

Ηλεκτρονική Ισχύος 2

Εξαμηνιαία Εργασία

«Προσομοίωση ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (2 επιπέδων) ως αντισταθμιστή αέργου ισχύος σε ασθενές δίκτυο»

Συνεργάτες: Βασίλειος Καμπουράκης 03117132
Κωνσταντίνα Καραϊνδρου 03117098
Ευάγγελος Μαργώνης 03117813
Ομάδα: 5

Μέρος Α

$$\begin{aligned} R &= 0.08 \, \Omega/\chi\mu \cdot 210 \, \chi\mu = 16.8 \, \Omega \\ X_L &= \omega \cdot L \\ &= 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1.3 \cdot 10^{-3} \, H/\chi\mu \cdot 210 \, \chi\mu \\ &= 85.76 \, \Omega \\ Z_L &= R + j \cdot X_L = 16.8 + j \cdot 85.76 = 87.4 \angle 78.9^\circ \, \Omega \end{aligned}$$

Ισχύει ότι:

$$S_{3\Phi} = \sqrt{3} \cdot V_{SRC, \pi} \cdot I_N \Rightarrow I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} \cdot V_{SRC, \pi}} = 444.12 \, A$$

$$I_{BP} = \frac{V_{SRC, \pi}}{\sqrt{3} \cdot Z_L} = 858.76 \angle -78.9^\circ \, A$$

Βλέπουμε ότι $I_{BP} \approx 2 \cdot I_N$ επομένως έχουμε ασθενές δίκτυο

Επειδή το φορτίο είναι σταθερής αντίστασης, θα ισχύει:

$$R = \frac{(V_{\Phi, \text{πολικό}}^N)^2}{P} = 169 \, \Omega$$

Από διαίρεση τάσης προκύπτει:

$$\begin{aligned} V_\phi &= \frac{Z_\phi}{Z_\phi + Z_L} \cdot V_{SRC} \\ &= \frac{169}{186.8 + j \cdot 85.76} \cdot V_{SRC} = (0.83 \angle -24.8^\circ) \cdot V_{SRC} \\ &= 107360.7 \angle -24.8^\circ \, V \end{aligned}$$

η πολική τάση του ζυγού φορτίου.

Το αποτέλεσμα επιβεβαιώθηκε και στην προσομοίωση, ορίζοντας αντιστάσεις φορτίου 169 Ω .

Τώρα, με την προσθήκη των πυκνωτών, η σύνθετη αντίσταση του ζυγού φορτίου για την κάθε φάση θα είναι:

$$Z_\phi = R // X_c = R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{\frac{R}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

$$\text{με } j\omega RC = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C = j \cdot 59066 \cdot C$$

Αρα, από διαίρεση τάσης προκύπτει:

$$V_\phi = \frac{Z_\phi}{Z_\phi + Z_L} \cdot V_{SRC} \Rightarrow 1 \angle \delta^\circ = \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{R}{1 + j\omega RC} + 16.8 + j \cdot 85.76} 1 \angle 0^\circ$$

Επειτα από πράξεις, προκύπτει το σύστημα:

$$\begin{aligned} 169 &= 185.8 \cdot \cos\delta - 4550940.2 \cdot C \cdot \cos\delta - 85.76 \cdot \sin\delta - 891508.8 \cdot C \cdot \sin\delta \\ 0 &= 85.76 \cdot \cos\delta + 891508.8 \cdot C \cdot \cos\delta + 185.8 \cdot \sin\delta - 4550940.2 \cdot C \cdot \sin\delta \end{aligned}$$

από επίλυση στο matlab, προκύπτει ότι: $\delta = -0.595^\circ$ και

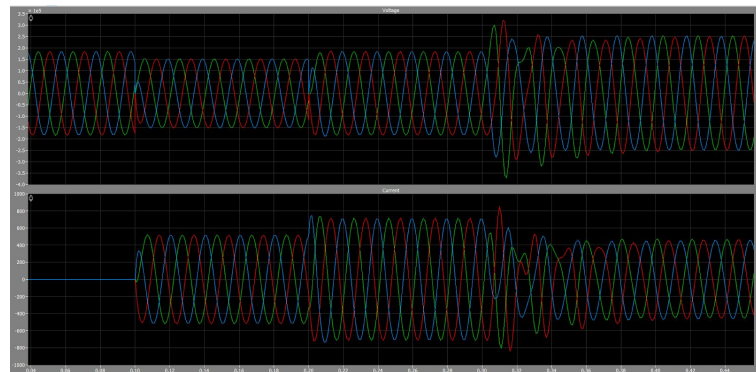
$$C = 10.0757 \, \mu F$$

όπου C η χωρητικότητα των πυκνωτών σε συνδεσμολογία αστέρα.

