

ES206 – Rapport de projet

Contrôle commande d'un entraînement électrique

Vincent Lartaud

Maria Saad

Table des matières

1	Machine synchrone	2
1.1	Calcul des grandeurs	2
1.2	Tracé des grandeurs	4
1.3	Analyse des résultats	7
2	Modulation de largeur d'impulsion	8
2.1	Adaptation du code	8
2.2	Tracé des grandeurs	11
2.3	Analyse des résultats	15
3	Commande en tension progressive et surveillance	16
3.1	Adaptation du code	16
3.2	Tracé des grandeurs	17
3.3	Analyse des résultats	21
4	Commande en flux	22
4.1	Adaptation du code	22
4.2	Tracé des grandeurs	24
4.3	Analyse des résultats	28

Tous les codes sont rédigés en Matlab.

1 Machine synchrone

1.1 Calcul des grandeurs

Les tensions triphasées sont définies selon :

$$\begin{cases} V_{o1}(i) = E \operatorname{sign}(\sin(\omega_v t(i) + \pi)) \\ V_{o2}(i) = E \operatorname{sign}(\sin(\omega_v t(i) + \pi/3)) \\ V_{o3}(i) = E \operatorname{sign}(\sin(\omega_v t(i) - \pi/3)) \end{cases}$$

Calcul de V_d et V_q

On calcule la transformée de Park de ces trois fonctions au moyen d'une fonction `park.m` qui servira à nouveau par la suite. Elle est définie de la sorte :

```
1 function [Vd,Vq]=park(V1,V2,V3,theta)
2     % Transformée de Park
3     Vd=sqrt(2/3)*(cos(theta)*V1 + cos(theta-2*pi/3)*V2 +
4     ↪ cos(theta-4*pi/3)*V3);
5     Vq=-sqrt(2/3)*(sin(theta)*V1 + sin(theta-2*pi/3)*V2 +
6     ↪ sin(theta-4*pi/3)*V3);
7 end
```

En premier lieu, on prend $\theta = \omega_v t$ pour vérifier que le code fonctionne bien. Ensuite, on prend $\theta = A$ avec A l'angle électrique du moteur. La difficulté étant que cet angle est à la fois l'entrée et la sortie du programme.

On obtient donc les tensions directe et quadratique V_d et V_q .

Calcul de φ_d et φ_q

La relation entre V_d , V_q , φ_d et φ_q s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{\partial \varphi_d}{\partial t} = V_d + \omega_e \varphi_q - \frac{R_s}{L_d}(\varphi_d - \varphi_m) \\ \frac{\partial \varphi_q}{\partial t} = V_q - \omega_e \varphi_d - \frac{R_s}{L_d} \varphi_q \end{cases}$$

où ω_e est la vitesse électrique qu'on calcule pas à pas ensuite.

On récrit ce système en approchant les dérivées par leurs taux d'accroissement :

```

1 % Calcul des flux direct et quadratique
2 phid(i+1)=(Vd(i)+We(i)*phiq(i)-Rs/Ld*(phid(i)-phim))*dt+phid(i);
3 phiq(i+1)=(Vq(i)-We(i)*phid(i)-Rs/Lq*phiq(i))*dt+phiq(i);

```

où $dt = 10^{-3}$ s le pas de temps de calcul. On obtient alors une bonne approximation de ces grandeurs.

Calcul de I_d et I_q

On peut alors calculer simplement les courants direct et quadratique selon :

$$\begin{cases} I_d = \frac{\varphi_d - \varphi_m}{L_d} \\ I_q = \frac{\varphi_q}{L_q} \end{cases}$$

Calcul de I_1 , I_2 et I_3

Les courants triphasés s'obtiennent en appliquant la transformée de Park inverse au couple (I_d, I_q) . Elle est implémentée au moyen de la fonction `park_1.m` ci-dessous :

```

1 function [V1,V2,V3] = park_1(Vd,Vq,theta)
2 % Transformée de Park inverse
3 V1=sqrt(2/3)*(cos(theta)*Vd-sin(theta)*Vq);
4 V2=sqrt(2/3)*(cos(theta-2*pi/3)*Vd-sin(theta-2*pi/3)*Vq);
5 V3=sqrt(2/3)*(cos(theta-4*pi/3)*Vd-sin(theta-4*pi/3)*Vq);
6 end

```

Calcul des grandeurs mécaniques : C , ω_e et A

On calcule d'abord les couples en jeu ici : le couple de sortie du moteur C et le couple visqueux C_r . On a :

$$\begin{cases} C = P_p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \\ C_r = k\omega_e \end{cases}$$

Les vitesses de rotation mécanique et électrique sont alors obtenues avec :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_m = \frac{C - C_r}{J} \\ \omega_e = P_p \omega_m \end{cases}$$

On fait alors une intégration numérique pour obtenir les deux vitesses :

```

1 % Calcul des vitesses angulaires
2 dWm(i+1)=(C(i)-Cr(i))/J; % Accélération mécanique
3 Wm(i+1)=dWm(i+1)*dt+Wm(i); % Vitesse mécanique
4 We(i+1)=Wm(i+1)*Pp; % Vitesse électrique

```

On remarque qu'on calcule bien les vitesses au temps $i+1$ alors qu'elles sont utilisées dans le code au temps i , ce qui ne pose pas de problème.

L'angle électrique A est simplement la vitesse électrique intégrée sur le temps :

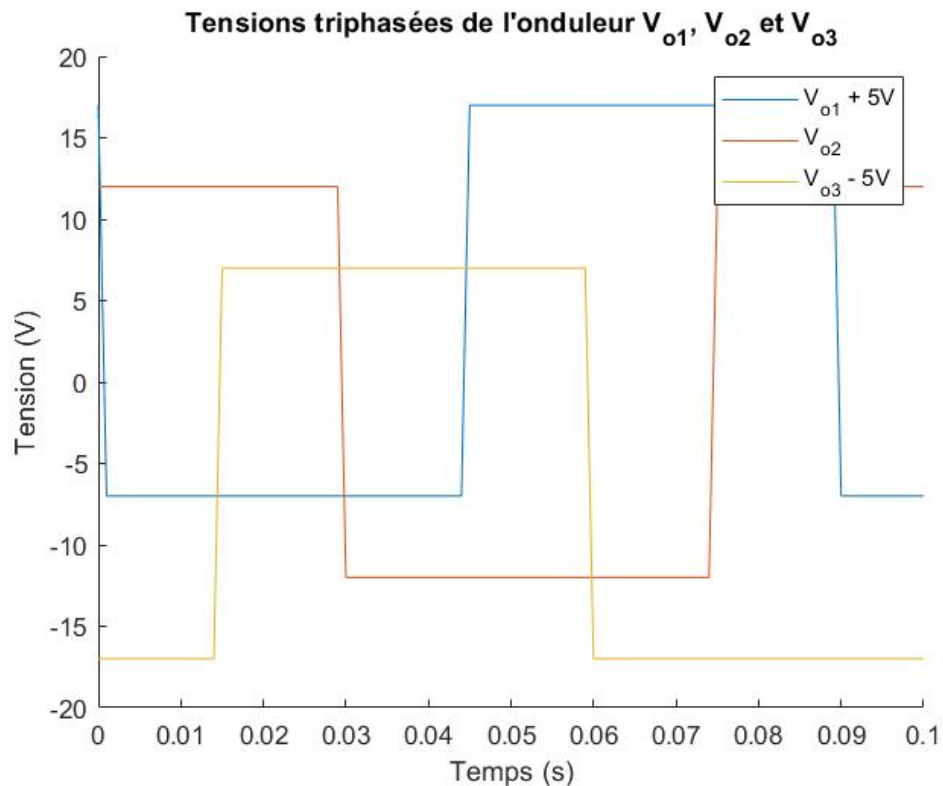
```

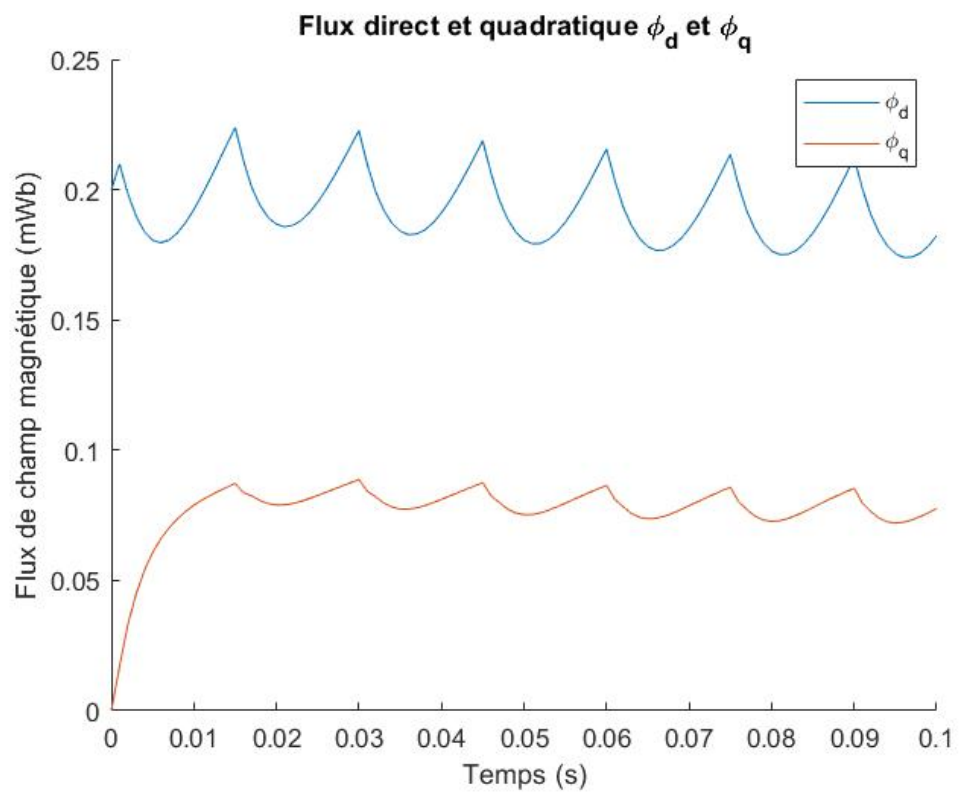
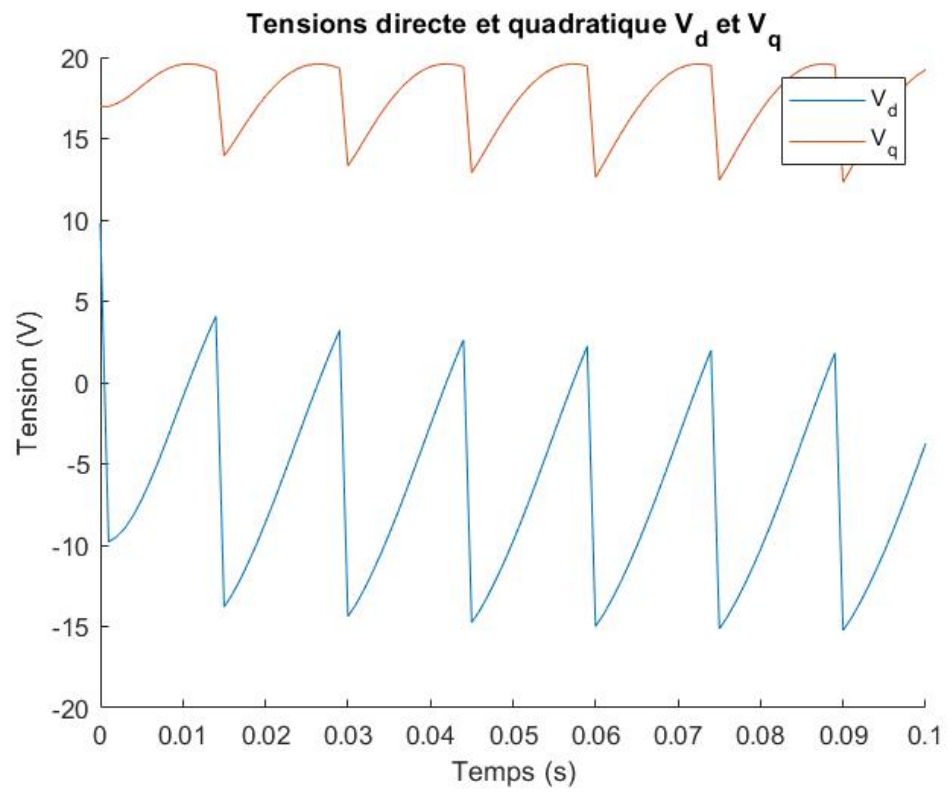
1 % Calcul de l'angle électrique
2 A(i+1)=We(i+1)*dt+A(i);

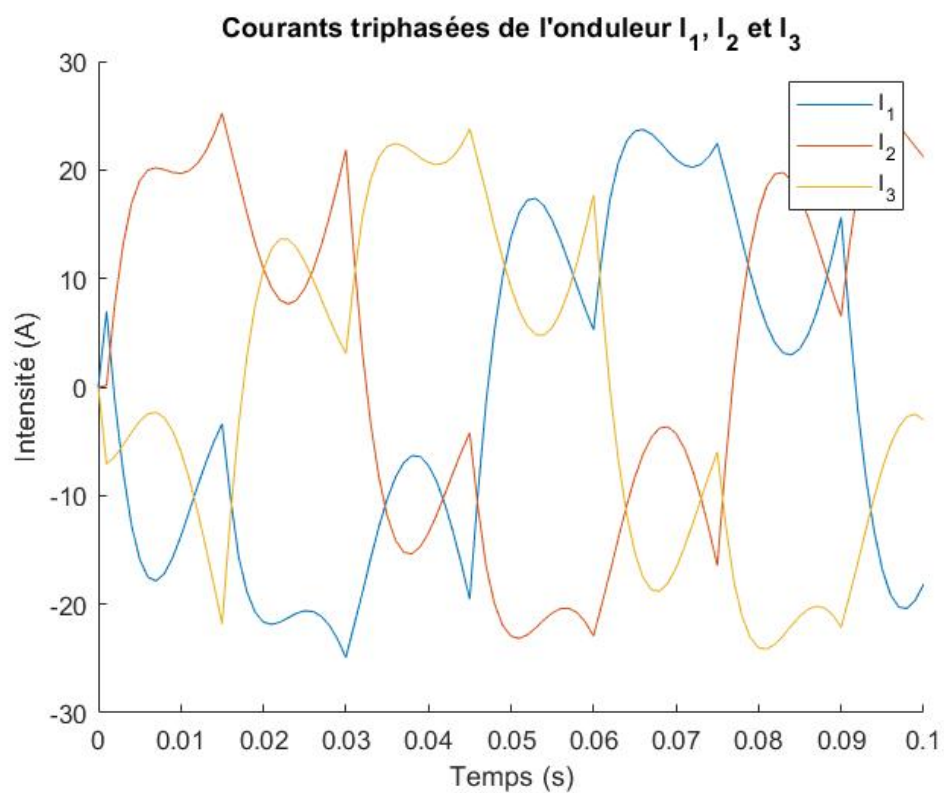
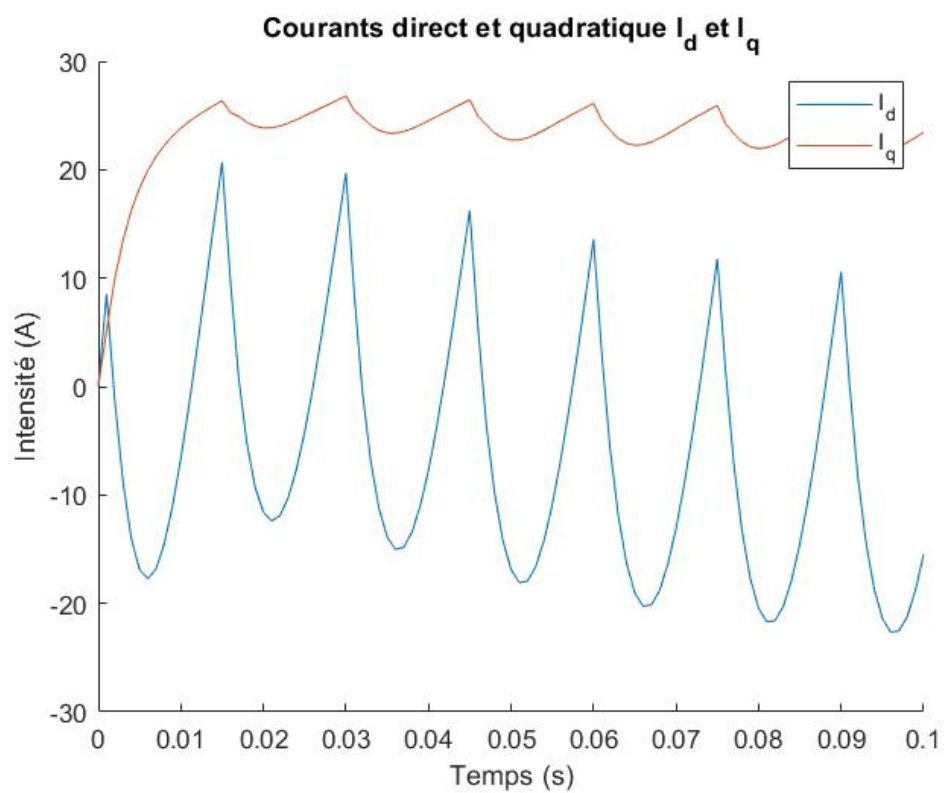
```

