

*Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Συστήματα Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών*

Εργασία Προσομοίωσης 3:

**Υλοποίηση διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής με δυνατότητα
μέτρησης προσανατολισμού του πεδίου**

Ονοματεπώνυμο: Καραϊνδρου Κωνσταντίνα

Αριθμός μητρώου: 03117098

Εξάμηνο: 8ο - ΣΗΜΜΥ

Για να μπορέσει να πραγματοποιηθεί διανυσματικός έλεγχος, θα πρέπει οι μετρούμενες ποσότητες ρεύματος και ροής να είναι σταθερές, ώστε να μπορούν να ελεγχθούν μέσω ελεγκτών PI. Επομένως, είναι απαραίτητο να πραγματοποιηθεί μετασχηματισμός από το στατικό πεδίο αβ, στο στρεφόμενο πεδίο dq.

Ισχύει ότι:

$$\begin{aligned} I_d &= I_\alpha \cdot \cos\theta_1 + I_\beta \cdot \sin\theta_1 \\ I_q &= -I_\alpha \cdot \sin\theta_1 + I_\beta \cdot \cos\theta_1 \end{aligned}$$

Επομένως για να μεταβούμε στο πεδίο dq, είναι απαραίτητο να ορίσουμε την γωνία θ_1 . Επιθυμούμε να έχουμε τέλειο προσανατολισμό πεδίου, δηλαδή να είμαστε σε φάση με τη ροή του δρομέα ($\theta = \theta_1$), επομένως, δεδομένου πως έχουμε μετρήσεις της ροής, θα μπορούσαμε σε πρώτη προσέγγιση να πούμε πως:

$$\theta_1 = \arctan2(\psi_R^\beta, \psi_R^\alpha)$$

Ωστόσο, είναι πιθανό να έχουμε θόρυβο στην εκτίμηση της γωνίας θ_1 , και επομένως το πλαίσιο δεν θα είναι σταθερά προσανατολισμένο, αλλά μπορεί να εμφανίσει και ταλαντώσεις. Επιπλέον, για να πάρουμε τη συχνότητα ω_1 θα χρειαστεί παραγωγή, γεγονός το οποίο προσθέτει ακόμα περισσότερο θόρυβο και γι αυτό τον λόγο δεν το προτιμούμε.

Δίνεται ότι η εξίσωση του ηλεκτρικού συστήματος στο πεδίο dq είναι η εξής:

$$L_\sigma \cdot \frac{di^{dq}}{dt} = v^{dq} - (R + j\omega_1 L_\sigma) \cdot i^{dq} - jEe^{j\bar{\theta}}$$

$$\text{Όπου } \frac{d\psi_R^s}{dt} = E^s \Rightarrow \psi_R^s = \int E^s$$

Για να αποφύγουμε τα προβλήματα που αναφέρθηκαν παραπάνω, χρησιμοποιούμε PLL (phase-locked loop). Επιθυμούμε προσανατολισμό πάνω στη ροή του δρομέα, δηλαδή κάθετα στην τάση E^s , άρα φτιάχνουμε ελεγκτή ο οποίος θα κρατά τον προσανατολισμό του πεδίου αναφοράς dq σταθερά στο σημείο που θέλω, δηλαδή κάθετα στην E^s .

Με τον συγχρονισμό έχω ότι $\theta = \theta_1$, άρα $E_d = 0$ δηλαδή $\psi_q = 0$.

Επομένως κατασκευάζω ελεγκτή που να αλλάζει τη συχνότητα του πλαισίου αναφοράς ώστε να ισχύει πάντα $\psi_q = 0$.

$$\theta_1 = \int \omega_1 = \int \frac{a_l}{a_l + s} \cdot (\hat{\omega}_g + k_{pp} \cdot \psi_q + k_{ip} \cdot \int \psi_q) \quad (6.40, 6.41)$$

όπου $\hat{\omega}_g$ μια εκτίμηση της συχνότητας, η οποία στην μηχανή επαγωγής είναι ίση με την ταχύτητα του δρομέα, δηλαδή θέτω $\hat{\omega}_g = \omega_r$.

Για τα κέρδη του PI ελεγκτή θα ισχύει:

$$\begin{aligned} k_{pp} &= \frac{2a_p}{E} = \frac{2a_p}{|\psi|} \\ k_{ip} &= \frac{a_p^2}{E} = \frac{a_p^2}{|\psi|} \end{aligned} \quad (6.48)$$

Όπου, μετρήθηκε με σύνδεση στο δίκτυο ότι υπό ονομαστικό φορτίο ($\tau_L = b_1 \cdot \omega_m$) ισχύει:
 $|\psi| = 0.7821 \text{ Vs}$

Επιπλέον, a_p το bandwidth του synchronization loop.

Θέλουμε να ισχύει $a_p \ll a_c$, και να είναι τουλάχιστον 10 φορές μικρότερο από το bandwidth του ελεγκτή ρεύματος, δηλαδή $a_p \leq 0.1 \cdot a_c$.

Αρχικά επιλέχθηκε $a_p = 0.01 \cdot a_c$, όμως αυτό καθυστερούσε πολύ την απόκριση του συστήματος, επομένως τελικά επιλέχθηκε $a_p = 0.05 \cdot a_c$.

Για τον ελεγκτή ρεύματος, θέτουμε επιθυμητό χρόνο ανόδου $t_r = 1 \text{ ms}$, άρα

$$a_c = \frac{\omega}{t_r} \simeq 2200 \text{ Hz}$$

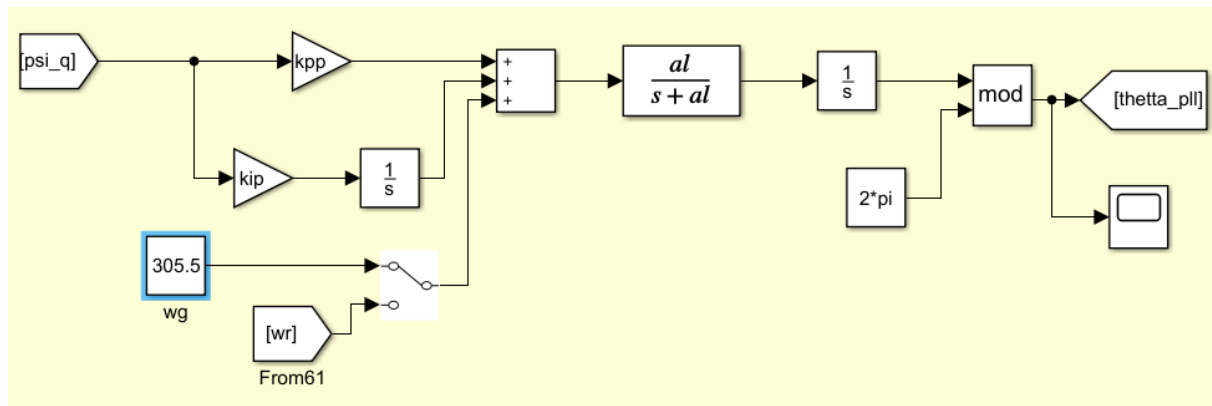
Άρα, $a_p = 110 \text{ Hz}$, και τότε θα κέρδη του ελεγκτή θα είναι: $k_{pp} = 281.3$ και $k_{ip} = 15471.2$

Επιπλέον, προστέθηκε βαθυπερατό φίλτρο για να γίνει εξάλειψη του υπερπαρατονίου θορύβου (τον οποίο δεν παρατηρούμε στην προσομοίωση, ωστόσο στην πραγματικότητα υπάρχει), και για να μην γίνει πιο αργή η δυναμική του PLL, θα πρέπει $a_p \ll a_l$, γι αυτό και θέτουμε $a_l = 22000 \text{ Hz}$.