Επομένως, σε συνδεσμολογία τριγώνου θα ισχύει:

$$C_\Delta = \frac{C_Y}{3} = 3,3586 \, \mu F$$

Προτιμάμε να συνδέσουμε σε συνδεσμολογία τριγώνου, επειδή η τιμή της είναι υποτριπλάσια της συνδεσμολογίας αστέρα.



Την χρονική στιγμή 0.1 sec, συνδέθηκε το ωμικό φορτίο, την χρονική στιγμή 0.2 sec συνδέθηκαν και οι πυκνωτές αντιστάθμισης, και την χρονική στιγμή 0.3 sec αποσυνδέθηκε το ωμικό φορτίο. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης επιβεβαιώνουν αυτά που υπολογίσαμε θεωρητικά, καθώς πριν τα 0.1 sec έχουμε ονομαστική τάση, με την σύνδεση του ωμικού φορτίου η τάση πέφτει και είναι στο 83% της ονομαστικής, με την σύνδεση του χωρητικού αντισταθμιστή, η τάση γίνεται ονομαστική και πάλι, και με την αποσύνδεση του ωμικού φορτίου η τάση γίνεται 136% της ονομαστικής (ερώτημα 5).

Τώρα πλέον, έχουμε αποσυνδέσει το ωμικό φορτίο, και έχουμε αφήσει τις χωρητικότητες που προστέθηκαν στο ερώτημα 4) για αντιστάθμιση.

Αρα, από διαίρεση τάσης:

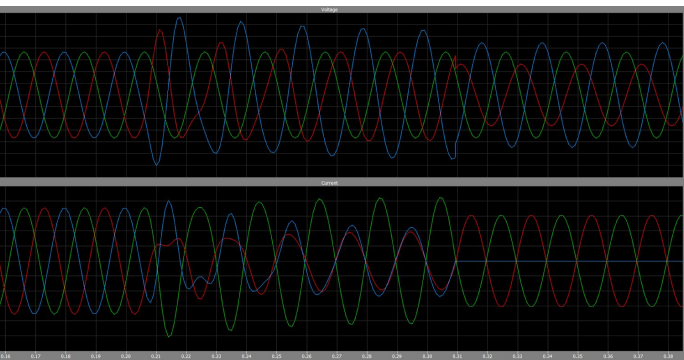
$$V_{\phi} = \frac{Z_{\phi}}{Z_{\phi} + Z_L} \cdot V_{SRC} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + 16.8 + j \cdot 85.76} \cdot V_{SRC}$$

$$= \frac{1}{1 + (16.8 + j \cdot 85.76)j\omega C} \cdot V_{SRC}$$

$$= \dots = 1.36904 \angle -4.2^{\circ} \cdot V_{SRC} = 177974 \angle -4.2^{\circ} V$$

η πολική τάση του ζυγού φορτίου

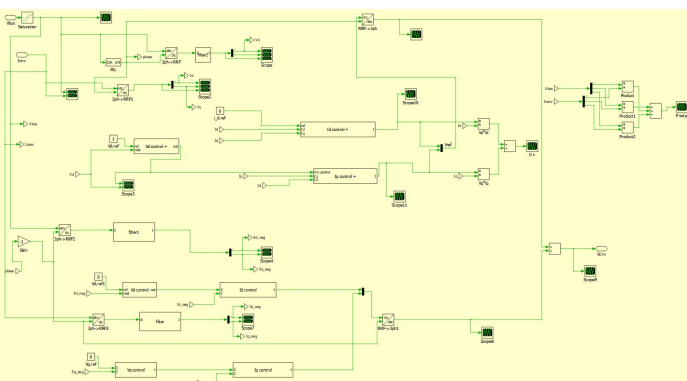
Αποσυνδέοντας την 1 φάση του ωμικού φορτίου, οι κυματομορφές της τάσης του ζυγού φορτίου για κάθε φάση, αλλά και του ρεύματος γραμμής για κάθε φάση, φαίνονται παρακάτω:



χρονική στιγμή 0.2 sec, αποσυνδέθηκε η μια φάση του ωμικού φορτίου, και την χρονική στιγμή 0.3 sec αποσυνδέθηκε η μια φάση των πυκνωτών αντιστάθμισης. Για το χρονικά διάστημα 0.2-0.3 sec, βλέπουμε ότι και οι 2 τάσεις των φάσεων που δεν αποσυνδέθηκε το φορτίο είναι ίδιες, αλλά η τάση της φάσης που αποσυνδέθηκε είναι μεγαλύτερη σε τιμή, γεγονός το οποίο οφείλεται στον πυκνωτή αντιστάθμισης. Από τον χρόνο 0.3 sec +.., συνεχίζει να υπάρχει ασυμμετρία στις τάσεις των διαφόρων φάσεων, ωστόσο δεν είναι τόσο μεγάλη όσο στο προηγούμενο διάστημα.

