

tournant statorique à la vitesse de glissement $(\Omega_s - \Omega)$.

La pulsation des grandeurs rotoriques est :

$$\omega_r = p(\Omega_s - \Omega) = \omega_s - \omega \Rightarrow \frac{\omega_r}{\omega_s} = g \Rightarrow \omega_r = g \omega_s \Rightarrow f_r = g f_s$$

II-3] Effets des courants rotoriques

Les courants rotoriques de pulsation $g \omega_s$ passant dans les enroulements du rotor créent une f.m.m et un flux Φ_r dont :

- La vitesse par rapport au rotor est : $\Omega_r = \Omega_s - \Omega$

- " " " " stator : $\Omega_s = \Omega_r + \Omega = \Omega_s$

∴ Les f.m.m et les flux dus aux courants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse (Ω_s) .

III] Modèle de La machine asynchrone en régime permanent

Le régime permanent du MAS correspond à celui d'une alimentation sinusoïdale triphasée éq. utilisée, lorsque la vitesse de rotation et donc le glissement sont devenus constants.

III-1] Equations de tensions :

* phase statorique : $v_s = R_s \dot{i}_s + \frac{d\Phi_s}{dt}$

avec : v_s = tension par phase statorique, R_s = résistance d'une phase statorique

\dot{i}_s = courant de phase statorique, Φ_s = flux totalisé par phase statorique.

En écriture complexe : $\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s \bar{\Phi}_s$ --- (1)

* phase rotorique : $v_r = 0 = R_r \dot{i}_r + \frac{d\Phi_r}{dt}$

avec : R_r = résistance d'une phase rotorique ; \dot{i}_r = courant de phase rotorique ; flux totalisé par phase rotorique.

En écriture complexe : $0 = R_r \bar{I}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r$ --- (2)

- Equation de $\bar{\Phi}_s$:

$$\bar{\Phi}_s = L_{sc} \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_r$$
 --- (3)

avec : $L_{sc} = L_s - M_s$: inductance cyclique propre statorique

L_s = inductance propre statorique

M_s = inductance mutuelle entre phase statoriques.

$M_{sr} = \frac{3}{2} M$ = inductance mutuelle cyclique S/R.

M = Maximum de la mutuelle S/R (lorsque les axes des et R se coïncident)

- Equation de Φ_r :

$$\bar{\Phi}_r = L_{rc} \bar{I}_r + M_{rs} \bar{I}_s \quad \text{--- (4)}$$

avec : $L_{rc} = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique

L_r : Inductance propre rotorique

M_r : Inductance mutuelle entre phase rotoriques

$$M_{rs} = M_{sr}$$

donc : (3) dans (4), on aura :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s L_{sc} \bar{I}_s + j \omega_s M_{sr} \bar{I}_r \quad \text{--- (5)}$$

(4) dans (2), on aura :

$$0 = R_r \bar{I}_r + j g \omega_s L_{rc} \bar{I}_r + j g \omega_s M_{sr} \bar{I}_s$$

En divisant par g , on aura :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j \omega_s L_{rc} \bar{I}_r + j \omega_s M_{sr} \bar{I}_s \quad \text{--- (6)}$$

III.2] schéma équivalent à fuites totalisées au rotor ramené au stator

Réécrivons les relations des flux statorique et rotorique :

- on a au stator :

$$\bar{\Phi}_s = L_{sc} \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_r = L_{sc} \left(\bar{I}_s + \frac{M_{sr} \bar{I}_r}{L_{sc}} \right) = L_{sc} (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

avec :

$$\bar{I}_r' = \frac{M_{sr}}{L_{sc}} \bar{I}_r : \text{courant rotorique ramené au stator}$$

$$\frac{M_{sr}}{L_{sc}} = m_{s \rightarrow r} : \text{Rapport de transformation stator/rotor.}$$

- on a au rotor :

$$\bar{\Phi}_r = L_{rc} \bar{I}_r + M_{sr} \bar{I}_s = L_{rc} \bar{I}_r + \frac{M_{sr}^2}{L_{sc}} \bar{I}_r - \frac{M_{sr}^2}{L_{sc}} \bar{I}_r + M_{sr} \bar{I}_s$$

soit :

$$\bar{\Phi}_r = L_{rc} \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_{sc} L_{rc}} \right) \bar{I}_r + M_{sr} \left(\bar{I}_s + \frac{M_{sr} \bar{I}_r}{L_{sc}} \right) = \sigma L_{rc} \bar{I}_r + M_{sr} (\bar{I}_s + \bar{I}_r')$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_{rc} L_{sc}} : \text{coefficient de dispersion de Blondel.}$$

on désigne par : $M_r = \sigma L_{rc}$: L'inductance de fuites totalisées au rotor; on peut écrire finalement :

$$\bar{\Phi}_r = N_r \bar{I}_r + M_{sr} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

