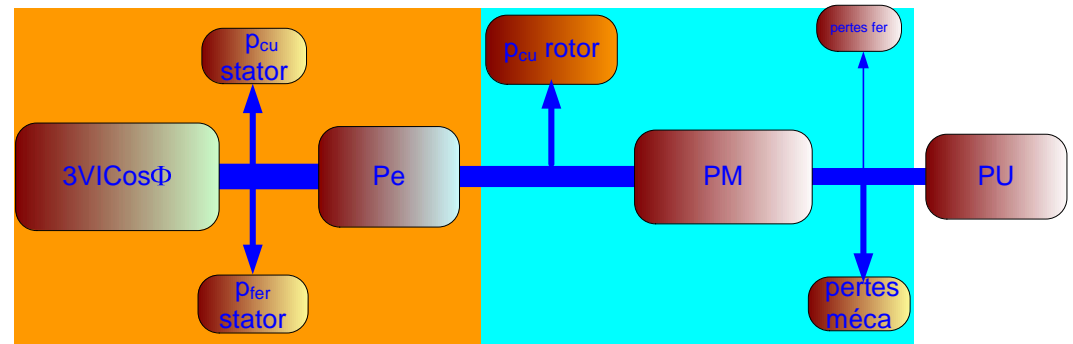


Obtention des pertes fer





Pertes au rotor



n Pertes cuivre

$$p_{cu \text{ rotor}} = C_e \Omega_s \cdot g = g \cdot P_e$$

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

n pertes mécaniques

n L'arbre des puissances montre que :

$$P_{méca} = P_0 - \text{pertes stator} - g_0 P_{e_0} \quad \text{avec}$$

P_0 : puissance mesurée à vide

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

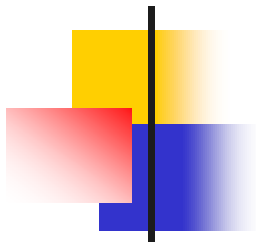
g_0 glissement à vide

$$P_{e_0} = P_0 - \text{pertes stator}$$



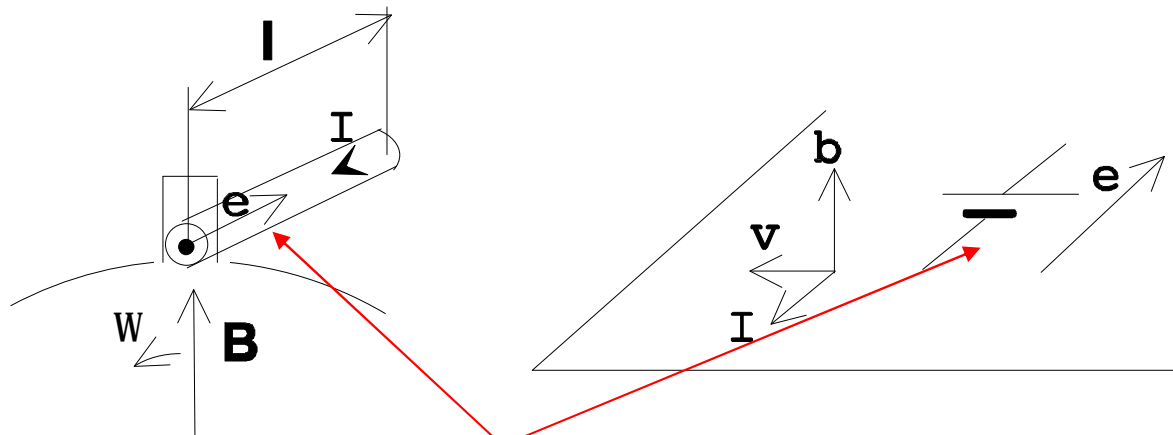
Étude théorique du moteur asynchrone

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



F.E.M. théorique

n F.E.M. dans un conducteur



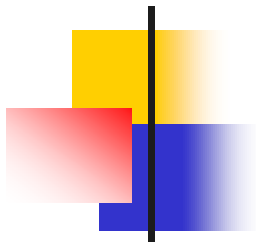
$$e = b.l.v$$

$$\mathcal{E} = \mathcal{B}.l.\Omega.r$$

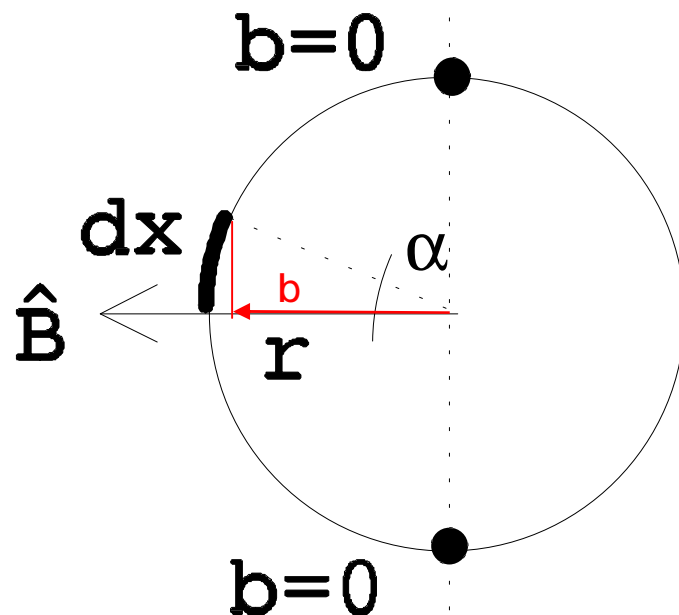
$$\mathcal{E} = \mathcal{B}.l.\frac{\omega}{p}r$$

Pour N conducteurs

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



Induction sortant d'un pôle

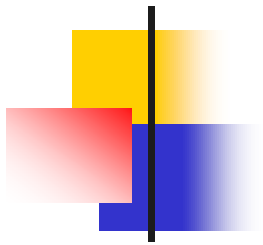


Valeur de l'induction b

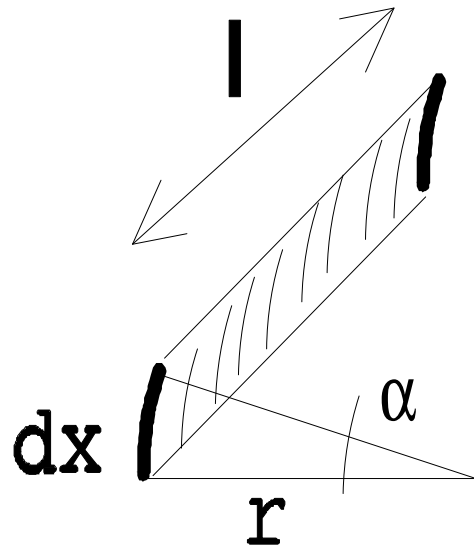
$$\mathbf{b} = \mathbf{B_{max} \cos \alpha}$$

Pour une machine multipolaire

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



Flux sortant d'un pôle

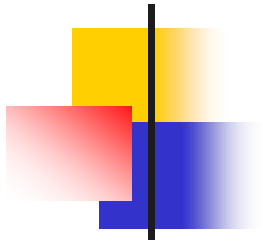


Valeur du flux :

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

$$d\phi = B_{\max}.l.r.\cos p\alpha d\alpha$$

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



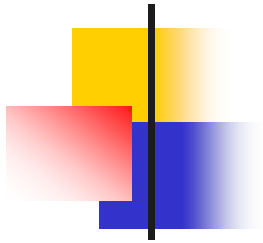
Flux sortant d'un pôle

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

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

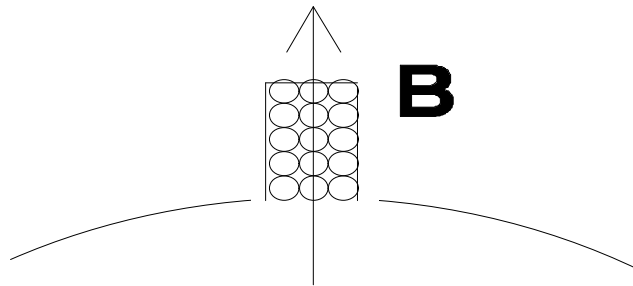
En remplaçant dans $\hat{E} = \hat{B}.l \frac{w}{p} r.N$

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



Coefficient de KAPP

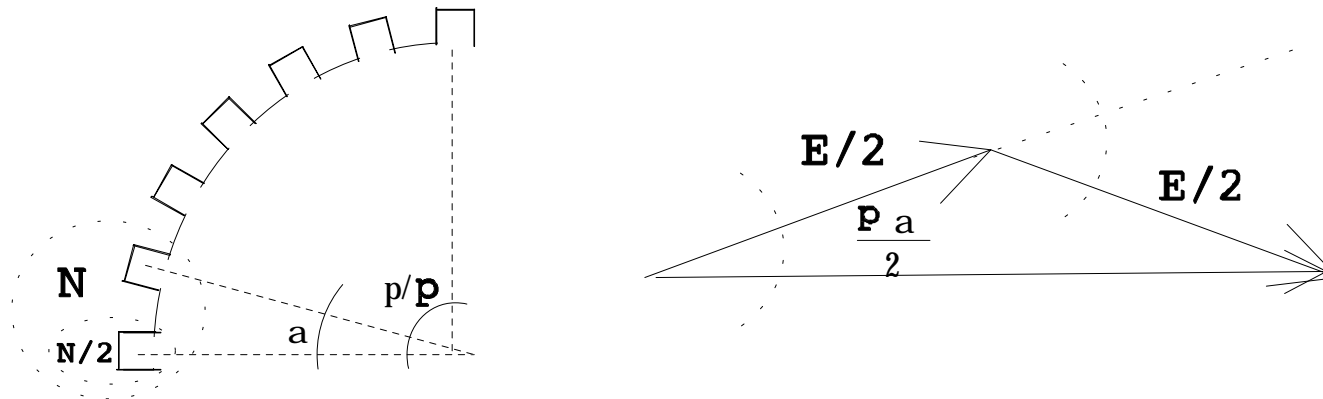
- n Toutes les F.E.M. ne sont pas en phases



- n On introduit un coefficient de bobinage
 $K_b \cong 1$

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

Cas des machines à plusieurs encoches/pôles

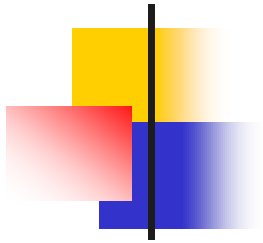


Dans chaque encoche $E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot K_b \cdot f \cdot N \cdot \phi$

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

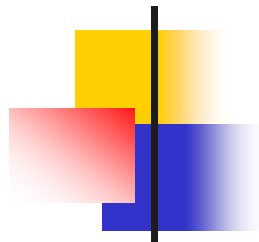
La mise en série des F.E.M. donne :

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



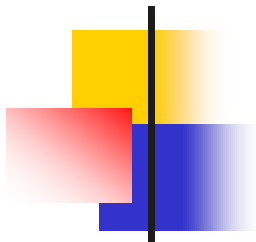
FEM du moteur

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



Circuit équivalent du moteur asynchrone

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



Rotor à l'arrêt, enroulement rotorique ouvert

- Axe rotor et stator confondu

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

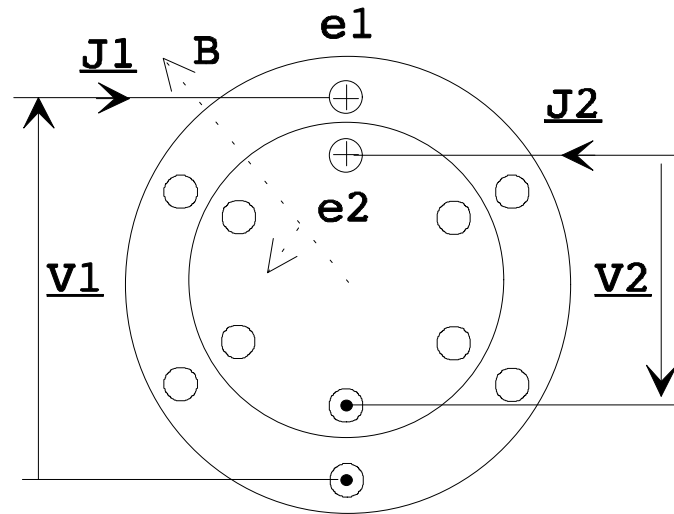
- Dans une phase du stator

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

- Dans une phase du rotor

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

Tension aux bornes du stator et du rotor



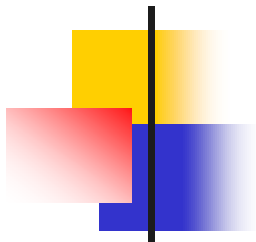
$$\underline{V}_1 = R_1 \cdot \underline{J}_1 + j l_1 \omega \underline{J}_1 + \underline{E}_1 \quad (\text{conv. récepteur})$$

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

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

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

On obtient les même équations que pour le transformateur avec \underline{J}_{10} non négligeable devant \underline{J}_1



Rotor en rotation, enroulement rotorique en court-circuit

- Equations inchangées pour le stator
- Rotor

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

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

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

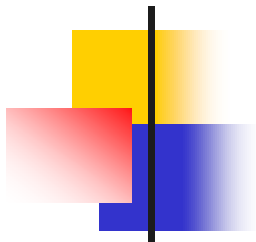
$$\text{si } e_1 = E_1 \cos \omega t; \quad e_2 = gE_2 \cos g\omega t$$

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)

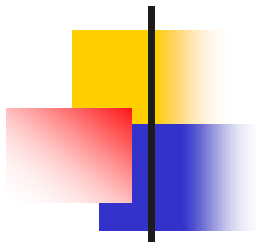
En ramenant le rotor au stator les impédances sont divisées par m^2 , le courant et les tension sont divisées par m ($m = E_2/E_1 = I_1/I_2$).

En posant $\underline{I}'_2 = m \underline{I}_2$ et $\underline{E}'_2 = \underline{E}_2/m = -\underline{E}_1$

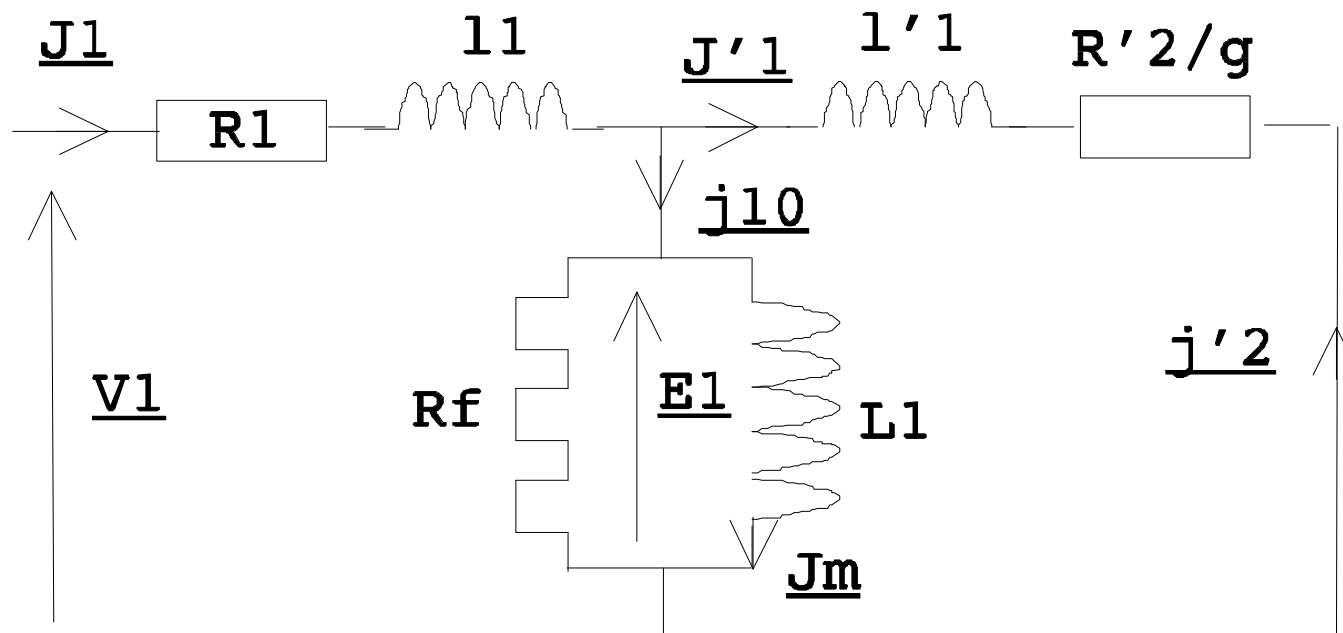
$$0 = \frac{R_2}{gm^2} \underline{J}'_2 + j \frac{l_2}{m^2} \omega \underline{J}'_2 + \underline{E}_1$$

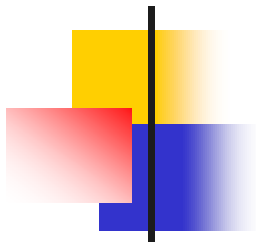
En posant $R'_2 = \frac{R_2}{m^2}$ $l'_2 = \frac{l_2}{m^2}$ $J'_2 = m J_2$

$$0 = \frac{R'_2}{g} \underline{J}'_2 + j l'_2 \omega \underline{J}'_2 + \underline{E}_1$$



Modèle complet du MAS





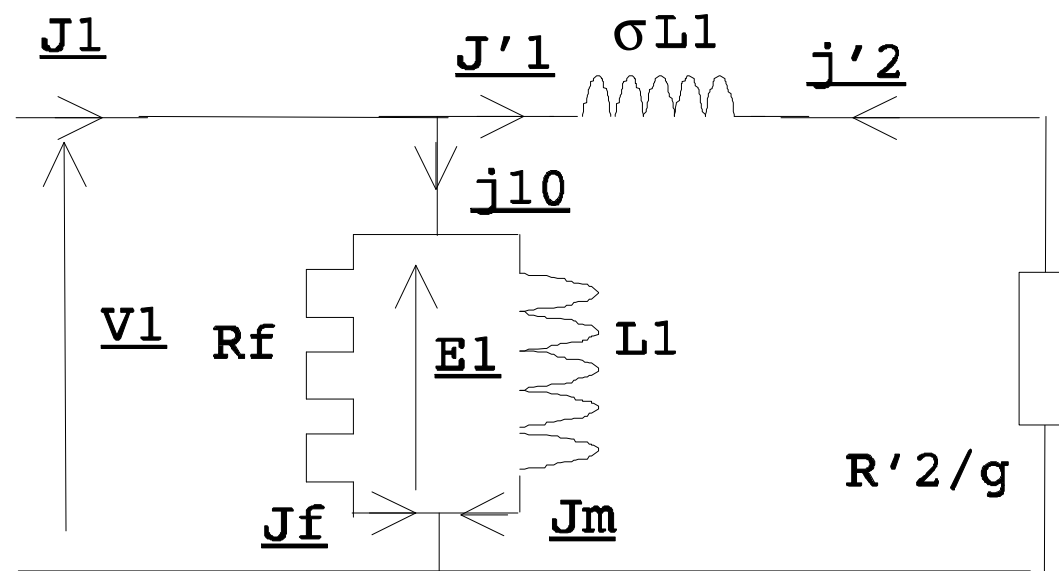
Modèle simplifié du MAS

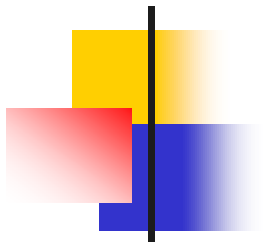
- n On néglige les chutes de tension dans le stator

$$\underline{V}_1 = \underline{E}_1$$

$$0 = \frac{R'_2}{g} \underline{J}'_2 + j l'_2 \omega \underline{J}'_2 + \underline{E}_1$$

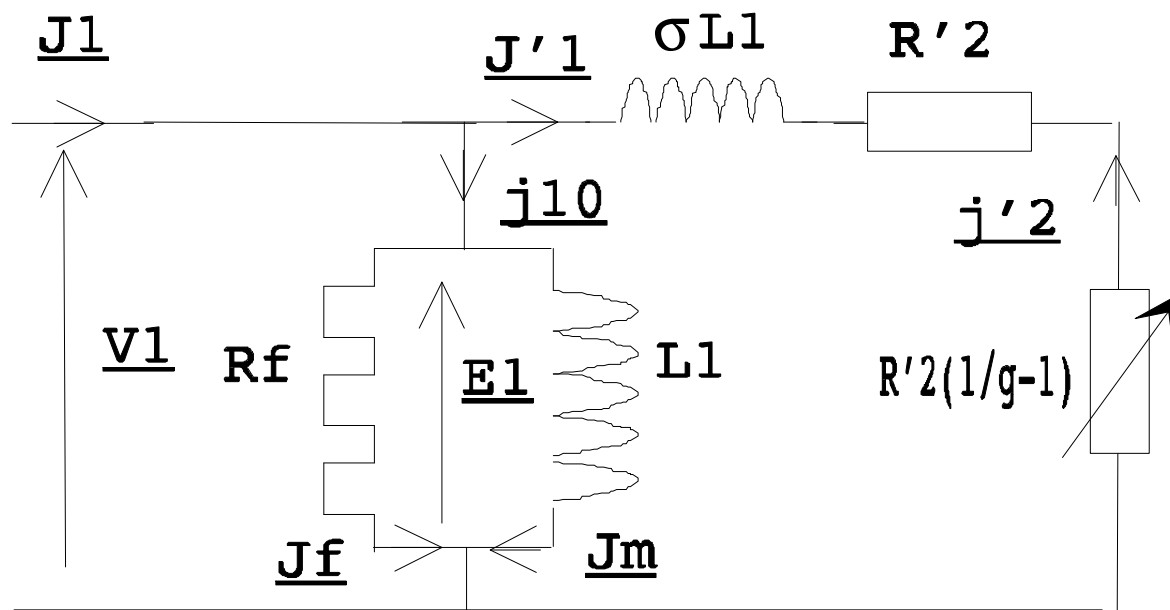
$$0 = \frac{R'_2}{g} \underline{J}'_2 + j s L_1 \omega \underline{J}'_2 + \underline{E}_1 \quad \text{avec } s \text{ coefficient de Blondel}$$