Μέρος Β

Γενικά στοιχεία προσομοίωσης



Υποχρεωτικό μέρος

Για την υλοποίηση του ζητούμενου διανυσματικού ελεγκτή, αρχικά περνάμε στο πεδίο dq με την βοήθεια του PLL που τροφοδοτεί το block μετασχηματισμού abc/dq με την σωστή γωνιακή θέση των διανυσμάτων, έπειτα μέσω demultiplexer διαχωρίζουμε τις dc συνιστώσες d και q του ρεύματος τις οποίες πρόκειται να ελέγξουμε με δυο ξεχωριστούς ελεγκτές.

$$\text{Ισχύει: } S = \overline{V} \cdot \overline{I}^* = (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) + j \cdot (V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q)$$

Επομένως, η ενεργός ισχύς θα δίνεται από τη σχέση:

$$P = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q$$

Εμείς θέλουμε μηδενική ενεργό ισχύ.

Επιπλέον, θέλουμε η τάση του ζυγού να είναι 1 αμ, δηλαδή $V_d = 1$ και $V_q = 0$, αφού πρόκειται για συμμετρικο τριφασικό σύστημα, άρα θα πρέπει $I_d = 0$.

Επομένως, χρειαζόμαστε έναν ελεγκτή ρεύματος I_d με $I_{d, \text{reference}} = 0$, έναν ελεγκτή τάσης V_d με $V_{d, \text{reference}} = 1$, και έναν ελεγκτή I_q όπου το reference θα είναι η έξοδος του ελεγκτή τάσης.

Η έξοδος των ελεγκτών ρευμάτων περνά έπειτα από multiplexer, και τέλος από μετασχηματισμό dq/abc ώστε να απεικονίζεται στο πλαίσιο abc πλέον.

Να σημειωθεί ότι για τον σχεδιασμό του ελεγκτή τάσης χρησιμοποιήθηκε PI ελεγκτής, και για τον σχεδιασμό των ελεγκτών ρευμάτων, που μας δίνουν τις τιμές αναφοράς της τάσης στο πεδίο dq, χρησιμοποιήθηκε το εξής:

$$V_{d, \text{ref}} = k_p \cdot e_d + k_i \cdot I_d - R_a \cdot i_d - \omega_1 \cdot L \cdot i_q \quad (1)$$

$$V_{q, \text{ref}} = k_p \cdot e_q + k_i \cdot I_q - R_a \cdot i_q + \omega_1 \cdot L \cdot i_d \quad (2)$$

όπου e το σφάλμα μεταξύ reference και σήματος εισόδου, δηλαδή

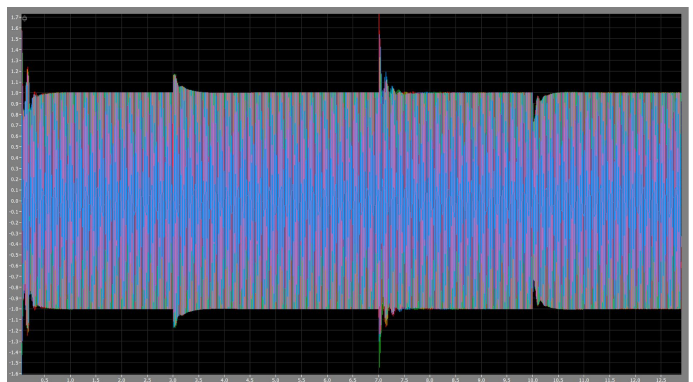
$$e_d = i_{d, \text{ref}} - i_d \text{ και ανάλογα για το } e_q, I_d = \int e_d \text{ και ανάλογα}$$

το I_q .

Για την επιλογή των κερδών ακολουθήσαμε την εξής διαδικασία:

$$\text{Ισχύει ότι } a_c = \frac{L\omega^2}{t_r} \text{ όπου } t_r = 1 \text{ ms} \quad (3)$$

$$\text{Επομένως προκύπτει ότι } a_c = \frac{2200}{2\pi \cdot 50} = 7 \text{ αμ}$$



$$\text{Επιπλέον, ισχύει: } k_p = a_c \cdot L = 1.05 \quad (4)$$

$$k_i = a_c^2 \cdot L = 7.35 \quad (5)$$

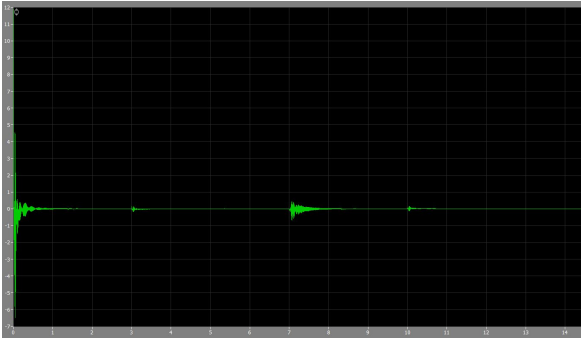
$$R_a = a_c \cdot L = 1.05 \quad \text{και} \quad \omega_1 \cdot L = 0.15 \quad (6)$$