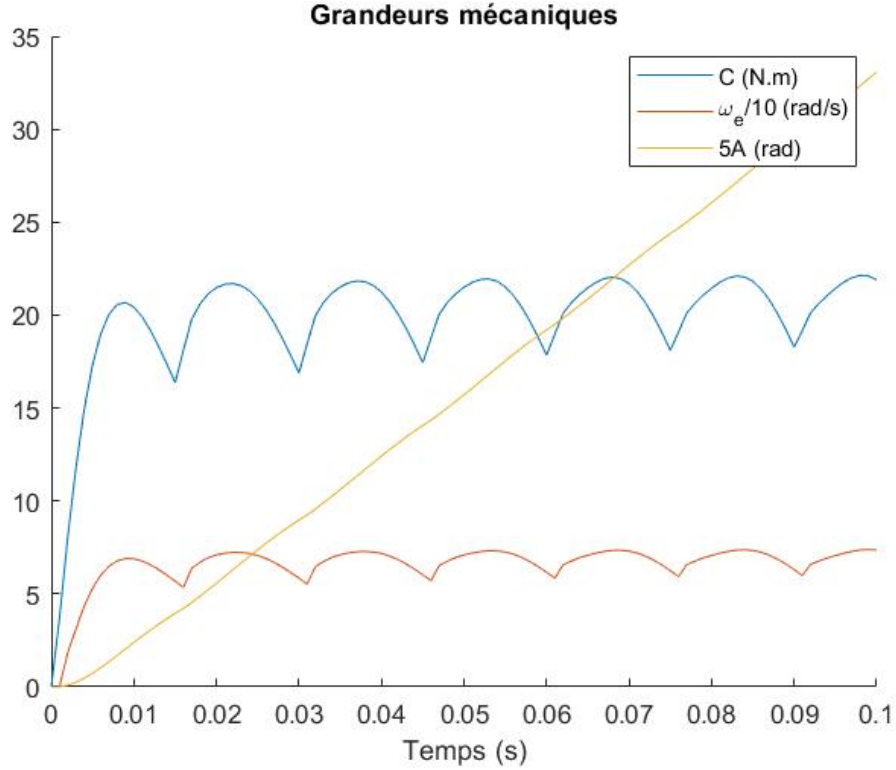
1.2 Tracé des grandeurs

On affiche sur des diagrammes l'ensemble des grandeurs précédemment calculées, comme demandé.









1.3 Analyse des résultats

On obtient un courant crête de 25,22 A. La vitesse et le couple moyens sont calculés en ne considérant que les valeurs après $t = 10$ ms. On obtient alors une vitesse moyenne de $\langle \omega_e \rangle_1 = 68.20$ rad/s et un couple moyen de $\langle C \rangle_1 = 20.47$ N.m. L'angle A_1 a quant à lui tourné de 1.1 rad, soit environ 64° , à $t = 20$ ms.

On remarque que le couple et la vitesse électrique deviennent périodiques après un court temps d'adaptation, dû au démarrage du moteur. L'angle A suit globalement une trajectoire linéaire, modulo quelques fluctuations.

Le flux φ_q met du temps à se stabiliser, car il résulte d'une intégration : un délai est donc attendu avant qu'un comportement périodique s'installe. Le courant I_d , à l'instar de φ_d , met également du temps à se stabiliser car il en dépend directement.

L'objectif est de vérifier si le rotor parvient à suivre la pulsation des tensions, fixée à $\omega_v = 70$ rad/s. Pour un fonctionnement synchronisé, le rotor doit idéalement tourner à cette vitesse. Après la phase transitoire (à partir de $t = 10$ ms), la vitesse mesurée est $\omega_e = 68.2$ rad/s, ce qui est proche de la consigne. Toutefois, des fluctuations persistent.

Cela s'explique par le fait que les courants I_1 , I_2 et I_3 sont obtenus par transformée de Park inverse. Or, les tensions d'alimentation sont de type créneau, ce qui introduit des harmoniques et empêche les courants d'être parfaitement sinusoïdaux, ce qui est

normal en l'absence de filtrage. Cependant, cela engendre un couple moteur non constant, provoquant des vibrations et des à-coups. En conséquence, le couple C et la vitesse ω_e ne sont pas constantes, ce qui perturbe la transmission régulière de l'énergie.

Nous tenterons de résoudre ce problème dans la partie 2, à l'aide d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI), afin d'obtenir des intensités sinusoïdales et ainsi supprimer les à-coups au niveau du moteur.

Suppression du couple résistant

On supprime comme demandé le couple résistant, ce qui revient à poser $k = 0$. On remarque que passés quelques instants (environ 30 ms), les grandeurs calculées divergent très rapidement avant de devenir infinies puis indéterminées du point de vue de Matlab (**inf** puis **NaN**). En effet, lorsque le couple résistant est nul, les grandeurs électriques divergent : en l'absence de charge mécanique à contraindre, et sans électronique de contrôle, le couple moteur positif provoque une accélération continue du rotor. La vitesse augmente alors sans limite : le moteur s'emballe. Numériquement, cette accélération provoque une instabilité des flux, courants et vitesses, qui finissent par diverger et produire des valeurs **NaN** dans *Matlab.

2 Modulation de largeur d'impulsion

2.1 Adaptation du code

Les tensions d'entrée précédentes $V_{o1,2,3}$ deviennent à présent les sorties d'un onduleur placé en amont du stator, qui va permettre de lisser le signal afin d'éviter les à-coups et donc une usure prématurée du moteur. Les trois tensions d'entrée sont maintenant celles de référence $RV_{o1,2,3}$ qui s'écrivent :

$$\begin{cases} RV_{o1}(i) = E \sin(\omega_v t(i) + \pi) \\ RV_{o2}(i) = E \sin(\omega_v t(i) + \pi/3) \\ RV_{o3}(i) = E \sin(\omega_v t(i) - \pi/3) \end{cases}$$

avec $\omega_v = 220$ rad/s et $E = 50$ V.

On note t_p la période de découpage : toutes les tensions doivent valoir $-E$ au début et à la fin de cette période. Pour la tension RV_{oi} , on note t_{ri} l'instant où la tension V_{oi} devient E et t_{fi} l'instant où elle retombe à $-E$.