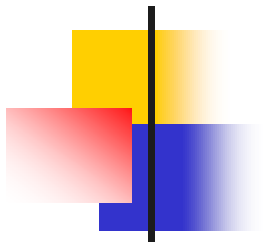




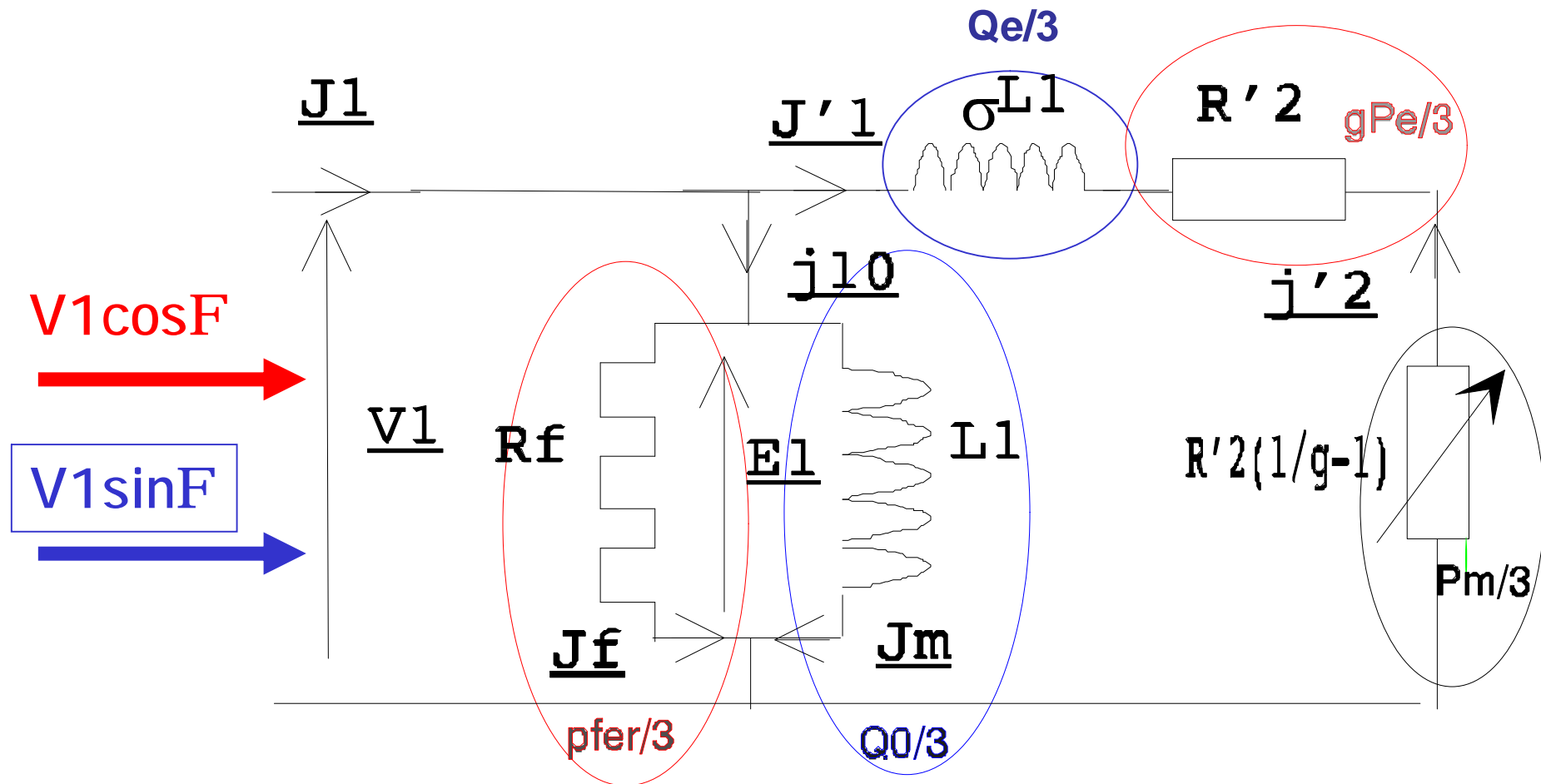
Modèle simplifié du MAS

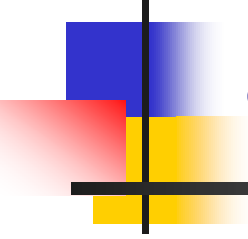
En posant : $\frac{R'_2}{g} = R'_2 \left(\frac{1}{g} - 1 \right) + R'_2$





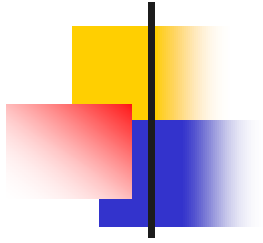
Répartition des puissances





Étude du couple du moteur asynchrone

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



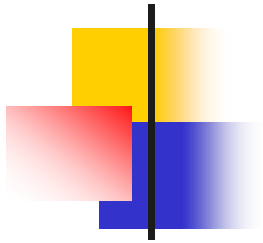
Equation du couple

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

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

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

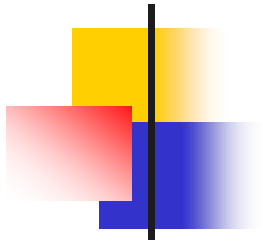
$$J^2 = \frac{m^2 V_1^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (s L_1 w m^2)^2}$$



Equation du couple

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

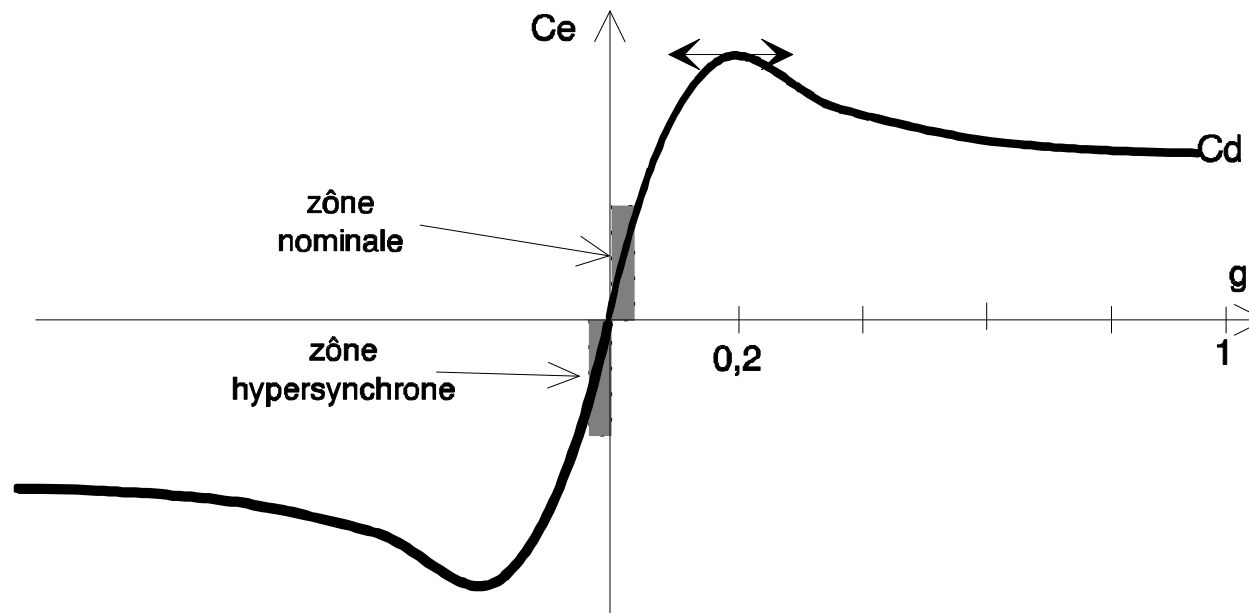
$$C_e = \frac{3p}{w} m^2 V_1^2 \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g} \right)^2 + a^2}$$

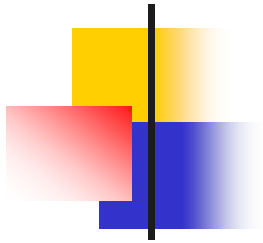


Caractéristique du couple

n V1 = constant

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





Propriétés importantes

n C_e max

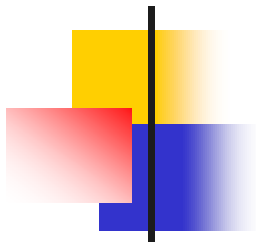
$$C_e = K \frac{\frac{R_2}{g}}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + a^2} = K \frac{R_2}{\frac{R_2^2}{g} + a^2 g}$$

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

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

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

$C_{e_{max}}$ est indépendant de R_2



Propriétés importantes

$C_{e_{max}}$ est indépendant de R_2

C_e est proportionnel à V_1^2 pour un glissement donné

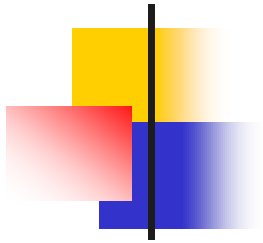
Glissements faibles

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

Couple au démarrage

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

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



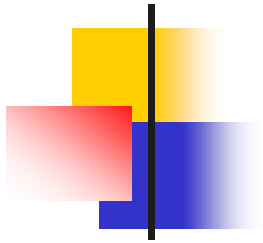
Types de moteurs asynchrones

n Conditions

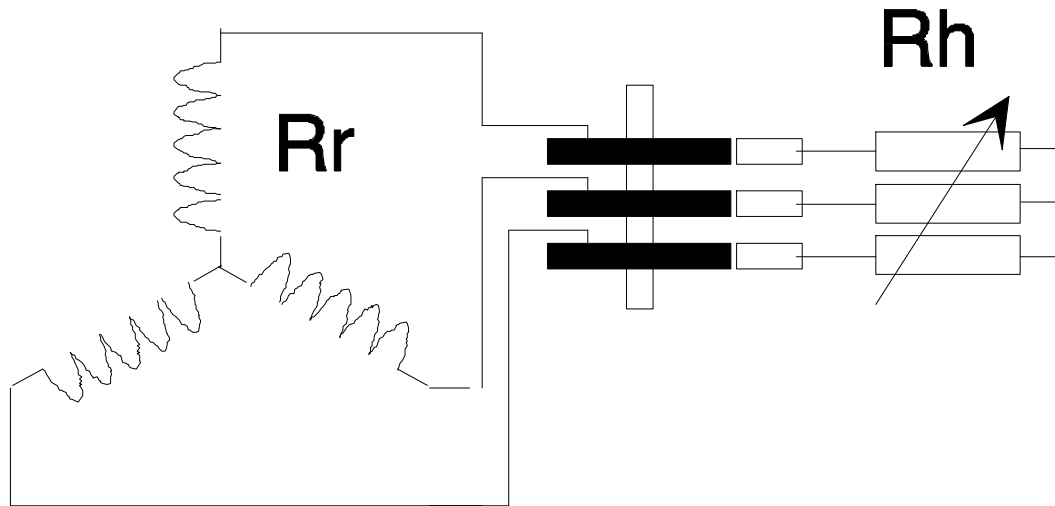
n CD le plus élevé possible $C_D \approx K \frac{R_2}{a^2}$

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

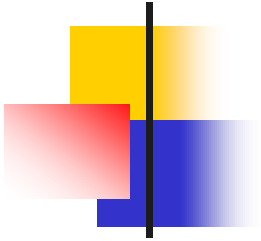


Au démarrage

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

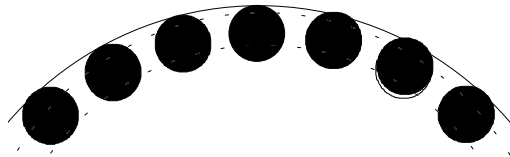
En marche normale :

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

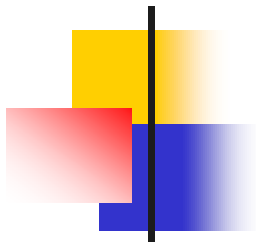


Moteur à cages

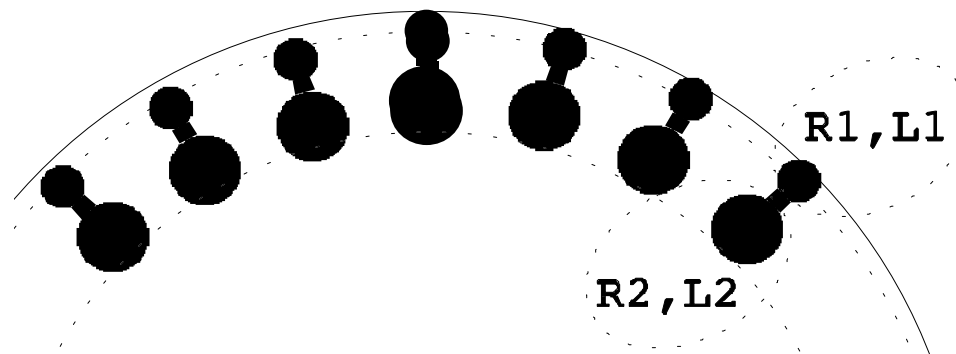
n Simple cage



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



Double cage

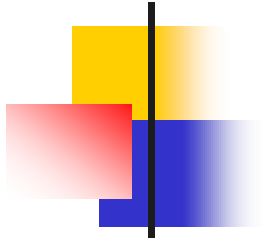


$$L_1 \ll L_2; R_1 > R_2$$

Au démarrage : $g = 1$; $f_r = g f = 50$. $Z_s < Z_i$;

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

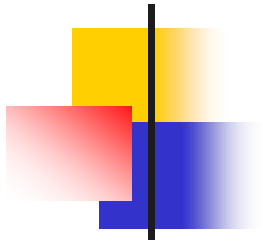
En fonctionnement nominal : $g \approx 0$; $f_r = g f \approx 0$. $Z_s > Z_i$; Le courant circule dans la cage inférieure de résistance plus faible que la cage inférieure.



Démarrage des moteurs asynchrones

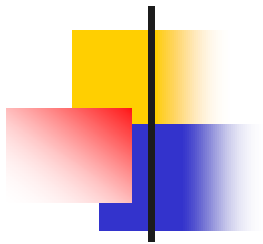
n Conditions

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

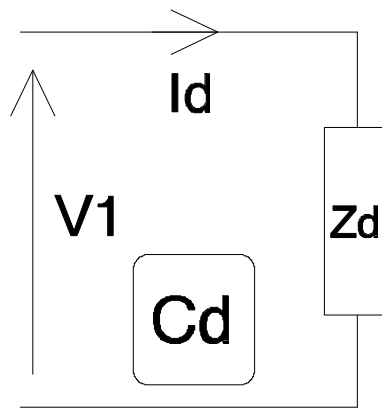


Démarrage direct

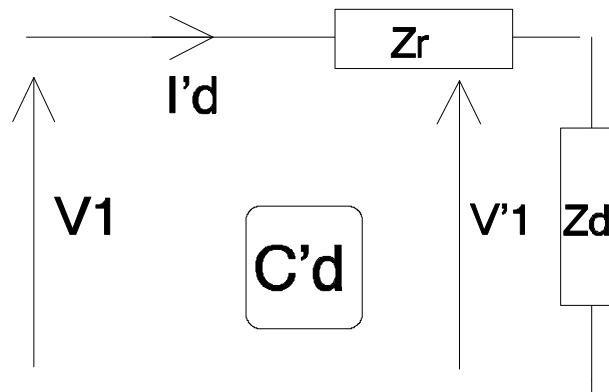
- n $I_d = 7 I_n$ (simple cage)
 $I_d = 5 I_n$ (double cage).
- n Ce démarrage est autorisé pour les moteurs de puissance inférieure à 2,5 kW sur réseau BT

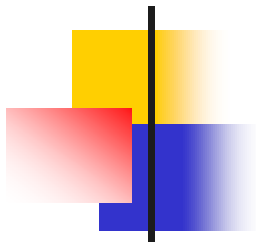


Démarrage statorique

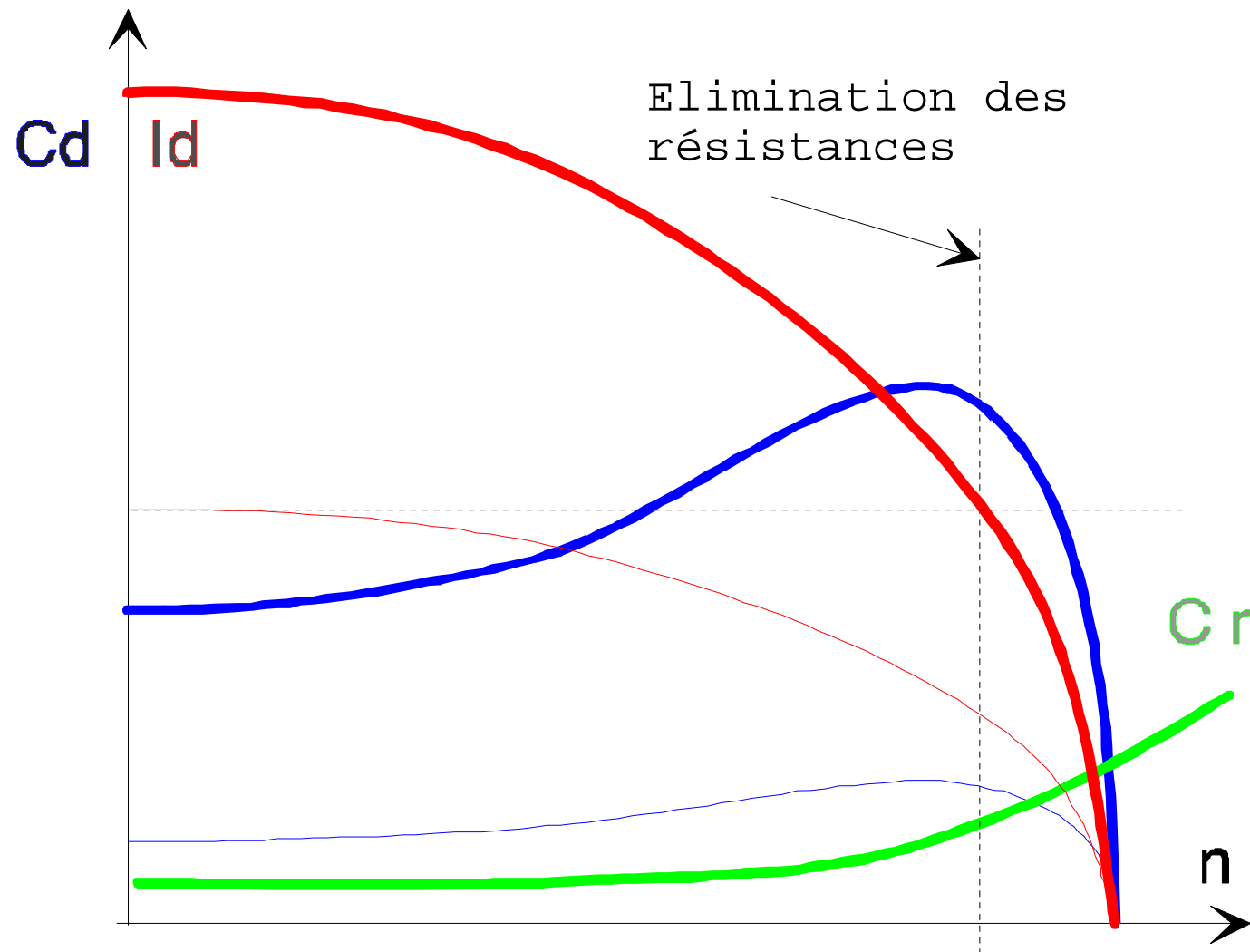


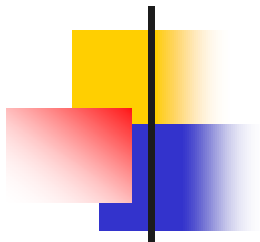
Calculer $I'd/I d$
 $C'd/Cd$



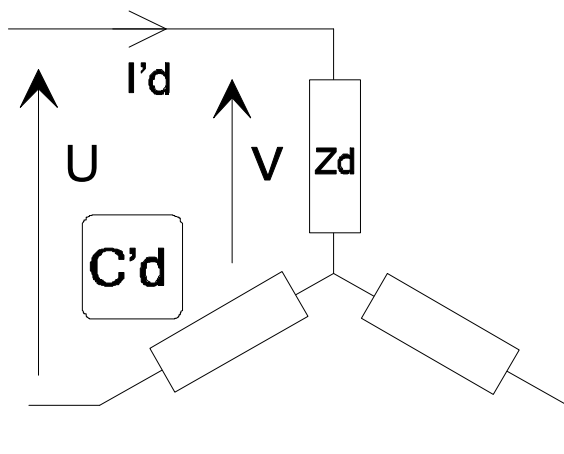


Courant de démarrage



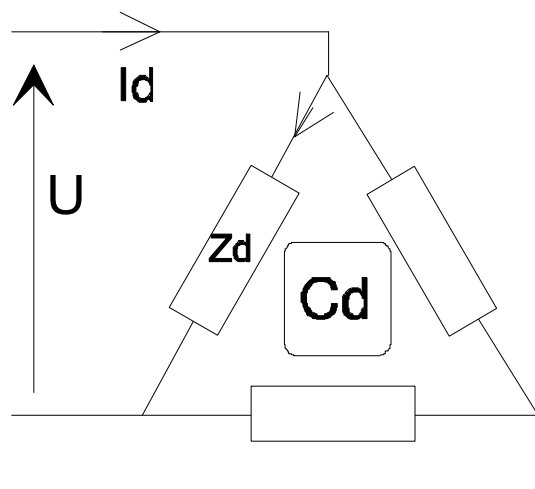


Démarrage étoile/triangle (Y/D)