Ξεκινήσαμε την προσομοίωση με αυτά τα κέρδη και στους 3 ελεγκτές. Έπειτα από δοκιμές καταλήξαμε ότι για τον ελεγκτή τάσης θα έχουμε κέρδη $3k_i$ και $4k_p$, και για τους ελεγκτές ρεύματος $6k_i$, $6k_p$, ώστε να είναι πιο αργός ο ελεγκτής τάσης, και $8R_a$ και $8\omega_1 \cdot L$.

Παρατηρήσαμε πως οι όροι R_a και $\omega_1 \cdot L$ είχαν καλή επίδραση στην προσομοίωση, καθώς με την προσθήκη τους μειώθηκε το μεταβατικό φαινόμενο της τάσης από τότε που αλλάζει φορτίο η διάταξη, μέχρι να σταθεροποιηθεί η τάση στο 1 αμ.

Παραπάνω φαίνεται η κυματομορφή της τάσης του ζυγού, ανά μονάδα, όπου στα 0.2 sec προστίθεται το βιομηχανικό φορτίο αντιστάσεων, στα 3 sec προστίθεται οι συστοιχία πυκνωτών, στα 7 sec αποσυνδέεται το βιομηχανικό φορτίο, και στα 10 sec αποσυνδέονται και οι πυκνωτές.

Παρατηρούμε πως η διάρκεια της μετάβασης είναι περίπου 0.5 sec, χρόνος αρκετά ικανοποιητικός. Επιπλέον, ήταν ζητούμενο η ενεργός ισχύς να είναι μηδενική, οπότε η ενεργός ισχύς φαίνεται παρακάτω:



Παρατηρούμε πως η προσομοίωση επαληθεύει και τους θεωρητικούς υπολογισμούς, καθώς φαίνεται ότι έχουμε μηδενική ενεργό ισχύ.

Προαιρετικό μέρος

Για το προαιρετικό ερώτημα, ζητείται η υλοποίηση ελεγκτή για το περιεχόμενο αρνητικής ακολουθίας του ρεύματος I_s ώστε να διατηρεί την τάση του ζυγού φορτίου στην ονομαστική τιμή της σε συνθήκες ασύμμετρου φορτίου δηλαδή αποσυνδέοντας μία από τις 3 φάσεις του ισοδύναμου φορτίου.

Αρχικά αποσυνδέοντας τη μια γραμμή του φορτίου παρατηρήσαμε πως η τάση V_d είναι μια dc συνιστώσα (θετική ακολουθία) και ένα ημίτονο στα 100 Hz (αρνητική ακολουθία).

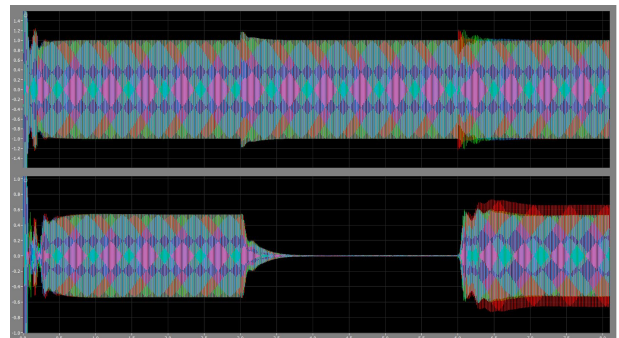
Πολλαπλασιάζουμε την έξοδο του PLL με -1 ώστε η dc συνιστώσα να είναι πλέον η αρνητική ακολουθία, και το ημίτονο η θετική.

Αφού περάσουμε από dq μετασχηματισμό τα σήματα V_{bus} και I_{cnv} , δίνοντας ως γωνία για τον μετασχηματισμό την αρνητική του PLL, εφαρμόζουμε βαθυπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής στα 100 Hz. Αυτή τη στιγμή έχουμε “διώξει” την θετική ακολουθία. Ο στόχος μας είναι ο μηδενισμός της αρνητικής ακολουθίας. Επομένως, στους PI ελεγκτές τάσης θέτουμε reference = 0, και το reference των ελεγκτών των ρευμάτων I_d και I_q είναι η έξοδος των ελεγκτών V_d και V_q αντίστοιχα.