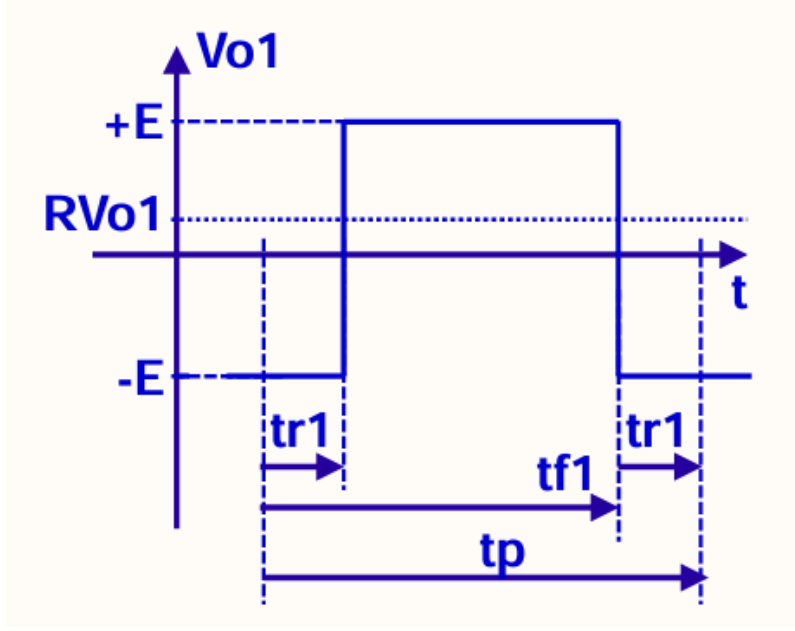


FIGURE 1 – Délais de montée et descente des tensions

On a les relations suivantes, $\forall i$:

$$\begin{cases} t_{ri} = \frac{t_p}{4} \left(1 - \frac{RV_{oi}}{E} \right) \\ t_{fi} = \frac{t_p}{4} \left(3 + \frac{RV_{oi}}{E} \right) \end{cases}$$

Dans cette partie, on implémente une modulation de largeur d'impulsion (MLI). On définit alors des tensions de référence triphasées RV_{o1} , RV_{o2} et RV_{o3} sous forme sinusoïdale, échantillonnées toutes les $t_p = 10^{-4}$ s. Ces références permettent de calculer, à chaque période de découpage, deux instants caractéristiques t_{ri} (début de l'impulsion positive) et t_{fi} (fin de l'impulsion positive) pour chaque phase $i = 1, 2, 3$. Ces valeurs sont utilisées pour construire les signaux MLI Vo_i , appliqués au moteur à une résolution temporelle plus fine $t_{\text{int}} = t_p/50$.

Comme les temps t_{ri} et t_{fi} sont recalculés uniquement tous les t_p , on introduit un indice l pour indiquer dans quelle période on se trouve à chaque instant t . Cet indice est mis à jour à chaque fois que le temps dépasse une période complète. Cela permet d'appliquer les bonnes valeurs de V_{oi} entre t_{ri} et t_{fi} , en conservant une granularité suffisante pour la simulation dynamique du moteur.

Voici la portion de code Matlab qui génère les tensions de référence et calcule les instants t_{ri} et t_{fi} à chaque période t_p :

```

1  tp = 1e-4;
2  tint = tp / 50;
3  t0 = 0:tp:T;
4  t = 0:tint:T;
5
6  for i = 1:length(t0)
7      RVo1(i) = E*sin(Wv*t0(i)+pi);
8      RVo2(i) = E*sin(Wv*t0(i)+pi/3);
9      RVo3(i) = E*sin(Wv*t0(i)-pi/3);
10
11     tr1(i) = tp*(1 - RVo1(i)/E)/4;
12     tf1(i) = tp*(3 + RVo1(i)/E)/4;
13     tr2(i) = tp*(1 - RVo2(i)/E)/4;
14     tf2(i) = tp*(3 + RVo2(i)/E)/4;
15     tr3(i) = tp*(1 - RVo3(i)/E)/4;
16     tf3(i) = tp*(3 + RVo3(i)/E)/4;
17 end

```

Et ci-dessous, l'exemple de génération du signal V_{o1} à résolution temporelle fine, où l'indice l permet de conserver les bons intervalles sur toute la période :

```

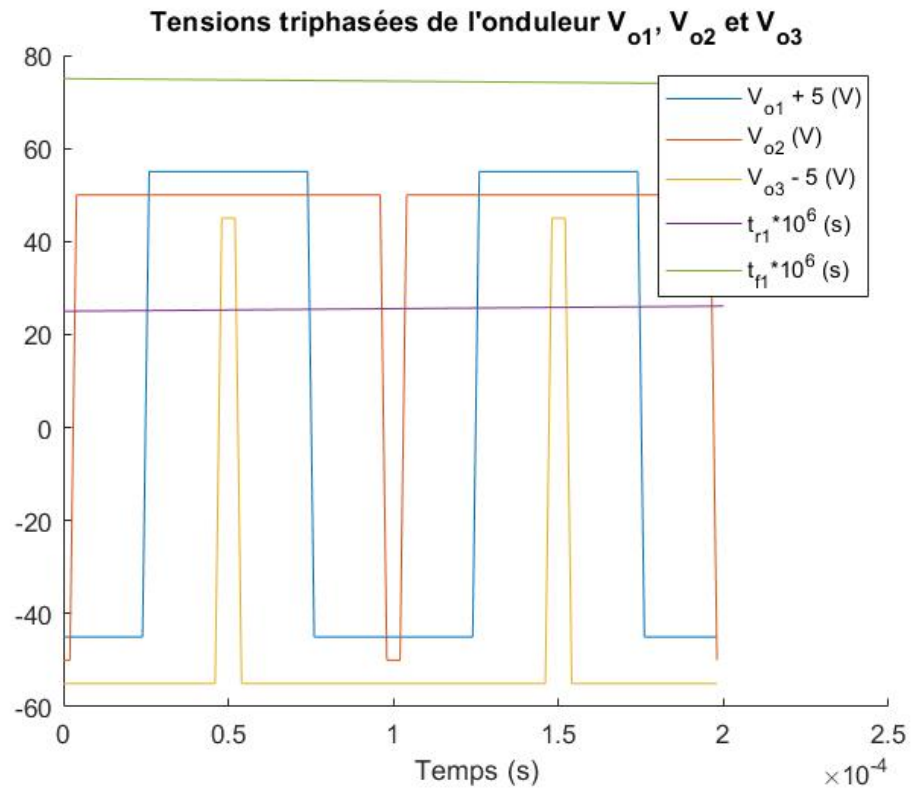
1  l = 1;
2  for i = 1:length(t)
3      if t(i) <= tr1(l) + (l-1)*tp
4          Vo1(i) = -E;
5      elseif t(i) <= tf1(l) + (l-1)*tp
6          Vo1(i) = E;
7      elseif t(i) <= tf1(l) + tr1(l) + (l-1)*tp
8          Vo1(i) = -E;
9      else
10         Vo1(i) = -E;
11         l = l + 1;
12     end
13 end

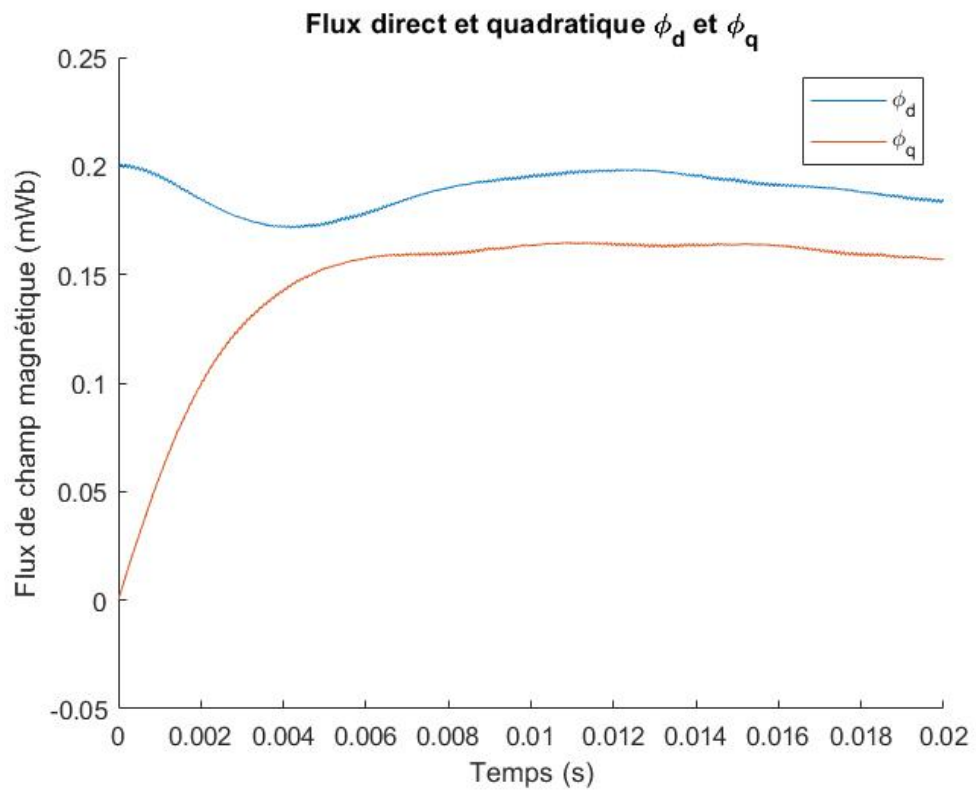
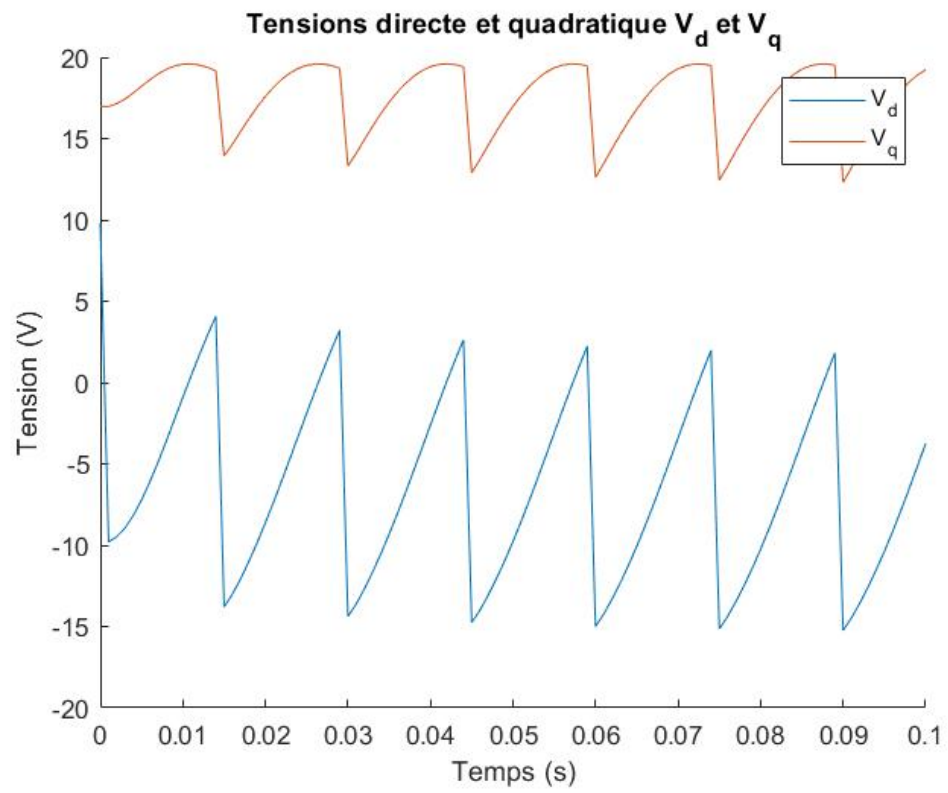
```

