

# TP 1 : Energie electrique

Boris Alexandre Baudel - M1 Mécatronique - ENS Rennes

October 2023

## Introduction

Dans le cadre de ce travail pratique d'électromécanique, nous nous intéressons à l'étude de la dynamique et du contrôle des systèmes mécatroniques. À travers l'analyse de la machine synchrone et ses réponses électromécaniques, nous cherchons à comprendre comment les paramètres de contrôle influencent la performance globale du système. Ce rapport présente une série d'expériences visant à caractériser la réponse en couple d'une machine asynchrone électrique et à évaluer l'efficacité des correcteurs PI dans la régulation du système en couple et en vitesse.

## Paramètres de l'actionnement utilisé

### Paramètres électriques

Symbole	Valeur	
$P_{\text{nom}}$	10 kW	Puissance nominale
$\omega_{\text{nom}}$	3000 tr.min <sup>-1</sup>	Vitesse nominale
$C_{\text{nom}}$	27,5 N.m	Couple nominal
$U_{\text{nom}}$	180 V	Tension nominale de phase
$I_{\text{nom}}$	18,6 A	Courant nominal
$L$	1,7 mH	Inductance propre d'un enroulement du stator
$M$	-0,85 mH	Inductance mutuelle entre deux enroulements du stator
$R$	0,13 $\Omega$	Résistance au stator
$\psi_r$		Amplitude du flux rotorique
$p$	4	Nombre de paire de pôles
$E$	530 V	Tension d'alimentation de l'onduleur
$f$	20 kHz	Fréquence de commutation de l'onduleur

Table 1. Valeurs des principaux paramètres électriques des moteurs

### Paramètres mécaniques

Symbole	Valeur	
$J$	$4 \times 10^{-3}$ kg.m <sup>2</sup>	Inertie totale ramenée au rotor
$f_v$	0.08 N.m / (rad.s <sup>-1</sup> )	Coefficient de frottement visqueux

Table 2. Valeurs des principaux paramètres mécaniques de l'actionnement

## Modèle dynamique de la machine synchrone

Si on suppose les matériaux magnétiques linéaires (pas de saturation magnétique) les flux  $\phi_a$ ,  $\phi_b$  et  $\phi_c$  induits dans les phases a, b et c du stator s'écrivent :

$$\phi_a = L.i_a + M.i_b + M.i_c + \psi_{ra} \quad (1)$$

$$\phi_b = M.i_a + L.i_b + M.i_c + \psi_{rb} \quad (2)$$

$$\phi_c = M.i_a + M.i_b + L.i_c + \psi_{rc} \quad (3)$$

avec  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ , courants circulant dans les phases du stator. Si on suppose les flux induits dans les phases du stator par aimants (ou électroaimants) du rotor, sinusoïdaux on écrit

$$\psi_{ra} = \psi_r \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_0)) \quad \psi_{rb} = \psi_r \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_0) - \frac{2\pi}{3}) \quad \psi_{rc} = \psi_r \cdot \cos(p \cdot (\theta - \theta_0) + \frac{2\pi}{3}) \quad (4)$$

où  $\theta$  désigne la position courante du rotor et  $\theta_0$  celle pour laquelle le flux induit par les aimants du rotor dans la phase a du stator est maximal.

Les équations pour un circuit :

$$\begin{aligned} u_{ca} &= R \cdot i_a + L \cdot \frac{d\phi_a}{dt} \\ u_{cb} &= R \cdot i_b + L \cdot \frac{d\phi_b}{dt} \\ u_{cc} &= R \cdot i_c + L \cdot \frac{d\phi_c}{dt} \end{aligned}$$

## Essaie à vide

Nous allons tous d'abord etablir les relations suivantes entre les tensions de la machine triphasée.

$$\begin{aligned} u_{ab} &= u_a - u_b \\ u_{bc} &= u_b - u_c \\ u_{ca} &= u_c - u_a \\ u_{ab} + u_{bc} &\neq 0 \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix}$$

Le déterminant de la matrice est nul, par conséquent la matrice n'est pas inversible. Cela a pour conséquence que l'on utilise la condition :

$$\begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix}$$

Les solutions sont après inversion :

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{u_{ab} - u_{ca}}{3} \\ u_b &= \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3} \\ u_c &= \frac{u_{ca} - u_{bc}}{3} \end{aligned}$$