Τέλος, στο ερώτημα αυτό όπου κληθήκαμε να σχεδιάσουμε εκ νέου ελεγκτές για το ρεύμα και την τάση της αρνητικής ακολουθίας, χρησιμοποιήσαμε τιμές αναλογικού και ολοκληρωτικού κέρδους ίδιες με αυτές στις οποίες είχαμε καταλήξει στα προηγούμενα ερωτήματα για τους αντίστοιχους ελεγκτές. Θεωρούμε πως η επιλογή αυτή είναι ορθή καθώς εξασφαλίζει πως ο έλεγχος για τις δύο ακολουθίες, θετική και αρνητική, έχει την ίδια ταχύτητα και δεν δημιουργεί ταλαντωτικά φαινόμενα.

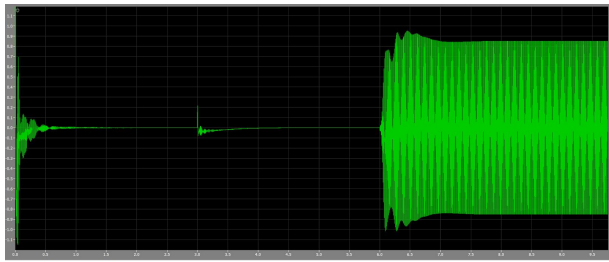
Τα σήματα εξόδου των ελεγκτών ρευμάτων “ενώνονται” μέσω ενός multiplexer και έπειτα περνούν στο πλαίσιο abc. Το σήμα αυτό προστίθεται με το αντίστοιχο σήμα της θετικής ακολουθίας και η τάση αυτή είναι η V_{cnv} .

Παρακάτω φαίνεται και η προσομοίωση της τάσης και του ρεύματος του ζυγού ανά μονάδα, όπου στα 0.2 sec προστίθεται το φορτίο των αντιστάσεων, στα 3 sec προστίθενται οι πυκνωτές αντιστάθμισης, και στα 6 sec αποσυνδέουμε την μια γραμμή.



Παρατηρούμε πως η διάρκεια μετάβασης στην μόνιμη κατάσταση όταν έχουμε ασυμμετρία είναι λίγο λιγότερο από 1 sec, χρόνος ικανοποιητικός.

Επιπλέον, η προσομοίωση της ενεργούς ισχύος φαίνεται παρακάτω:



Βλέπουμε ότι πριν την ασυμμετρία έχουμε μηδενική ενεργό ισχύ στην μόνιμη κατάσταση, και με την ασυμμετρία έχουμε ένα ημίτονο με μηδενική μέση τιμή.

Μέρος Γ

Θεωρητικό μέρος

Έχουμε δει από το μέρος Α της εργασίας πως για να επαναφέρουμε την τάση του ζυγού στο 1, στη περίπτωση που συνδεθεί το βιομηχανικό φορτίο θα χρειαστεί να συνδέσουμε πυκνωτές χωρητικότητας $C_{\Delta} = \frac{C_V}{3} = 3,3586 \mu F$, οι οποίοι από την γνωστή σχέση $Q_C = V^2 / X_C$, θα παρέχουν άεργο ισχύ περίπου 53,5 MVar. Στο μέρος Γ επιθυμούμε η αντιστάθμιση να γίνεται από τον αντιστροφέα (προφανώς με την βοήθεια του κυκλώματος ελέγχου και του πυκνωτή) και συνεπώς, θα θέλουμε αυτός να παρέχει μια τέτοια ισχύ. Θα θεωρήσουμε λοιπόν ονομαστική ισχύ για τον αντιστροφέα τα 55 MVar (βάζουμε λίγο περισσότερο για να υπάρχει περιθώριο, μικρών μεταβολών σε περίπτωση που χρειαστεί, χωρίς να απαιτείται η καταπόνηση του αντιστροφέα για λειτουργία σε ισχύ πολύ μεγαλύτερη από την ονομαστική).

Το ονομαστικό λοιπόν ρεύμα θα είναι $I = \frac{S}{\sqrt{3} \cdot V_{LL}} = 244,3 A$.

Περνάμε τώρα στην επιλογή του επαγωγικού στοιχείου, θα προτιμήσουμε τη χρήση μετασχηματιστή για να μην έχουμε την απαίτηση για μπαταρία και πυκνωτή 265,36 kV. Η τιμή αυτή για την τάση στη DC-πλευρά προκύπτει από την σχέση $V_{LL} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_a \cdot m_a}{2 \cdot \sqrt{2}}$, για $m_a = 0.8$ που προτιμήσαμε.