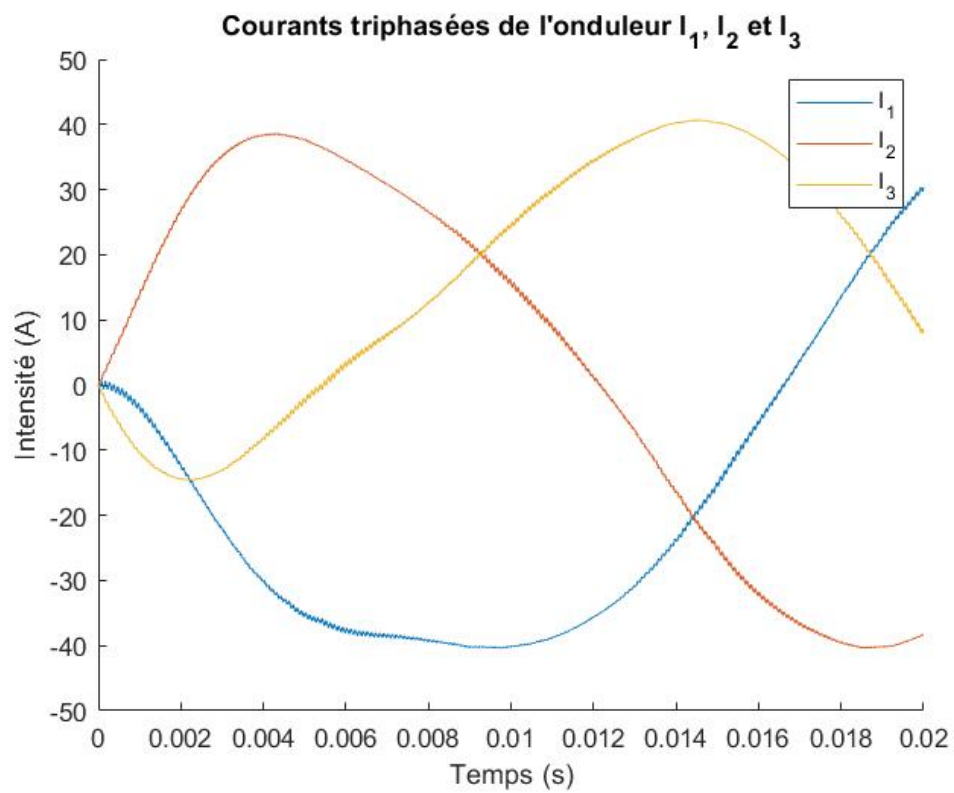
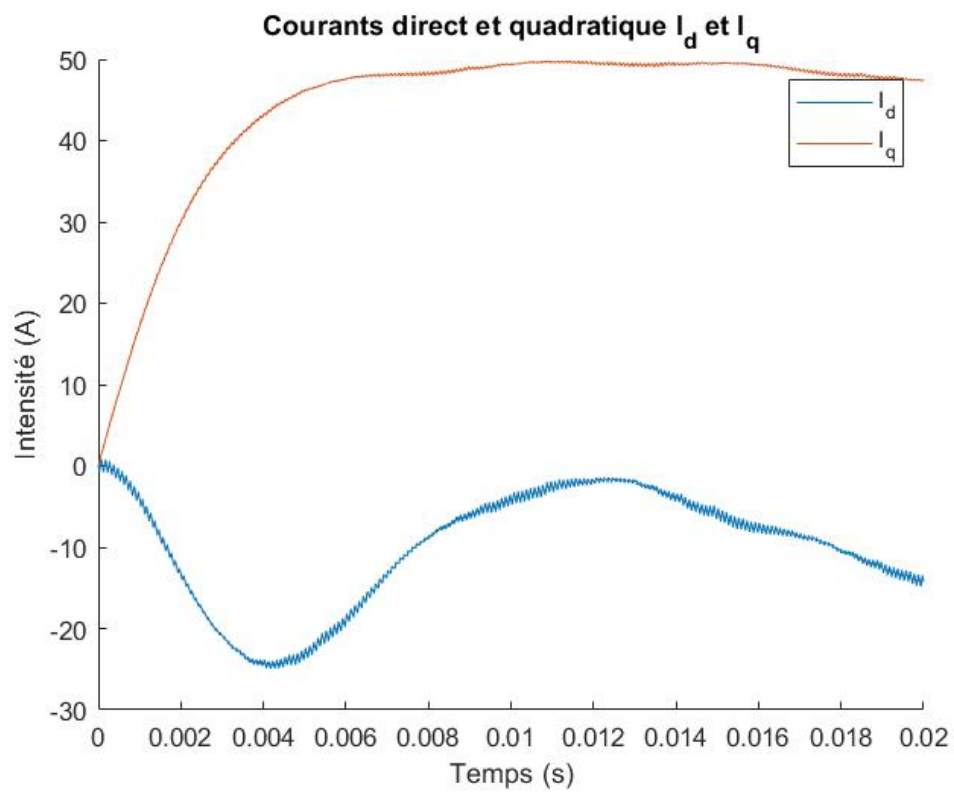
Les mêmes instructions sont ensuite appliquées pour V_{o2} et V_{o3} , avec leurs propres temps de commutation t_{r2}, t_{f2} et t_{r3}, t_{f3} . Cette stratégie permet de générer des signaux binaires V_{oi} qui reproduisent, en moyenne, les sinusoides de référence, ce qui

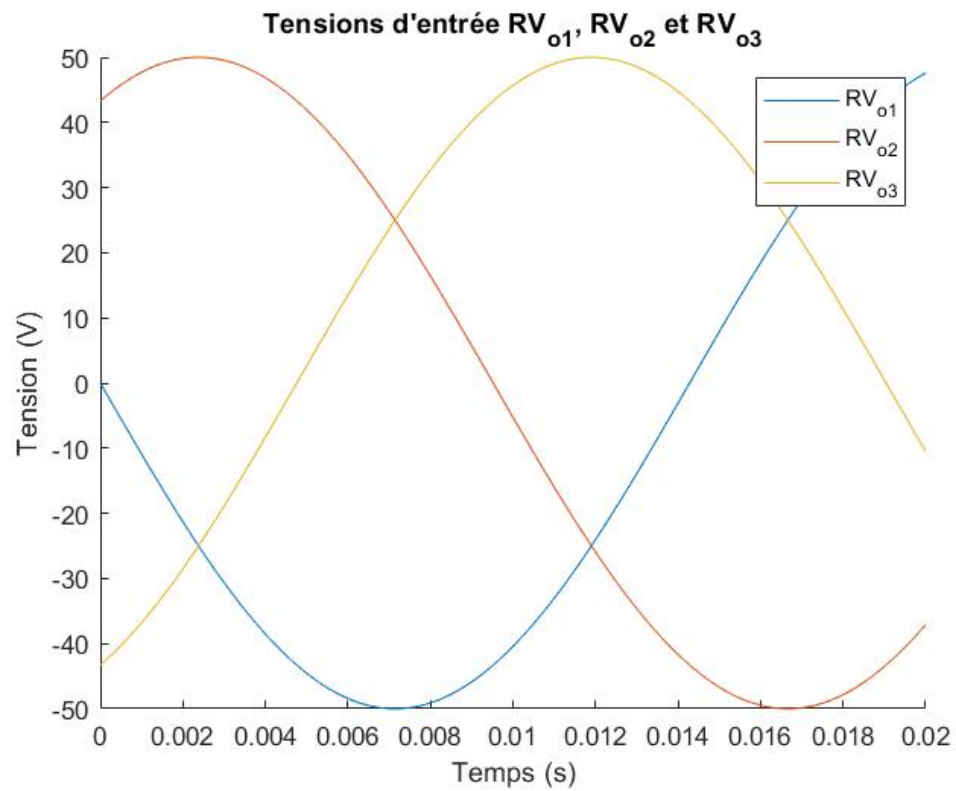
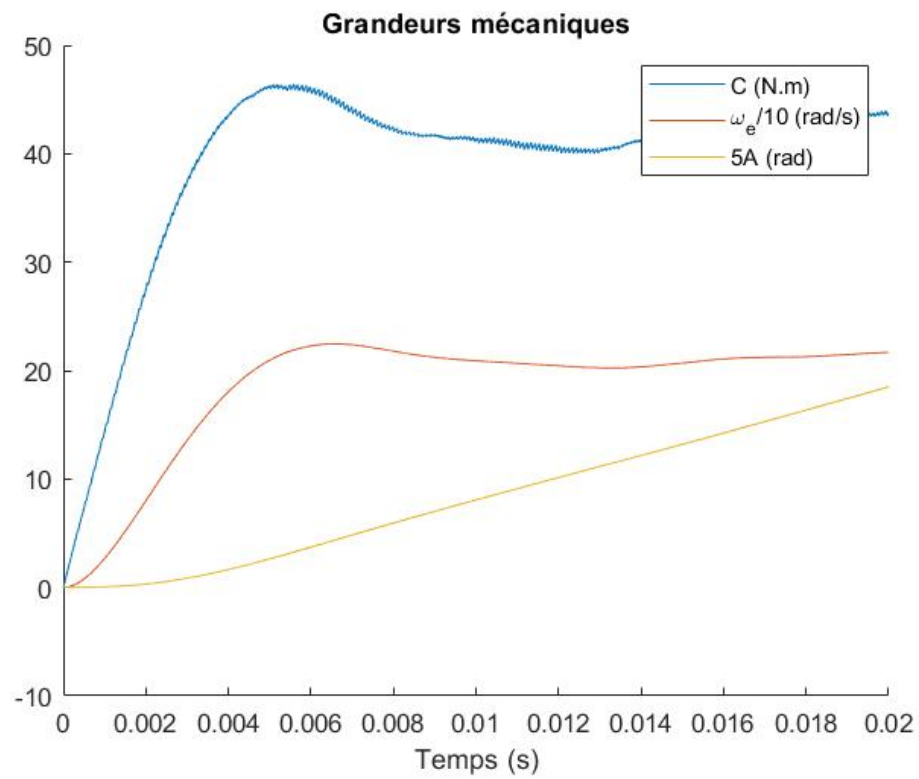
permet d'alimenter le moteur avec des courants proches de sinusoïdaux et de produire un couple plus stable qu'avec des signaux en créneaux simples.

2.2 Tracé des grandeurs









2.3 Analyse des résultats

Le courant crête vaut à présent 40,72 A. On prend les valeurs moyennes sur l'ensemble du temps de simulation. On obtient $\langle \omega_e \rangle_2 = 185,0$ rad/s et $\langle C \rangle_2 = 39,17$ N.m. On résume la progression des valeurs dans le tableau suivant :

	I_{\max} (A)	$\langle C \rangle$ (N.m)	$\langle \omega_e \rangle$ (rad/s)	$A(t = 20 \text{ ms})$ (°)
Projet 1	25,22	68,20	20,47	64
Projet 2	40,72	39,17	185	212

En effet, ici l'alimentation du moteur est réalisée par une modulation de largeur d'impulsion (MLI), appliquée à des tensions sinusoïdales de pulsation $\omega_v = 220$ rad/s et d'amplitude $E = 50$ V. Ce mode d'alimentation diffère notablement de celui de la première partie, où des créneaux de $E = 12$ V étaient utilisés. Ce changement entraîne plusieurs évolutions importantes dans le comportement du moteur.

Tout d'abord, la forme des courants s'améliore significativement grâce à la MLI. Contrairement à la partie 1 où les tensions en créneaux généraient de nombreuses harmoniques, la MLI permet de produire des signaux sinusoïdaux. Les courants triphasés obtenus sont donc quasi-sinusoïdaux, ce qui présente plusieurs avantages physiques : réduction des vibrations mécaniques, diminution des pertes par effet Joule parasite et moindre usure des composants magnétiques.

En outre, le couple moteur s'en trouve renforcé et stabilisé. Le couple

$$C = P_p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$$

devient plus régulier grâce à des courants mieux formés. En effet, on mesure un couple moyen de 20,47 N.m en partie 1 contre 39,17 N.m en partie 2, soit quasiment le double. Cette amélioration est due à la fois à une alimentation plus efficace via la MLI et à une augmentation significative de la tension (de 12 V à 50 V), permettant des courants plus intenses et donc des flux magnétiques plus puissants.

On observe également une différence entre la pulsation des tensions $\omega_v = 220$ rad/s et la vitesse électrique mesurée $\omega_e \approx 185$ rad/s. Cela est dû au couple résistant qui freine le moteur.

L'introduction de la MLI, couplée à une tension sinusoïdale plus élevée, entraîne donc une nette amélioration du fonctionnement de la machine. Elle permet de générer plus de puissance, grâce à des courants plus importants et à un couple moteur doublé. De plus, la réduction des distorsions dans les courants contribue à limiter les pertes et l'usure des composants. Enfin, même si la vitesse n'est pas totalement synchronisée à ω_v , elle est nettement plus élevée qu'en partie 1. Cette expérience démontre clairement l'intérêt fondamental de la MLI dans le pilotage moderne des machines synchrones.