Reprenons les équations des tensions statoriques et rotoriques :

on a au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s \bar{\Phi}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s L_{sc} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad \text{--- (7)}$$

on a au rotor :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j \omega_s \bar{\Phi}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j \omega_s N_r \bar{I}_r + j \omega_s M_{sr} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

Multiplions les deux cotés de l'équation par $\frac{L_{sc}}{M_{sr}}$, on obtient :

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_{sc}}{M_{sr}} \right) \bar{I}_r + j \omega_s N_r \left(\frac{L_{sc}}{M_{sr}} \right) \bar{I}_r + j \omega_s L_{sc} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j \omega_s N'_r \bar{I}'_r + j \omega_s L_{sc} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad \text{--- (8)}$$

Les relations (7) et (8) nous permettent de tracer le schéma équivalent suivant :

Dans ce schéma :

* $\bar{I}'_r = \frac{M_{sr}}{L_{sc}} \bar{I}_r$: courant rotorique ramené au stator

* $N'_r = \left(\frac{L_{sc}}{M_{sr}} \right) N_r$: Inductance de fuite totalisée au rotor ramené au stator

* $R'_r = \left(\frac{L_{sc}}{M_{sr}} \right) R_r$: Résistance rotorique ramené au stator

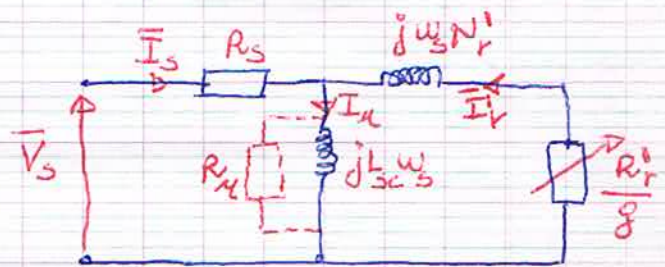


schéma equiv. du MAS - Modèle de fuite totalisée au rotor ramené au stator

Afin de tenir compte des pertes fer, une résistance R_{fe} est ajoutée en parallèle avec l'inductance L_{sc} .

Remarque :

pour les MAS de grande puissance, R_s est très faible $\Rightarrow R_s I_s \approx 0$, ce qui revient à appliquer directement \bar{V}_s au bornes de l'ensemble des branches en parallèle.

IV.1] Bilan des puissances - Couples - caractéristique $C_m(\omega)$

IV.1] Bilan des puissances

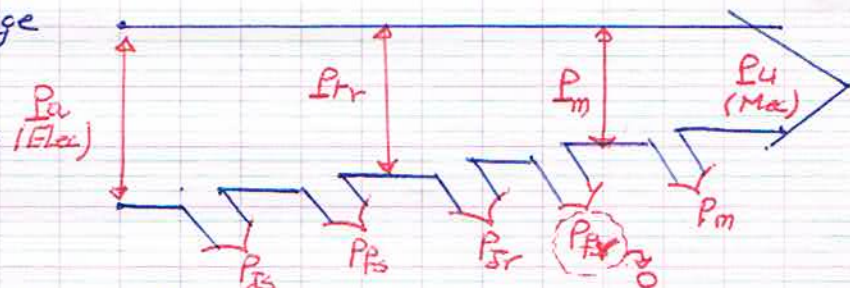
- puissance active : $P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s = \sqrt{3} U_s I_s \cos \varphi_s$
- " transmise : $P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fr}$ (c'est la puis. électromag.)
- avec : $P_{js} = 3R_s I_s^2 = \frac{3}{2} R_s^* I_s^{*2}$ (R_s d'une bobine, R_s^* entre phases)
(I_s courant de phase, I_s^* courant de ligne)

$$P_{fr} = 3 \frac{V_s^2}{R_r}$$

- puissance mécanique : $P_m = P_{tr} - P_{jr} = P_{tr} - 3R_r I_r^2 = P_{tr} - 3R_r' I_r'^2$
- puissance utile : $P_u = P_m - P_m$

Remarque :

En ft normal, on néglige P_{fr} car les variations de B_r ont une fréquence $g \cdot f_s$ très faible.