La tension est donnée par :

$$Ua = p\Phi_r * \cos(p(\theta + \theta_o))$$

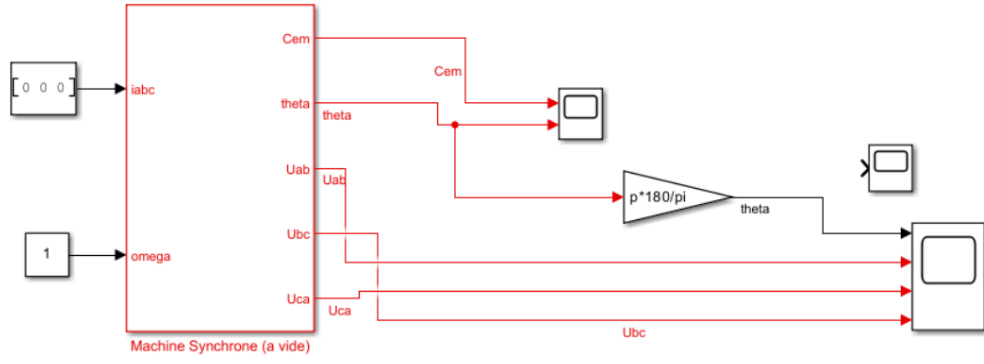


FIGURE 1 – Machine synchrone à vide

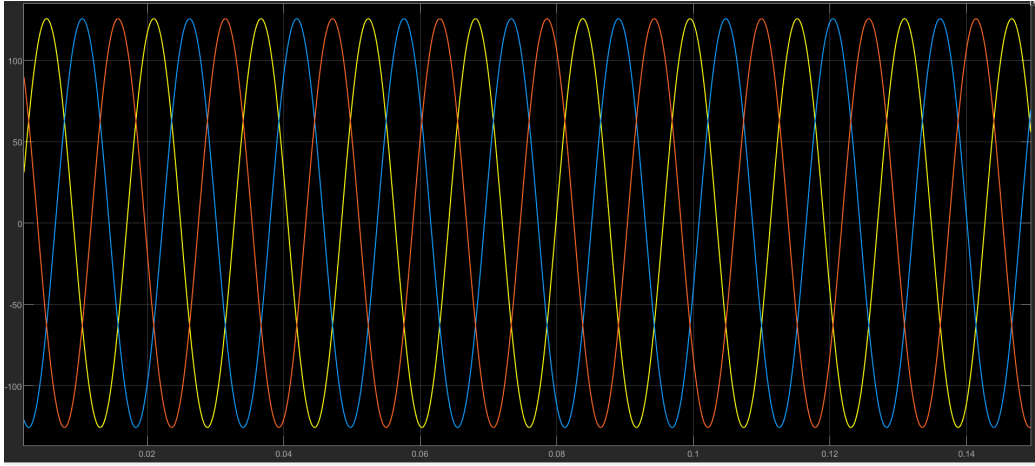


FIGURE 2 – Courant triphasée

## Bilan de puissance et couple

On effectue un bilan de puissance et par identification, on obtient :

$$u_a * i_a + u_b * i_b + u_c * i_c = Ri_a + Ri_b + Ri_c + (L - M)i_a \frac{di_a}{dt} + (L - M)i_b \frac{di_b}{dt} + (L - M)i_c \frac{di_c}{dt}$$

$$C = \frac{3}{2} p \phi_r \sin(p(\theta + \theta_0))$$

On prend ici  $\theta_0 = 60^\circ$ . On souhaite ensuite calculer les valeurs de référence du courant, pour pouvoir commander le couple fourni par la machine avec une entrée de courant. On a

$$C = \frac{3}{2} p \Phi_r I \sin(p\theta_0 - \varphi),$$

maximal en  $\sin(p\theta_0 - \varphi) = 1$  c'est-à-dire  $p\theta_0 - \varphi = \frac{\pi}{2}$ . On connaît donc le déphasage  $\varphi$  pour lequel le couple est maximal :  $\varphi = \frac{\pi}{2} - p\theta_0$ . On a alors

$$I = \frac{C * 2}{3p\Phi_r}$$

On cherche alors  $\Phi_r$ , que l'on peut trouver avec l'expression de  $U_{ab} = \sqrt{3}p\Omega\Phi_r[\cos(p(\theta - \theta_0)) - \cos(p(\theta - \theta_0) - \frac{2\pi}{3})]$ . Le maximum de  $U_{ab}$  est donc  $\sqrt{3}p\Omega\Phi_r$ . Ici, on avait imposé  $\Omega = 200 \text{ rad. s}^{-1}$ . En mesurant la tension maximale, on trouve alors que  $\Phi_r = 0.18$ . On en déduit donc le courant  $I$  nécessaire pour appliquer un couple de 5 Nm :  $I = 4.63 \text{ A}$ .