3 Commande en tension progressive et surveillance

3.1 Adaptation du code

Calcul des RV_{oi}

On reprend le même principe que précédemment en faisant devenir $RV_{o1,2,3}$ la sortie d'un système de contrôle des amplitudes des grandeurs. Les variables d'entrée sont maintenant RV_d et RV_q qu'on calcule de la sorte :

$$\begin{cases} RV_d(i) = -5000 \times t(i) \\ RV_q(i) = 5000 \times t(i) \end{cases}$$

On en déduit ensuite $RV_{1,2,3}$ par transformée de Park inverse. L'angle utilisé est celui sortant de l'échantillonneur-bloqueur codé ensuite, MA . Celui-ci est initialisé à 0 et est calculé au temps $i+1$ alors qu'il est ici appelé au temps i , ce qui ne pose pas de problème. On a donc :

```
1 [RV1(i),RV2(i),RV3(i)]=park_1(RVd(i),RVq(i),MA(i));
```

On veut ensuite calculer la tension à appliquer au neutre de la machine, notée RV_n . On définit R_{\max} et R_{\min} de la manière suivante :

$$\begin{cases} R_{\max} = \max(RV_1, RV_2, RV_3) \\ R_{\min} = \min(RV_1, RV_2, RV_3) \end{cases}$$

RV_n se calcule alors selon :

$$RV_n = -\frac{R_{\max} + R_{\min}}{2}$$

On en déduit alors ce qu'on veut :

$$RV_{oi} = RV_i + RV_n \quad \forall i$$

Échantillonnage des grandeurs

Il s'agit d'abord d'effectuer un échantillonnage-blocage de l'angle A . Sa valeur sera donc prélevée tous les t_p et conservée aux autres tours de boucle. Une occurrence d'un multiple de t_p advient ici tous les 100 tours de boucle, d'où le code :

```
1 if ech==0
2     % Echantillonnage des valeurs tous les tp
```



```

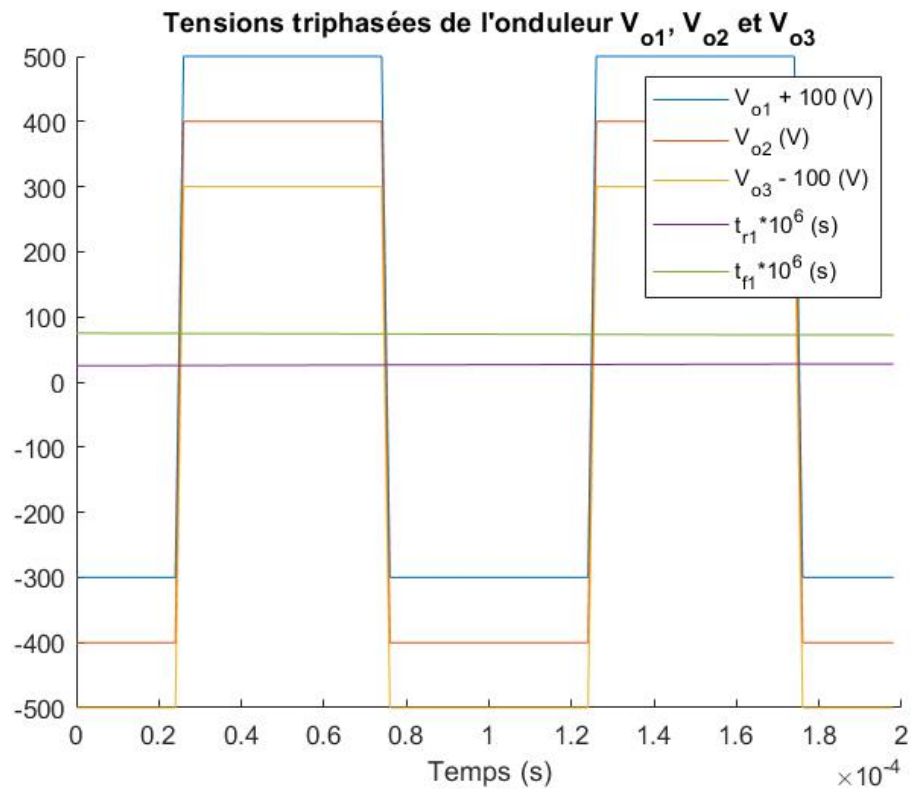
3     MA(i+1)=A(i);
4 else
5     % Blocage pour les autres tours de boucle
6     MA(i+1)=MA(i);
7 end
8 ech=ech+1;
9 ech=mod(ech,100);

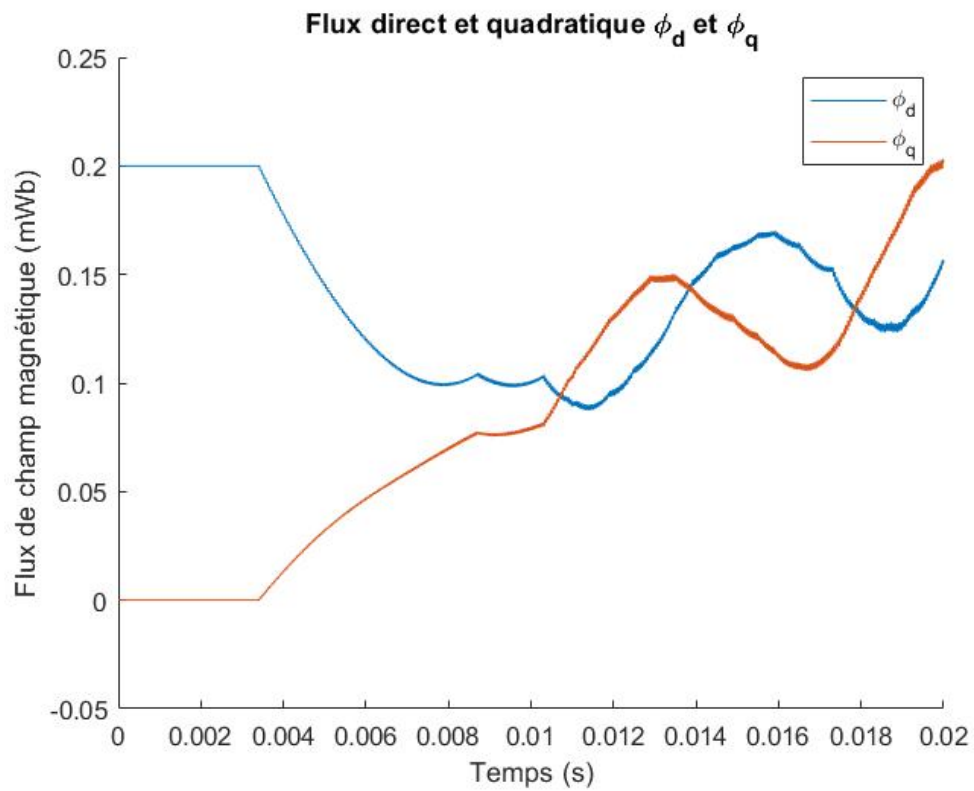
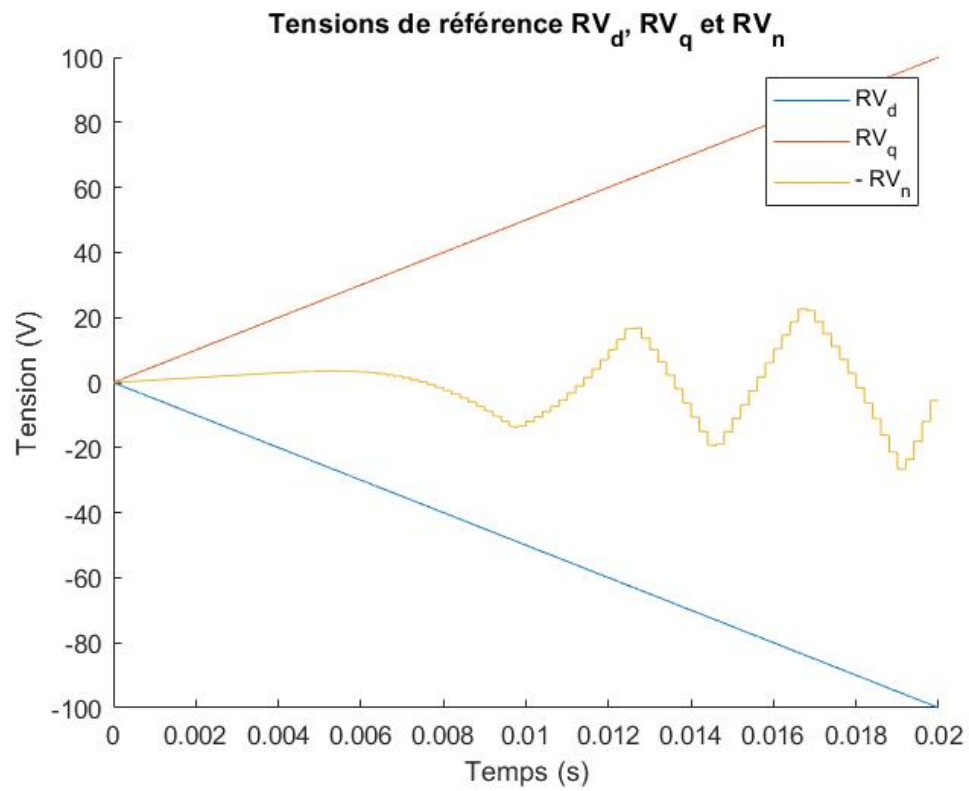
```

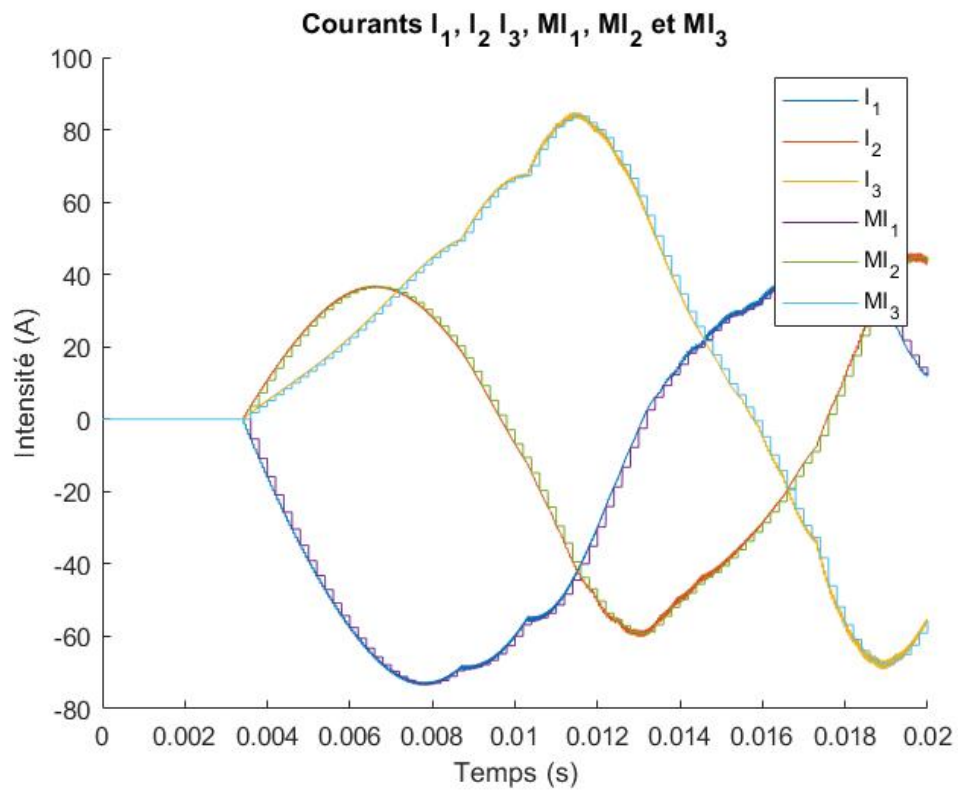
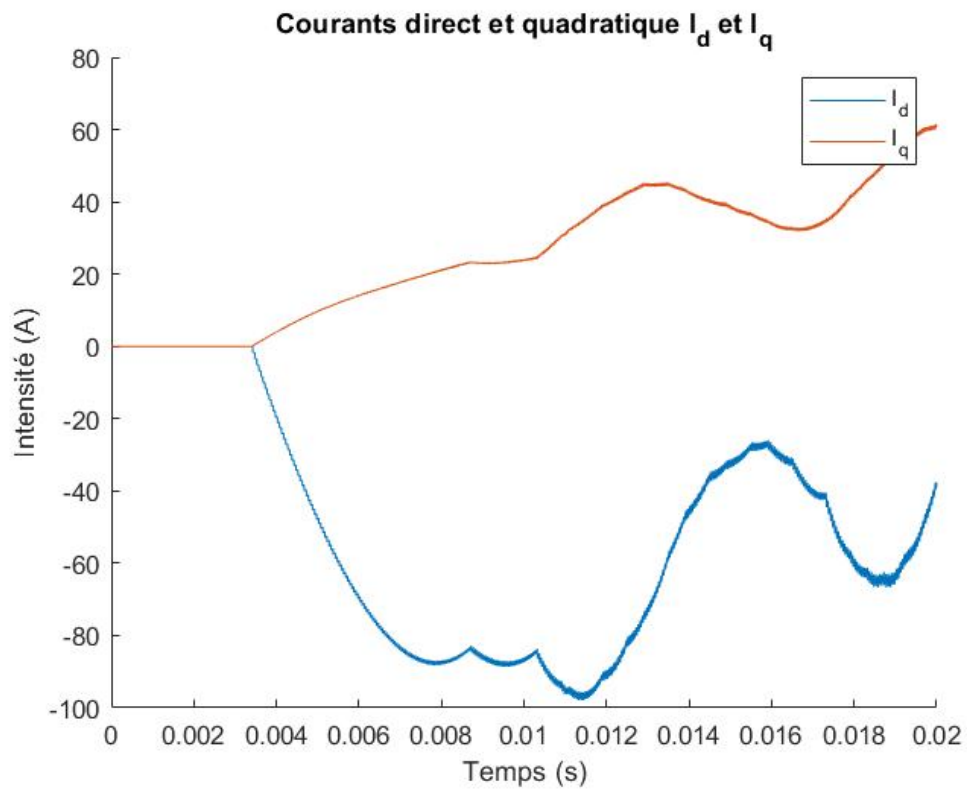
où la variable **ech** a été préalablement initialisée à 0.