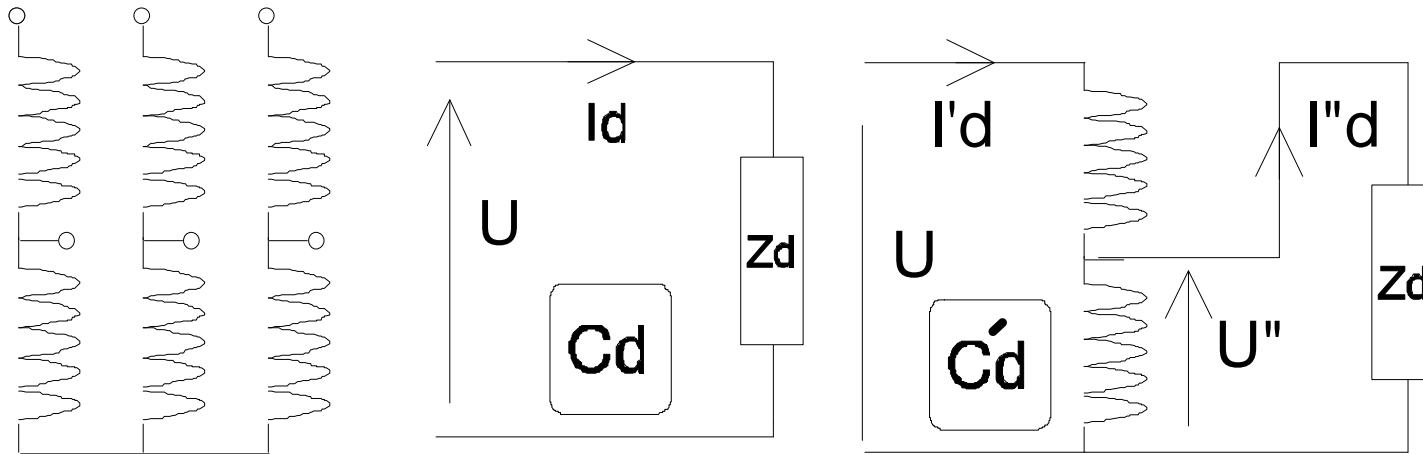


Calculer $I'd/I_d$

$C'd/C_d$

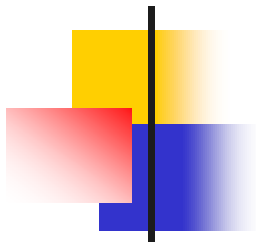


Démarrage par autotransformateur



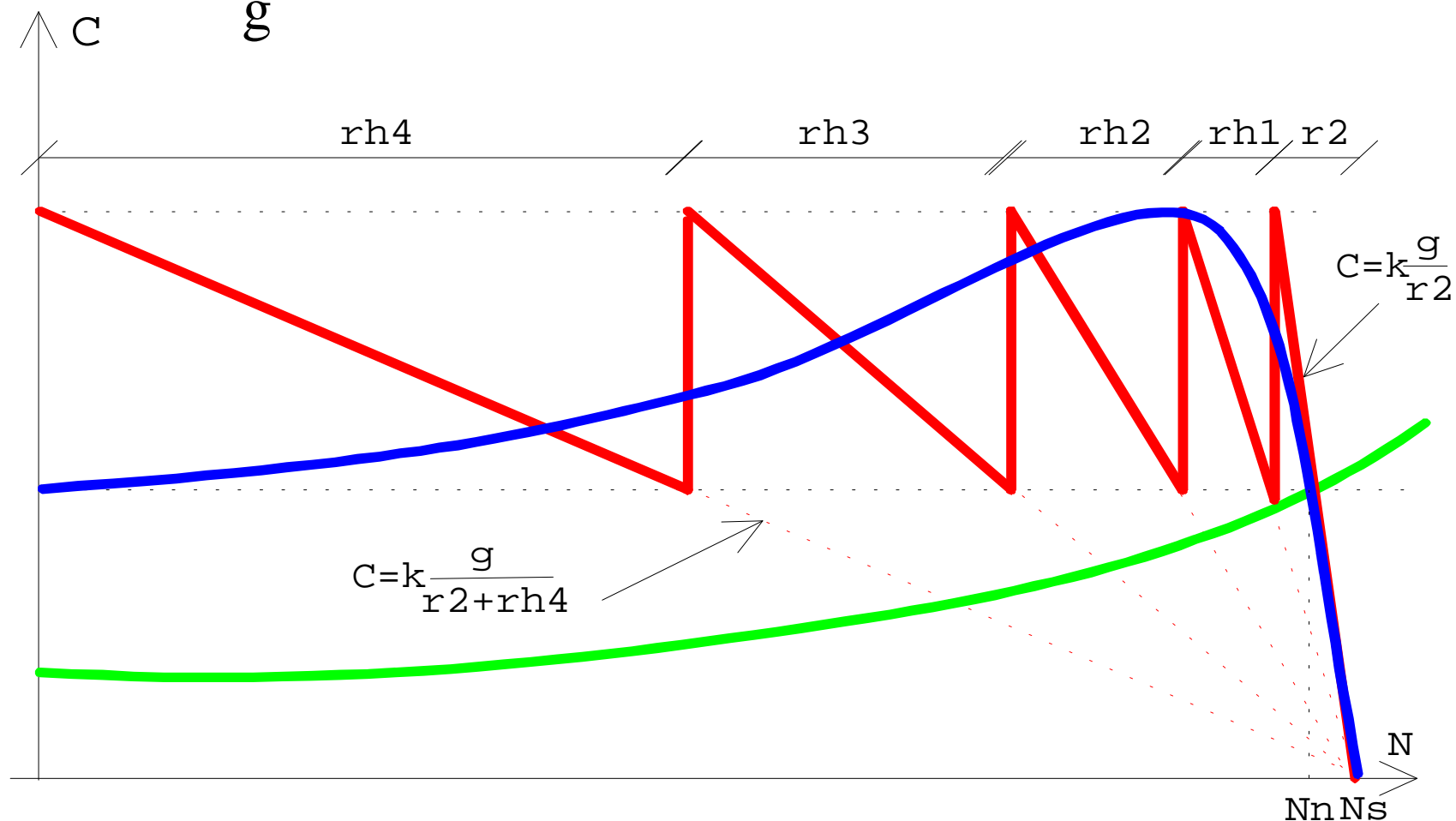
Calculer I'_d/I_d

C'_d/C_d

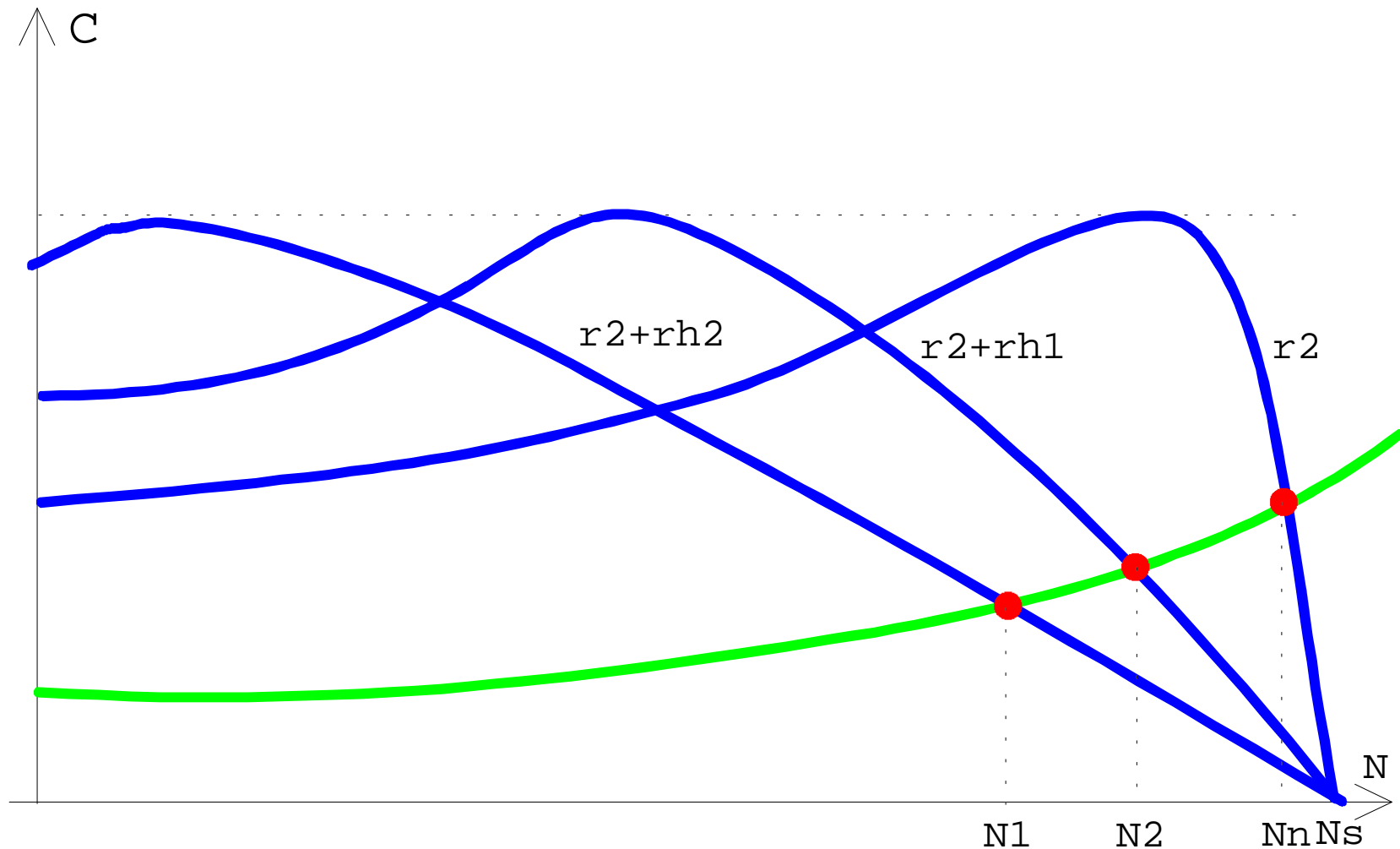


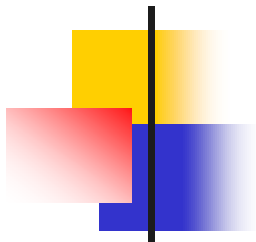
Démarrage des moteurs à bagues

$$C_d = k \frac{R_2}{g} \quad \text{le couple est proportionnel à } R_2$$

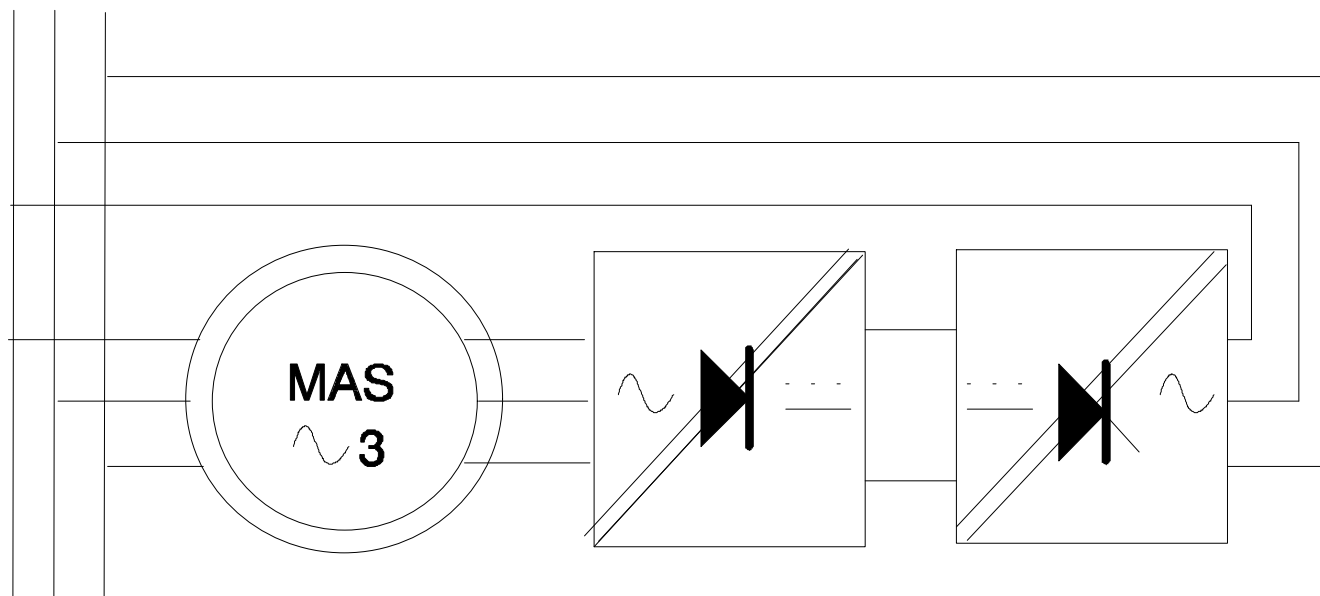


Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

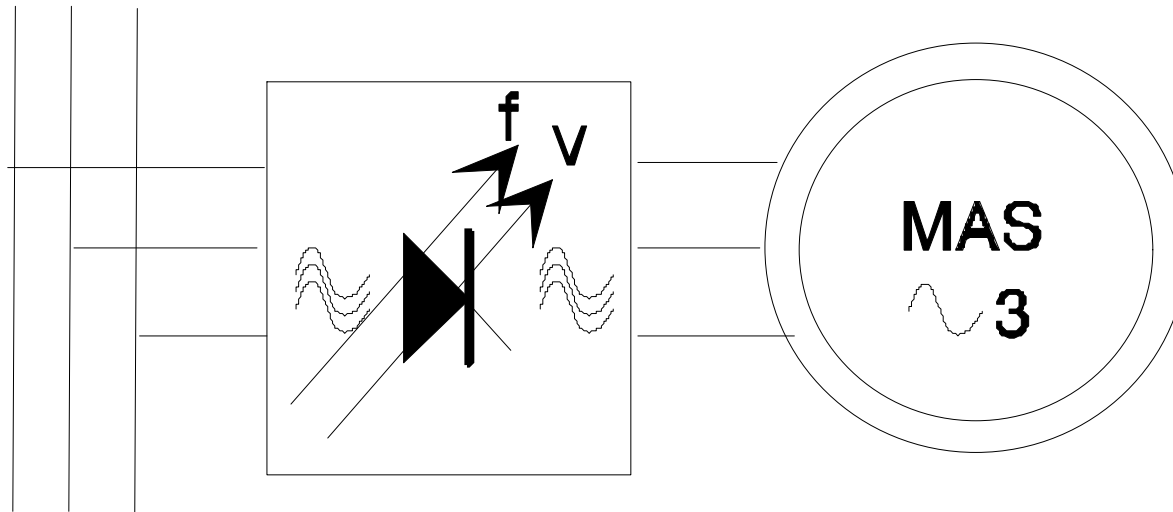




Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones



Réglage par action sur la vitesse du champ tournant

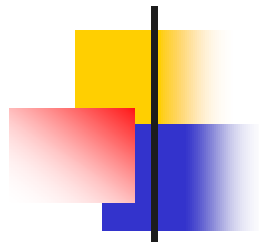


Démontrer que $V/F = \text{constante}$



Essai du moteur asynchrone

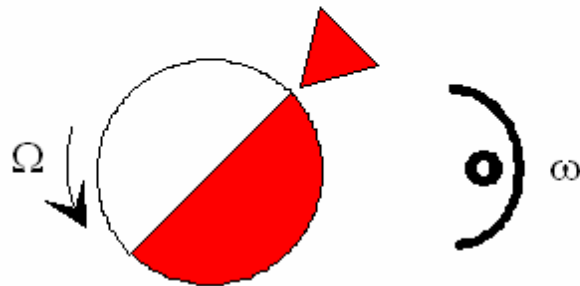
Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



Mesure du glissement

MESURE DU GLISSEMENT

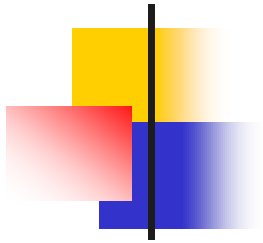
Méthode stroboscopique



Soit un disque tournant à Ω 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 $\omega = \Omega$ 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

n Pertes cuivre stator

n $p_{cu_stator} = \frac{3}{2} R_1 I_1^2$

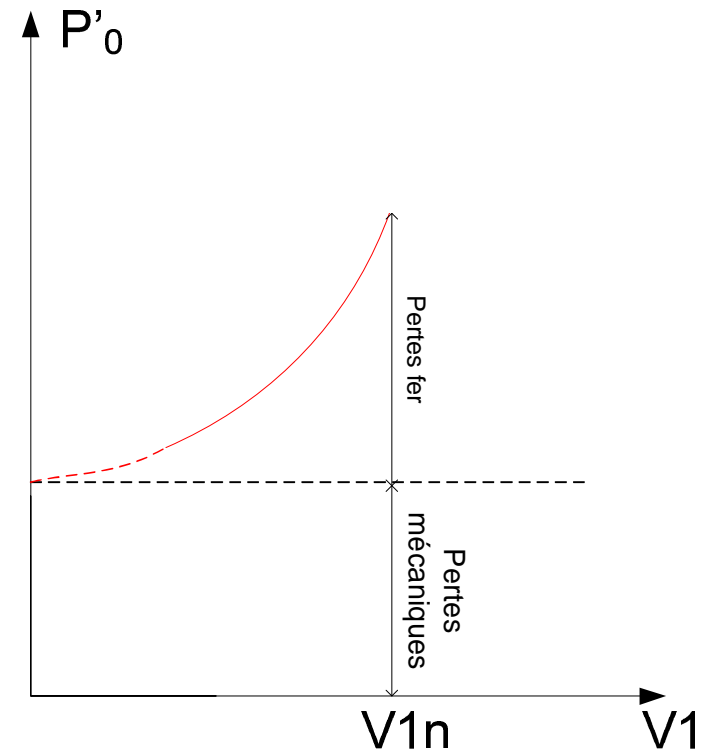
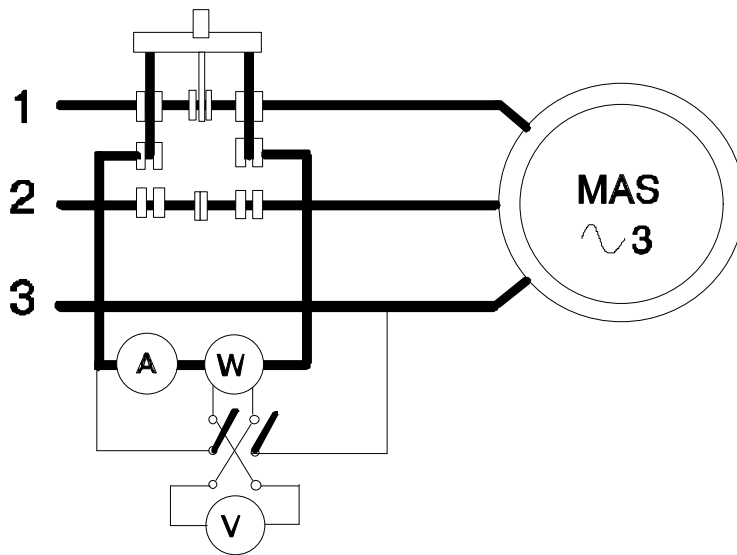
- n** R_1 : mesuré à chaud à l'aide de la méthode VA (ou à froid en tenant compte du coefficient de température du cuivre)

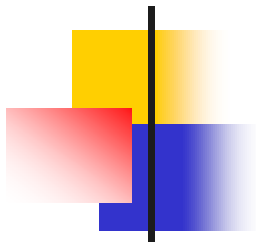
Pertes fer stator et pertes mécaniques

n Essai à vide et mesure de la puissance absorbée

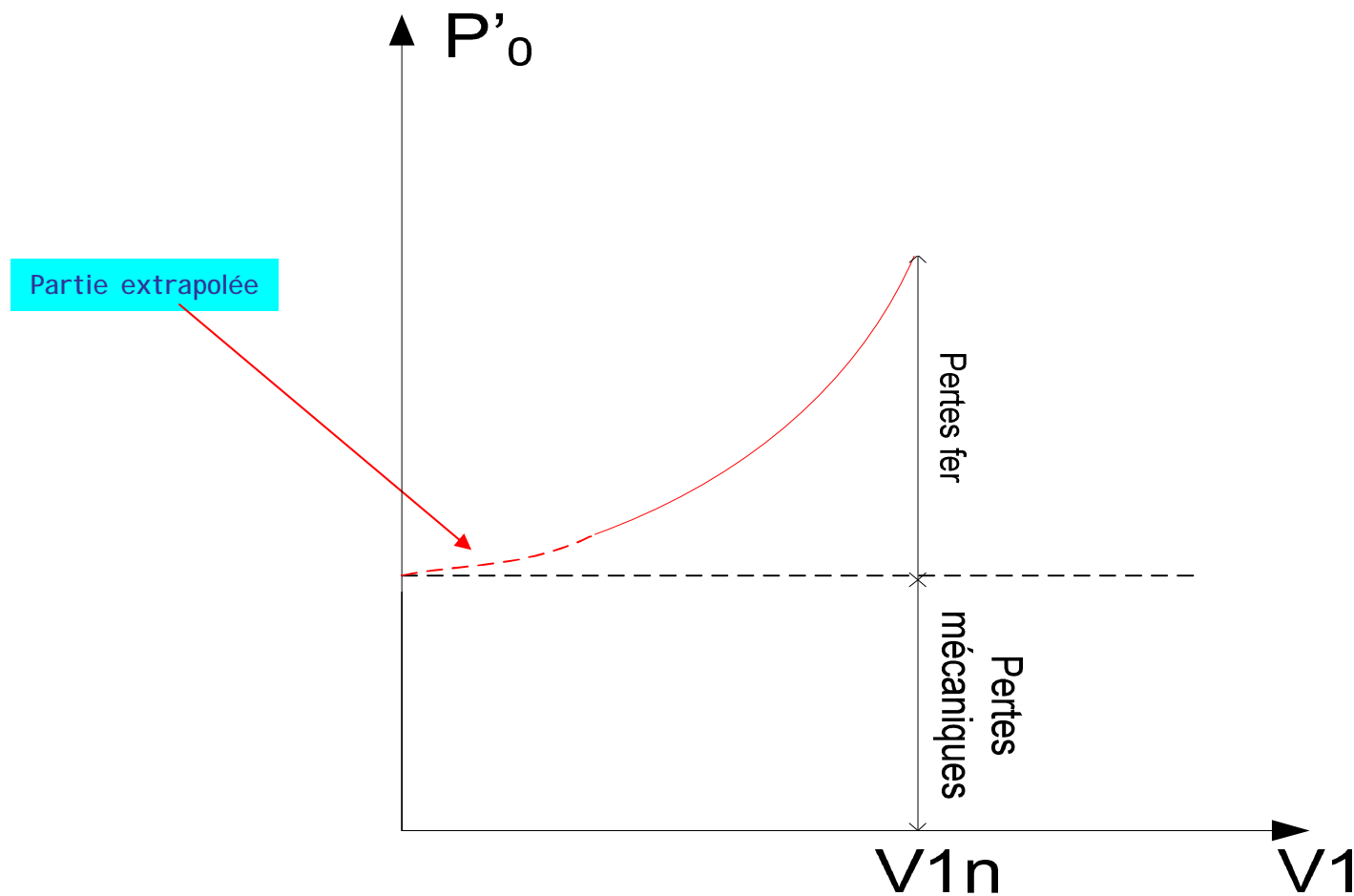
$$P_0 = p_{\text{fer}}(V_1^2) + p_{\text{cu stator}} + p_{\text{méca}}(\Omega)$$

On trace $p_{\text{fer}}(V_1) + p_{\text{méca}}$

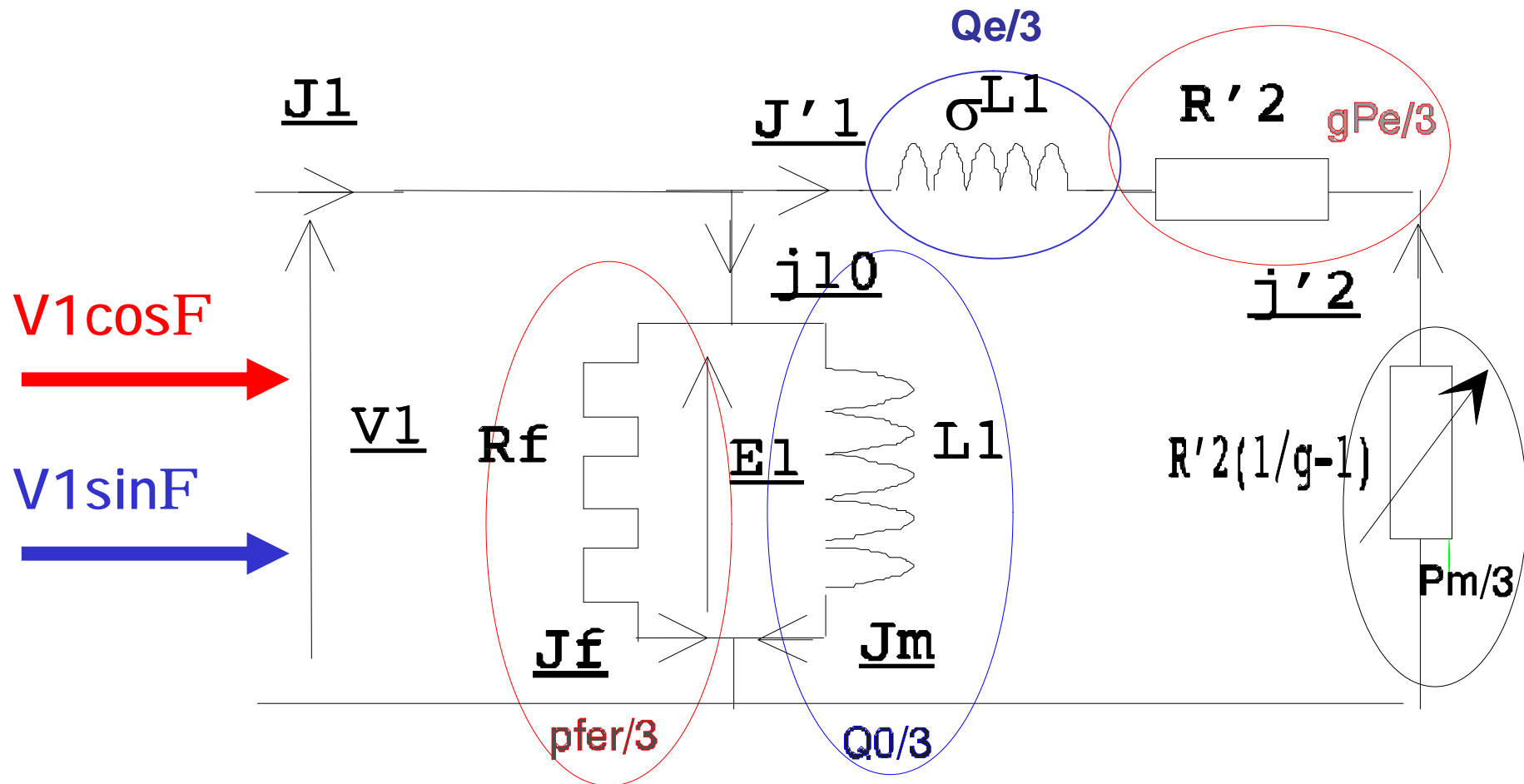




Obtention des pertes fer



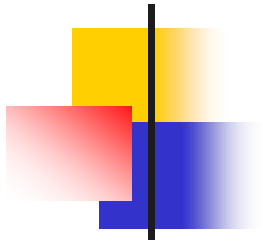
Détermination des éléments du modèle simplifié





Variation de vitesse des moteurs asynchrones

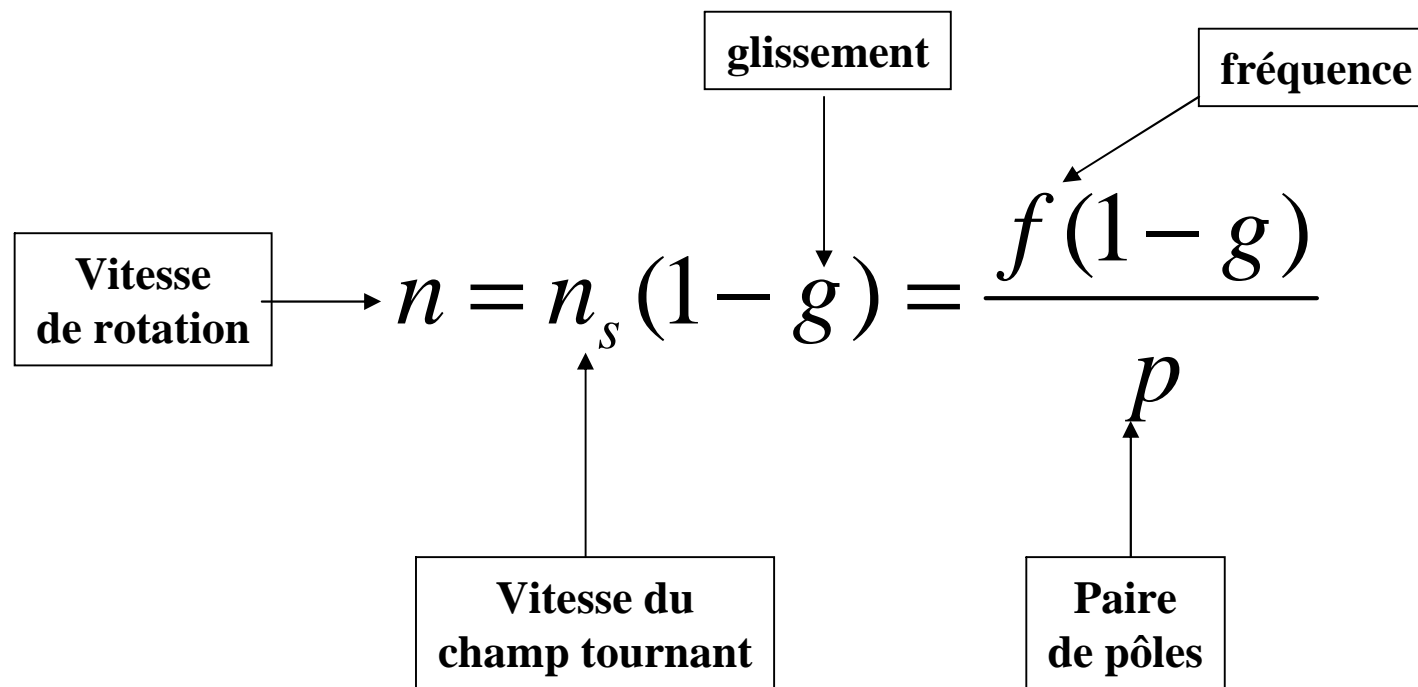
Mathématiques Spéciale TSI La Rochelle : le moteur asynchrone V1.1



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



The diagram illustrates the formula for the speed of an asynchronous motor, $n = n_s (1 - g) = \frac{f (1 - g)}{p}$. The components are labeled as follows:

- Vitesse de rotation**: Points to the variable n .
- Vitesse du champ tournant**: Points to the synchronous speed n_s .
- glissement**: Points to the slip factor g .
- fréquence**: Points to the frequency f .
- Paire de pôles**: Points to the number of pole pairs p .