* valeur des pertes joule au rotor :

Dans le schéma équivalent obtenu, c'est $(\frac{R_r'}{g})$ qui rend compte de P_{jr}
 $P_{tr} = 3 \frac{R_r'}{g} I_r'^2$ or $P_{jr} = 3 R_r' I_r'^2$ donc : $P_{jr} = g \cdot P_{tr}$
 cette relation donnant les pertes joule au rotor en ft de P_{tr} et de g est très utilisée car R_r' et I_r' ne sont pas mesurable dans un MAS

* puissance réactive :

$Q_a = 3V_s I_s \sin \varphi_s = \sqrt{3} U_s I_s \sin \varphi_s = 3 \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} + 3 N_r' \omega_s I_r'^2$
 Elle se compose d'un terme constant appelé puissance réactive magnétique correspondant à la magnétisation du circuit magnétique et principalement l'entrefer et un terme variable avec le courant donc de la puissance appelée, correspondant aux fuites magnétiques.

IV.2] Couple $C_m =$

$$C_m = \frac{P_m}{\omega} = \frac{P_{tr} - P_{jr}}{(1-g)\omega_s} = \frac{P_{tr} - gP_{tr}}{(1-g)\omega_s} = \frac{(1-g)P_{tr}}{(1-g)\omega_s} = \frac{P_{tr}}{\omega_s} = \frac{P}{\omega_s} P_{tr} = \frac{P}{\omega_s} \frac{3 R_r'}{g} I_r'^2$$

D'après le schéma equi- et en supposant $R_s \approx 0$:

$$I_r^1 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r^1}{g}\right)^2 + (N_r^1 w_s)^2}}$$

donc :

$$C_m = 3 \frac{P}{w_s} V_s^2 \frac{\frac{R_r^1}{g}}{\left(\frac{R_r^1}{g}\right)^2 + (N_r^1 w_s)^2} \quad \text{--- (3)}$$

IV.3J Caractéristique mécanique $C_m(g)$:

La relation (3) permet de noter ce qui suit :

- $C_m = 0$ pour $g = 0$.
- $C_m = 3 \frac{P}{w_s} V_s^2 \frac{g}{R_r^1}$ quand g est faible ($\frac{R_r^1}{g} \gg (N_r^1 w_s)^2$)

donc : C_m est proportionnel au glissement g .

- $C_m = 3 \frac{P}{w_s} V_s^2 \frac{R_r^1}{g (N_r^1 w_s)^2}$ quand g est grand ($\frac{R_r^1}{g} \ll (N_r^1 w_s)^2$)

donc : C_m est inversement proportionnel au glissement g
(forme hyperbole).

- Entre les deux situations, C_m passe par un maximum. En effet, $C_m(g)$ peut s'écrire :

$$C_m = 3 \frac{P}{w_s} V_s^2 \frac{R_r^1}{\frac{R_r^1 g}{g} + g N_r^1 w_s^2}$$

Le dénominateur est la somme de deux termes dont le produit est constant. Il est donc minimal lorsque les deux termes sont égaux,

soit lorsque $g = g_M$ défini par $g_M = \frac{R_r^1}{N_r^1 w_s^2}$.

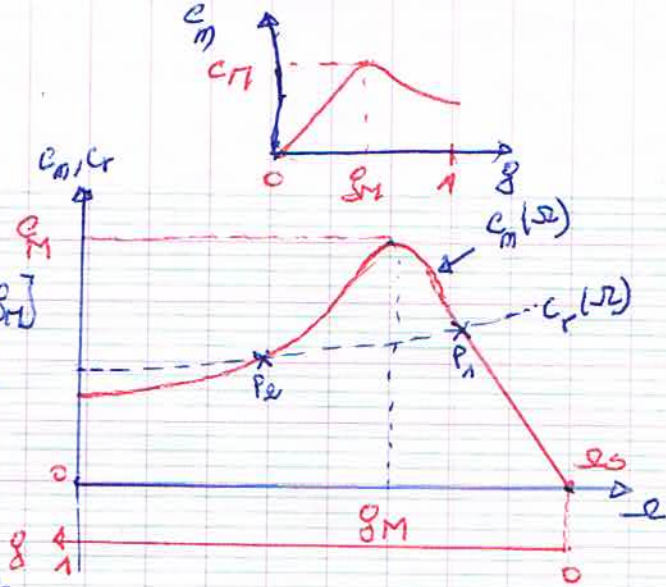
cette valeur de g_M donne le C_M défini par :

$$C_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{N_r^1} \left(\frac{V_s}{w_s}\right)^2.$$

Remarque :

On voit que g_M est proportionnel à R_r^1 .
 C_M est indépendant de R_r^1 .