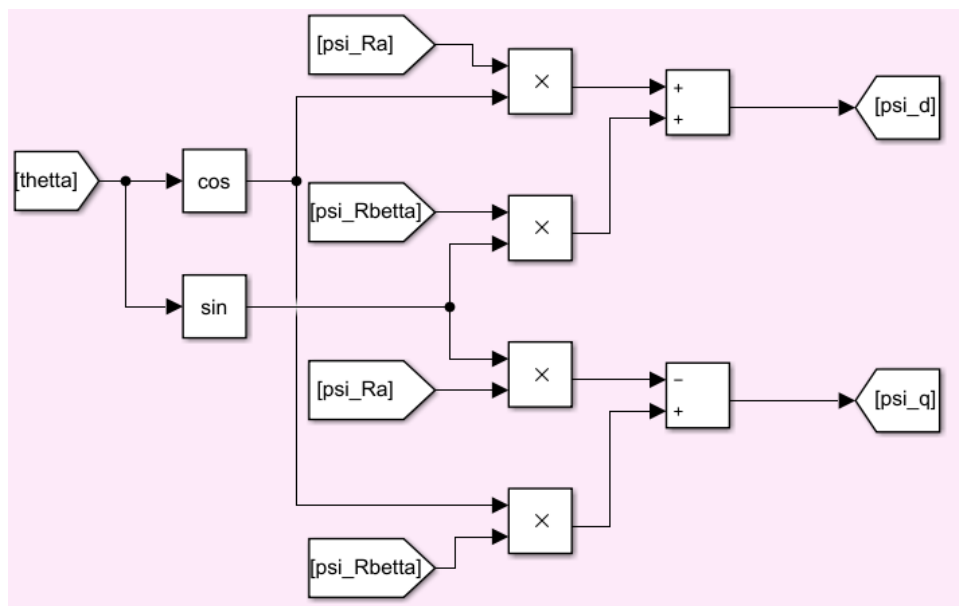
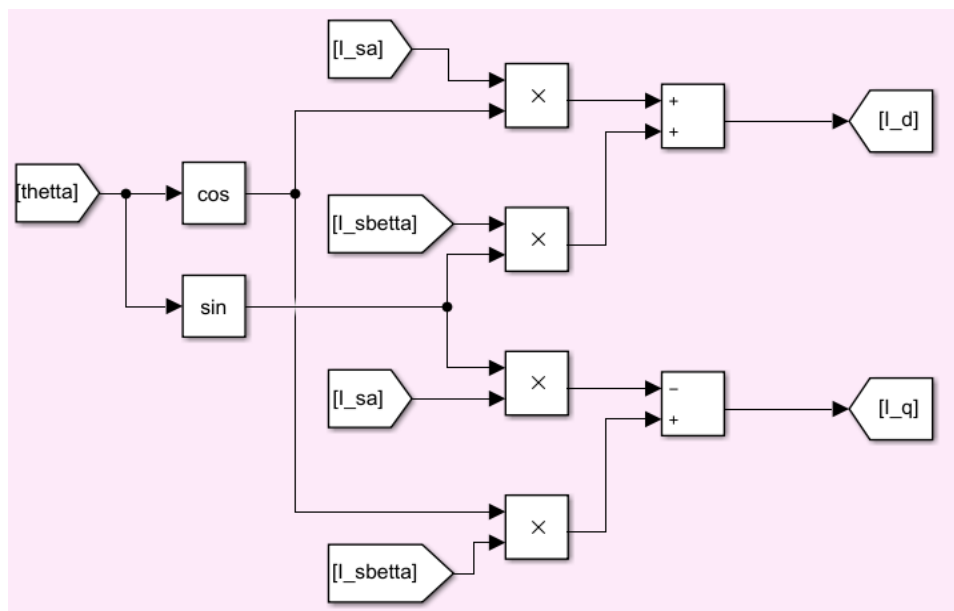
Τέλος, στην έξοδο όπου παράγεται η επιθυμητή γωνία θ_1 προσθέτουμε block $\text{mod}(2\pi)$, καθώς θα είχαμε αριθμητικό overflow.

Να αναφερθεί ότι αυτή η μέθοδος προσανατολισμού του πεδίου αναφέρεται ως “έμμεσος προσανατολισμός πεδίου” (*indirect field orientation*), διότι δεν υπολογίζουμε απευθείας την γωνία, αλλά καταλήγουμε σε αυτή μέσω της ολοκλήρωσης της συχνότητας.

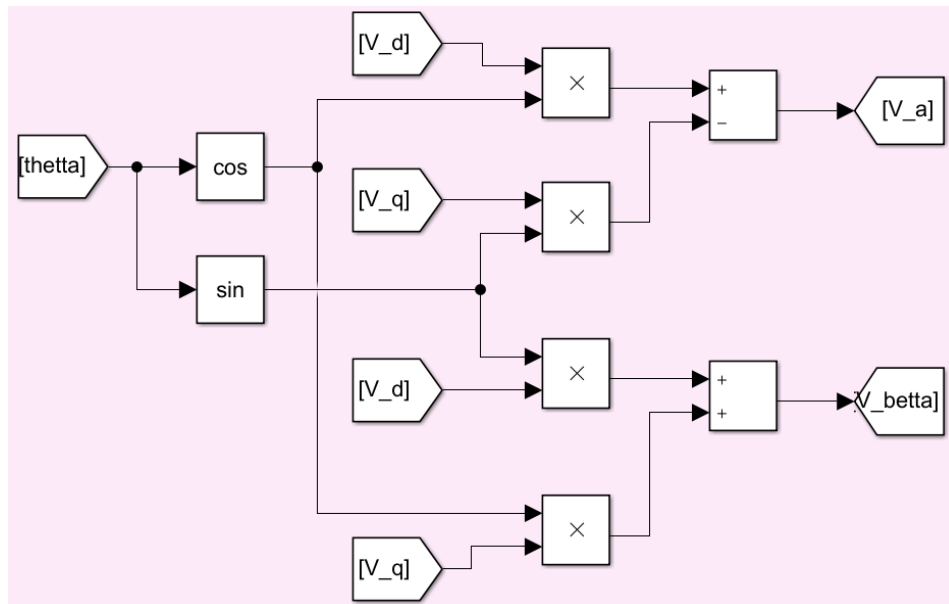
Παρακάτω φαίνεται σε schematic, στο simulink:



Παρακάτω φαίνονται οι μετασχηματισμοί μεταξύ των πλαισίων αβ - dq για το ρεύμα στάτη και την ροή δρομέα, καθώς χρειαζόμαστε το ρεύμα στάτη σε dc ποσότητες ώστε να υλοποιήσουμε τον ελεγκτή ρεύματος, και τη ροή δρομέα ώστε να υλοποιήσουμε τον PLL:



Επιπλέον, η έξοδος του ελεγκτή ρεύματος παράγει τις τάσεις αναφοράς στο πεδίο dq, οι οποίες θα πρέπει να μπουν ως είσοδοι στην μηχανή, η οποία είναι ορισμένη στο πεδίο αβ, άρα χρειαζόμαστε επιπλέον και έναν μετασχηματισμό dq-αβ, όπως φαίνεται παρακάτω:

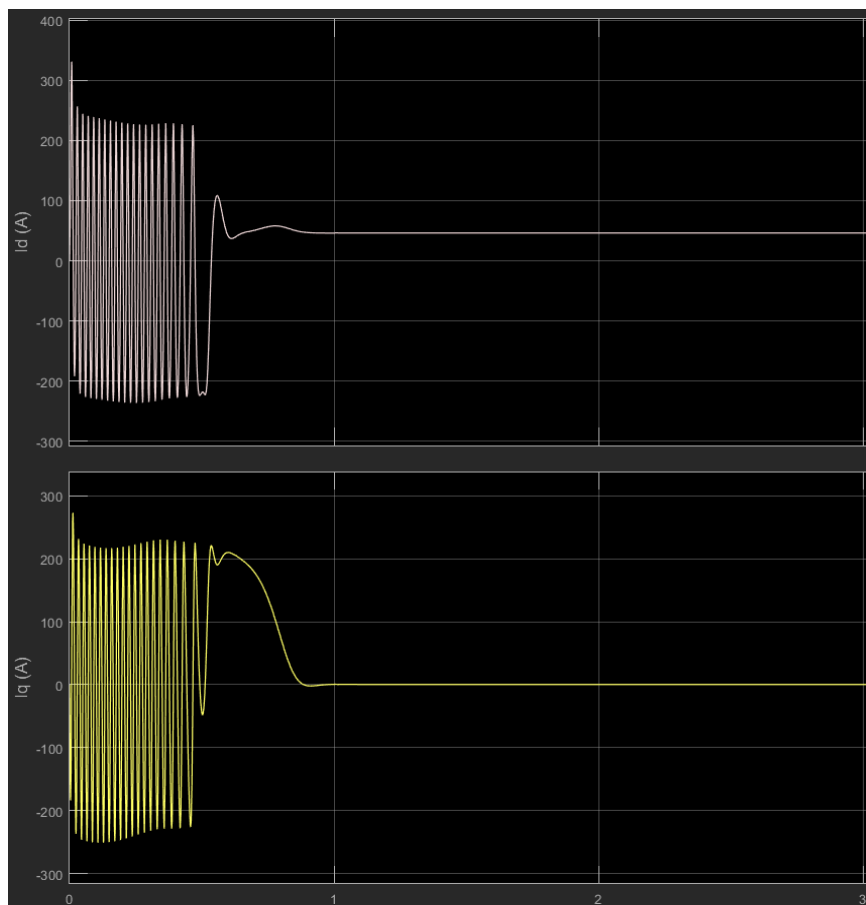


Ισχύει ότι:

$$V_a = V_d \cdot \cos\theta_1 - V_q \cdot \sin\theta_1$$

$$V_\beta = V_d \cdot \sin\theta_1 + V_q \cdot \cos\theta_1$$

Πραγματοποιώντας προσομοίωση με μηδενικό φορτίο, οι κυματομορφές των ρευμάτων i_d και i_q φαίνονται παρακάτω:



Πραγματοποιώντας τέλειο προσανατολισμό πεδίου, η συνιστώσα d του ρεύματος (i_d) καθορίζει την ποσότητα της μαγνητικής ροής, και η συνιστώσα q του ρεύματος (i_q) καθορίζει την ροπή στον άξονα της μηχανής. Επομένως, βλέπουμε ότι $i_q = 0$, καθώς έχουμε μηδενικό φορτίο. Επιπλέον, παρατηρείται ένα μεταβατικό φαινόμενο ταλαντώσεων κατά την εκκίνηση, το οποίο εξαλείφεται στην συνέχεια.

Για να υλοποιηθεί ο ελεγκτής ρεύματος, οι εξισώσεις τις οποίες θα χρησιμοποιήσουμε είναι οι εξής:

$$L \cdot \frac{di_d}{dt} = u_d - R \cdot i_d + \omega_1 \cdot L \cdot i_q - E_d \quad (6.12)$$

$$L \cdot \frac{di_q}{dt} = u_q - R \cdot i_q + \omega_1 \cdot L \cdot i_d - E_q \quad (6.13)$$

Ο ελεγκτής ρεύματος θα είναι όμοιος με τον ελεγκτή ρεύματος που είχαμε υλοποιήσει στην dc μηχανή, με κάποιες διαφορές.

Μια διαφορά είναι πως εδώ έχουμε 2 εξισώσεις που πρέπει να υλοποιηθούν, μια για κάθε άξονα d και q. Επιπλέον, εδώ έχουμε και όρους cross-coupling ($\omega_1 \cdot L \cdot i_q$, $\omega_1 \cdot L \cdot i_d$).

Τέλος, για τον κορεσμό της τάσης δεν μπορούμε να τον ορίσουμε όπως στη μηχανή dc, αλλά χρειαζόμαστε 2 ορίσματα.

Πιο αναλυτικά, υλοποιήθηκαν οι εξής εξισώσεις:

$$u_d^{ref} = k_p \cdot e_d + k_i \cdot I_d - R_a \cdot i_d - \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot i_q$$

$$u_q^{ref} = k_p \cdot e_q + k_i \cdot I_q - R_a \cdot i_q - \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot i_d$$

όπου

$$e_d = i_d^{ref} - i_d \quad \text{και} \quad e_q = i_q^{ref} - i_q$$

Μαζί με το anti-windup:

$$I_d = \int (e_d + \frac{1}{k_p} (\bar{u}_d^{ref} - u_d^{ref})) \quad \text{και} \quad I_q = \int (e_q + \frac{1}{k_p} (\bar{u}_q^{ref} - u_q^{ref}))$$

όπου u_d^{ref} , u_q^{ref} οι τάσεις αμέσως μετά την έξοδο του ελεγκτή (δηλαδή πριν τον κορεσμό) και \bar{u}_d^{ref} , \bar{u}_q^{ref} οι τάσεις μετά τον κορεσμό.

Επιπλέον, η αναίρεση του cross-coupling γίνεται αν έχουμε μια καλή εκτίμηση $\hat{L} = L_\sigma$, και αφαιρούμε στον έλεγχο ρεύματος τους όρους q, στην εξίσωση για το ρεύμα i_d και αντίστροφα.

Έχει προστεθεί και ενεργός απόσβεση, R_a , η οποία βελτιώνει την απόκριση του συστήματος.

Οι όροι E_d και E_q παραλήφθηκαν, καθώς η προσθήκη τους είναι προαιρετική, και ο όρος της ενεργός απόσβεσης, R_a είναι αυτός ο οποίος βελτιώνει την λειτουργία του ελεγκτή ρεύματος δραστικά.

Έχουμε επιλέξει χρόνο ανόδου 1 ms όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, επομένως $a_c = 2200 \text{ Hz}$.

Άρα:

$$k_p = a_c \cdot L_\sigma = 2200 \cdot 0.0042 = 9.24$$

$$k_i = a_c^2 \cdot L_\sigma = 2200^2 \cdot 0.0042 = 20328$$

$$R_a = a_c \cdot L_\sigma - (R_s + R_R) = 9.24 - (0.42) = 8.82$$

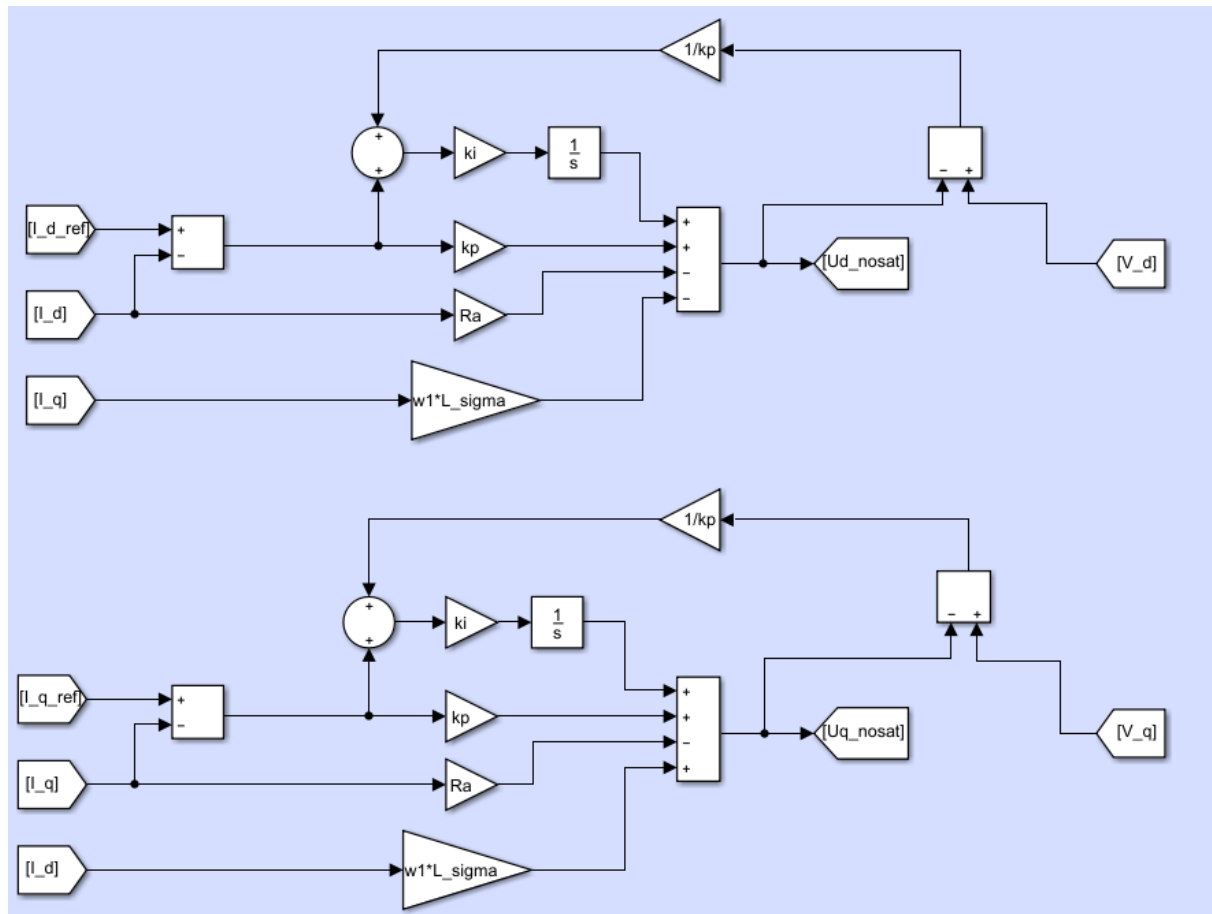
Για τον κορεσμό της τάσης υλοποιούμε το εξής:

$$\bar{U}_d = \frac{U_d}{\max\{\sqrt{U_d^2 + U_q^2}, U_N\}} \cdot U_N$$

$$\bar{U}_q = \frac{U_q}{\max\{\sqrt{U_d^2 + U_q^2}, U_N\}} \cdot U_N$$

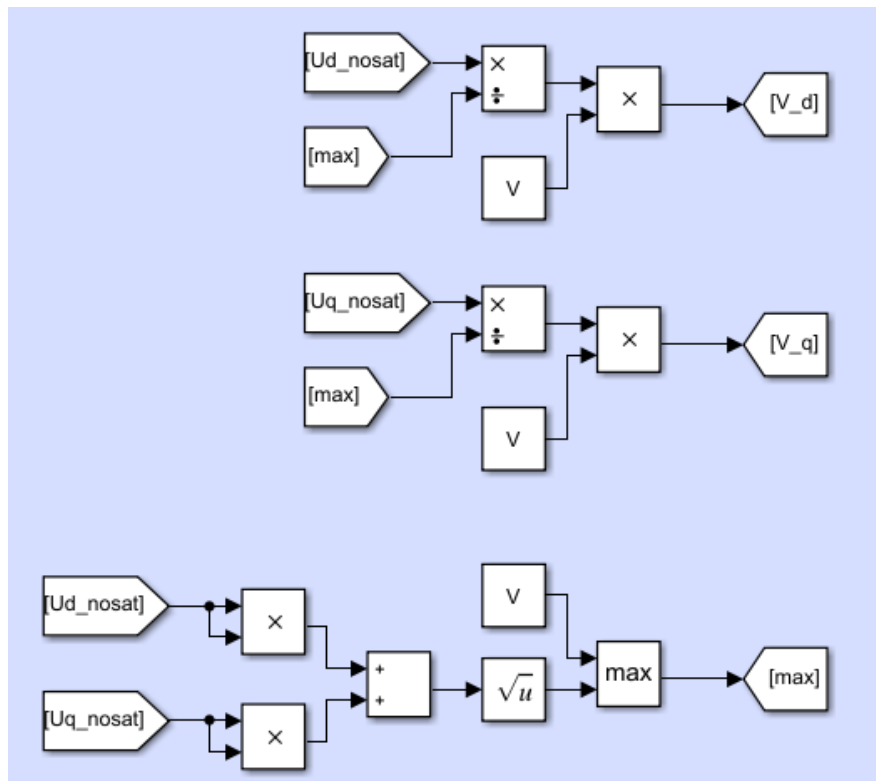
όπου \bar{U}_d και \bar{U}_q οι τάσεις που παράγονται από τον ελεγκτή ρεύματος μετά τον κορεσμό, και U_d και U_q οι τάσεις που παράγονται από τον ελεγκτή ρεύματος πριν τον κορεσμό.

Το schematic για τον έλεγχο ρεύματος φαίνεται παρακάτω:



Οι τάσεις που παράγονται μετά τον κορεσμό, μετασχηματίζονται στο πεδίο αβ, από το dq και οδηγούνται στην είσοδο της μηχανής.

Η υλοποίηση του κορεσμού στο simulink φαίνεται παρακάτω:



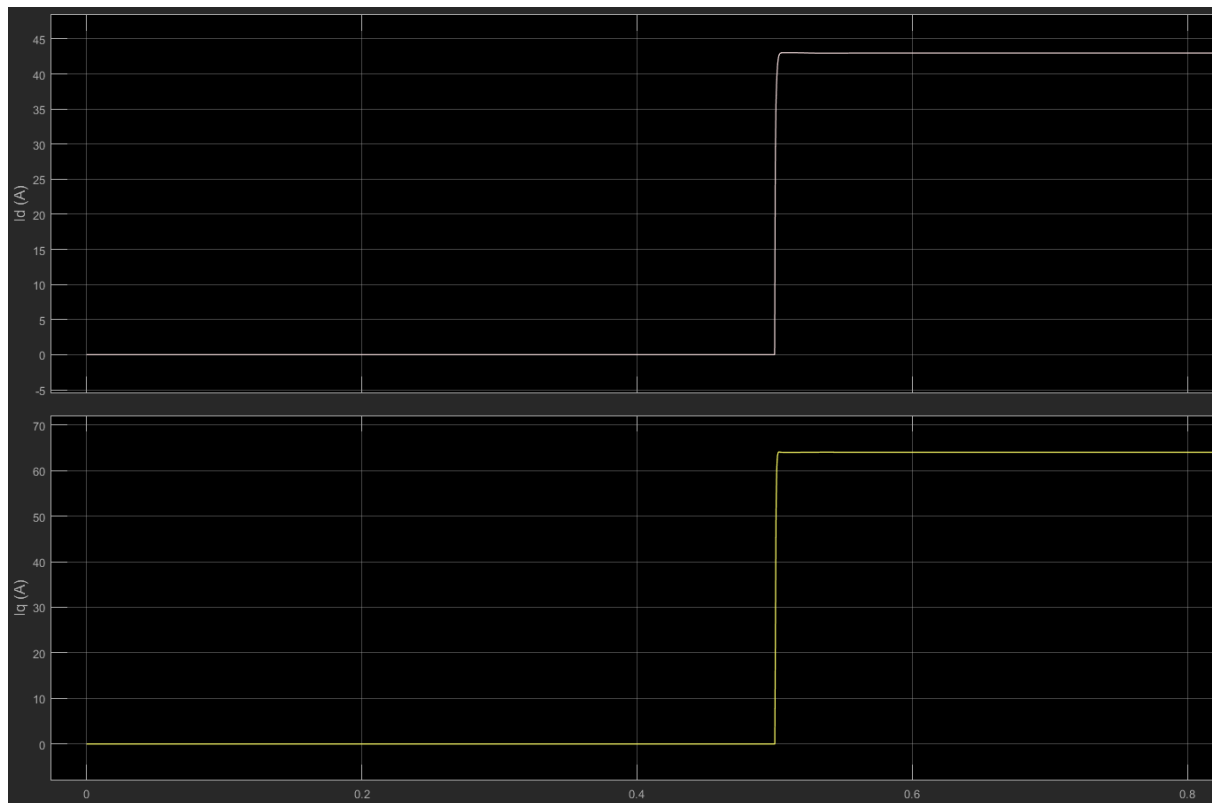
Εμείς ορίζουμε τα ρεύματα αναφοράς, για την επιθυμητή κατάσταση της μηχανής κάθε φορά.