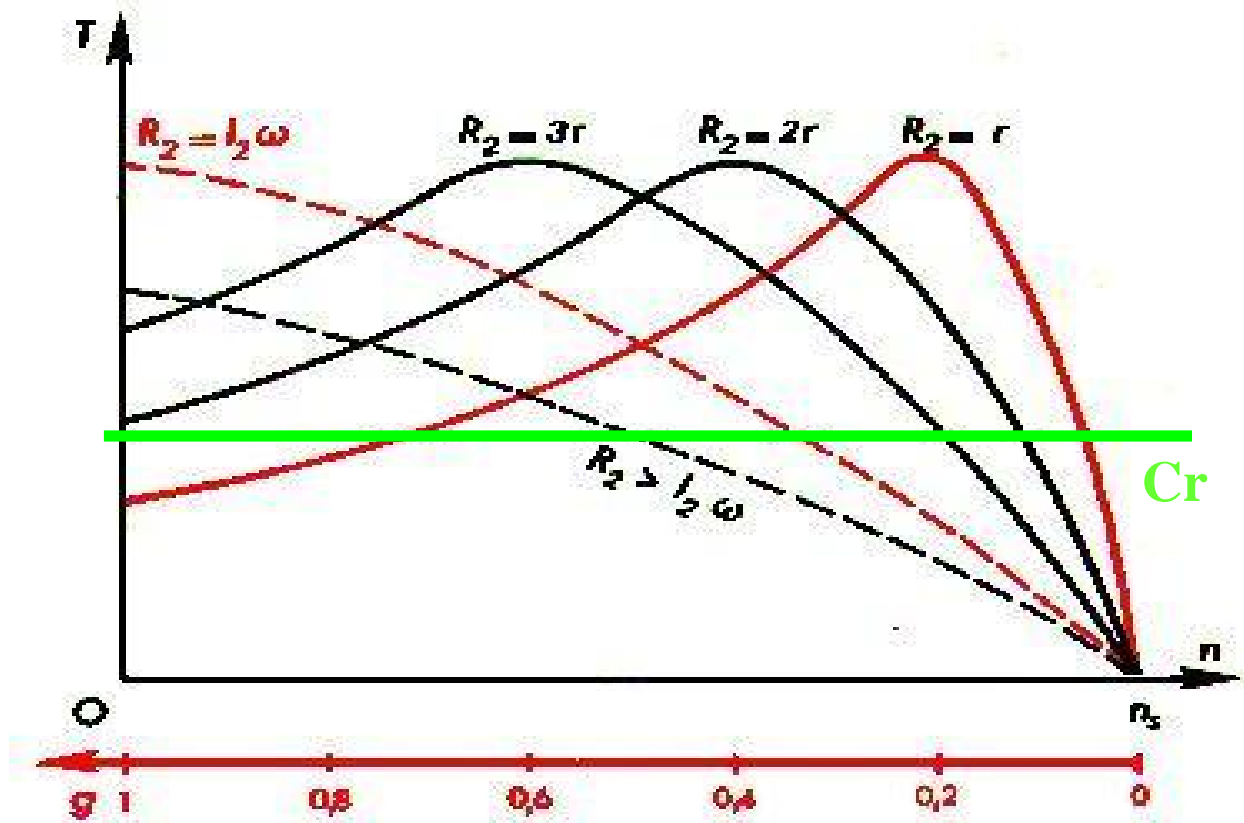
$$n = n_s (1 - g) = \frac{f (1 - g)}{p}$$



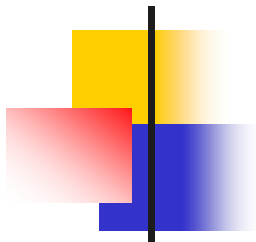
Action sur le glissement (moteur à rotor bobiné)

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

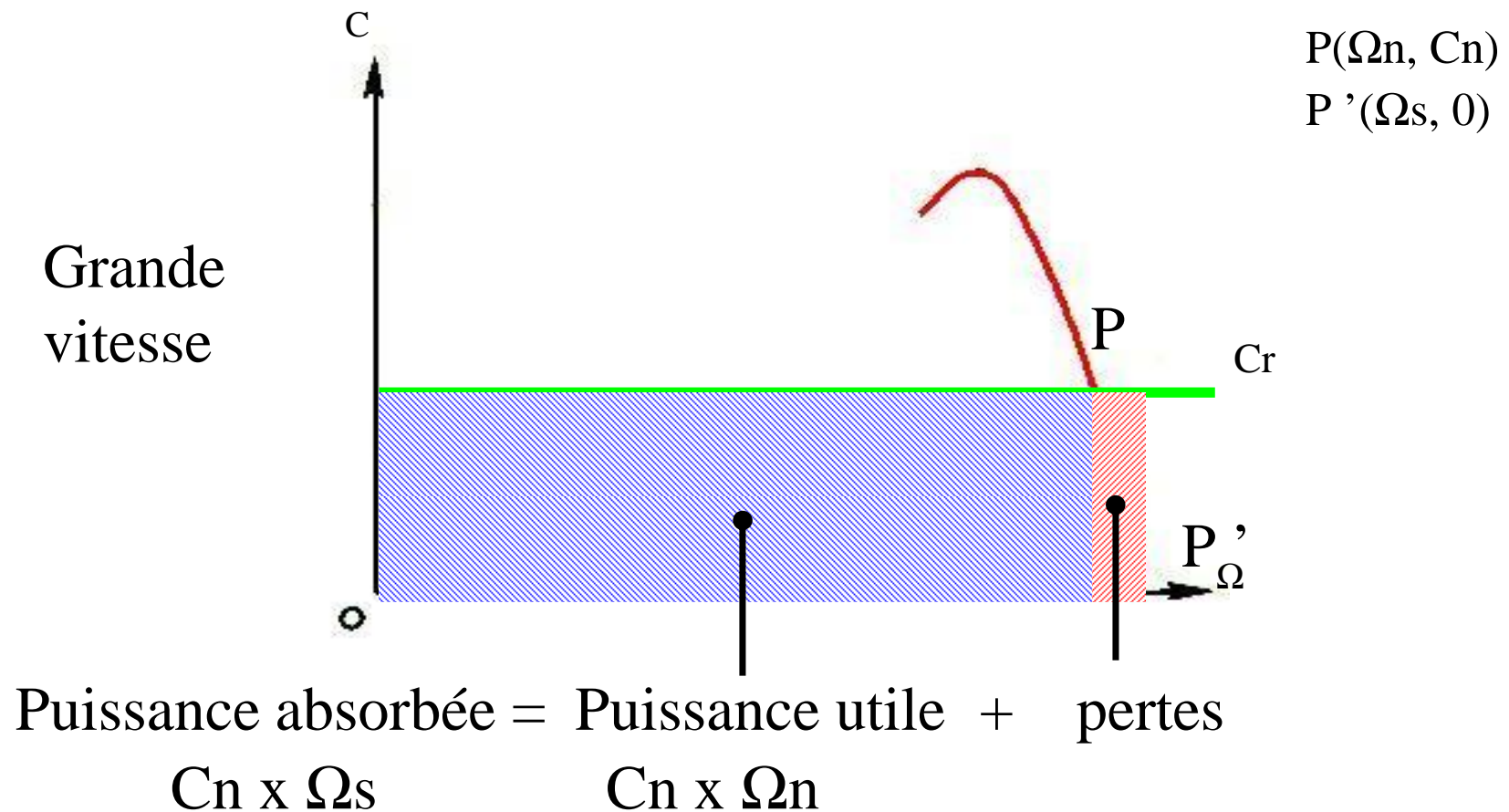
Action sur le glissement

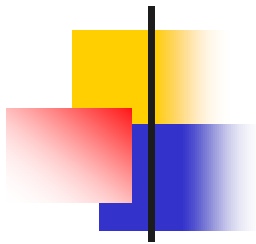


- En modifiant la résistance rotorique, on agit sur le glissement tout en conservant un couple maximal constant.
- Cela implique d'avoir une machine à rotor bobiné

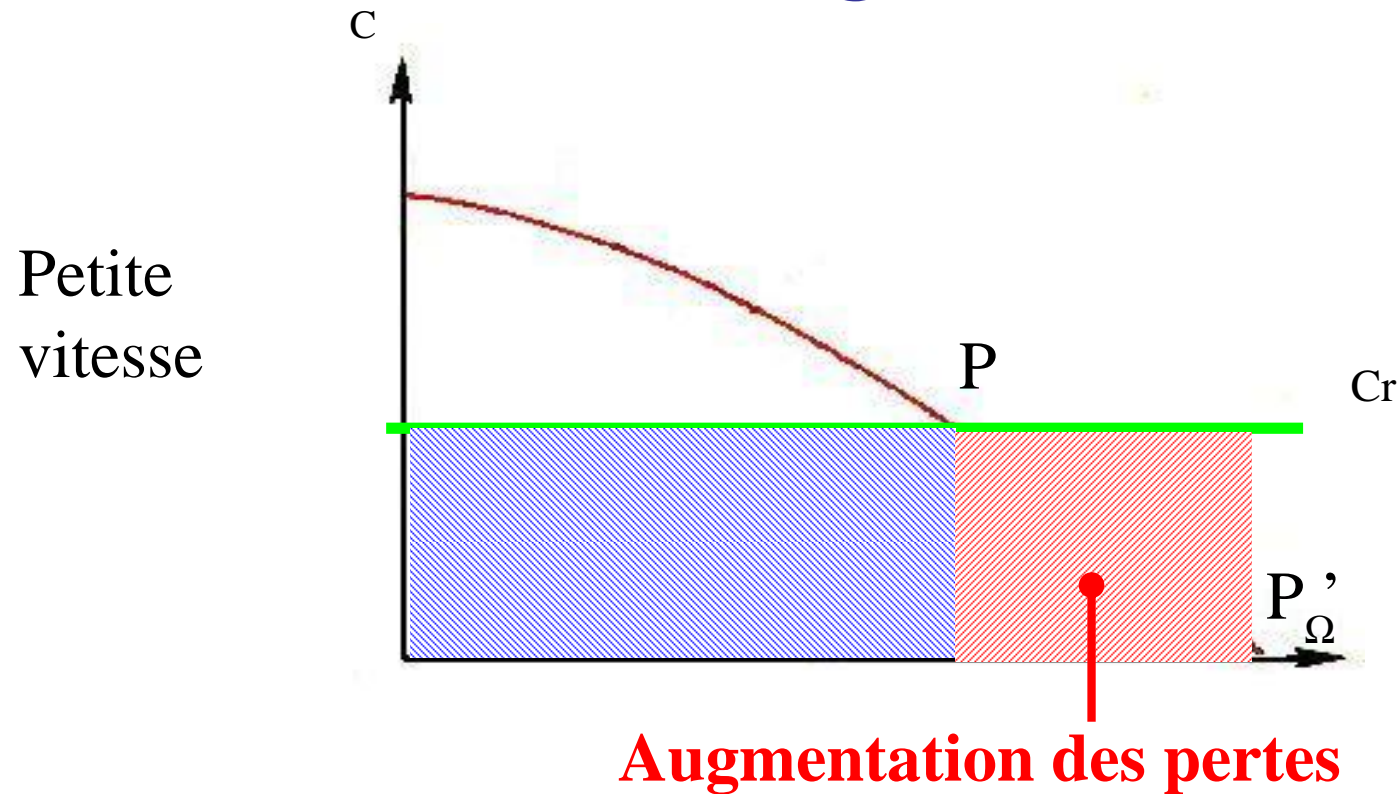


Action sur le glissement (2)

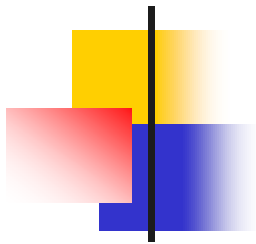




Action sur le glissement (3)

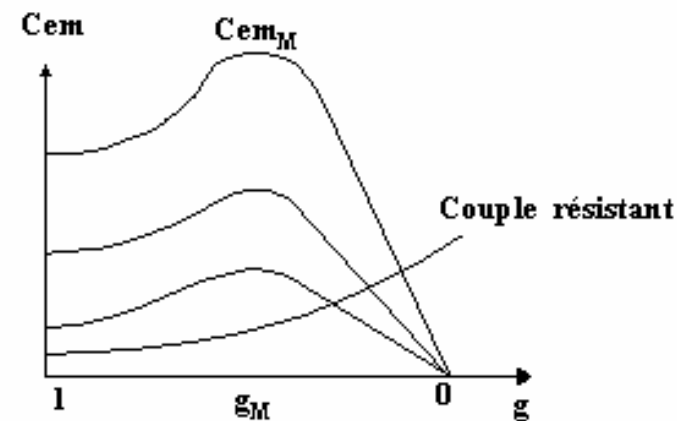
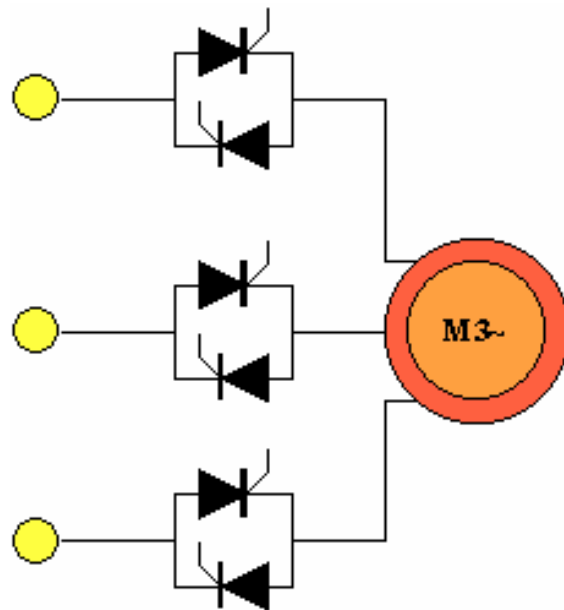


Inconvénient :
- rendement très faible



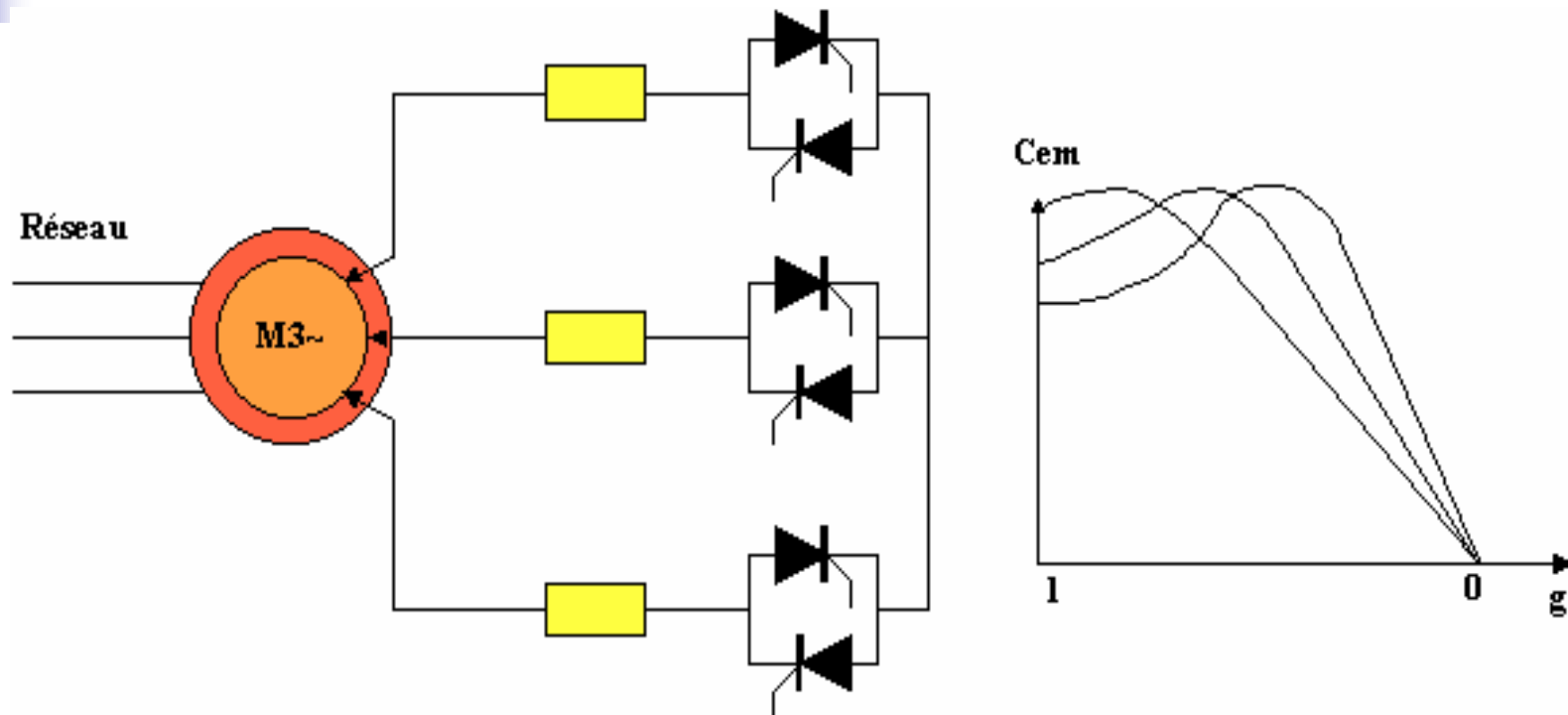
Par gradateur

n On règle la tension statorique

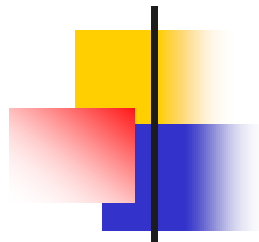


Du fait de sa faible plage de variation de vitesse sur moteur à cage standard, le gradateur statorique est surtout utilisé comme procédé de démarrage sur des machines dont le couple résistant est de type parabolique.