- * $C_m(s)$ présente deux branches
- P' une stable comprise entre $[s=0, s=s_M]$
- L'autre instable " " $[s=s_M, s=1]$
- dans ce cas $= \frac{\Delta(C_m - C_r)}{\Delta s} > 0$



- * Le couple nominal C_n est compris entre $0,2$ et $0,4 C_M$ donc le MAS peut supporter des surcharges importantes de courte durée.
- * JP'y a deux raisons pour que s_M d'un MAS soit petit devant 1 (s_M est de l'ordre de 2% à 5%):
 - L'exigence d'un bon rendement.
 - la bonne stabilité en vitesse.

V] Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

D'après l'expression (9), les paramètres sur lesquels on peut agir pour modifier la caract. Mécanique sont:

- le nb de paires de pôles p .
- la tension d'alimentation V_s .
- la résistance rotorique R_r' .
- la pulsation ω_s .

V.1] Action sur p : Mode constructif

Variation de double, triple, ... et inversement.

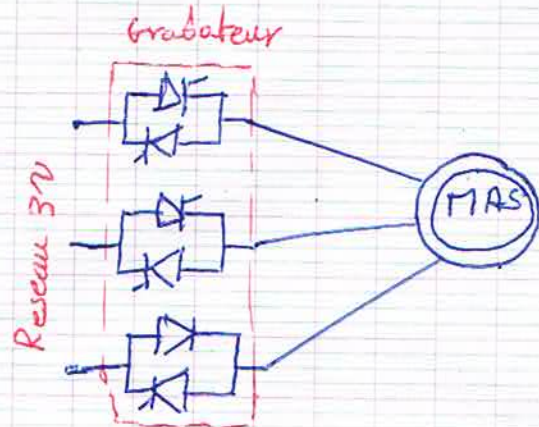
V.2] Action sur V_s :

ona: $s_M = \frac{R_r'}{N_r \omega_s}$ reste inchangé

$$C_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \text{ changée}$$

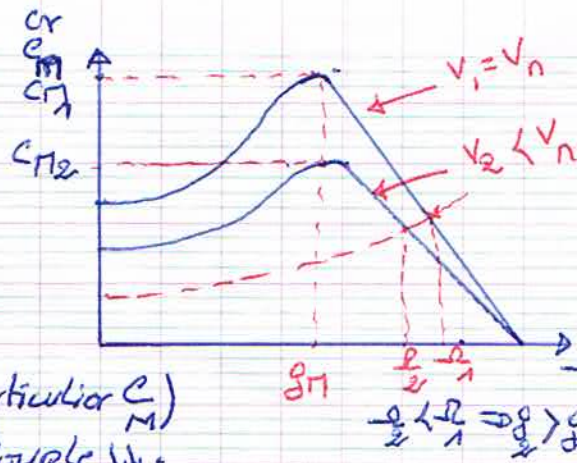
avec la variation de V_s .

$$V_s \nearrow \Rightarrow C_M \nearrow$$



* Inconvénients =

- ce n'est pas un vrai réglage de vitesse puisque la vitesse à vide reste inchangée (imposée par f)
- A g donné, C_m est \propto à V_s^2 (en particulier C_m)
 $\Rightarrow V_s \downarrow \Rightarrow C_m \downarrow \Rightarrow$ capacités en couple \downarrow .
- $P_{Tr} = g \cdot P_r \Rightarrow g \uparrow \Rightarrow P_{Tr} \uparrow$ et comme $\tau = 1 - g \Rightarrow \tau \downarrow$.



* Avantages =

- procédé très simple : utilise avec MAS à cage ou à rotor bobiné
- N'est utilisable que pour l'entraînement des charges dont le C_m croît très vite avec la vitesse.