Αν θέλουμε να πραγματοποιήσουμε προσομοίωση με φορτίο ανάλογο της ταχύτητας, όπως είχε οριστεί και στην 2η εργασία, όπου τελικά έχουμε ονομαστική τιμή ροπής φορτίου, πραγματοποιούμε προσομοίωση με τάση δικτύου, χωρίς να ενεργοποιηθεί ο ελεγκτής ρεύματος δηλαδή, και μετράμε ότι $i_d = 42.97 \text{ A}$ και $i_q = 64.03 \text{ A}$.

Επομένως, στον ελεγκτή ρεύματος θα θέσουμε $i_d^{ref} = 42.97 \text{ A}$ και $i_q^{ref} = 64.03 \text{ A}$.

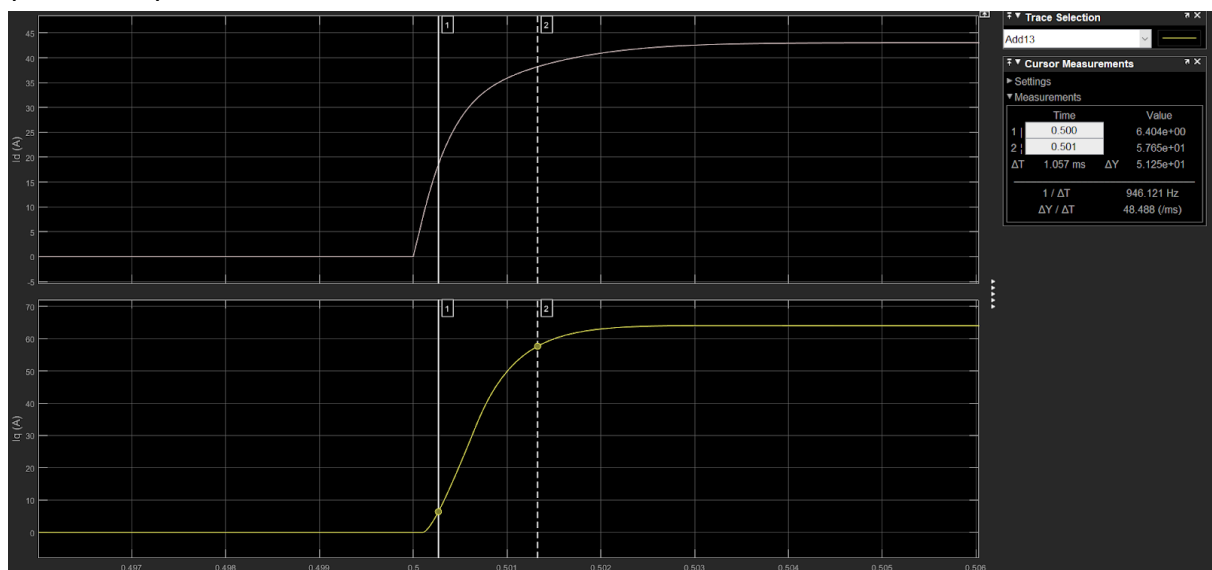
Πραγματοποιούμε προσομοίωση με τον ελεγκτή ρεύματος μόνο, όπου ενεργοποιούμε τα references των ελεγκτών τη χρονική στιγμή $t = 0.5 \text{ sec}$.

Οι κυματομορφές των ρευμάτων στον d και q άξονα, φαίνονται παρακάτω:



Βλέπουμε πως τα ρεύματα i_d και i_q αποκτούν την επιθυμητή τιμή τους ανάλογα με το reference που τους δίνεται.

Όσον αφορά τον χρόνο ανόδου, εξετάζουμε στο ρεύμα i_q τη μετάβαση από το 10% της ονομαστικής του τιμής (6.403 A) στο 90% της ονομαστικής του τιμής (57.63 A) όπως φαίνεται παρακάτω:

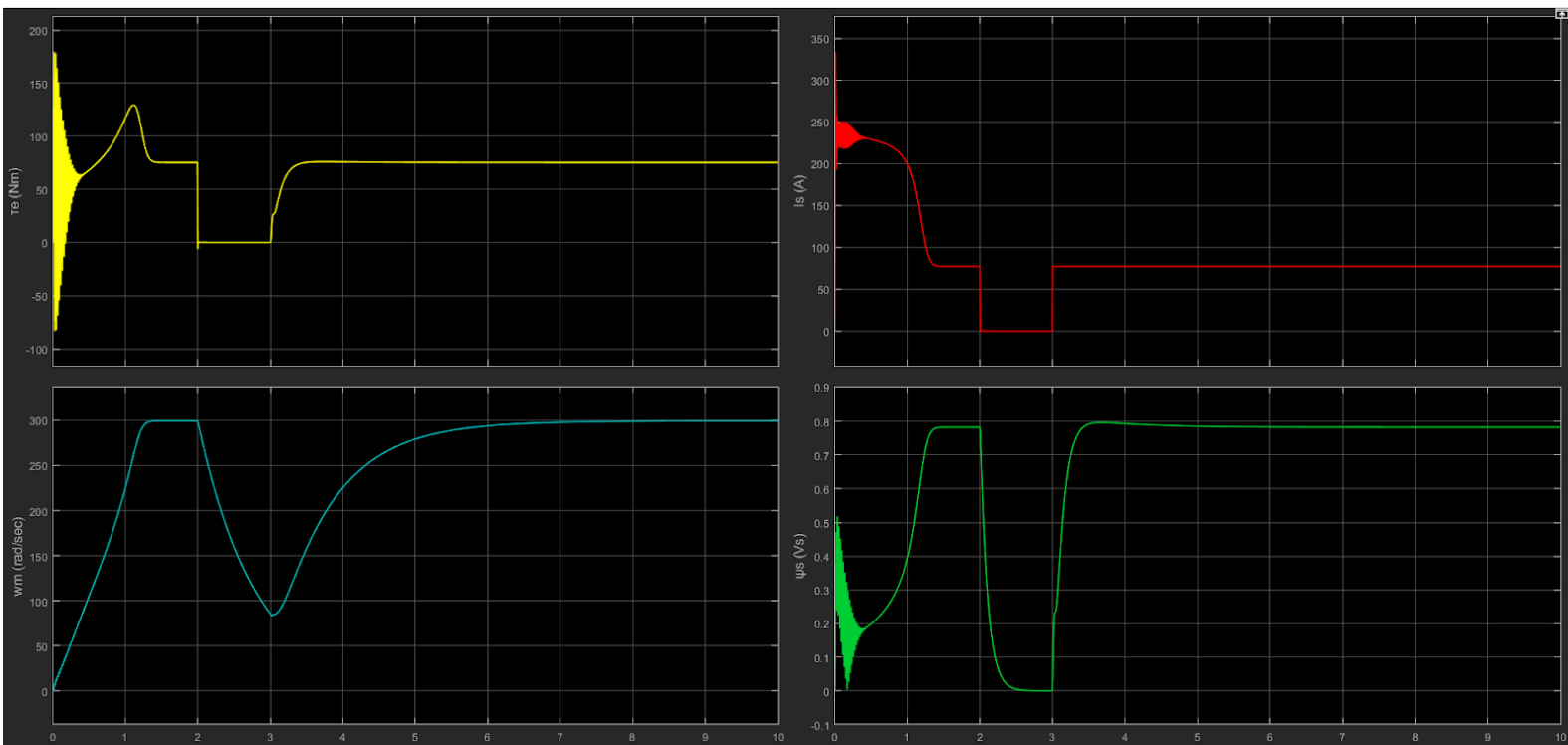


Βλέπουμε ότι ο χρόνος ανόδου που προκύπτει είναι 1.057 ms , άρα πετυχαίνουμε τον επιθυμητό χρόνο ανόδου με ένα μικρό σφάλμα.