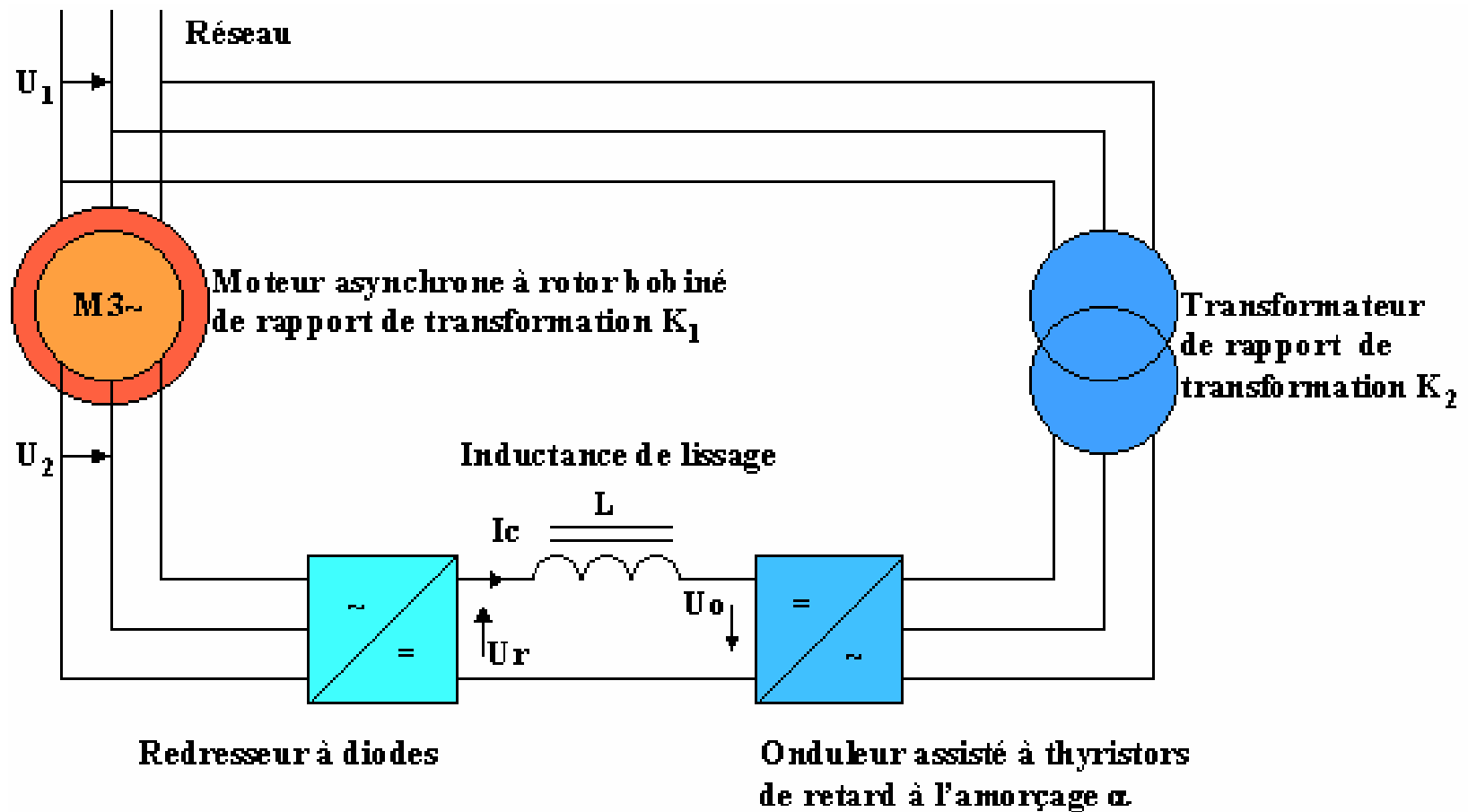
Rhéostat de glissement rotorique



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)

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

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

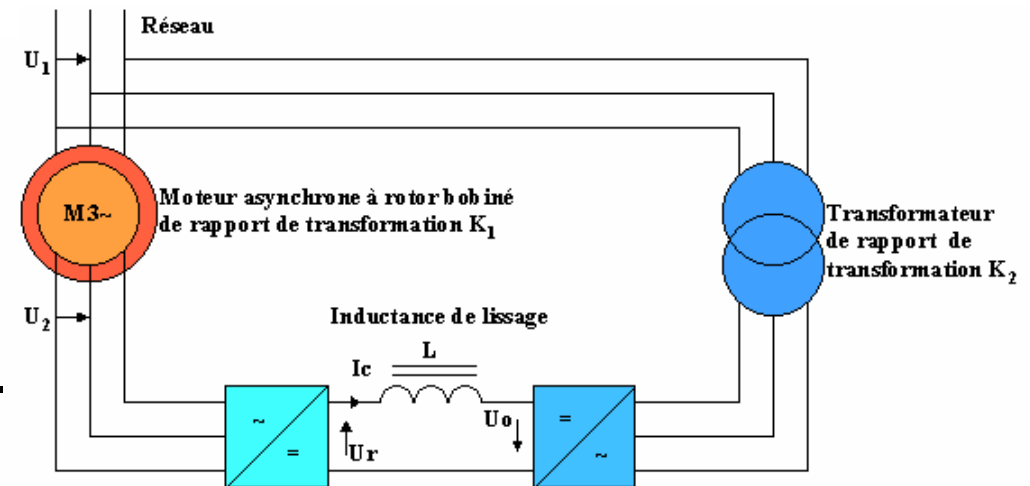
$$U_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \cdot K_2 \cdot \cos \alpha$$

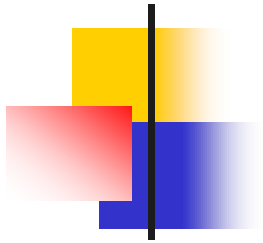
$$\overline{U_r} = - \overline{U_o}$$

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

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

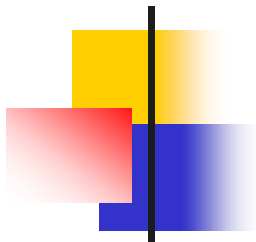
$$\text{pour } \alpha = 150^\circ, g = g_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{K_2}{K_1}, \Omega = \Omega_{\min}$$





Cascade hyposynchrone (3)

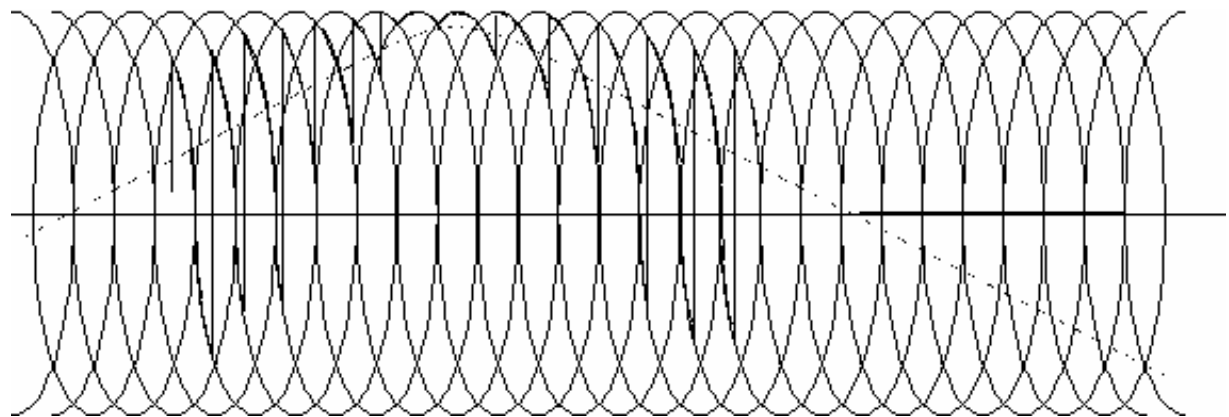
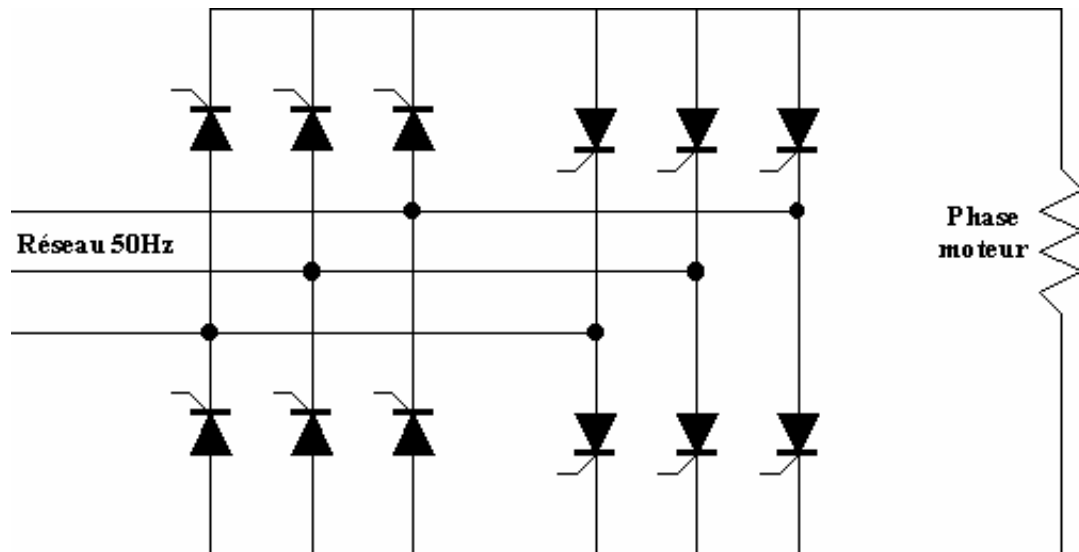
- n Le transformateur est choisi avec un rapport de transformation permettant le glissement maximal souhaité.
- n La récupération de l'énergie rotorique assure un excellent rendement, voisin de celui du moteur seul.
- n Le facteur de puissance de la cascade est plus faible que celui du moteur seul et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



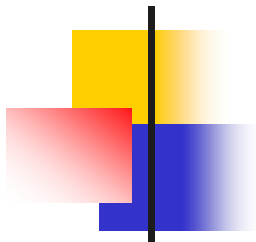
Le Cycloconvertisseur

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.

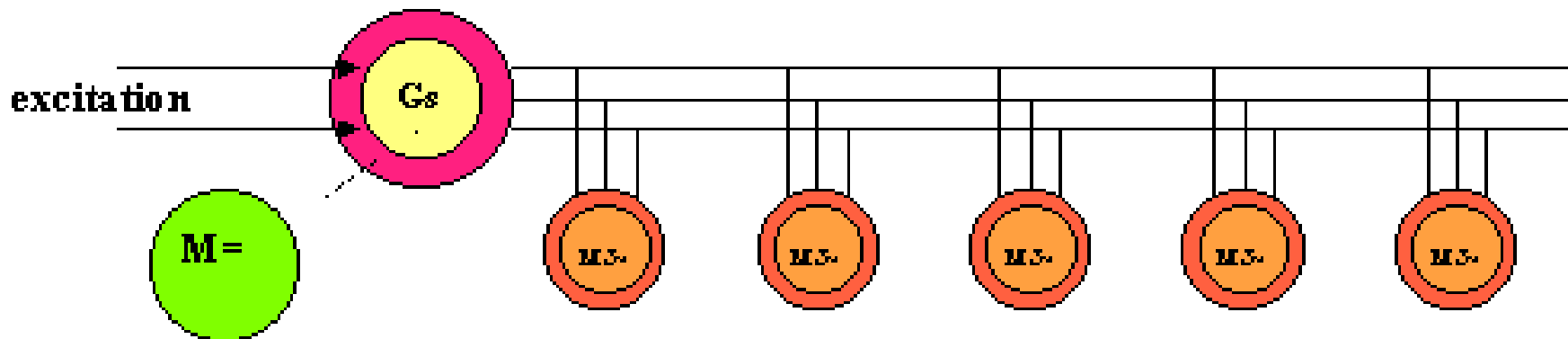


Commande pour une phase du moteur



Cycloconvertisseur : applications

- n Procédé, robuste et fiable mais lourd, encombrant et onéreux.
- n Utilisé principalement pour piloter un grand nombre de moteurs asynchrones à réguler simultanément (laminoirs).
- n 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

- n **Contrôle scalaire ou contrôle U/f constant**

- n Convertisseur à onde de courant
 - n Convertisseur à onde de tension



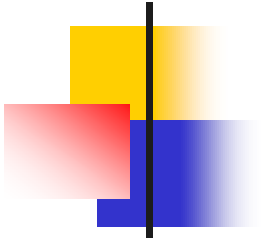
**Contrôle
en
tension**

- n **Contrôle vectoriel de flux avec ou sans capteur**

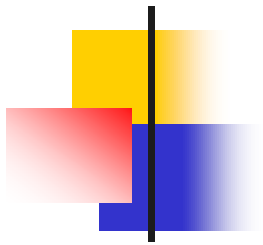
- n Moteur asynchrone auto piloté



**Contrôle
en
courant**



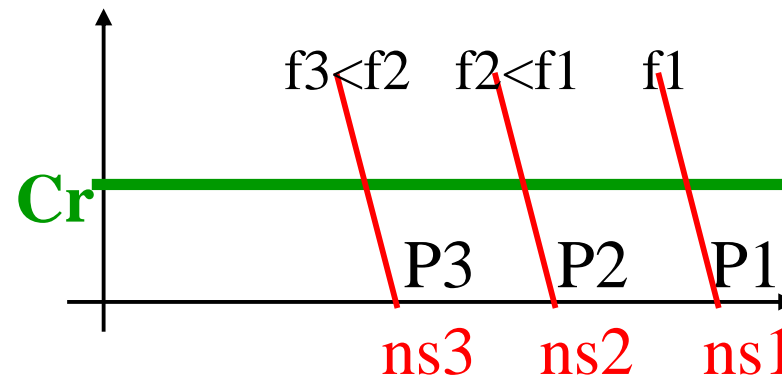
Contrôle U/F ou Contrôle scalaire



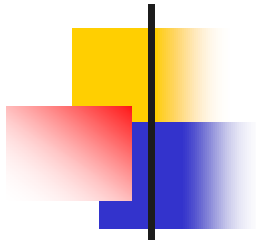
Action sur la fréquence

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

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



Remarque: Les pertes sont constantes



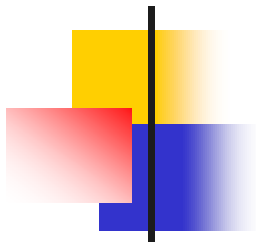
Action sur la fréquence (2)

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

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

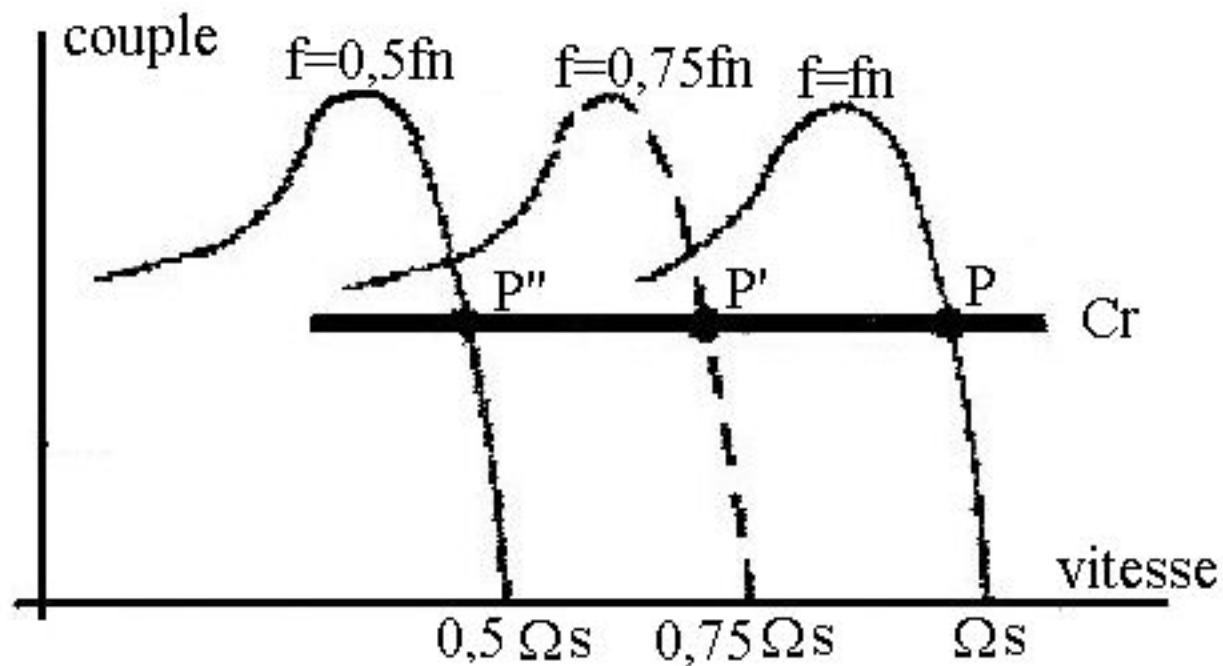
$$C_e \text{ quand } \frac{R_2^2}{g} + g.a^2 \Rightarrow g = \frac{R_2}{a} ; C_e = K \frac{1}{2a}$$

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

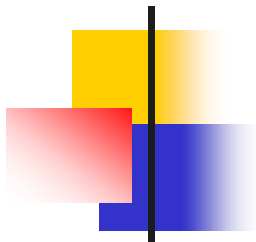


Action sur la fréquence (3)

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

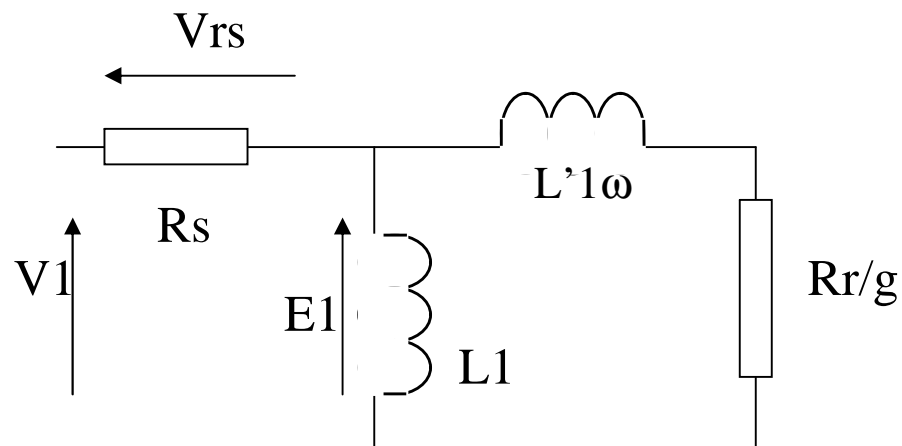


On travaille à flux constant

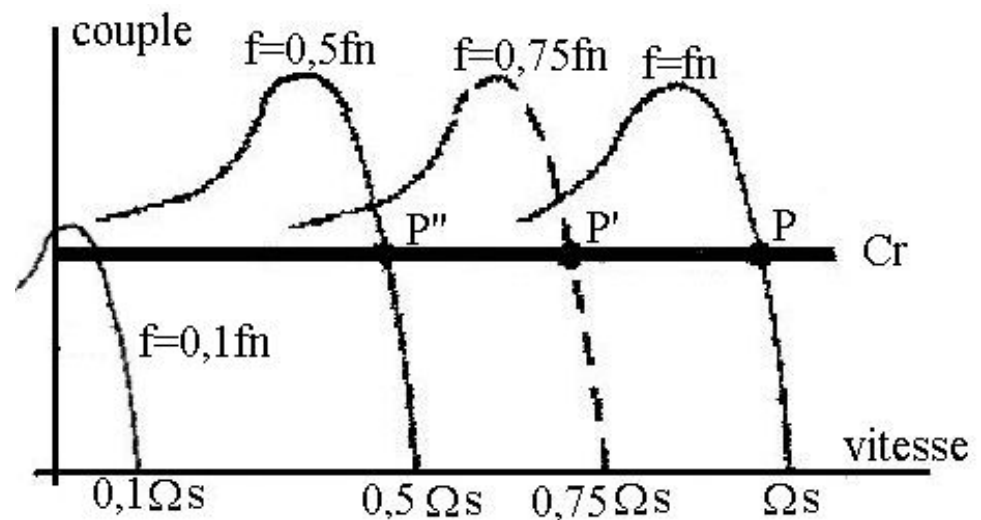


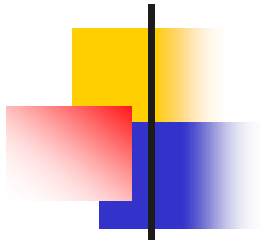
Action sur la fréquence (4)

Limite du
modèle utilisé



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



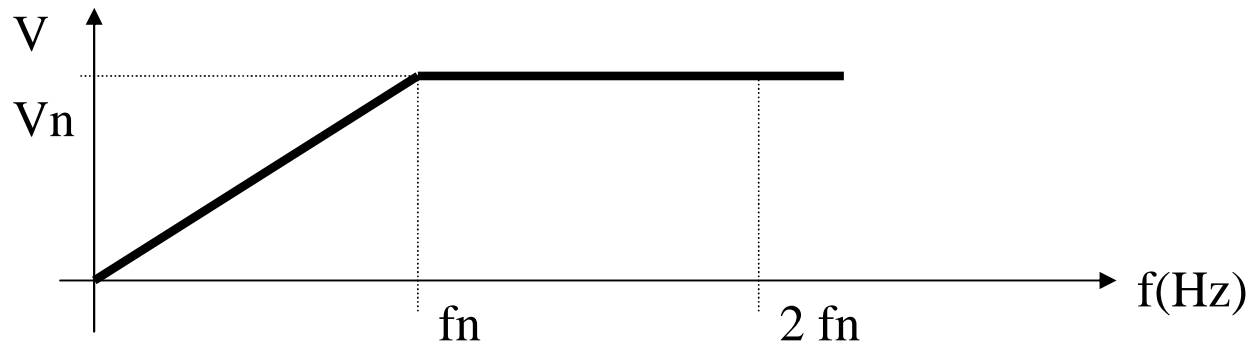


Action sur la fréquence (5)

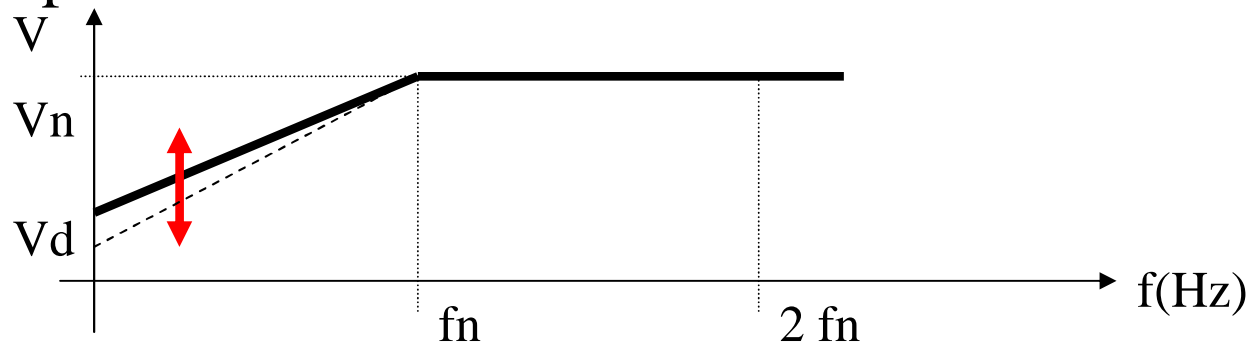
- n A partir de U_n , le rapport U/f ne peut plus rester constant car U dépasse U_n .
 - n On maintient V constant \rightarrow baisse de C_e

Loi U/f

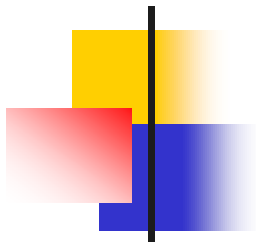
Pour respecter les limitations précédentes la loi U/f a l'allure suivante



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
 \Rightarrow augmentation du couple aux basses vitesses



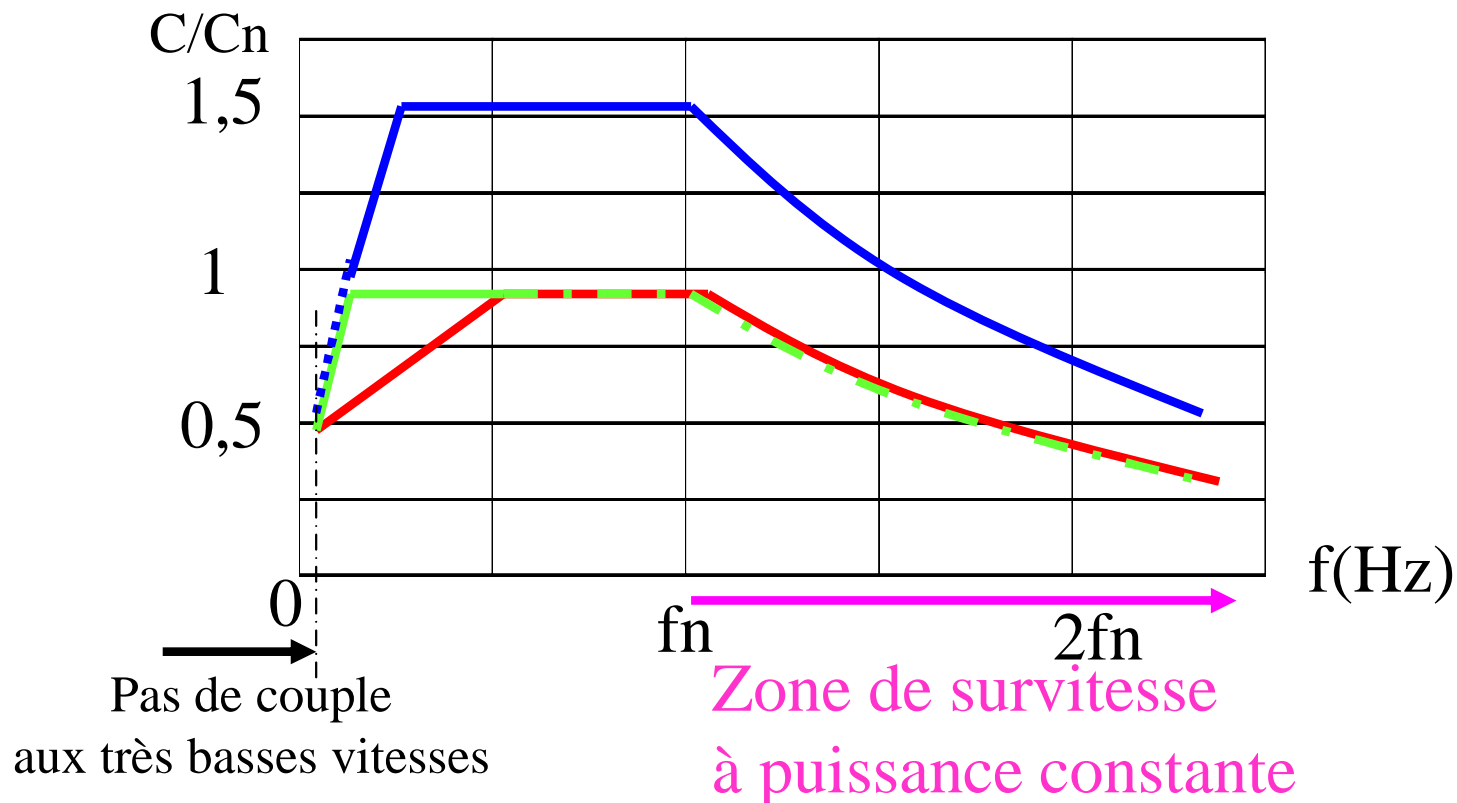
Action sur la fréquence (6)