V.3] Action sur R_r' =

on a : $g = \frac{R_r'}{N_r^2 \omega_s} \Rightarrow R_r' \uparrow \Rightarrow g \uparrow$

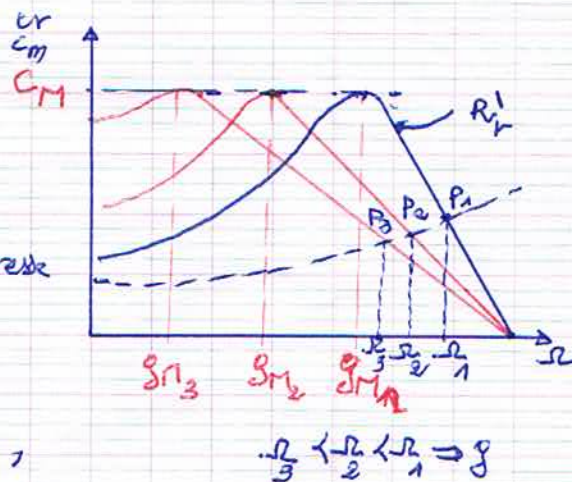
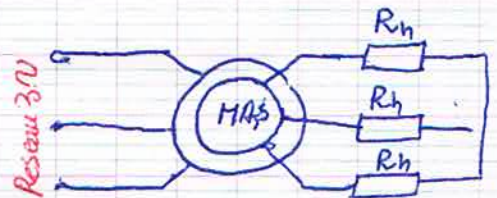
$C_m = \frac{3}{s} \cdot \frac{P}{N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$ reste inchangé

* Inconvénients =

- ce n'est pas un vrai réglage de vitesse puisque la vitesse à vide reste inchangée (imposée par f)
- $g \uparrow \Rightarrow \tau \downarrow$

* avantage

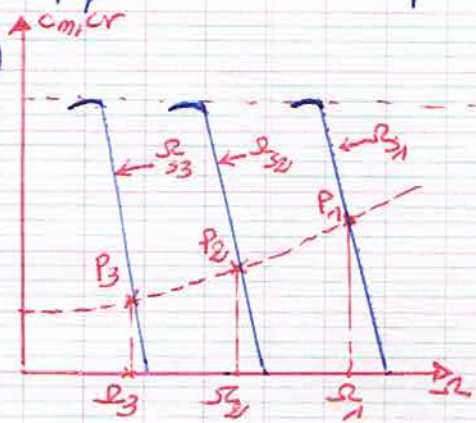
- grande plage de variation de vitesse ($R_r' \Rightarrow$ partie stable de $C(s)$).
- Les pertes sont dissipées hors du moteur \Rightarrow on peut, sans surintensité, faire varier C_m à toutes les vitesses.



V.4] Action sur f_s =

Réécrivons l'expression (9) comme suit = $C_m = 3P \phi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r' + N_r' \omega_r}$
 donc pour contrôler C_m il faut contrôler le flux et ω_r (grandeurs pas directement accessibles).
 Lorsque $\omega_r \rightarrow 0 \rightarrow C_m = \frac{3P}{R_r'} \phi_s^2 \omega_r = \frac{3P}{R_r'} \phi_s^2 (\omega_s - \omega) = \frac{3P}{R_r'} \phi_s^2 \omega_s (1 - \frac{\omega}{\omega_s})$

à flux constant : $C_m = A(1 - \frac{\omega}{\omega_s})$
 Dans la zone linéaire (faible g),
 cette famille de caractéristiques $C_m(\omega)$
 est tout à fait analogue à
 celle d'une MLI ou d'un U_a constitué
 le paramètre de réglage de ω .



VI] Commande scalaire

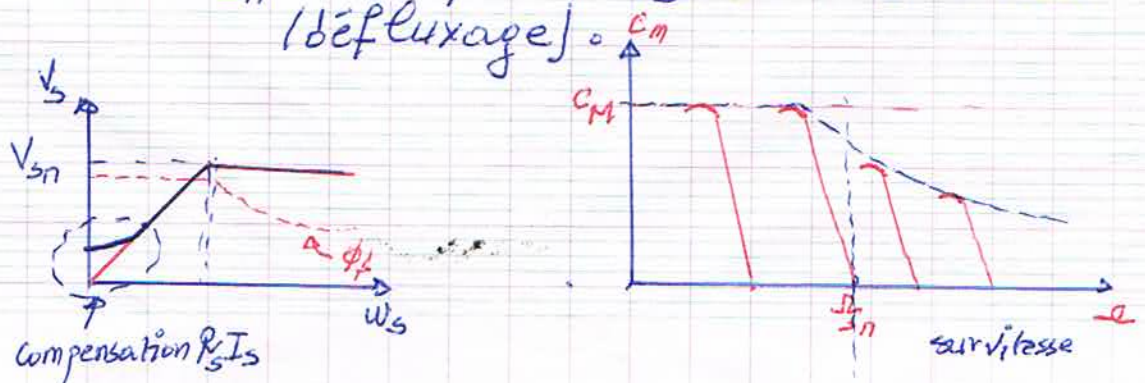
Principe = garder ϕ_s constant et régler ω par f_s .