Επίσης με την χρήση μετασχηματιστή, μπορούμε κάνοντας μια καλή επιλογή λόγου να χρειαστούμε λιγότερους διακόπτες από αυτούς που θα χρειαζόμασταν.

Τέλος για τον υπολογισμό των ονομαστικών τιμών ρεύματος και τάσης των ημιαγωγικών στοιχείων, θα πρέπει να ξεκαθαρίσουμε πιο διακόπτη από αυτούς που προσφέρονται στην αγορά θα χρησιμοποιήσουμε. Προτιμήσαμε το module FZ3600R17HE4, της Infineon που έχει μέγιστη τάση λειτουργίας τα 1700V και μέγιστο ρεύμα λειτουργίας τα 3600A. Η επιλογή μας αυτή έγινε με γνώμονα την κατα το δυνατόν μεγαλύτερη εξοικονόμηση

(πρόκειται για έναν συγκριτικά φτηνο διακόπτη, που δίνεται στα 1270 δολάρια) και επιπλέον η μεγάλη μείωση της τάσης που θα προκύψει στη dc πλευρά θα οδηγήσει και σε περιορισμό της ονομαστικής τάσης του πυκνωτή, που συνήθως συνεπάγεται σημαντική εξοικονόμηση. Με αυτή λοιπόν την επιλογή, και λόγω μετασχηματισμού 41 που θεωρήσαμε ότι μας συμφέρει, θα έχουμε:

Συνολική τάση στο πρωτεύον $265,36 \text{ kV} / 41 = 6,47 \text{ kV}$
 Συνολικό ρεύμα στο πρωτεύον $244,38 \cdot 41 = 10.019 \text{ A}$

Θα χρειαστούμε άρα σε κάθε σκέλος, τρεις παράλληλους κλάδους ($\frac{10019 A}{3600 A} = 2,8$) και συνεπώς αυτά θα διαρρέονται από ρεύμα 3340A και θα υπάρχει ένα περιθώριο 260A για τυχούσες μεταβολές (ή αλλιώς 7,78%) και σε κάθε έναν από αυτούς τους παράλληλους κλάδους του εκάστοτε σκέλους θα χρειαστούμε 4 τέτοια τρανζίστορ ($\frac{6470 V}{1700 V} = 3,8$) που με διαίρεση τάσης θα δώσουν 1685V στα άκρα του κάθε module, δηλαδή θα έχουμε ένα περιθώριο 15V (ή αλλιώς 10,35%) για τυχούσες μεταβολές της τάσης.

Στο σύνολο θα χρειαστούμε $6 \cdot 3 \cdot 4 = 72$ τέτοιους διακόπτες.

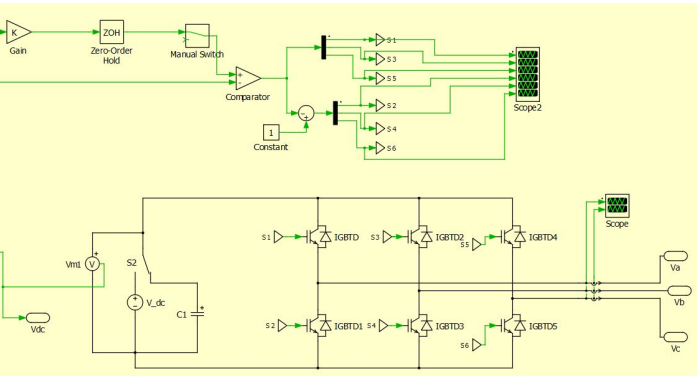
Επιπλέον ανάπτυξη: Στην εκφώνηση της άσκησης ζητείται, όπως και υλοποιήσαμε ως απαιτούμενη λειτουργία η λειτουργία του ζυγού φορτίου σε ονομαστική τάση, υπό ονομαστικό φορτίο, για ονομαστική τάση λειτουργίας του άπειρου ζυγού. Επιπρόσθετα σε αυτό, σκεφτήκαμε πως οι τιμές που υπολογίσαμε παραπάνω για την ισχύ, και συνεπώς για τα ρεύματα και τις τάσεις των διακοπών θα μπορούσαν να διαφέρουν, εάν είχαμε και διαφορετικές λειτουργικές απαιτήσεις, δυο χαρακτηριστικά τέτοια παραδείγματα είναι τα εξής.

1. Επιθυμούμε να έχουμε έλεγχο της τάσης για $\pm 10\%$ της ονομαστικής, στη περίπτωση αυτή θα πρέπει να βρούμε μια νέα ονομαστική ισχύς λειτουργίας η οποία στο παράδειγμα που ήδη έχουμε κάνει θα αντιστοιχεί σε περίπου 65MVar, δηλαδή λύνουμε την παραπάνω σχέση για τάση $1,1 \cdot 130 \text{ kV}$.