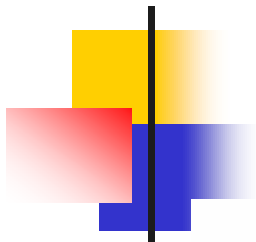
Caractéristiques
constructeurs

Moteur auto ventilé couple utile permanent

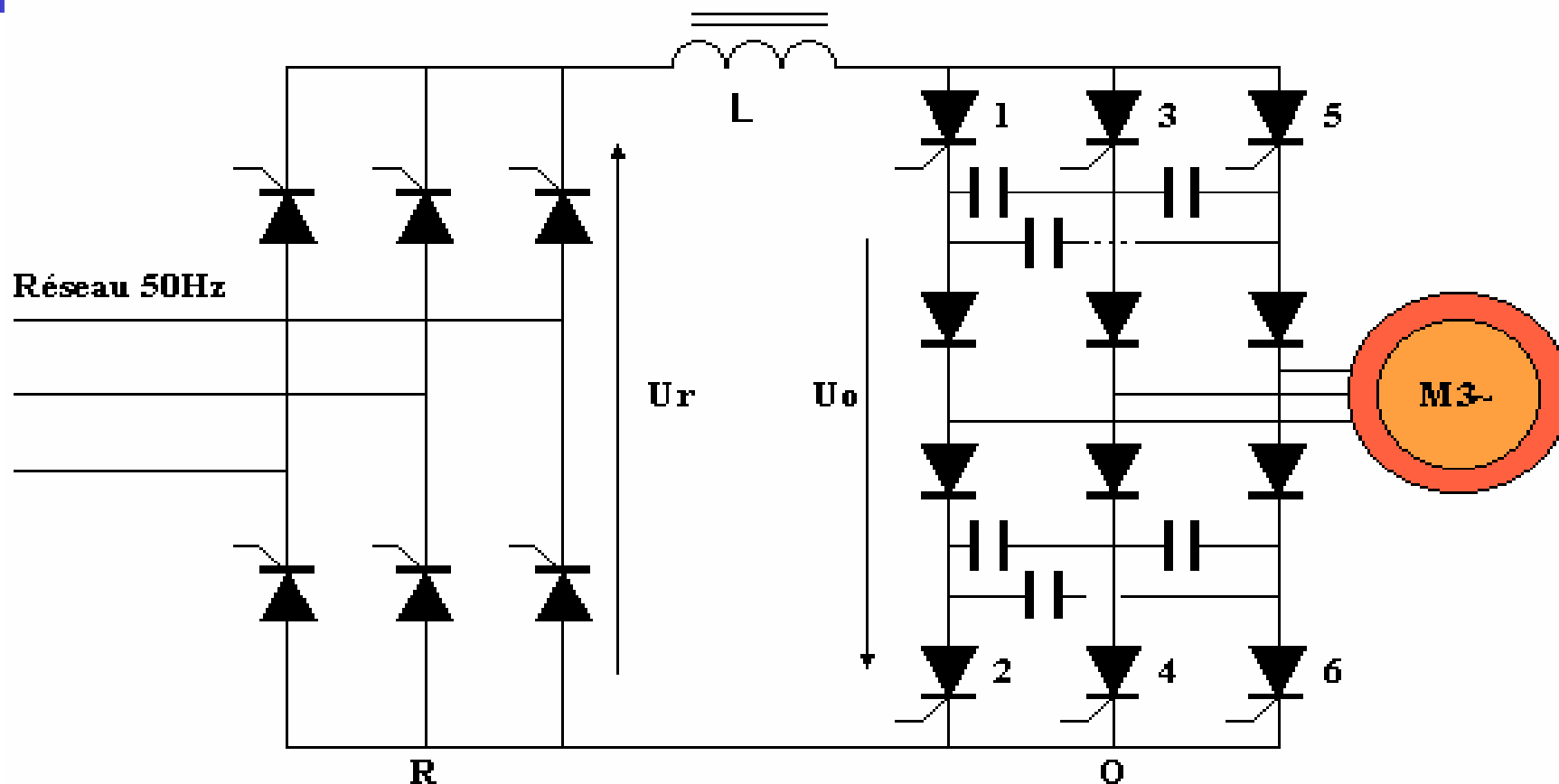
Moteur moto ventilé couple utile permanent

Surcouple transitoire



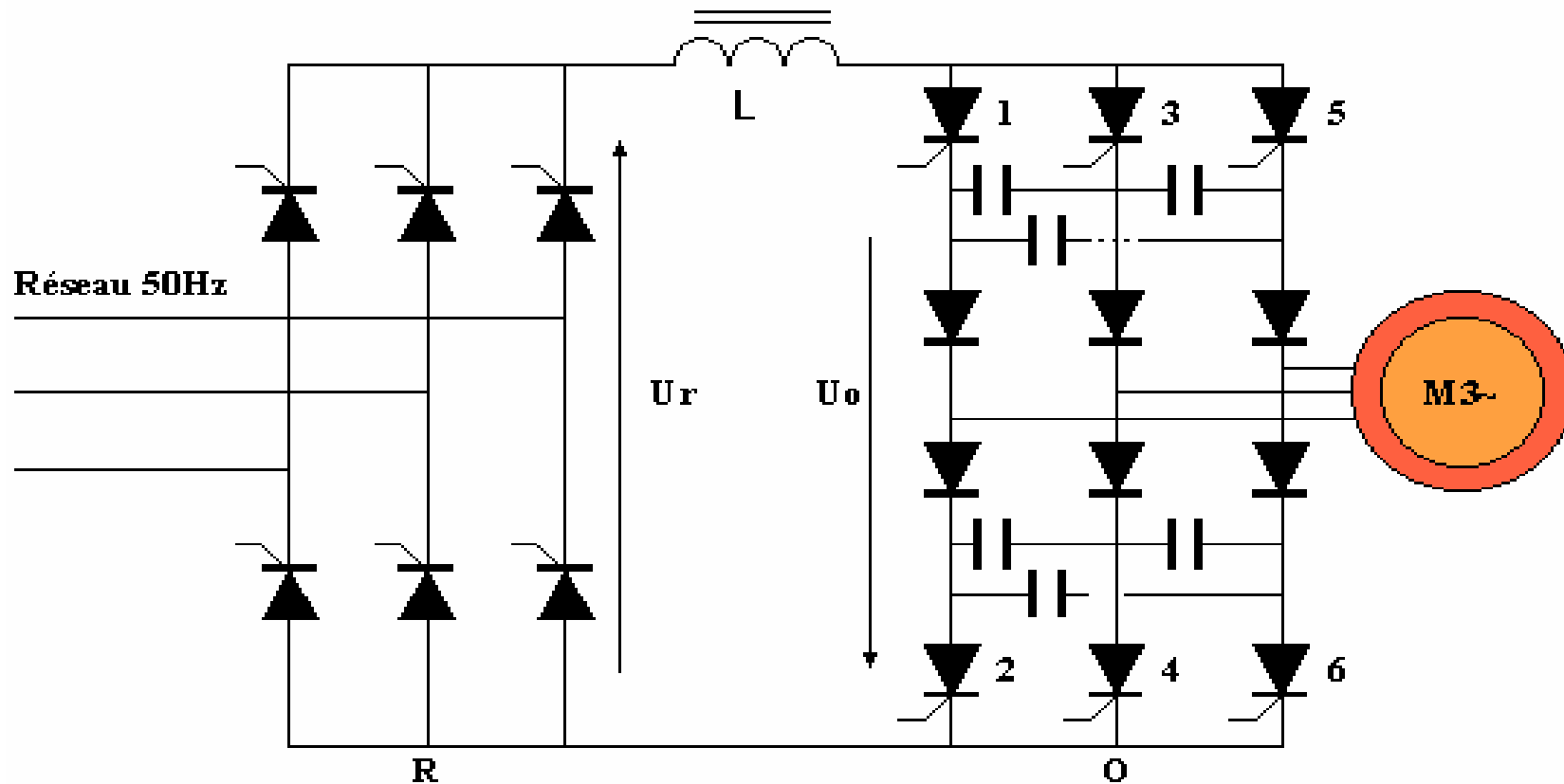


Convertisseur à onde de courant



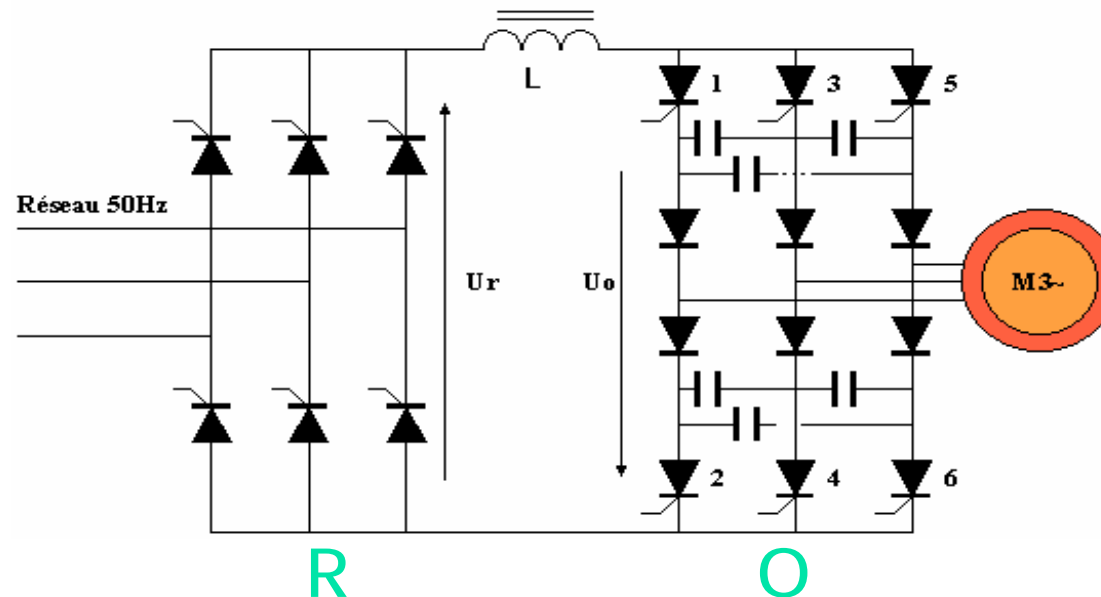
- Le convertisseur R fait varier la valeur moyenne de la tension U_r .
- Le convertisseur O change la fréquence de la tension statorique.

Convertisseur à onde de courant (2)

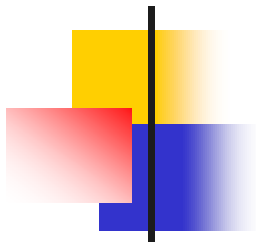


- n Les condensateurs assurent le blocage forcé des thyristors.
- n Les diodes évitent la décharge des condensateurs dans les phases du moteur.

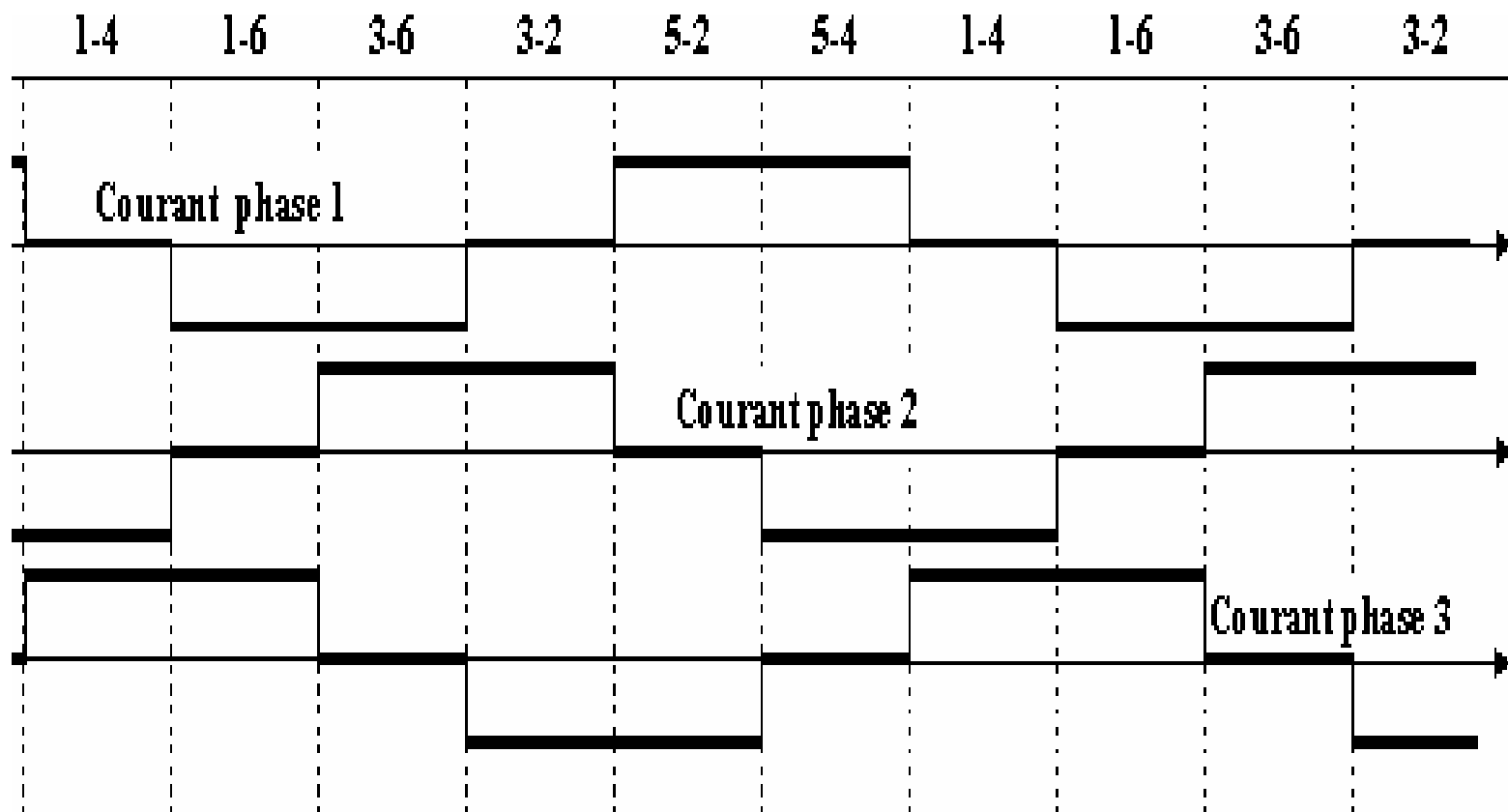
Convertisseur à onde de courant (3)



- n Une petite inductance (non représentée) en série avec chaque thyristor limite les di/dt .
 - n Le courant circulant dans l'inductance L est fortement lissé.
- n L'inversion de la séquence de commande des thyristors permet l'inversion du sens de rotation du moteur.
- n 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.

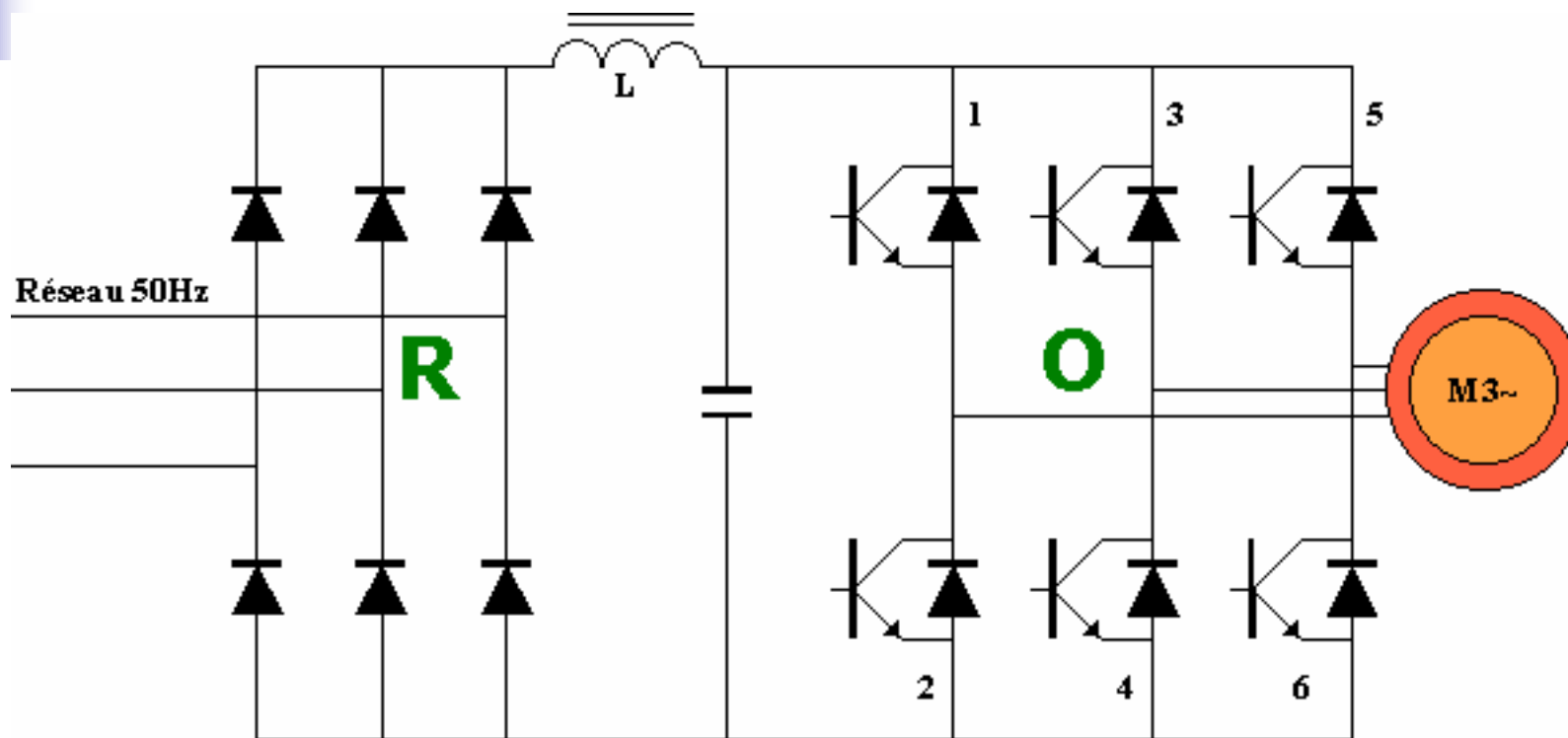


Convertisseur à onde de courant (4)

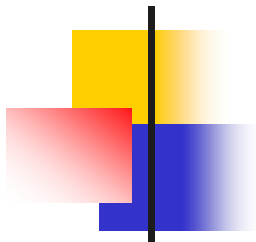


Courant dans les phases en fonction des commutations des thyristors

Convertisseur à onde de tension

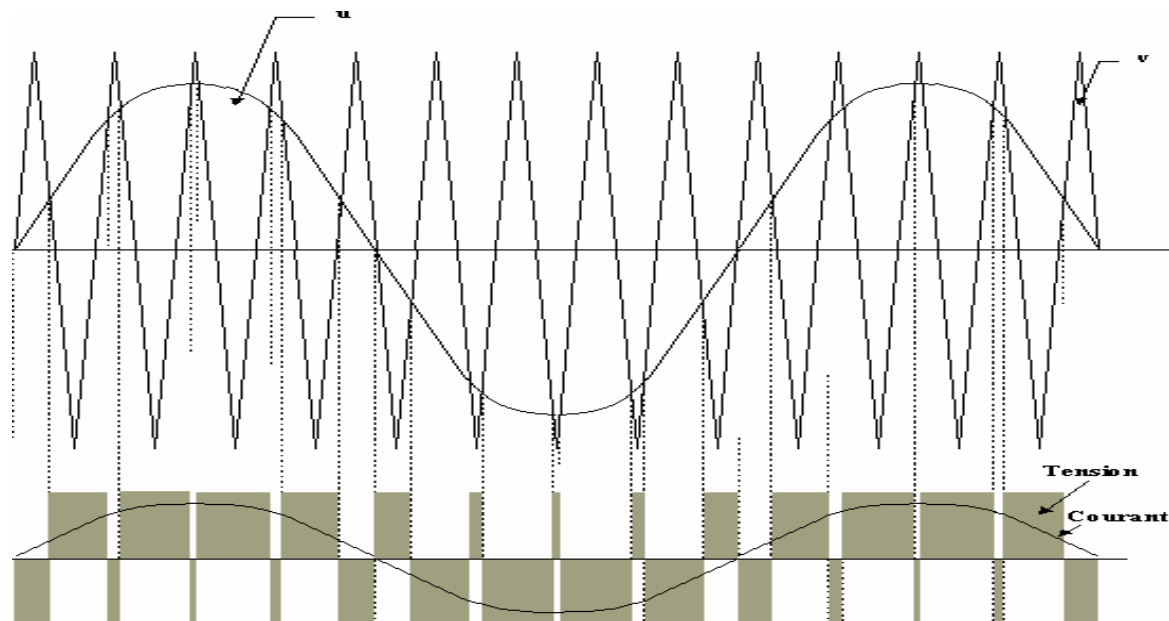
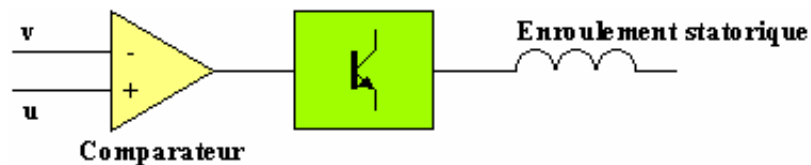


Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension.
L'onduleur à transistors génère une succession d'impulsions de tension, de largeurs variables (M.L.I).
Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal.