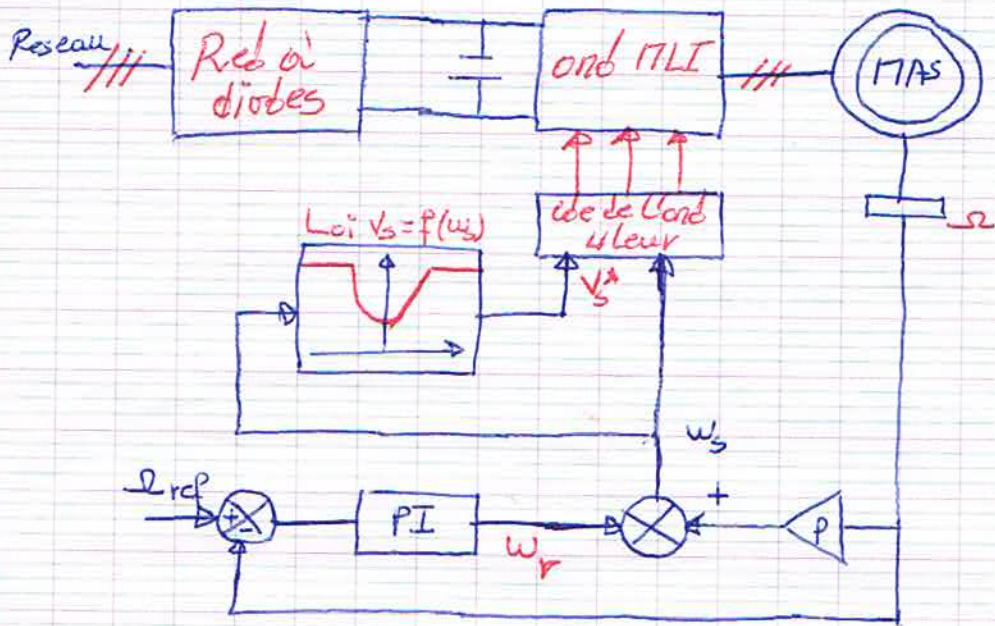
VI.1] Alimentation en tension

Dans ce cas, la MAS est alimentée par un onduleur à tension de MLI. La valeur efficace V_s doit être réglée pour maintenir ϕ_s constant c.a.d le rapport $\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ doit être constant.

Toutefois, deux remarques doivent être signalées :

- $\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ n'est pas valable pour faible ω_s puisque la chute de tension devient non négligeable p/r à $(\omega_s \phi_s)$ donc il faut augmenter V_s aux faibles valeurs de ω_s .
- En sur vitesse, la tension V_s doit être constante est égale à V_{sn} alors que le ϕ_s doit être diminué (défluxage).



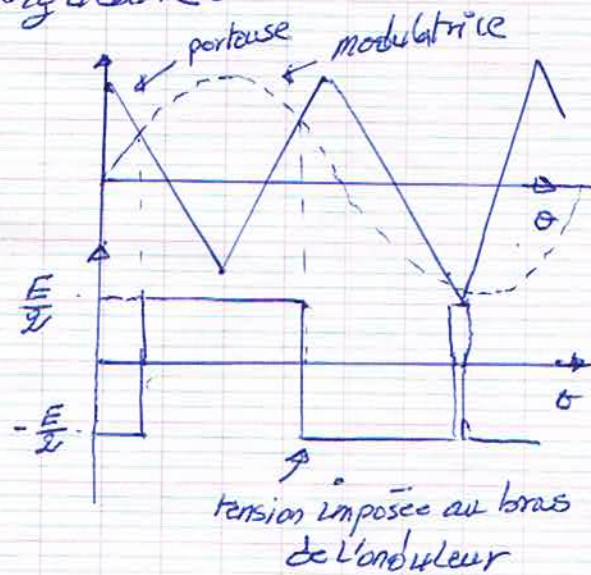


MLI sinus-triangle

- réalisée par la comparaison entre une onde modulateur basse fréquence (tension de référence) et une onde porteur haute fréquence de forme triangulaire.