2. Εισάγουμε στο σύστημα και τους πυκνωτές και θεωρούμε την λειτουργική κατάσταση στην οποία λόγω βλάβης αποσυνδέεται αιφνίδια το τριφασικό βιομηχανικό φορτίο, τότε, όπως είδαμε στο μέρος α, η τάση του ζυγού θα ανέβει στα περίπου 1,37 ανα μονάδα, αν λοιπόν επιθυμούμε ο αντιστροφέας μας να μπορεί να αντιμετωπίσει αυτό το ζήτημα και να επαναφέρει την τάση του ζυγού στο 1 ανα μονάδα θα πρέπει αυτός να μπορεί να προσφέρει επαγωγικό ρεύμα, η λειτουργική αυτή κατάσταση πιθανόν να απαιτεί μεγαλύτερη τιμή ρεύματος και συνεπώς μεγαλύτερη ονομαστική ισχύ για τον αντιστροφέα και διαφορετικά όρια αντοχής για τους διακόπτες.

Προσομοίωση

Για το μέρος αυτό, σχεδιάστηκε ο μετατροπέας, ο οποίος είναι 2 επιπέδων, με 6 modules όπου το καθένα αποτελείται από 1 IGBT και 1 αντιπαράλληλη δίοδο, και ο έλεγχος των παλμών έναυσης του όπως φαίνεται παρακάτω:



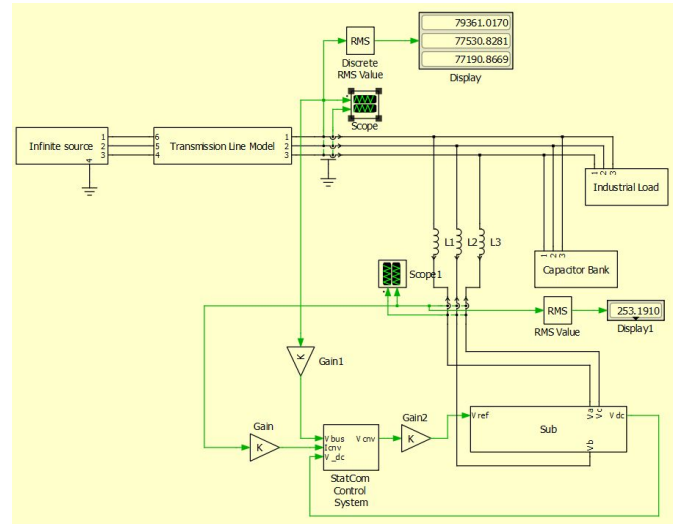
Για το κύκλωμα ελέγχου, βασιστήκαμε στο σχήμα 6.15, σελίδα 248 του βιβλίου “Ηλεκτρονικά ισχύος, Σ.Μανιάς”. Φαίνεται πως συγκρίνουμε το φέρον σήμα (+) (η έξοδος του statcom control) με ένα τρίγωνο (-), και η έξοδος της σύγκρισης είναι οι παλμοί του άνω διακόπτη ($S_{1,3,5}$), ενώ οι παλμοί του κάτω διακόπτη ($S_{2,4,6}$) είναι οι παλμοί του άνω ανεστραμμένοι ($S_{2,4,6} = 1 - S_{1,3,5}$).

Όπως έχει ειπωθεί και παραπάνω, η τιμή της dc πηγής τάσης ορίστηκε στα 265,36 kV, και έχουμε επιλέξει $m_f = 18$, επομένως η συχνότητα του τριγώνου θα είναι 900 Hz.

Επιπλέον, έχει προστεθεί ZOH, καθώς γίνονταν πολλές συγκρίσεις για την δημιουργία των παλμών. Για το επόμενο ερώτημα που ζητείται η αντικατάσταση της dc πηγής τάσης με έναν πυκνωτή, έχει προστεθεί πυκνωτής 1 mF, αρχικά φορτισμένος με τάση 265,36 kV.