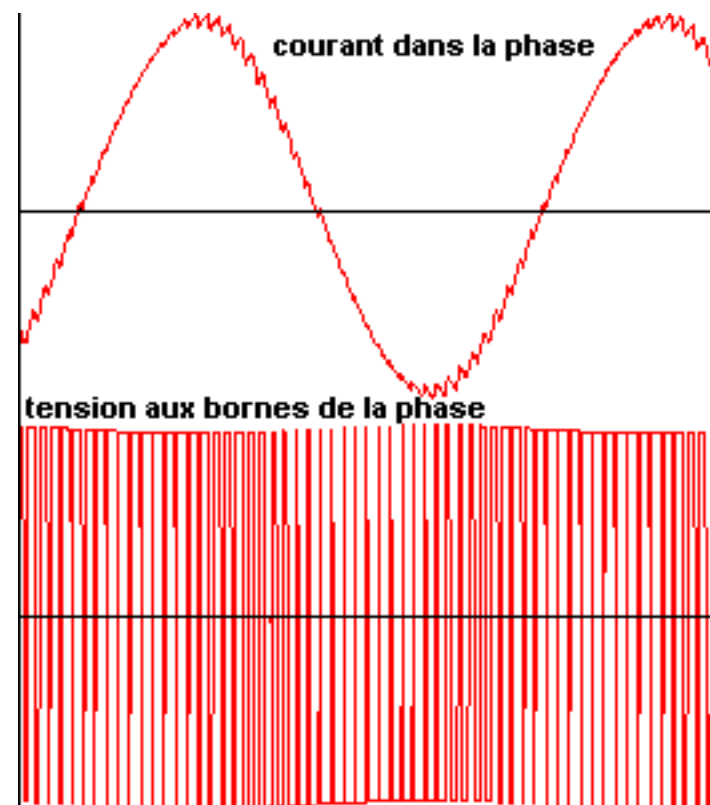
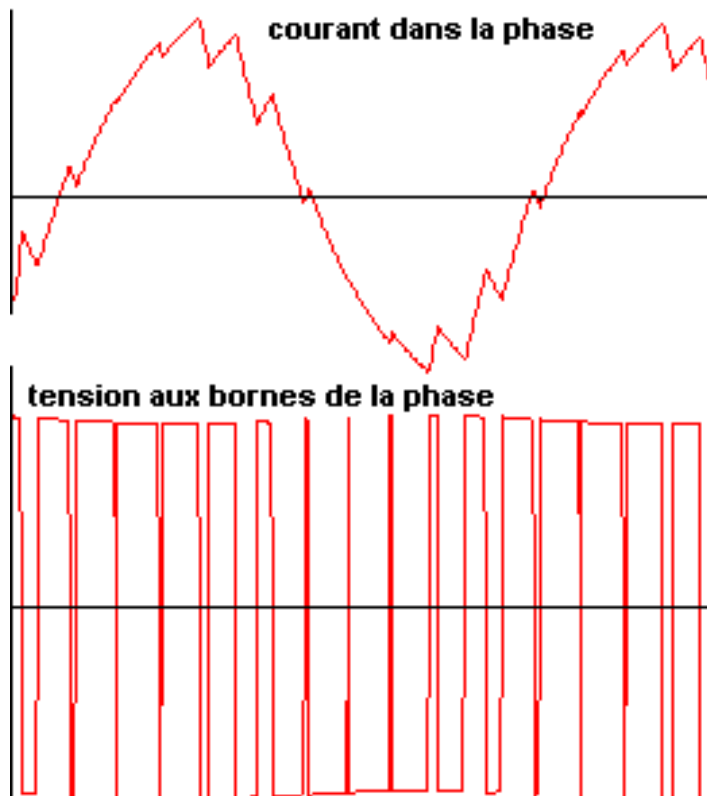
Principe de la commande M.L.I

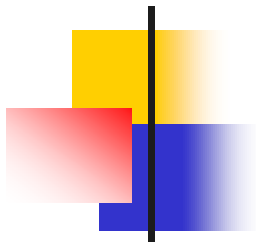
Une onde modulatrice sinusoïdale u , de fréquence f_u est comparée à une onde triangulaire v de fréquence f_v . La sortie du comparateur permet, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de 120° . Pour éliminer les harmoniques de rang 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

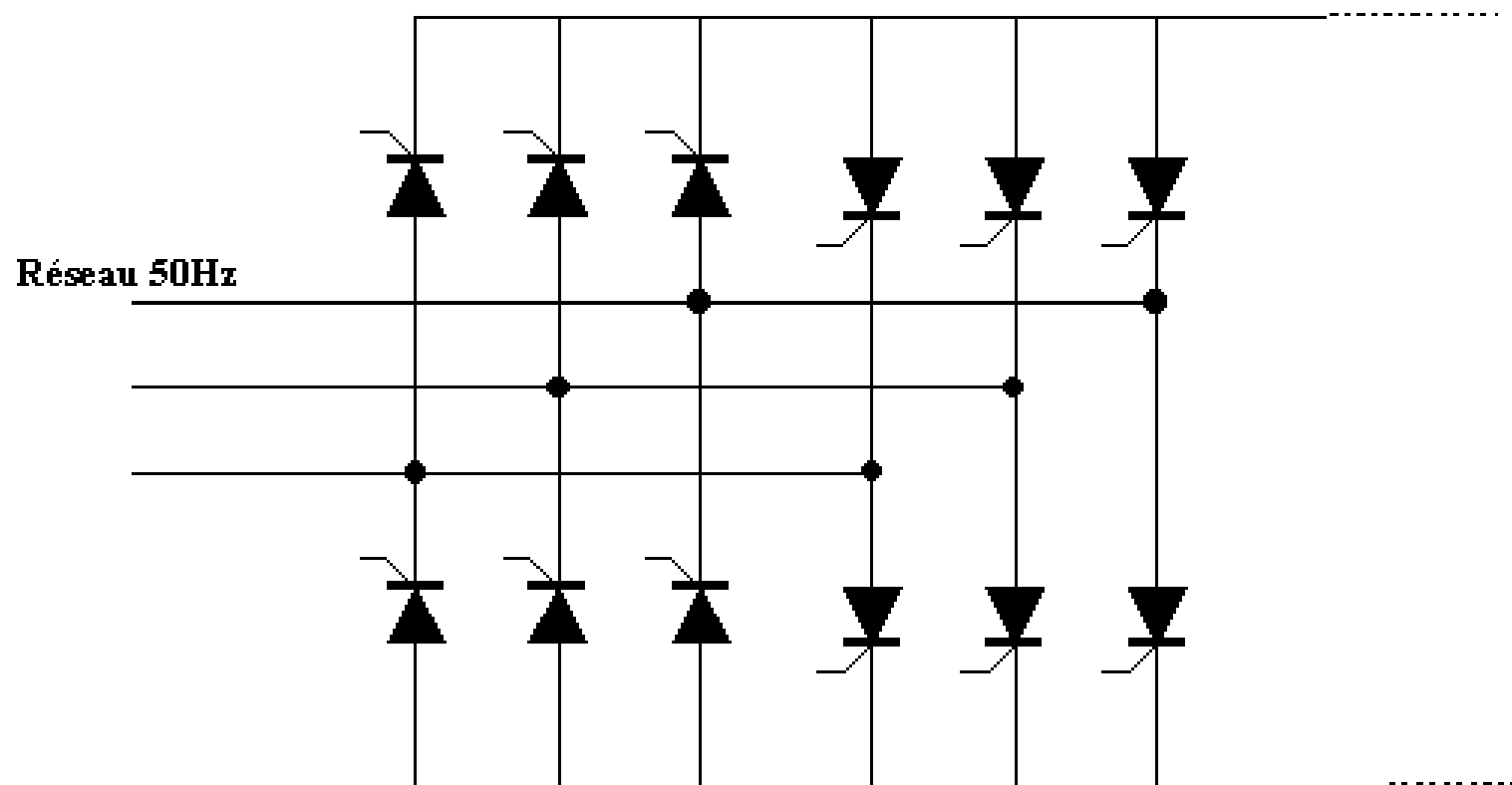
Le courant, filtré par l'inductance de l'enroulement est quasi - sinusoïdal.
Allure des courant et tension (onduleur monophasé) pour des rapports de modulation différents:





Convertisseur à onde de tension 4Q

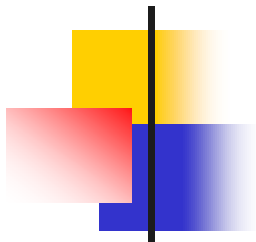
On remplace le redresseur à diodes par 2 ponts à thyristors montés tête - bêche (freinage par récupération d'énergie)





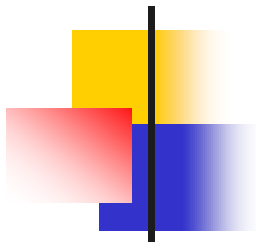
Contrôle Vectoriel de Flux

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

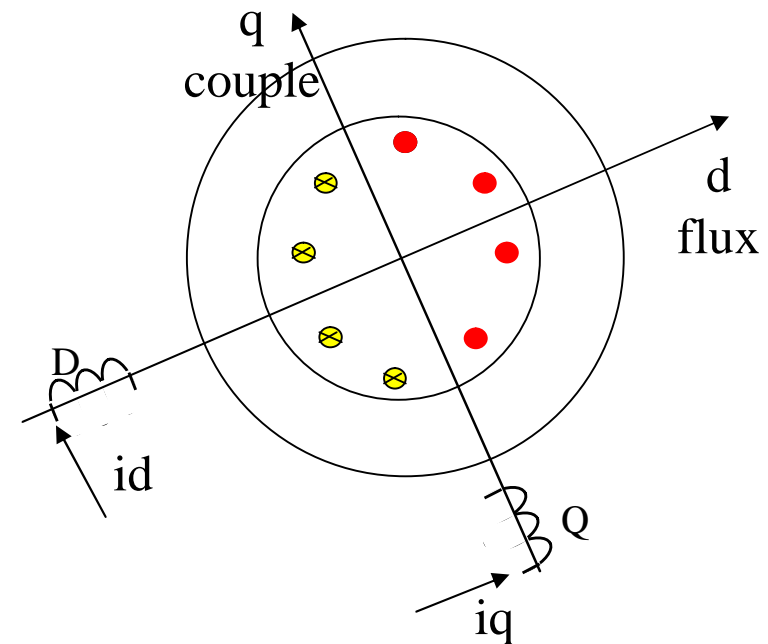
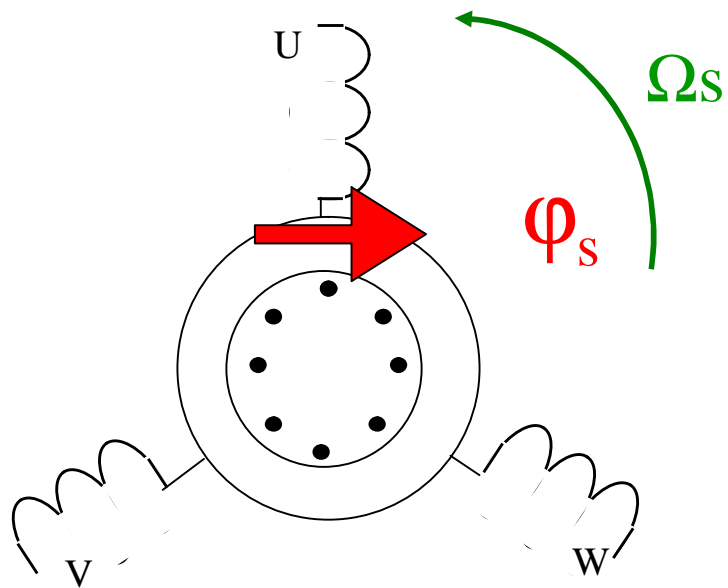


Contrôle vectoriel de flux

- n Un développement mathématique complexe montre que les courants statoriques triphasés peuvent se décomposer en un système de courants biphasés I_q et I_d :
 - n le couple est fonction d'un courant statorique I_q
 - n 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.

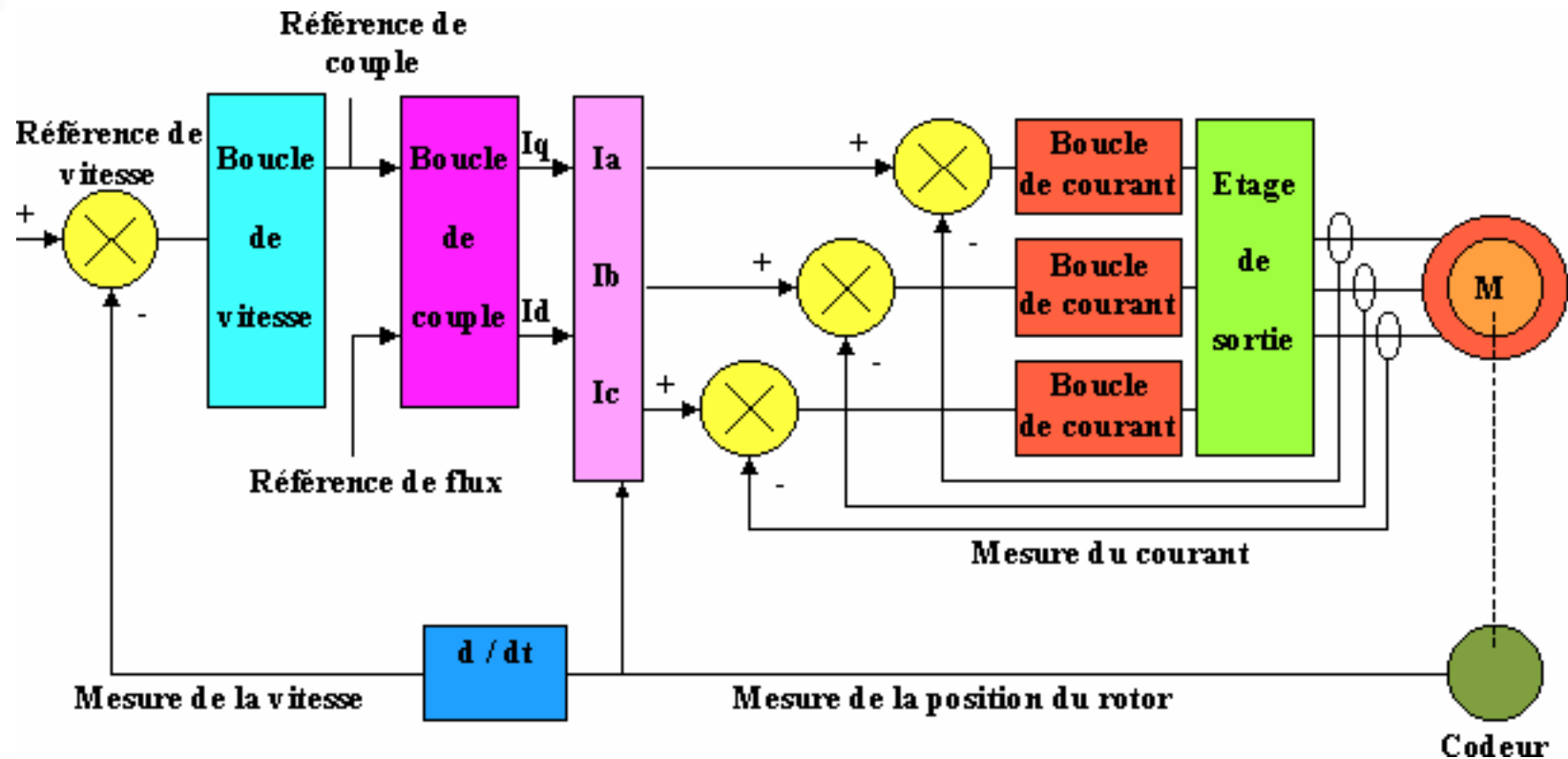


Contrôle vectoriel de flux



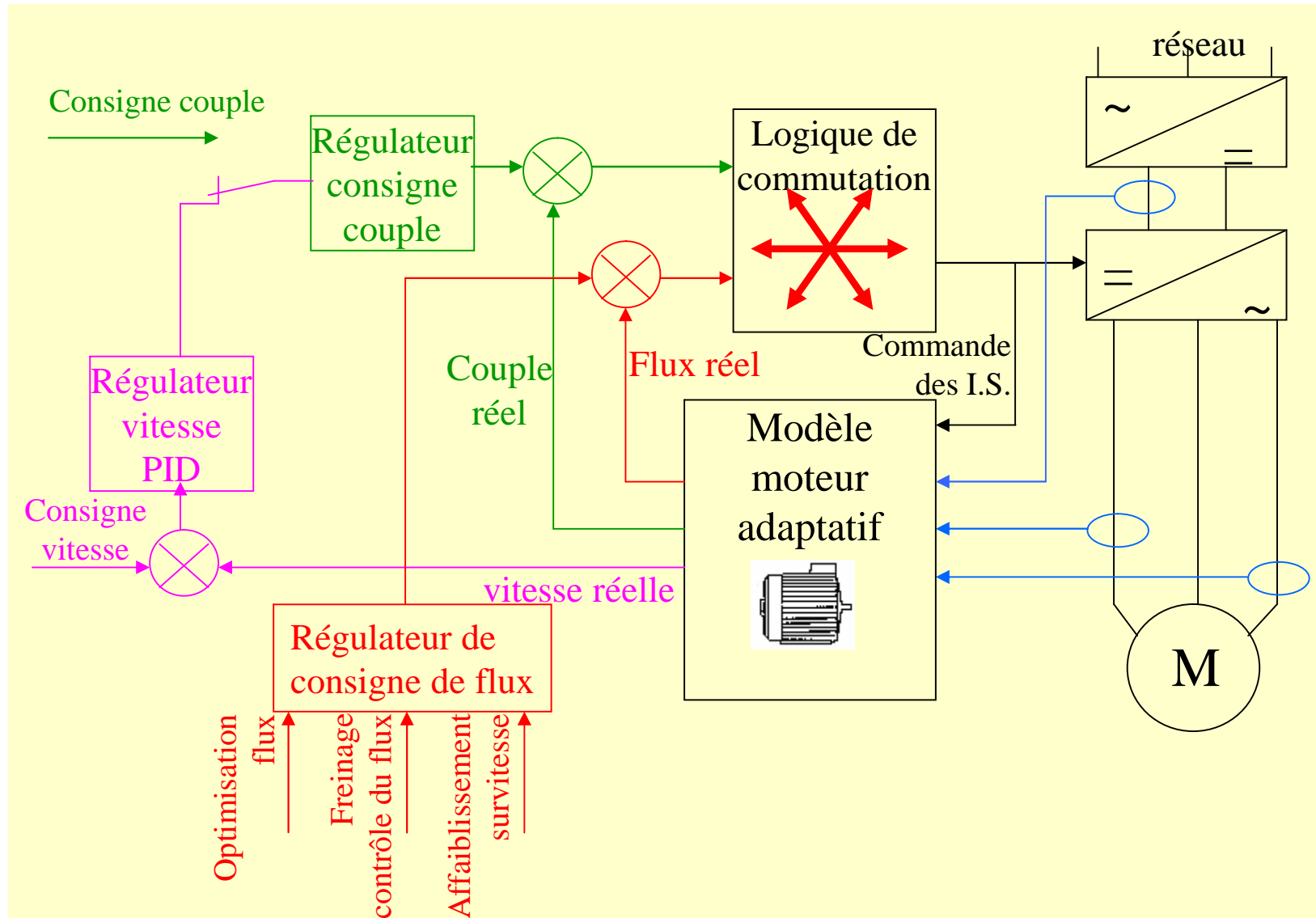
Transformation de Park

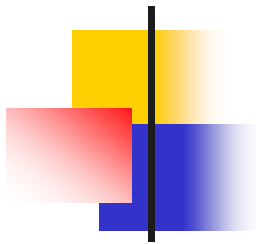
Contrôle vectoriel de flux



- 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

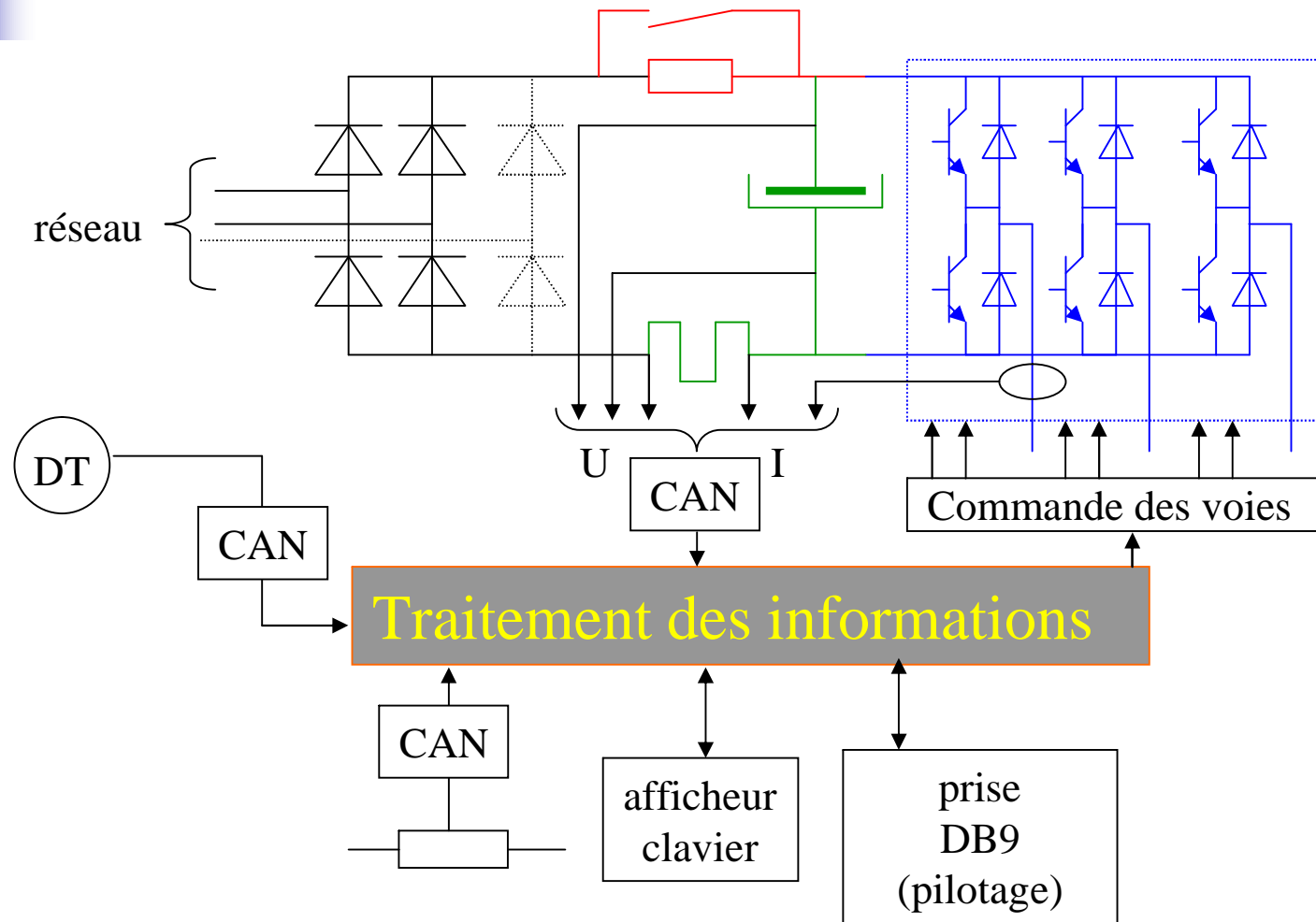




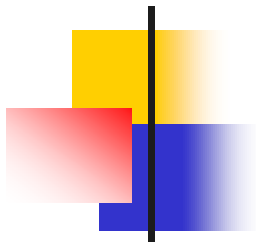
COMPARATIF DES TECHNIQUES

technologie	dynamique de vitesse	précision de vitesse		type de contrôle possible	temps de réponse en couple	précision de positionnement	gamme de prix
		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 μP sont opto couplées

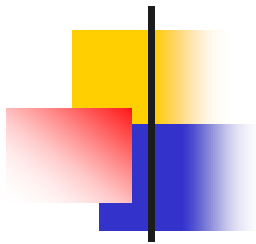


Structure interne d 'un variateur M.L.I. (2)

n Les variateurs intègrent :

n un calculateur pour :

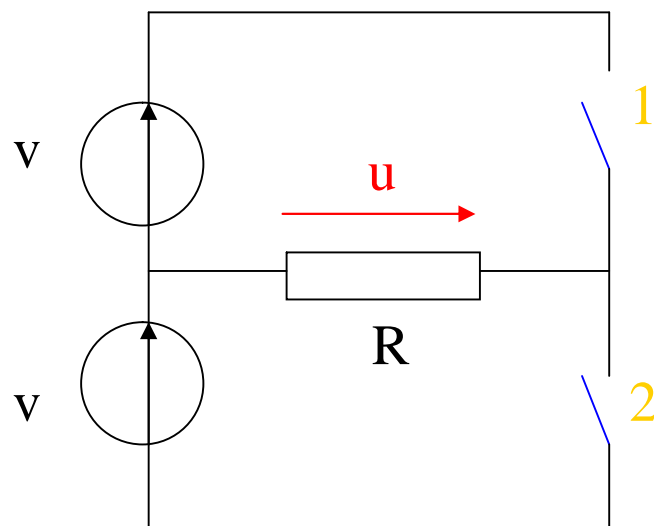
- n** adapter le variateur à l 'application (rampes, etc....)
- n** de réguler ou d'asservir
- n** de programmer différents cycles
- n** de protéger l 'ensemble moteur - variateur



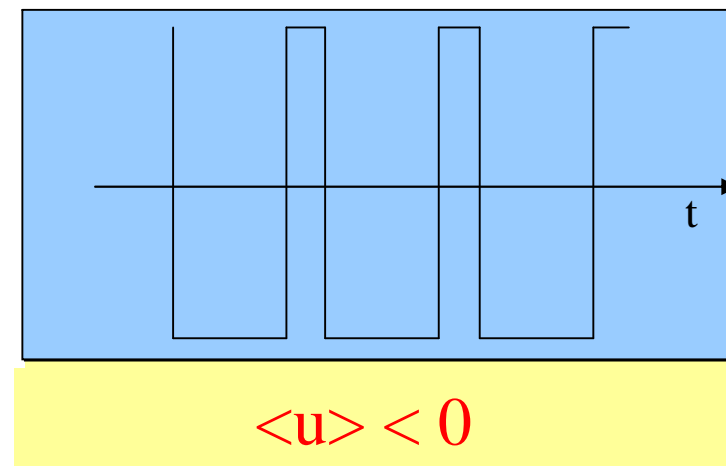
Principe de la M.L.I.