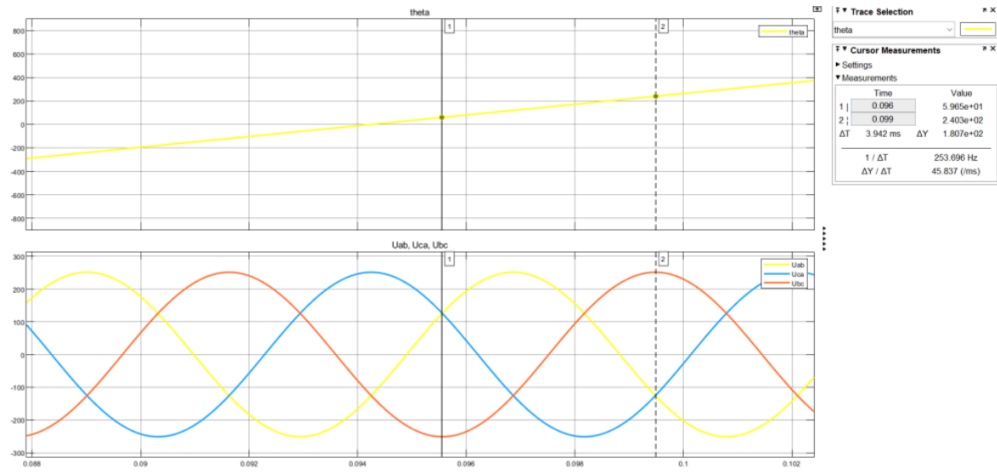


FIGURE 3 – Determination de  $\theta_0$

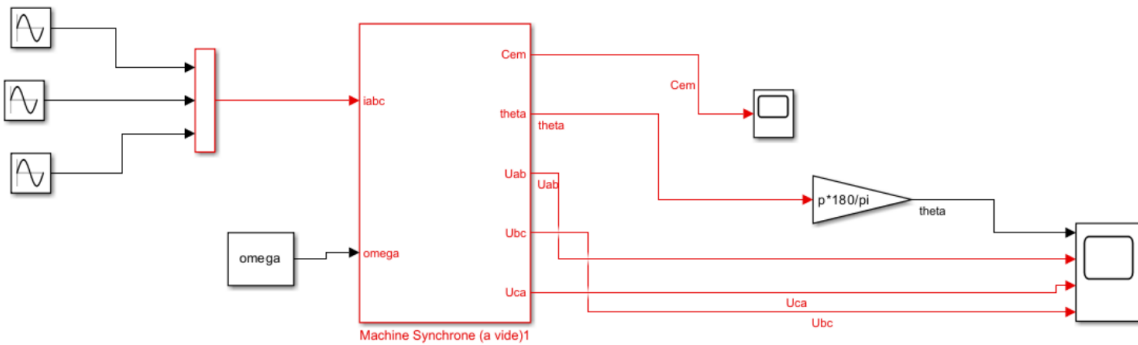


FIGURE 4 – Schéma triphasé du moteur à vide

On mesure alors le couple de la machine et on a bien 5N.m

## Essaie avec correcteur sur la machine alimenté en tension

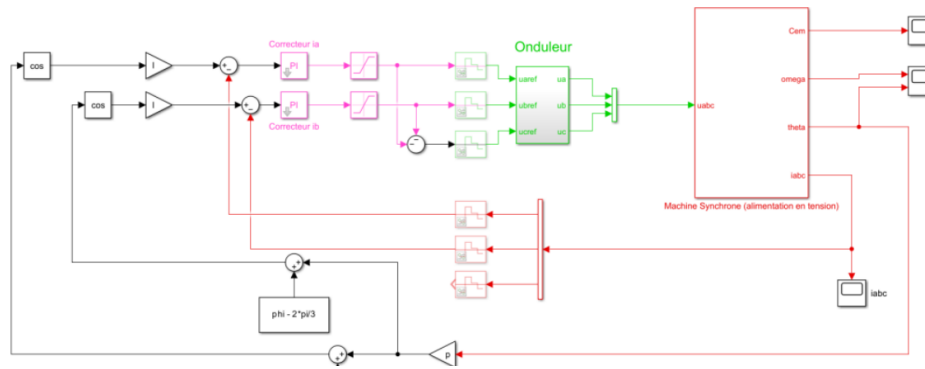


FIGURE 5 – Schéma du moteur asservi

On définit les coefficients du correcteur  $K_p$  et  $K_i$  en établissant la relation  $\frac{K_p}{K_i} = \frac{L+M}{R}$ , ce qui permet de compenser le pôle. On cherche ensuite à obtenir un gain de 0 dB à une fréquence de coupure  $\omega = \frac{1}{h}$ . Cette configuration produit un couple moteur entre 4 et 5 Nm. Cependant, de larges fluctuations sont observées en raison des petites valeurs de L et M, ce qui rallonge le temps nécessaire à la correction des erreurs. Pour y remédier, on introduit une commande de couple avec un échelon initial de 5 Nm, suivi par un échelon de 25 Nm, tout en conservant le même correcteur Proportionnel-Intégral (PI) pour la gestion du courant.

Avec un couple important, il devient plus difficile d'atteindre la consigne de commande. Effectivement, à mesure que le couple s'accroît, la fréquence du courant nécessaire augmente également, entraînant une réduction du gain puisqu'on se trouve sur la pente caractéristique de -40 dB par décade.