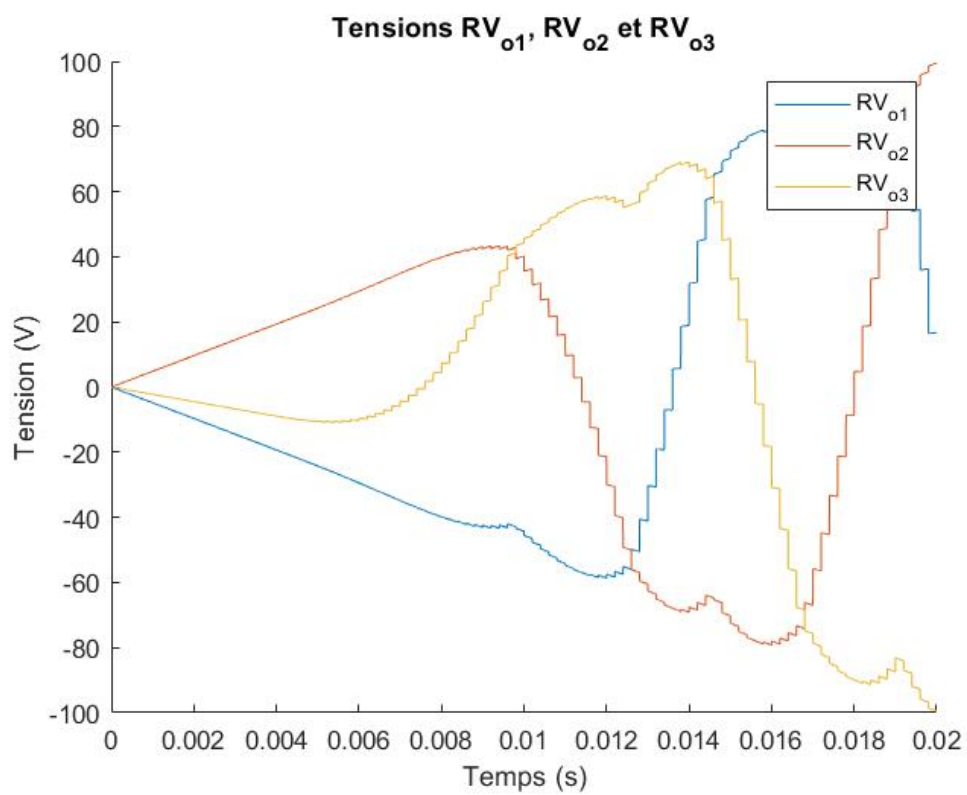
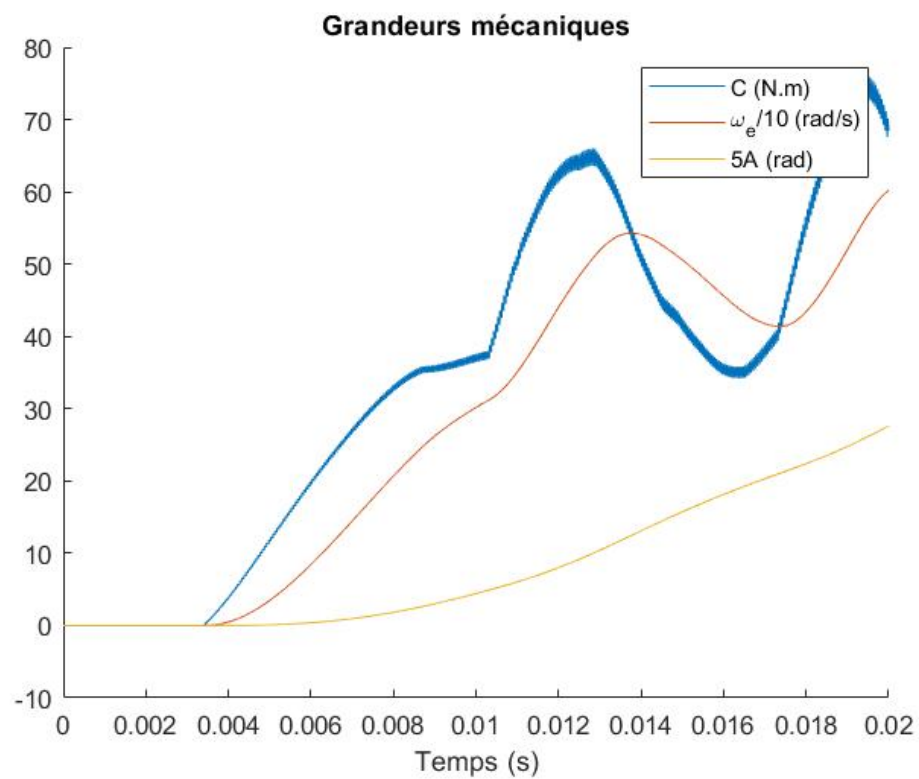
On fait de même avec les courants $I_{1,2,3}$, échantillonnés dans les variables $MI_{1,2,3}$.

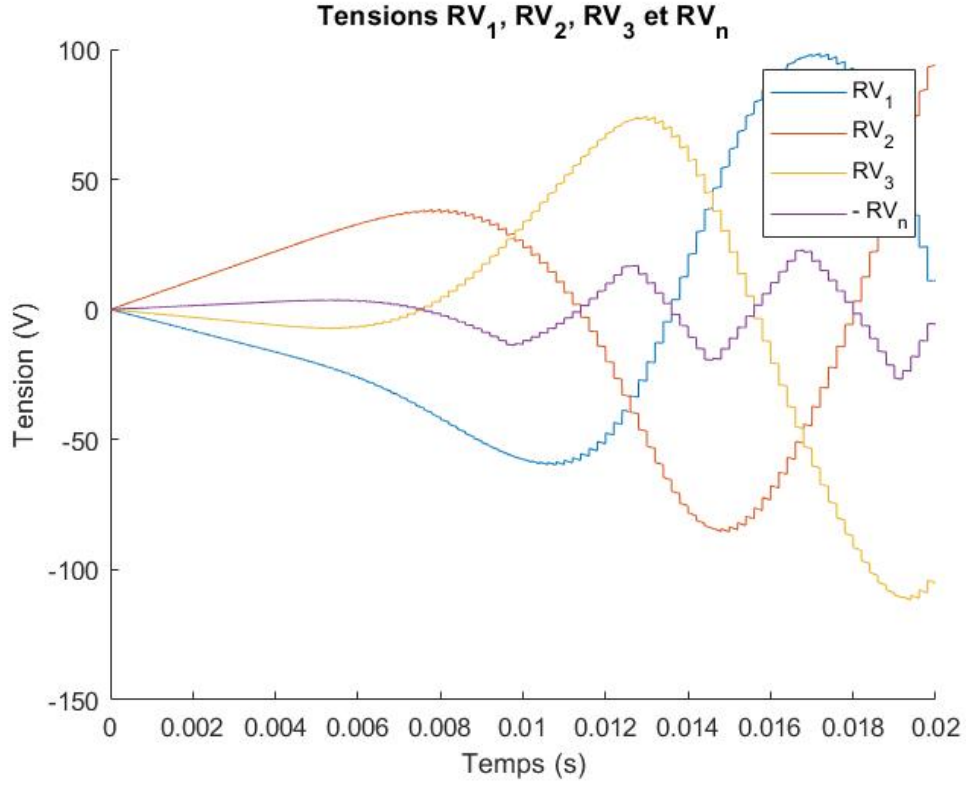
3.2 Tracé des grandeurs











3.3 Analyse des résultats

Dans cette troisième partie, la commande du moteur repose sur une stratégie de croissance progressive des tensions V_d et V_q , appliquées via une transformée de Park inverse aux tensions triphasées RV_{o1} , RV_{o2} et RV_{o3} . Cette commande vise à éviter les chocs électromécaniques au démarrage, à limiter les surintensités, et à permettre une montée en régime rapide sans décrochement. Un mécanisme de surveillance des courants triphasés par échantillonnage est également mis en place.

Les résultats montrent un courant crête de 84,89 A, une vitesse finale de $\omega_f = 600 \text{ rad/s}$, un couple moteur maximal de $C_{\max} = 76,13 \text{ N} \cdot \text{m}$ supérieur au couple maximum $RC_1 = 50 \text{ N} \cdot \text{m}$, et un angle électrique à $t = 7 \text{ ms}$ de $A(7 \text{ ms}) = 0,19 \text{ rad} \approx 10,9^\circ$.

Les tensions triphasées RV_{o1} , RV_{o2} , RV_{o3} augmentent progressivement en amplitude, ce qui constitue une nette amélioration par rapport aux parties précédentes. Cette montée lente permet de réduire les à-coups sur le moteur, d'éviter des accélérations brutales, et d'améliorer la robustesse du système au démarrage.

Cependant, malgré cette progressivité de la tension, les flux magnétisants φ_d et φ_q présentent de fortes fluctuations, rendant le couple moteur instable. Cela s'explique par l'absence de commande spécifique du flux dans cette stratégie : seules les tensions

sont contrôlées, sans rétroaction sur les flux. Or, le couple

$$C = P_p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$$

dépend directement de ces flux ; s'ils sont mal régulés, le couple ne peut qu'être chaotique.

La stratégie de surveillance des courants I_1 , I_2 , I_3 par échantillonnage ne suffit pas non plus : on observe une intensité crête très élevée de 84,89 A, bien supérieure à celles des parties 1 et 2 (respectivement 25 A et 40 A). Cette surintensité pose problème, car elle augmente les risques de surchauffe, de vieillissement prématuré de la machine, et de saturation magnétique dans les circuits.

Néanmoins, le moteur atteint une vitesse très élevée de 600 rad/s, avec une accélération rapide dès les premières millisecondes. Cela s'explique par une tension d'alimentation beaucoup plus élevée (400 V contre 12 V en partie 1 et 50 V en partie 2), combinée à un couple visqueux plus faible que les parties précédentes ($k = 0,1$).

En comparant les trois parties, on constate une montée en performance mais aussi en instabilité : le courant crête passe de 25 A à 85 A, la vitesse finale de 68,2 à 600 rad/s, et le couple maximal double, mais devient très irrégulier et dépasse la valeur maximum autorisée. La commande en tension progressive introduite ici permet une montée en régime rapide, mais elle ne garantit pas la stabilité du couple si ni son contrôle ni celui des intensités n'est assuré.

En conclusion, cette stratégie atteint son objectif principal de montée en vitesse sans décrochement, mais les flux non maîtrisés entraînent un couple instable et des appels de courant excessifs. Une simple surveillance ne suffit donc pas. Pour stabiliser le fonctionnement du moteur, limiter les courants, et éviter les à-coups, une commande en flux (comme celle étudiée dans la partie 4) est indispensable.

4 Commande en flux

4.1 Adaptation du code

On calcule tout d'abord une approximation de l'angle électrique ω_e qu'on note $M\omega_e$. Cette dernière s'exprime selon :

```
1 MWe(i+1)=(A(i+1)-A(i))/tp;
```

pour les pas de temps où l'on échantillonne (tous les t_p), sinon la valeur est copiée de l'itération précédente.

On calcule ensuite les estimations MI_d et MI_q par transformée de Park inverse des valeurs échantillonnées $MI_{1,2,3}$, avec pour angle MA :

```

1  [MId(i),MIq(i)]=park(MI1(i),MI2(i),MI3(i),MA(i));

```

Enfin, on obtient une estimation des flux direct et quadratique selon :

```

1  Mphiq(i)=Lq*MIq(i);
2  Mphid(i)=Ld*MId(i)+phim;

```

Tout ceci n'est à nouveau valable qu'aux temps d'échantillonnage, le reste étant copié.

L'étape suivante est le calcul de RV_d et RV_q , qui pourront ensuite être placés en entrée de ce qui a été fait en partie 3.