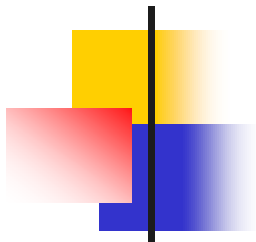
MLI : Modulation de Largeur d 'Impulsions

PWM : Pulse Width Modulation



La commande des interrupteurs
1 et 2 sont complémentaires

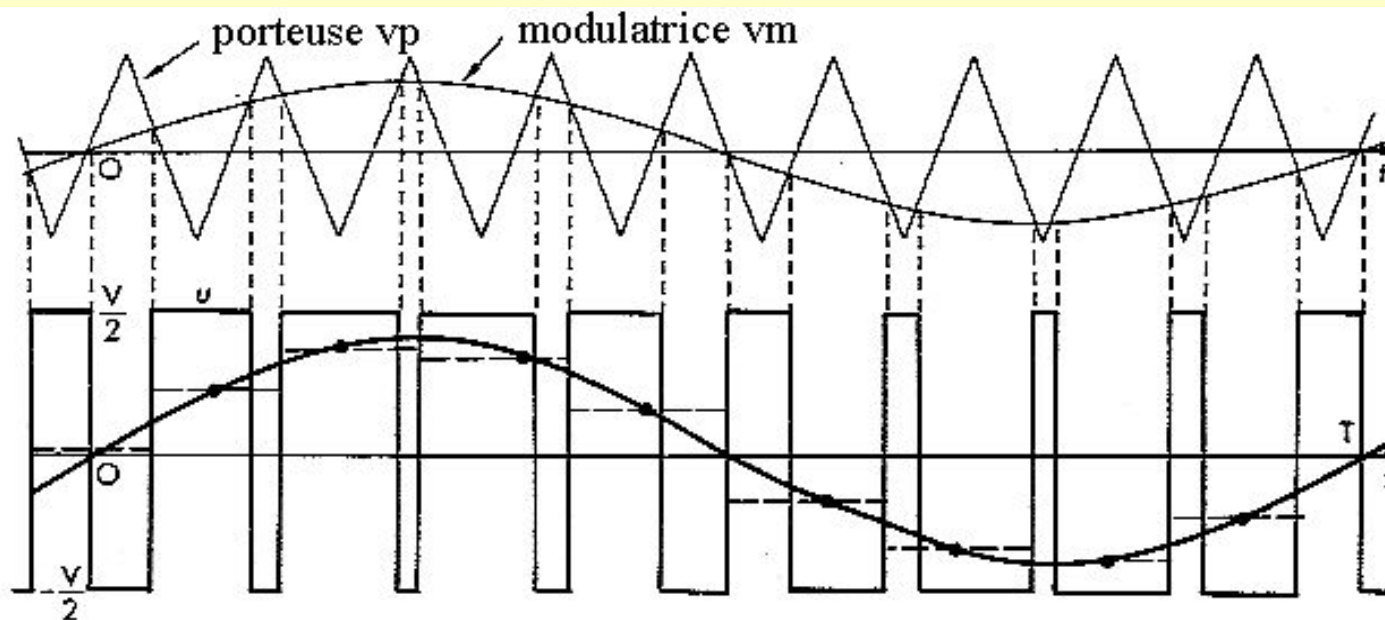




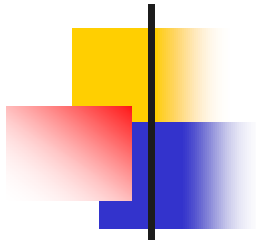
Principe de la M.L.I. (2)

Variateur analogique : ancienne génération

Une tension sinusoïdale V_m dite **tension modulatrice** est comparée à une tension triangulaire V_p dite **tension porteuse**
avec **$f_p = m.f$** **$m = \text{entier} \gg 1$**



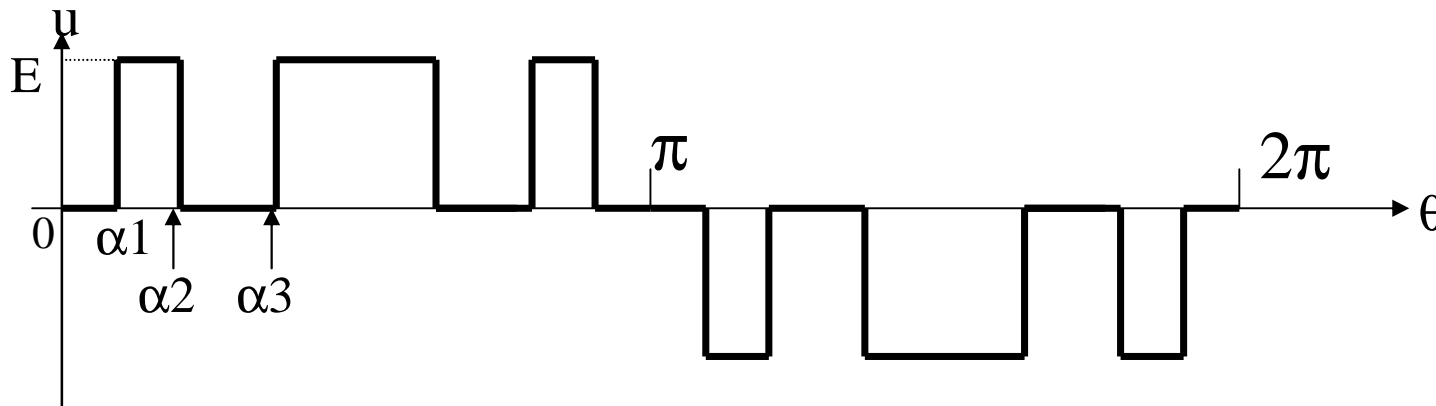
On a une maîtrise incomplète des harmoniques de tension



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

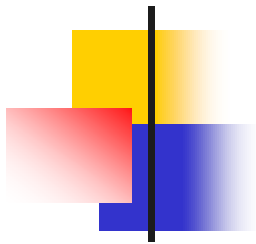
Variateur numérique : ancienne génération

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



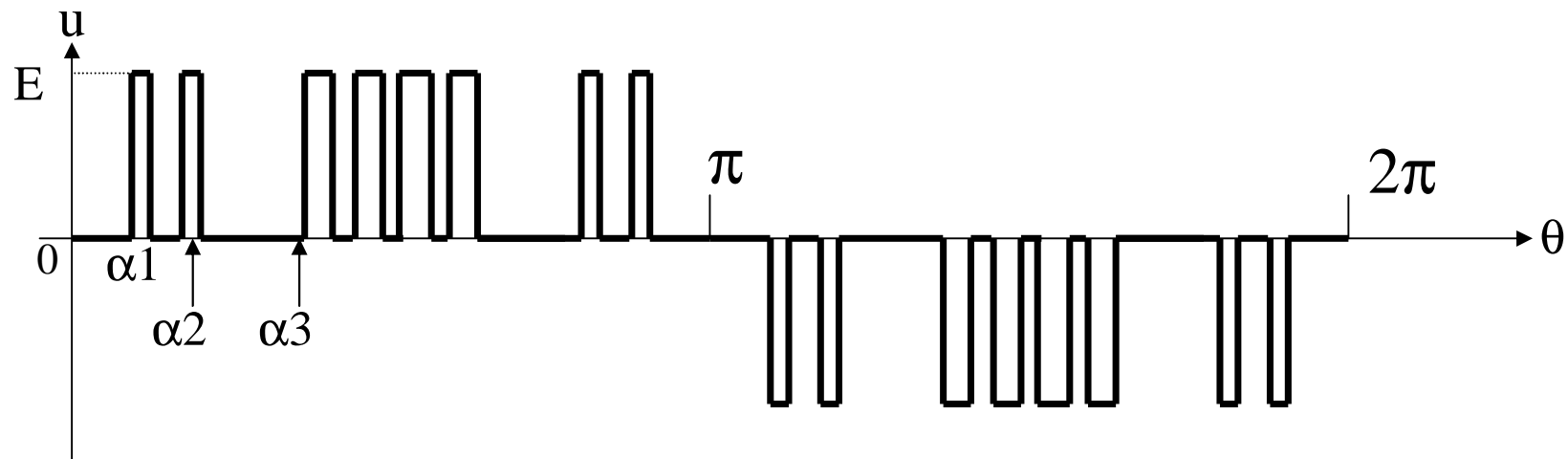
Par exemple pour 3 angles calculés, on supprime les harmoniques de rangs 3 et 5

On agit sur la fréquence par contre il faut contrôler U

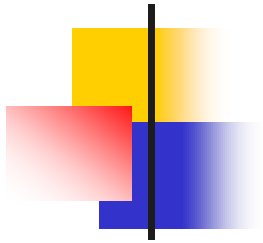


Principe de la M.L.I. (4)

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



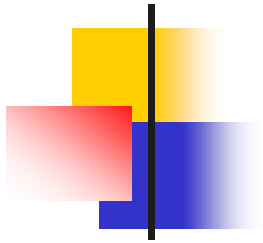
Principe de la M.L.I. (4)

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

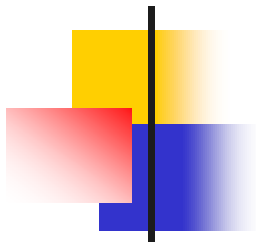


Principe de la M.L.I. (4)

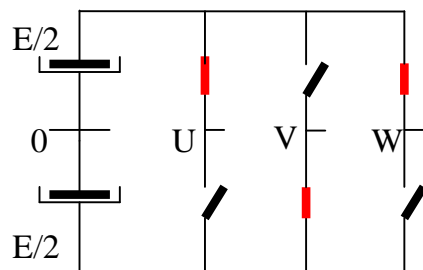
Variateur numérique :génération actuelle

La MLI Vectorielle.

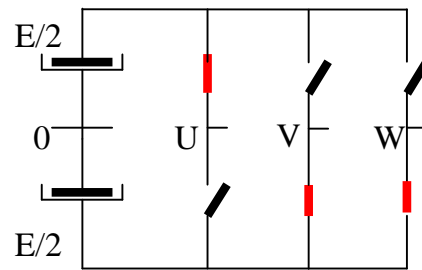
L 'intérêt de ce type de modulation est d'être facile à implanter dans un microprocesseur et d'avoir une fréquence élevée de modulation



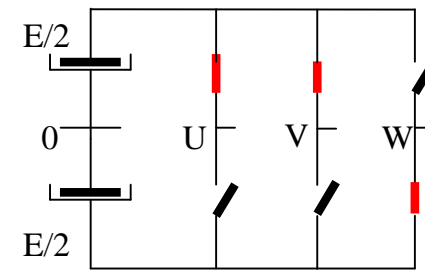
Principe de la M.L.I. (5)



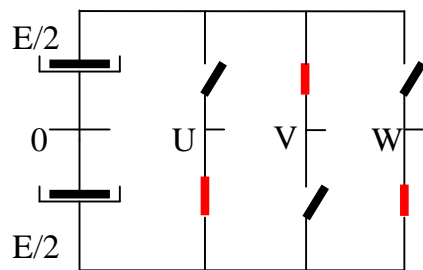
a



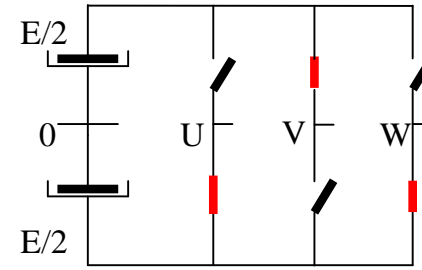
b



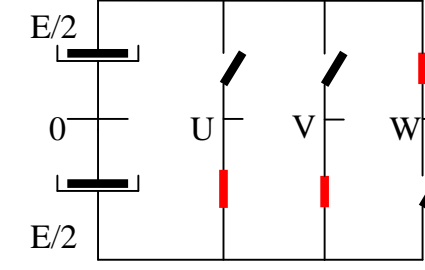
c



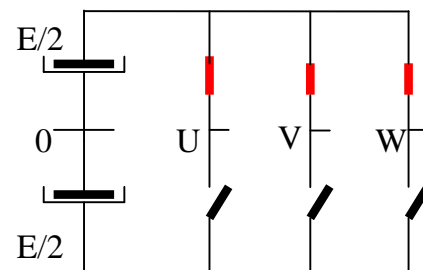
d



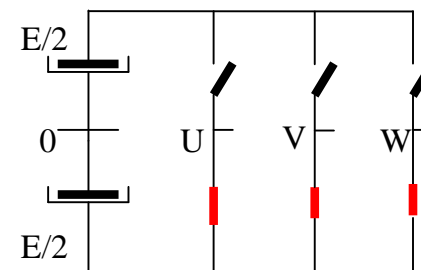
e



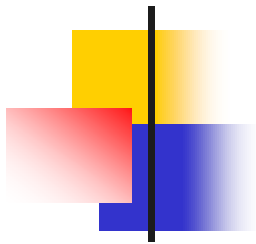
f



g



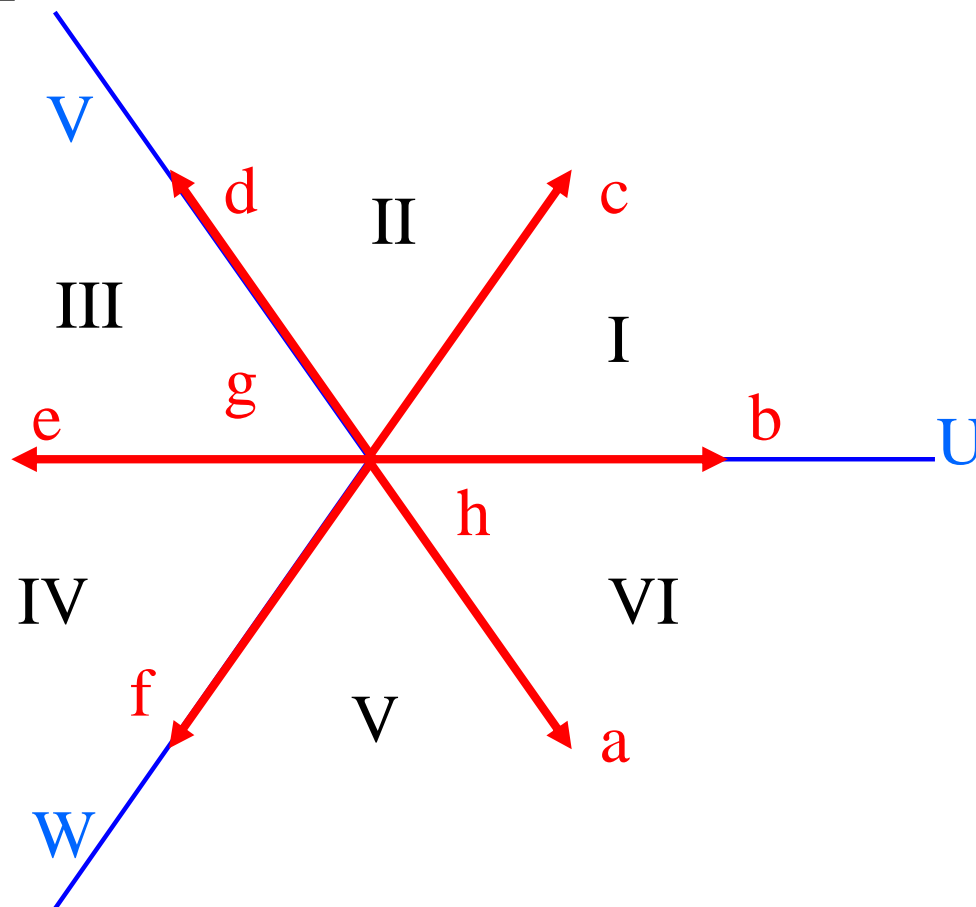
h

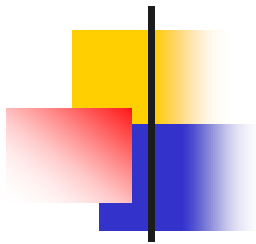


Principe de la M.L.I. (6)

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

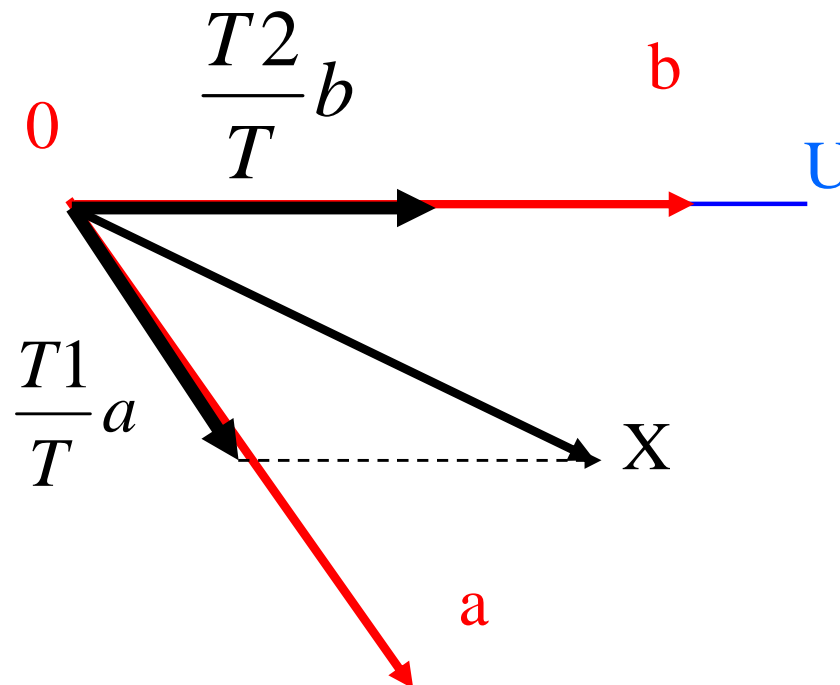
g et h sont 2
vecteurs nuls

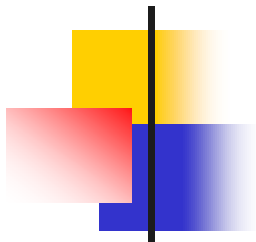




Principe de la M.L.I. (7)

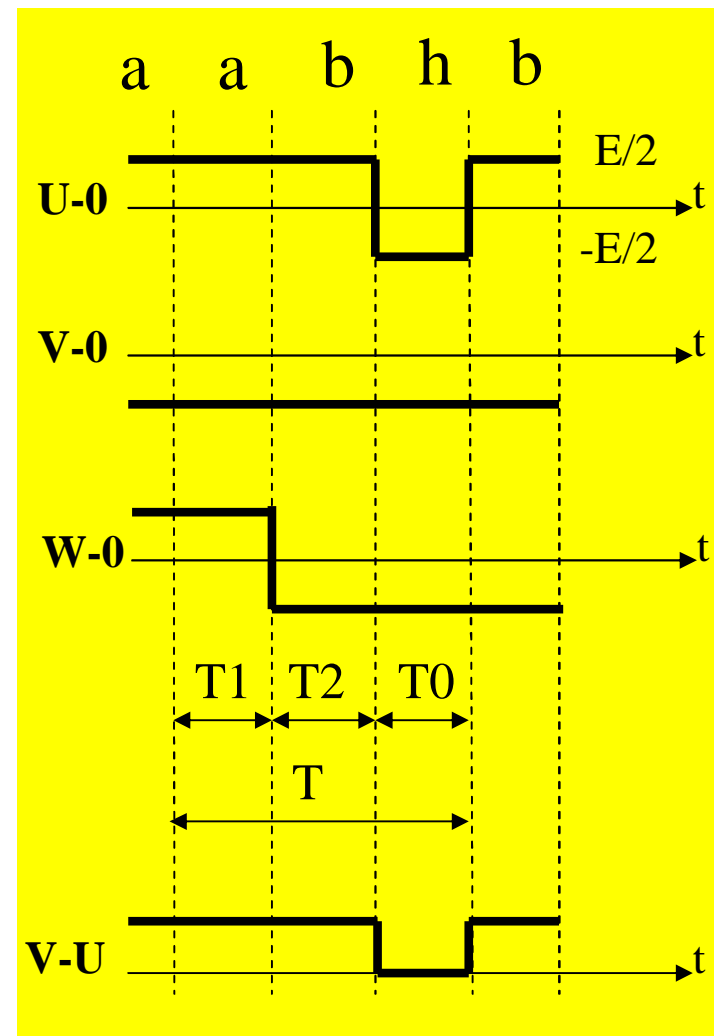
À partir de la représentation vectorielle précédente, une tension X , dans un secteur (I,II,III,), est la combinaison des 2 vecteurs adjacents et d'un vecteur nul pendant les intervalles de temps T_1 , T_2 et T_0

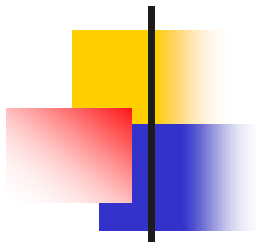




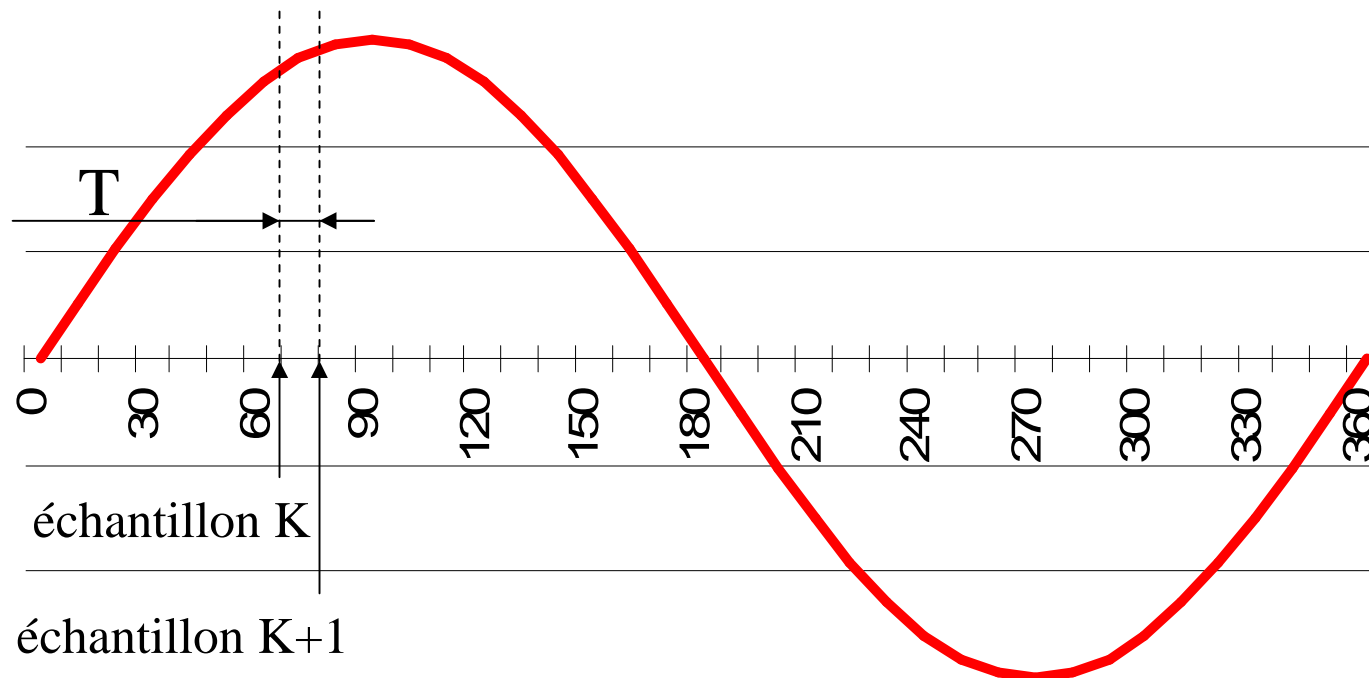
Principe de la M.L.I. (8)

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).