En conclusion, la réponse du système en termes de couple semble similaire à celle d'un système du premier ordre, caractérisée par une constante de temps aux alentours de  $1 \times 10^{-4}$  secondes.

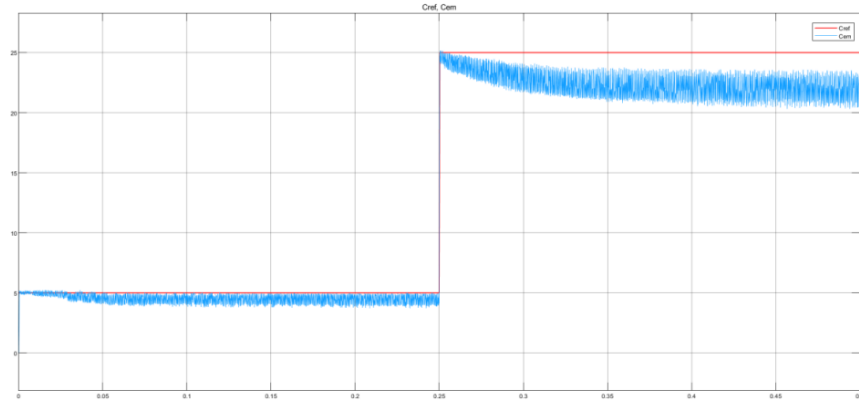


FIGURE 6 – Couple en sortie et commande

## Commande en vitesse

La commande en vitesse peut également être mise en œuvre. Le réglage du correcteur est réalisé de manière analogue à celui décrit précédemment, en incluant cette fois une compensation basée sur la constante de temps du couple  $\tau$ , où  $\frac{f_v}{f} = \frac{1}{\tau}$ . Lorsqu'une consigne en vitesse est imposée sous la forme d'un échelon, à 50 rad/s puis à 250 rad/s, qui sont approximativement les vitesses nominales, la vitesse maximale atteinte est de 160 rad/s. Ce résultat est en deçà de la vitesse requise de 250 rad/s. Cette limitation s'explique par la réduction du couple en réponse à une augmentation de fréquence, ainsi que par une potentielle saturation de tension au niveau de l'onduleur, comme le montre l'analyse de la forme d'onde de la tension  $u_a$ , qui présente une augmentation de fréquence et des signes de saturation.