Avantages de la MLI :

- repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension désirée.



VI.2] Alimentation en courant :

Il est nécessaire de déterminer $I_s = f(\omega_r)$ qui permet de maintenir ϕ_s constant.

on a: $\bar{V}_r = 0 = \frac{R_r}{s} \bar{I}_r + j\omega L_{rc} \bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_s$

$\Rightarrow \bar{I}_r = - \frac{j\omega_s M_{sr}}{\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{rc}} \bar{I}_s$

En remplaçant \bar{I}_r dans l'expression: $\bar{\phi}_s = L_{sc} \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_r$ on obtient

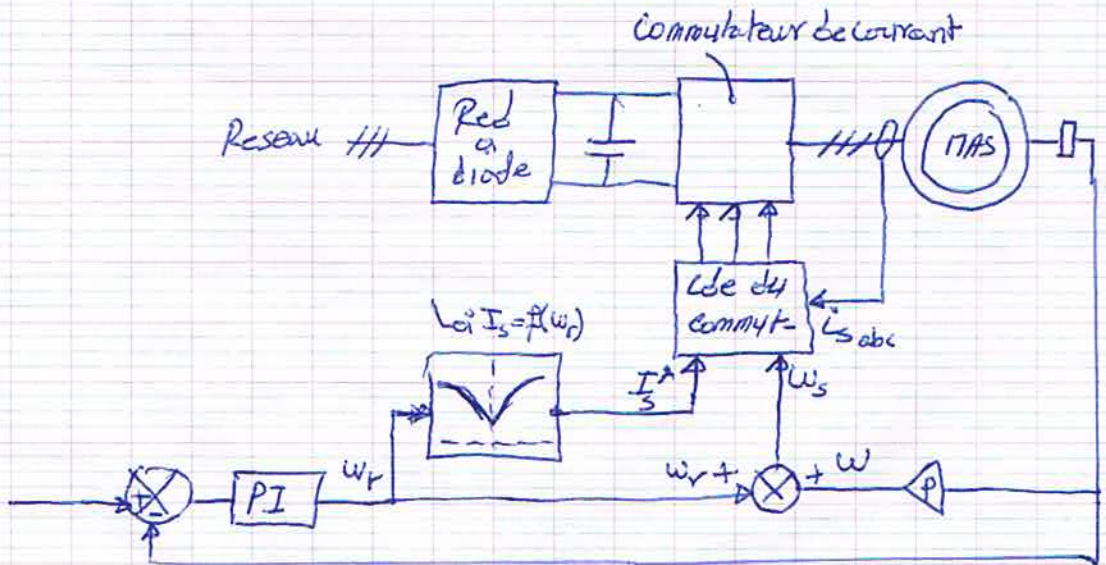
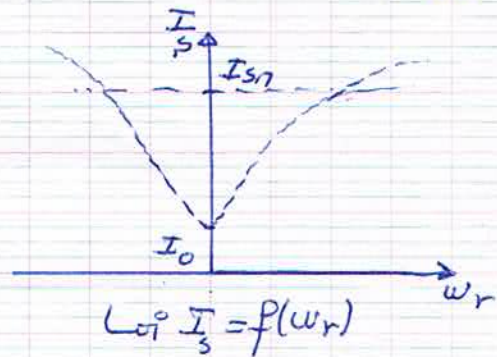
$\bar{\phi}_s = L_{sc} \frac{R_r + jL_{rc} \omega_r}{R_r + j\omega_r L_{rc}} \bar{I}_s$

En module, pour $\phi_s = \phi_{sn}$, on obtient: $I_s = \frac{\phi_{sn}}{L_{sc}} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r L_{rc})^2}}$

$= I_0 \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r L_{rc})^2}}$

avec: I_0 est le courant magnétisant.

$\tau_r = \frac{L_{rc}}{R_r}$



* commande à hystérésis :

Si $i_s > i_{sref} + \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow \tau = 0$

Si $i_s < i_{sref} - \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow \tau = 1$

avantage : contrôle très simple.
- robuste même s'il y a des

variations paramétriques.
* inconvénient : fréquence de commutation élevée