Τώρα, θα πραγματοποιήσουμε προσομοίωση με ονομαστική τιμή φορτίου όπου ισχύει ότι $\tau_L = b_1 \cdot \omega_m$.

Ξεκινάμε την προσομοίωση με το δίκτυο συνδεδεμένο, έως τη χρονική στιγμή 2 sec, όπου ενεργοποιείται ο ελεγκτής όμως με $i_d^{ref} = 0 A$ και $i_q^{ref} = 0 A$, ώστε να μπορέσουμε να διακρίνουμε πώς θα είναι η μετάβαση από μηδενικές τιμές, στις ονομαστικές με τη χρήση του ελεγκτή, και τη χρονική στιγμή 3 sec, θέτουμε $i_d^{ref} = 42.97 A$ και $i_q^{ref} = 64.03 A$.

Οι κυματομορφές που προκύπτουν από την προσομοίωση φαίνονται παρακάτω:



Όσον αφορά την ροπή, βλέπουμε πως όσο γίνεται εκκίνηση από το δίκτυο έχουμε ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση, λόγω μεταβατικού φαινομένου, και έπειτα η ροπή ακολουθεί τη χαρακτηριστική της, έως να αποκτήσει την τιμή μόνιμης κατάστασης. Μετά μηδενίζεται καθώς δεν υπάρχει ροή ρεύματος, και κατά την ενεργοποίηση του ελεγκτή με τα ονομαστικά ρεύματα, η ροπή αποκτά την τιμή της μόνιμης κατάστασης χωρίς overshoot.

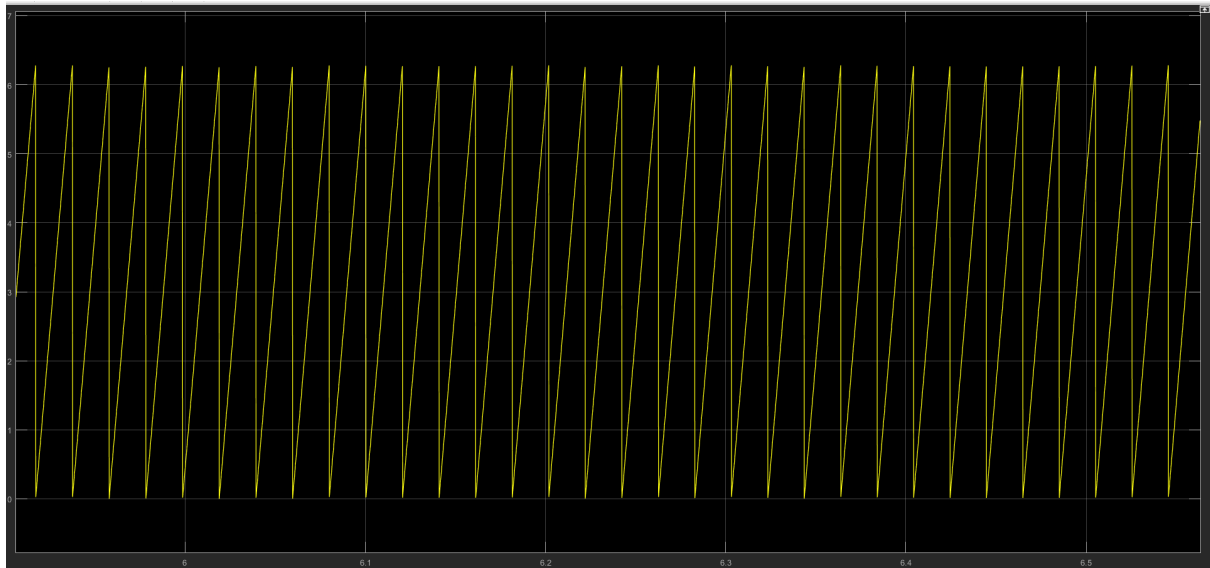
Για το μέτρο του ρεύματος, βλέπουμε πως αποκτά τις επιθυμητές τιμές τόσο στην εκκίνηση από το δίκτυο, όσο και με την ενεργοποίηση του ελεγκτή.

Όσον αφορά την ταχύτητα, βλέπουμε ότι αποκτά την τιμή της μόνιμης κατάστασης με την εκκίνηση από το δίκτυο, έπειτα ενεργοποιώντας τον ελεγκτή αλλά με μηδενικές αναφορές ρεύματος βλέπουμε πως η ταχύτητα μειώνεται, ωστόσο δεν προλαβαίνει να μηδενιστεί. Θέτοντας ονομαστικές τιμές ρεύματος, η μηχανή επιταχύνεται άρα και αυξάνεται η ταχύτητα, ωστόσο με αρκετά αργή απόκριση, λόγω της ροπής αδράνειας στο μηχανικό μέρος, σε σύγκριση με το ηλεκτρικό μέρος το οποίο έχει πολύ γρήγορη απόκριση.

Τέλος, η ροή του δρομέα κατά την εκκίνηση από το δίκτυο βλέπουμε ότι παρουσιάζει ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση, έπειτα μηδενίζεται, και με την ενεργοποίηση των σωστών

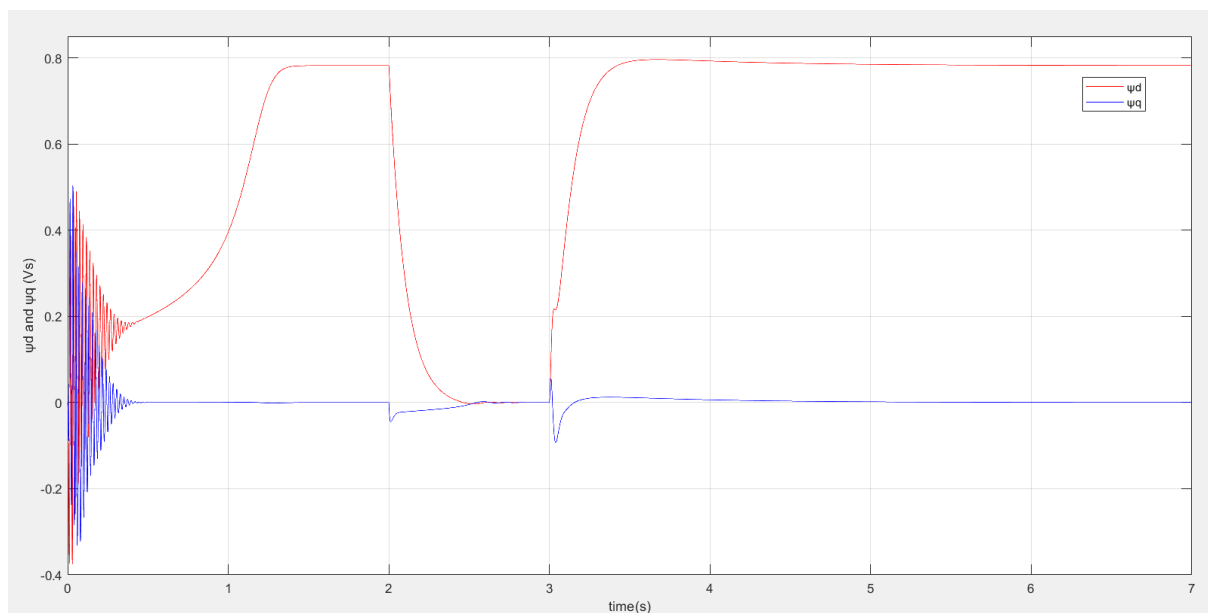
references στο ρεύμα, αποκτά την τιμή της μόνιμης κατάστασης, με μια καλή απόκριση κατά την μετάβαση.