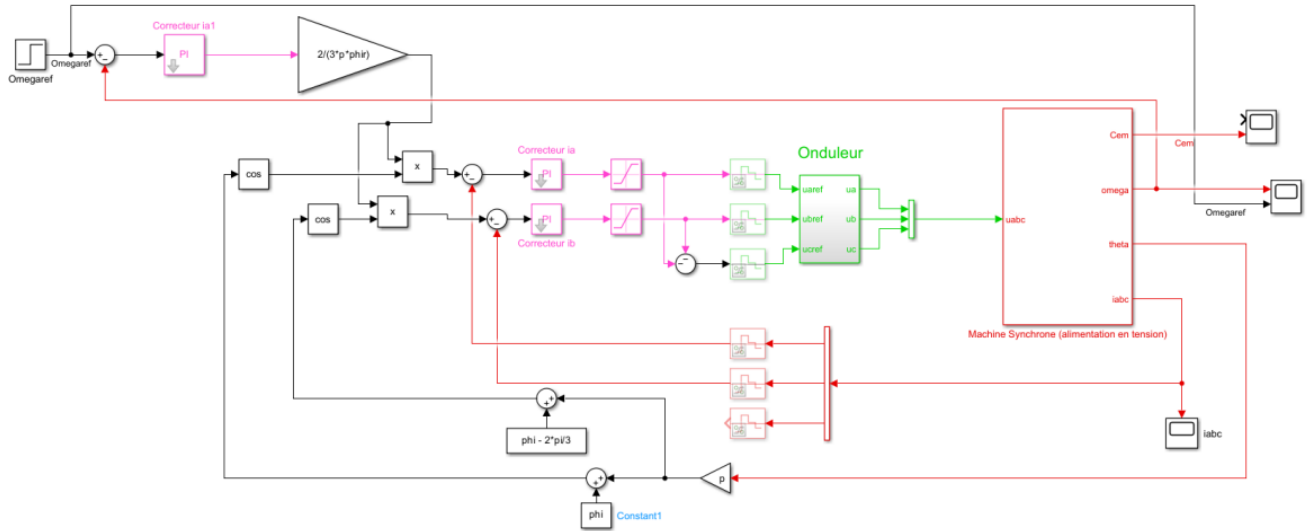


FIGURE 7 – Schéma de la commande en vitesse

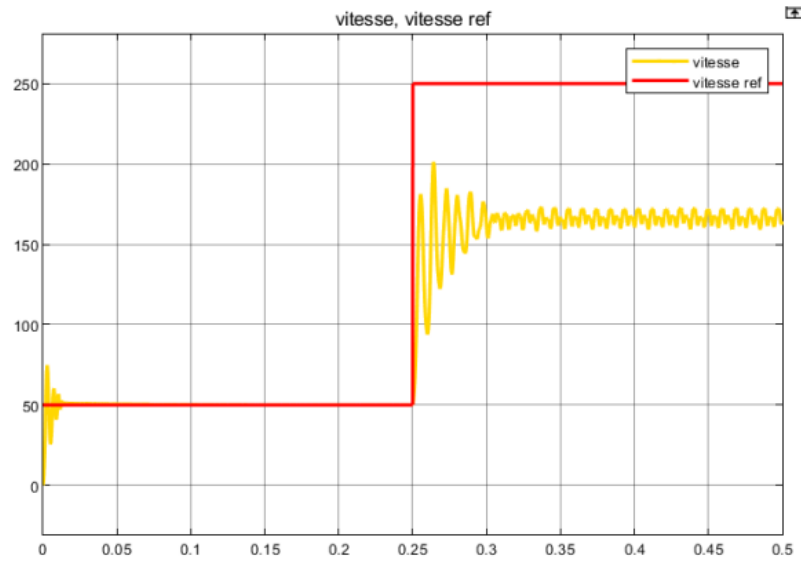


FIGURE 8 – Commande en vitesse

On diminue la consigne de vitesse avec un créneau 50rad/s et 150 rad/s, on arrive bien aux résultat souhaité.

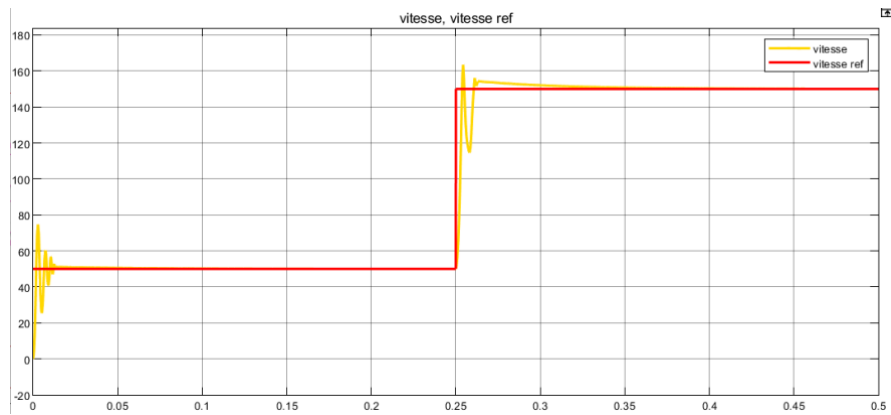


FIGURE 9 – Commande en vitesse

## Conclusion

Les expérimentations conduites ont permis de mettre en évidence les liens entre les paramètres de contrôle et la réponse du système. En ajustant les coefficients nous avons pu compenser le pôle et atteindre un gain de 0 dB pour une fréquence de coupure déterminée. Les résultats ont montré que le système se comporte comme un ordre un avec une constante de temps significative, malgré les problèmes posés par les variations du couple. Les systèmes mécatroniques ouvrent la voie à des recherches plus approfondies pour améliorer la précision et la rapidité des réponses des machines électriques.