On définit d'abord :

$$\begin{cases} R\varphi_d = \varphi_m \\ R\varphi_q = \frac{L_q RC}{P_p \varphi_m} \end{cases}$$

où RC est la consigne de couple, qui vaut 0 du départ à $t = 500 \mu s$, augmente linéairement jusqu'au couple maximal $RC_1 = 50 \text{ N.m}$ en $t = 1500 \mu s$ et reste constant jusqu'à la fin.

Il s'agit ensuite de calculer deux nouvelles grandeurs définies comme suit :

$$\begin{cases} E\varphi_d = R\varphi_d - M\varphi_d \\ E\varphi_q = R\varphi_q - M\varphi_q \end{cases}$$

On applique ensuite à ces grandeurs un gain dont la partie réelle vaut $G_p = 5000 \text{ rad/s}$ et la partie imaginaire vaut $G_i = 0$. On a donc simplement :

$$\begin{cases} S_{rd} = G_p E\varphi_d \\ S_{rq} = G_p E\varphi_q \end{cases}$$

Enfin, on implémente les tensions voulues selon :

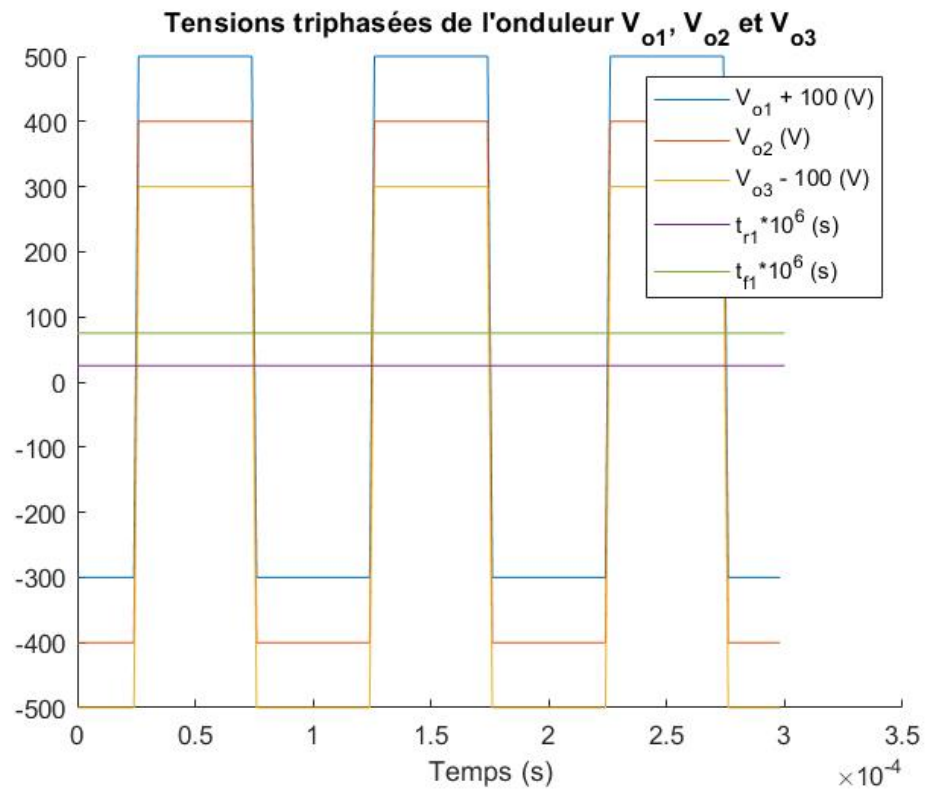
```

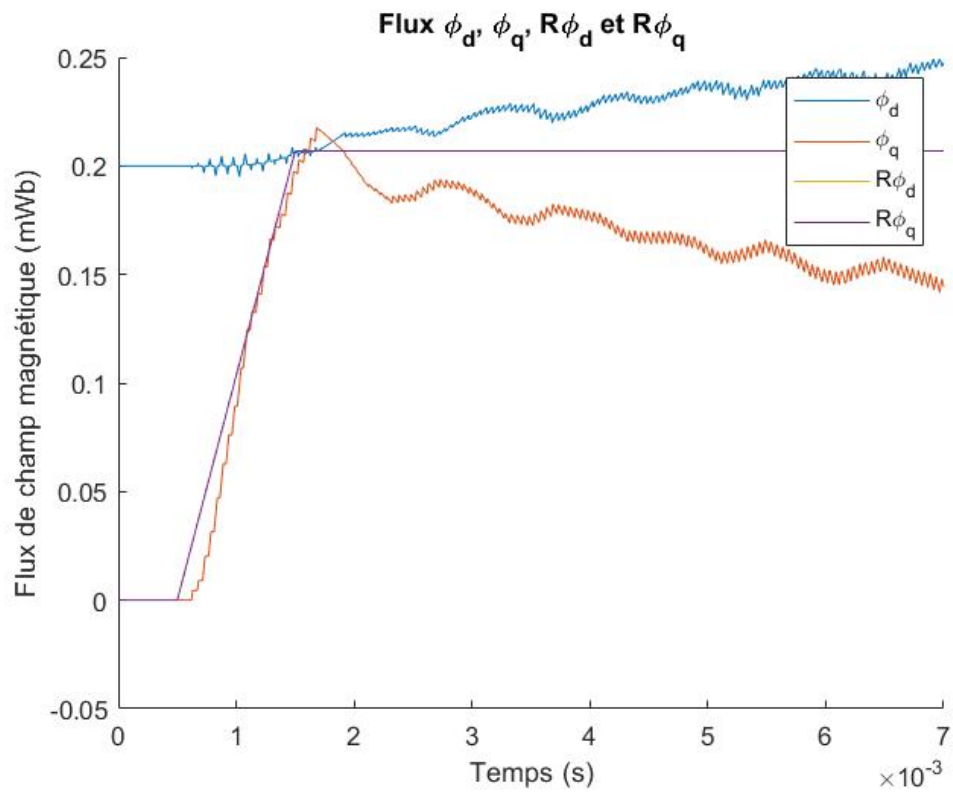
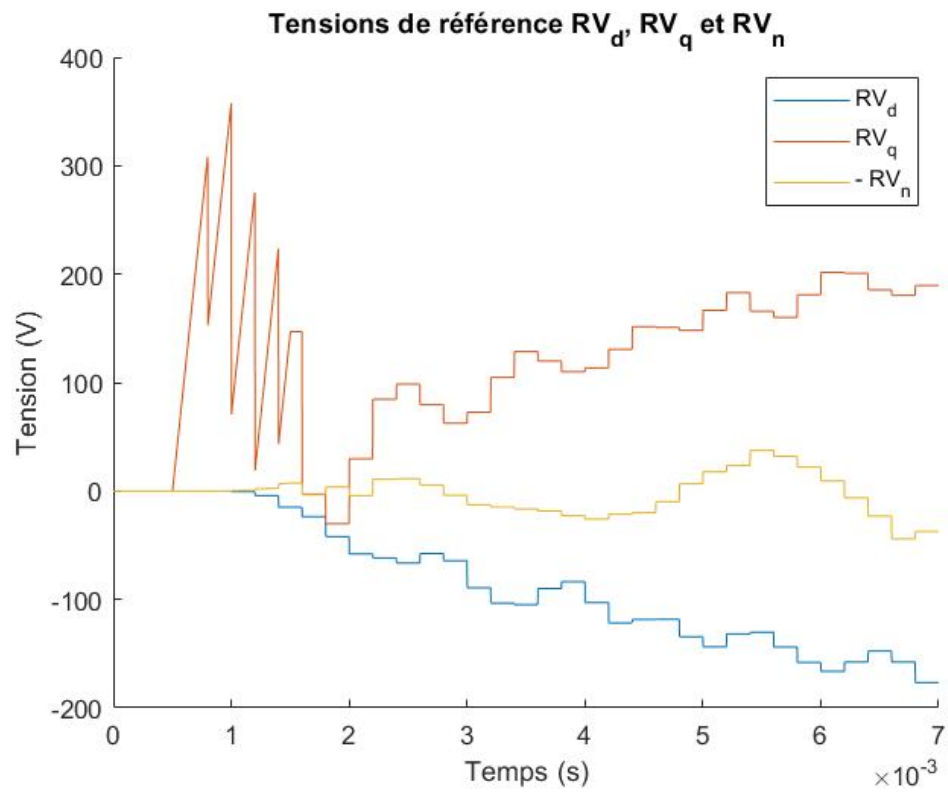
1  RVd(i+1)=Srd(i)-MWe(i)*Mphiq(i);
2  RVq(i+1)=Srqi)+MWe(i)*Mphid(i);

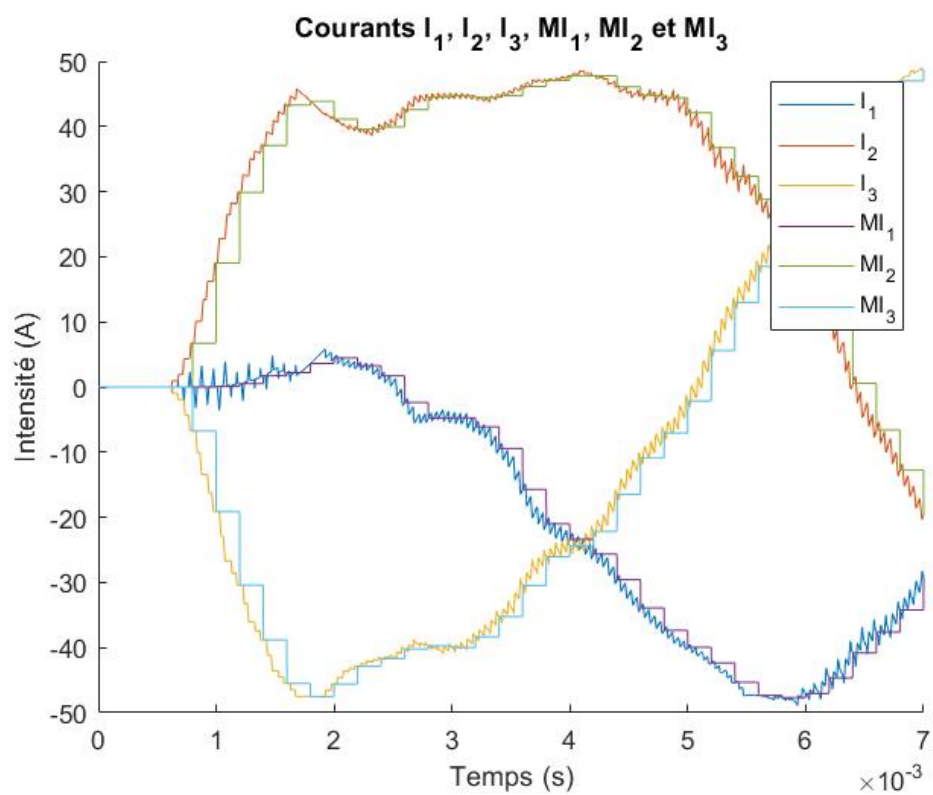
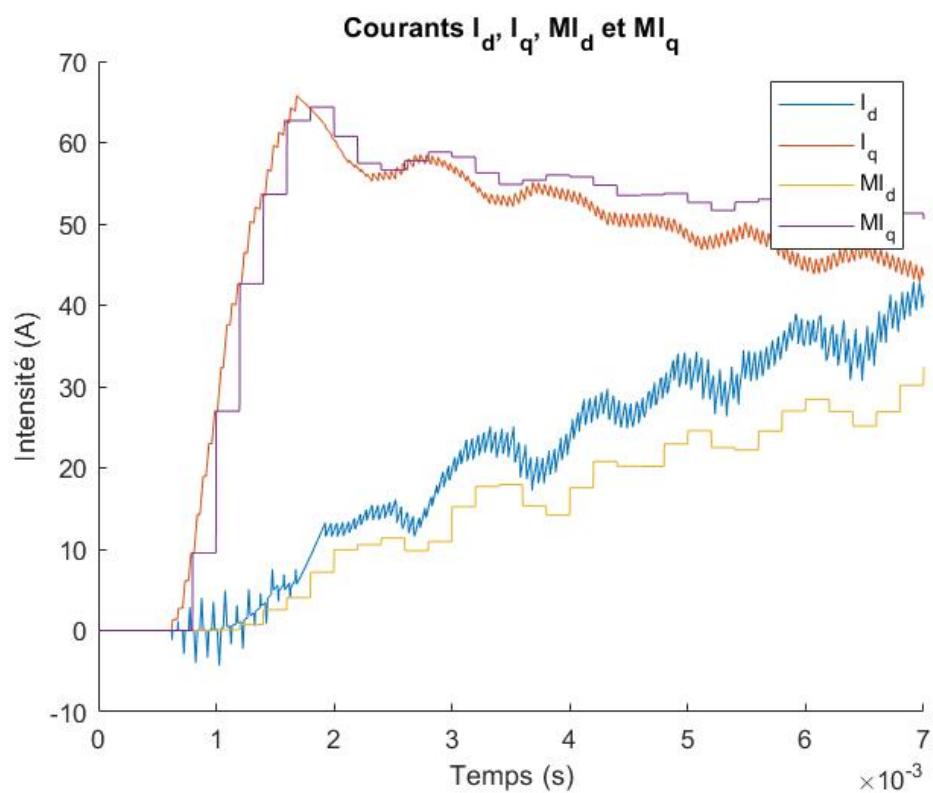
```