Παρακάτω φαίνεται και η γωνία που παράγεται από τον PLL:



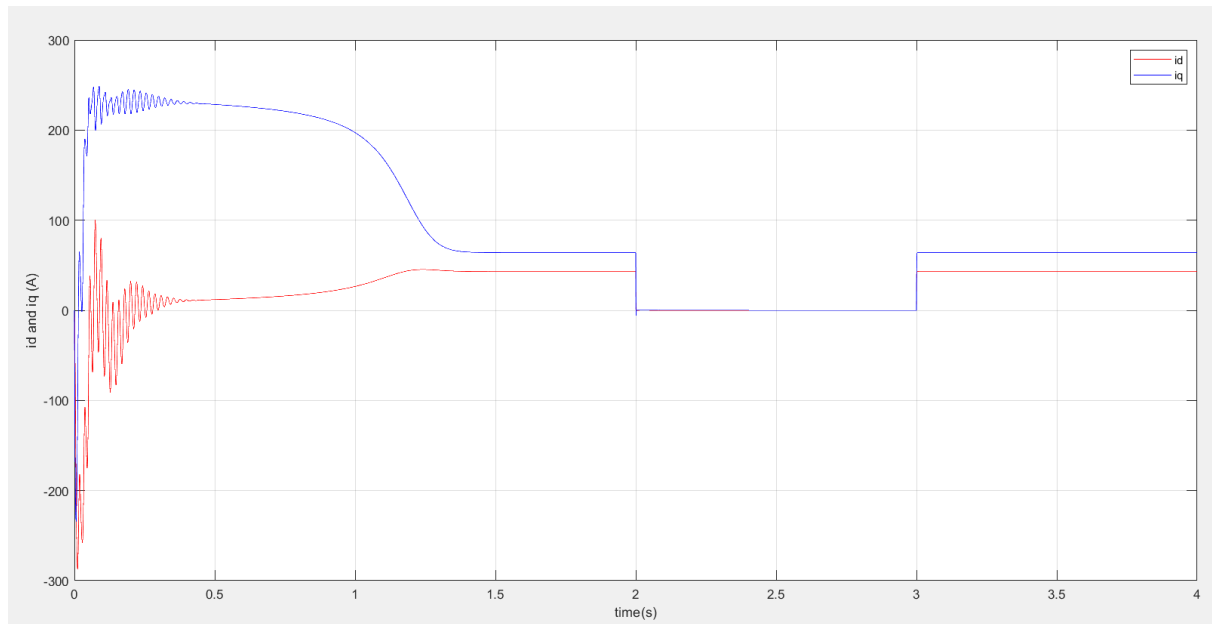
Βλέπουμε πως έχει παραχθεί η επιθυμητή πριονωτή συνάρτηση, και πως παίρνει τιμές από 0 έως 2π όπως ορίστηκε και με τη βοήθεια του block του mod.

Επιπλέον, παρακάτω φαίνεται η ροή του δρομέα κατά τους άξονες d και q:



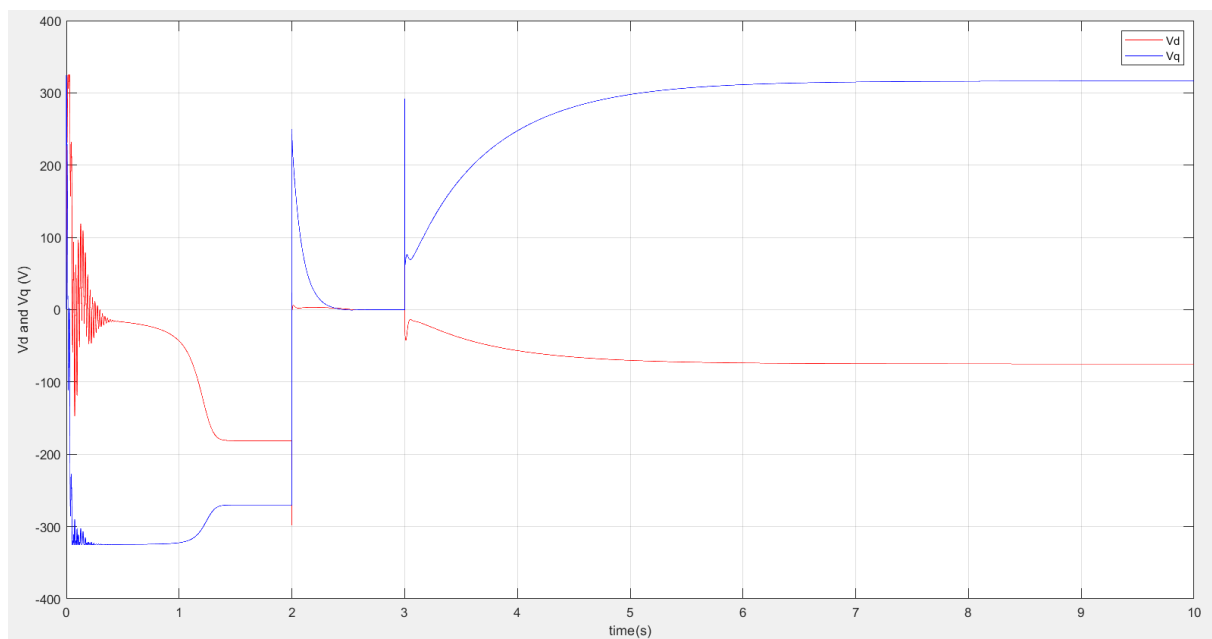
Βλέπουμε πως $\psi_q = 0$ όπως και ήταν επιθυμητό ώστε να έχουμε τέλει προσανατολισμό πεδίου. Επομένως, το μέτρο της ροής που είδαμε παραπάνω, οφείλεται αποκλειστικά στη συνιστώσα ψ_d , συμπεριλαμβάνοντας ωστόσο και τις τιμές της συνιστώσας ψ_q έως ότου να μηδενιστεί.

Παρακάτω φαίνεται το ρεύμα στάτη κατά τους άξονες d και q:



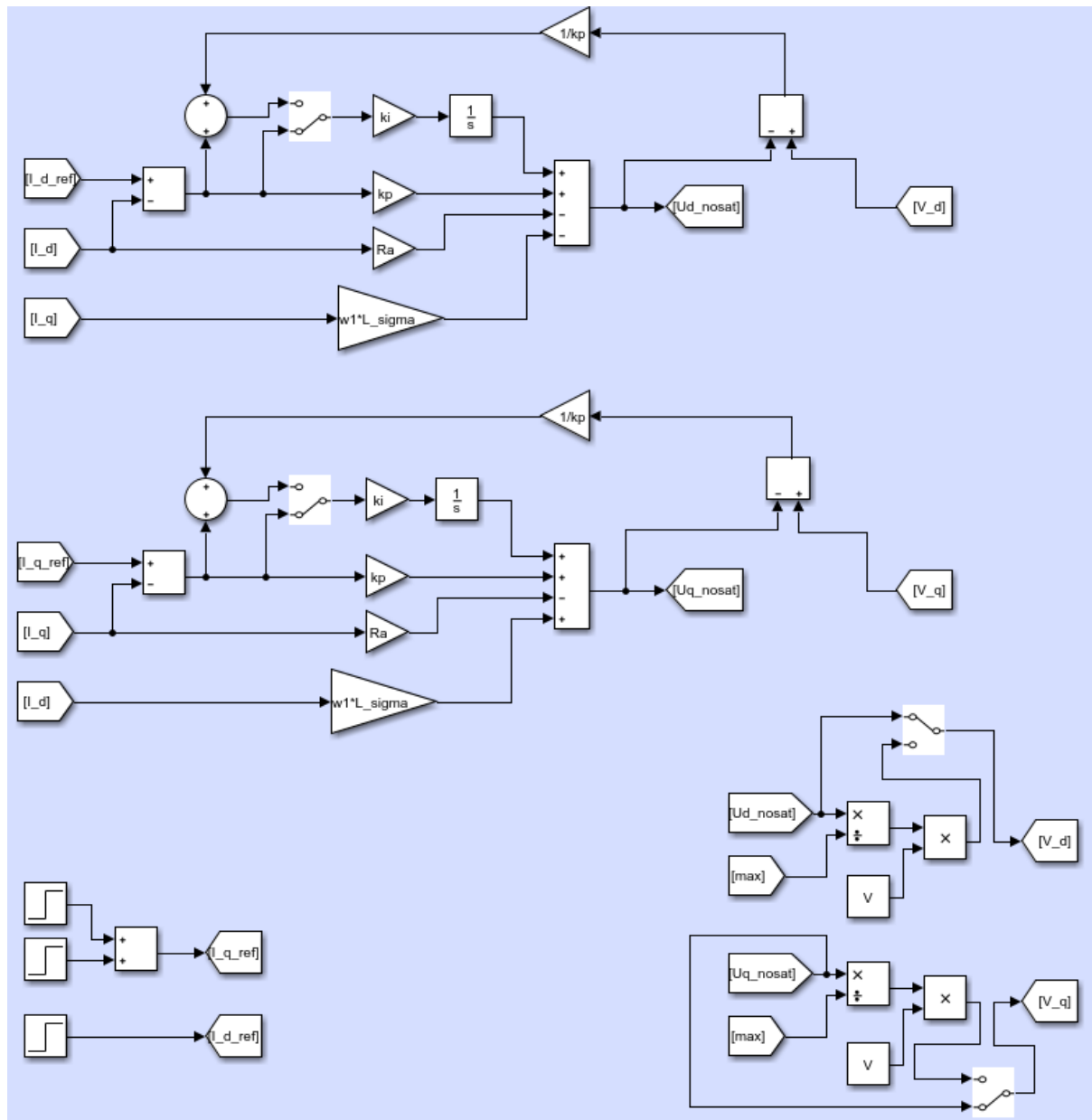
Βλέπουμε πως με την ενεργοποίηση του ελεγκτή, το ρεύμα ακολουθεί τις τιμές των references που έχουμε θέσει.

Τέλος, παρακάτω φαίνονται και οι τάσεις V_d και V_q :



Βλέπουμε πως με την αλλαγή των τιμών των ρευμάτων αναφοράς, εμφανίζονται κάποια spikes, τα οποία λόγω του κορεσμού εξαλείφονται στη συνέχεια.

Τέλος, να αναφερθεί πως για το ερώτημα (2), όπου ζητείται απλά να κατασκευαστεί ελεγκτής ρεύματος χωρίς anti-windup και κορεσμό, προστέθηκαν οι διακόπτες όπως φαίνεται παρακάτω, όπου δηλαδή δεν θα πραγματοποιείται κορεσμός και θα ολοκληρώνεται το σφάλμα ($i_{ref} - i$) αντί να χρησιμοποιηθεί το anti-windup:

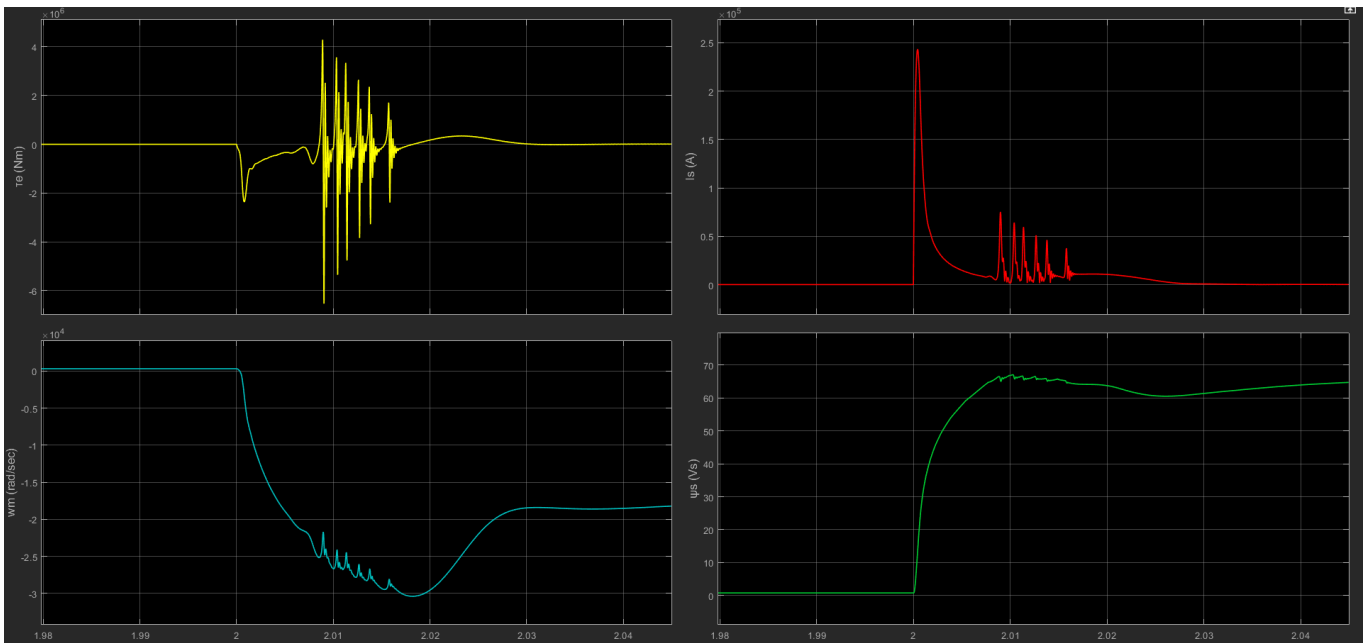


Επιπλέον, παρατηρήθηκαν πολλές ταλαντώσεις κατά την μετάβαση από την τροφοδοσία από το δίκτυο, στην τροφοδοσία από τις τάσεις αναφοράς που παράγει ο ελεγκτής ρεύματος, χρησιμοποιώντας μηδενικά references, επομένως οι τιμές αναφοράς του ρεύματος, δίνονται ίσες με τις ονομαστικές κατά τη χρονική στιγμή 2 sec, όπου γίνεται και η αλλαγή τροφοδοσίας.

Πραγματοποιώντας την προσομοίωση, κατά την αλλαγή τροφοδοσίας παρατηρήθηκαν τα εξής:

Η ταχύτητα δρομέα μειώθηκε περίπου έως την τιμή $-3 \cdot 10^4$, και έπειτα από 3 sec περίπου επανέκτησε την επιθυμητή της τιμή, το ρεύμα έκανε ένα μεγάλο peak κατά την αλλαγή, της

τάξης των $2.5 \cdot 10^5 \text{ A}$. Η χρονική διάρκεια αυτού του φαινομένου ήταν πολύ μικρή, ωστόσο τόσο υψηλά ρεύματα θα μπορούσαν να καταστρέψουν τη μηχανή. Παρόμοια συμπεριφορά με το ρεύμα στάτη είχε και η ροπή, ωστόσο εκεί δεν παρουσιάστηκε μόνο overshoot, αλλά και undershoot. Παρακάτω φαίνεται η προσομοίωση σε zoom, κατά τη μετάβαση αυτή:



Να σημειωθεί πως στη μόνιμη κατάσταση οι τιμές των μεγεθών δεν είναι μηδενικές, ωστόσο λόγω μεγάλης κλίμακας λόγω του μεταβατικού φαινομένου κατά την εναλλαγή, δεν είναι δυνατή η διάκρισή τους.

Βιβλιογραφία

[1] Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives, Lennart Harnefors Marko Hinkkanen, Oskar Wallmark.