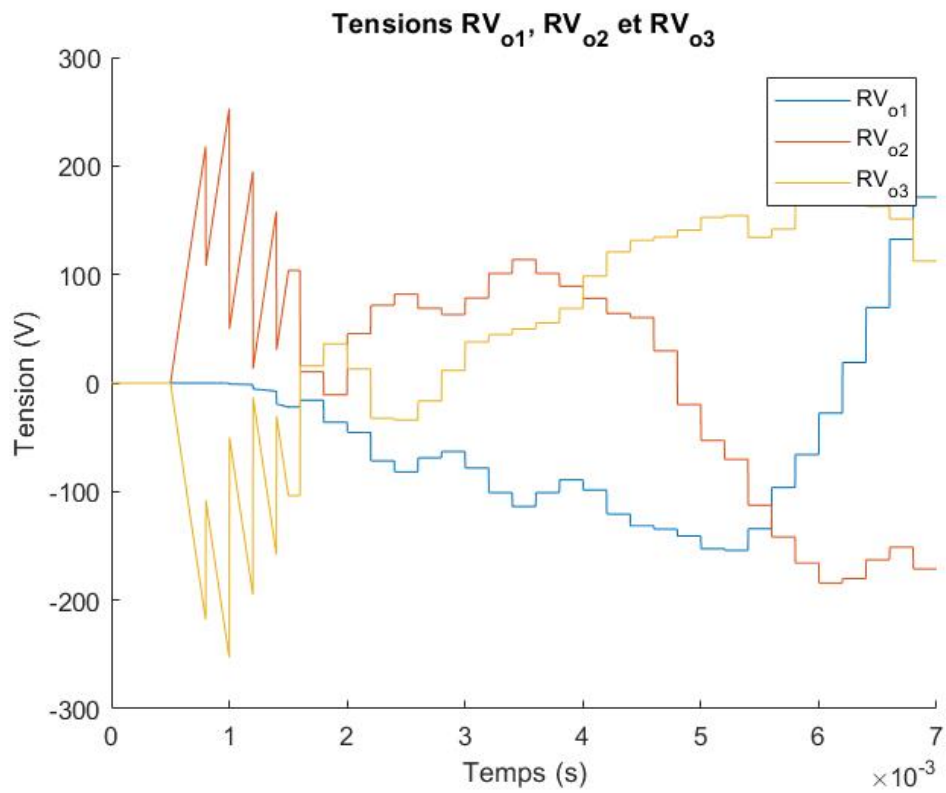
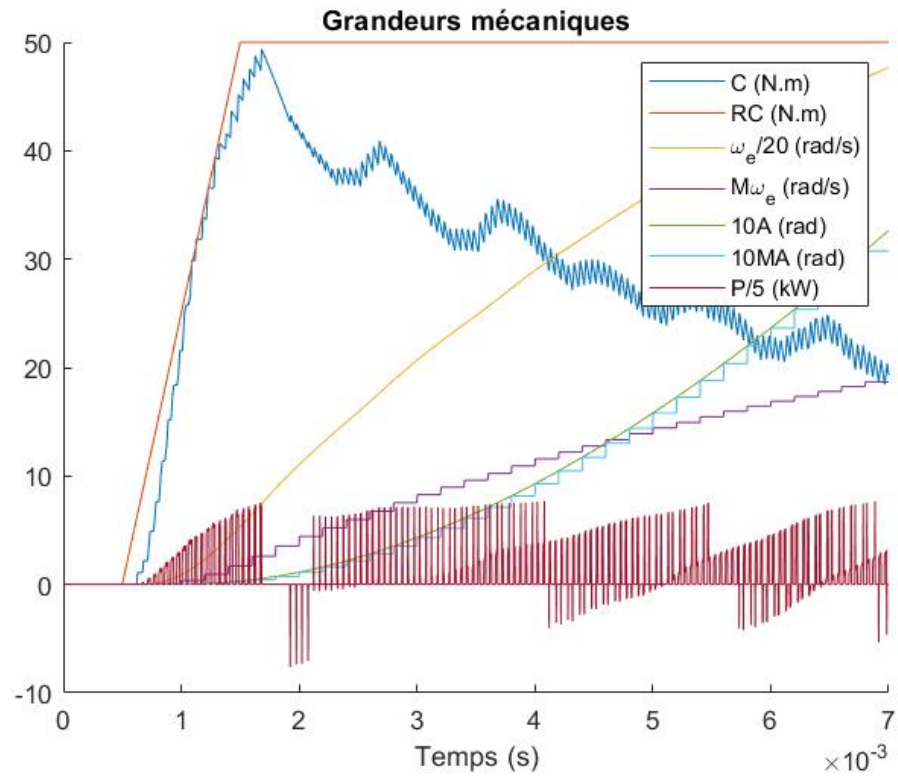
où la mesure de $M\omega_e$ vient de l'estimation faite précédemment. On remarque bien que ce calcul a été fait au temps $i+1$ puisque ces deux grandeurs sont appelées plus tôt dans la boucle, au temps i donc.

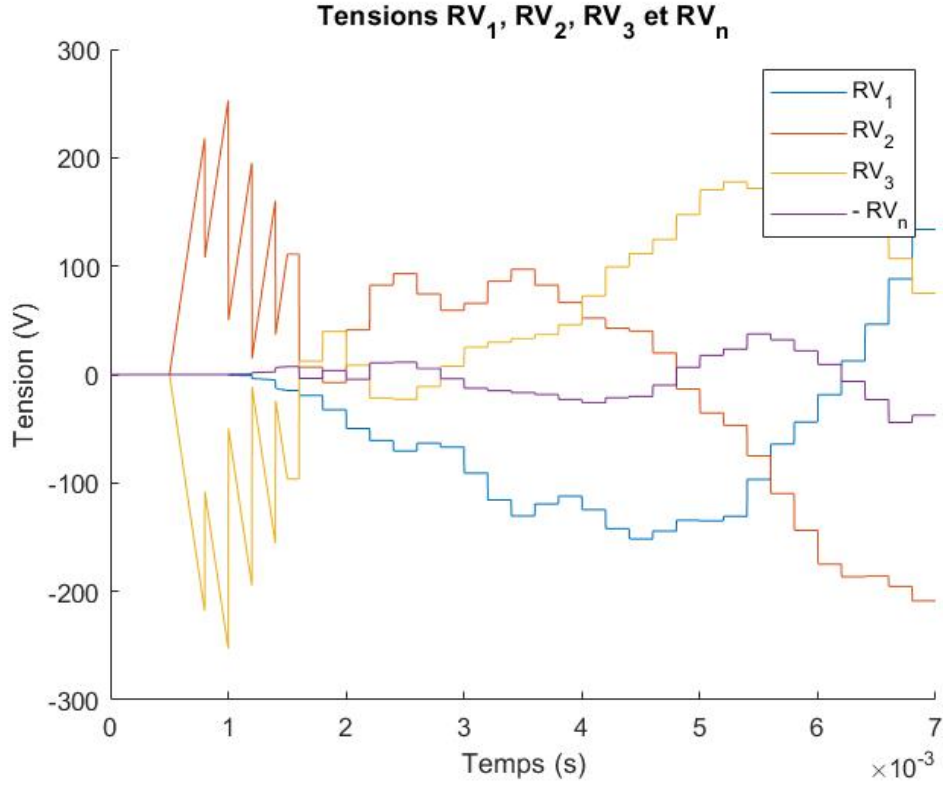
4.2 Tracé des grandeurs











4.3 Analyse des résultats

Le courant crête vaut maintenant 48,53 A. La vitesse finale monte à $\omega_f = 953,9$ rad/s, le couple moteur établi à $C_e = 19,31$ N.m et l'angle électrique au terme de la simulation vaut $A(t = 7 \mu s) = 3,26$ rad = 187° .

En effet, ici on ajoute une commande en couple, fondée sur une régulation active des flux φ_d et φ_q . L'objectif principal est de piloter directement le couple électromagnétique du moteur tout en stabilisant les courants et les grandeurs internes du système. Cette stratégie repose sur une architecture de type PI, bien que, dans cette implémentation, le terme intégral soit volontairement nul, ce qui impacte le comportement à long terme du système.

Les objectifs visés par cette commande en flux sont multiples : maintenir le couple moteur à une valeur cible (ici fixée à 50 N.m), éviter les surintensités via un contrôle actif des flux, stabiliser les courants et les flux magnétisants, réduire les instabilités dynamiques telles que les oscillations ou les emballements, et permettre une montée rapide en vitesse sans divergence, même en l'absence de couple résistant.

Les résultats expérimentaux sont globalement positifs. Le couple moteur atteint rapidement la consigne de 50 N.m, ce qui confirme l'efficacité du contrôle au démarrage. Toutefois, une décroissance progressive du couple est observée par la suite, en lien direct avec l'absence du terme intégral dans le correcteur : le système ne

compense pas l'erreur statique accumulée, ce qui entraîne une baisse de ϕ_q , et donc du couple. À la fin de la simulation, le couple moteur se stabilise à $C = 19,31 \text{ N}\cdot\text{m}$, tandis que le courant crête atteint $48,53 \text{ A}$. La vitesse finale monte à $\omega_f = 953,9 \text{ rad/s}$, et l'angle électrique à l'instant final $A(t = 7 \mu\text{s})$ vaut $3,26 \text{ rad}$, soit environ 187° .

Malgré cette baisse de performance en régime établi, la stabilité du système est assurée même en cas de suppression du couple résistant ($k = 0$), contrairement à la Partie 1 où cela provoquait une divergence. Le moteur reste sous contrôle, sans emballement ni dépassement de flux.

Du point de vue des grandeurs électriques, les courants triphasés I_1, I_2, I_3 sont beaucoup plus réguliers qu'en Partie 3, avec des formes plus proches de sinusoïdes. Les flux φ_d et φ_q sont stables en régime permanent, bien qu'ils présentent des irrégularités au démarrage. Cependant, l'estimation de la vitesse électrique ω_e , obtenue par différence d'angle, est imprécise. Cet estimation diffère de la vitesse réelle, ce qui peut affecter la précision globale de la commande.

Certaines oscillations transitoires apparaissent au début de la simulation : la consigne RV_q présente une oscillation initiale, et les tensions triphasées $RV_{o1}, RV_{o2}, RV_{o3}$ ainsi que RV_1, RV_2, RV_3 montrent des discontinuités notables. Ces comportements résultent de l'absence de régulation active dès le premier instant. Mais, ces phénomènes restent transitoires et ne compromettent pas la stabilité globale.

Enfin, la puissance électrique absorbée P oscille fortement et devient même négative à certains instants, indiquant une restitution non souhaitée d'énergie au réseau ; il y a un déséquilibre énergétique dû à une synchronisation imparfaite entre tensions et courants. Il faut donc un correcteur PI complet et de filtres plus robustes pour une régulation énergétique fiable.

En comparant cette stratégie aux trois précédentes, la commande en flux apparaît comme la plus robuste : la tension maximale reste élevée (400 V), mais les courants sont mieux contrôlés, le couple est initialement régulier, la stabilité est assurée même sans couple résistant. Les principales limites (baisse du couple, estimation imparfaite de ω_e , transitoires chaotiques) sont dus à l'absence de correcteur intégral et à un filtrage insuffisant.

La commande en flux, malgré une implémentation incomplète, se distingue comme la stratégie la plus performante parmi les quatre étudiées. Avec l'ajout d'un terme intégral et un meilleur filtrage numérique, cette approche pourrait constituer une solution fiable et industrielle pour la commande de moteurs synchrones.