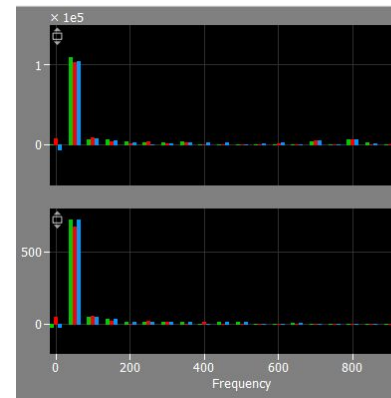
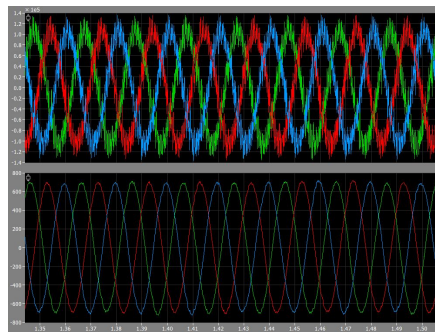
Όταν έχουμε συνδεδεμένη την dc πηγή τάσης δεν χρειάζεται να τροποποιήσουμε το κύκλωμα του ελεγκτή ρεύματος statcom, ωστόσο χρειάστηκε να κάνουμε πιο αργούς τους ελεγκτές σε σύγκριση με το ερώτημα β. Συγκεκριμένα, οι τιμές των κερδών του ελεγκτή τάσης είναι $k_p = 1.05$ και $k_i = 7.35$ και οι τιμές των κερδών των ελεγκτών ρεύματος είναι $k_p = 1.05 \cdot 4$ και $k_i = 7.35 \cdot 4$.

Κάνοντας προσομοίωση με συνδεδεμένη την dc πηγή τάσης, το αποτέλεσμα είναι το εξής:



Παρακάτω φαίνεται η κυματομορφή της τάσης του ζυγού με συνδεδεμένο το ωμικό φορτίου, και ο μετασχηματισμός fourier του, ώστε να διακρίνουμε τις αρμονικές:

Βλέπουμε ότι έχουμε ικανοποιητικό έλεγχο της 1ης αρμονικής αφού τα αποτελέσματα είναι τα εξής:



Βλέπουμε πως οι τιμές

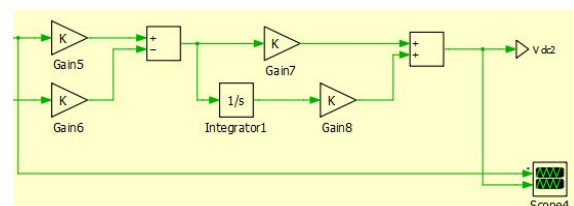
50

109718
102584
103912

αυτές είναι αρκετά κοντά στα 106 kV ($130 \text{ kV} \cdot \sqrt{2} \div \sqrt{3}$)

Επιπλέον, να σημειώσουμε ότι από την κυματομορφή της τάσης του ζυγού βλέπουμε ότι δεν είναι καθαρό ημίτονο καθώς υπάρχουν αρμονικές, και η rms τιμή της φασικής τάσης δεν είναι ακριβώς 75055 V, αλλά είναι παραπάνω, λόγω των ανώτερων αρμονικών.

Όταν έχουμε συνδεδεμένο πυκνωτή αντί dc πηγή τάσης, θα πρέπει να εφαρμόσουμε έλεγχο ώστε η τάση του πυκνωτή να παραμένει στην τιμή 265,36 kV.

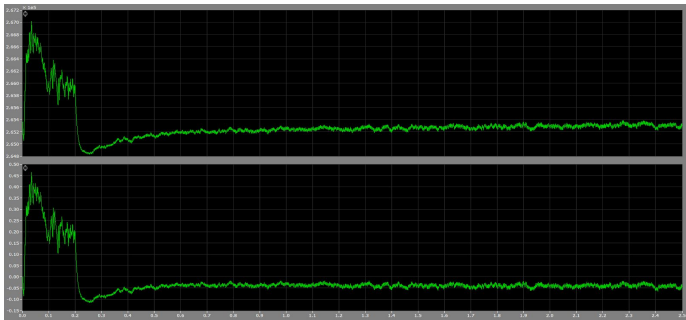


Για τον σκοπό αυτό προστίθεται ο ελεγκτής που φαίνεται παραπάνω.

Ως reference ορίζουμε την τιμή που θέλουμε να φτάσει ο πυκνωτής, και η V_{dc} είναι η πραγματική τιμή του πυκνωτή. Έπειτα περνάμε αυτά τα 2 σήματα από $gain = 1/265,36 \text{ kV}$.

Οι τιμές των κερδών ορίστηκαν ως εξής $k_p = 1.05 \cdot 70$ και $k_i = 7.35 \cdot 8$, έπειτα από δοκιμές ώστε η έξοδος του ελεγκτή να είναι πιο γρήγορη, και να έχει όσο το δυνατόν μικρότερη υπερακόντιση. Επιπλέον η τιμή του πυκνωτή ορίστηκε στα 1 mF, ώστε να μειώσουμε τις ταλαντώσεις στην έξοδο του ελεγκτή, αλλά ταυτόχρονα και να μην καθυστερεί τον ελεγκτή λόγω της εξομάλυνσης που πραγματοποιεί. Τέλος, η έξοδος του ελεγκτή δίνεται ως reference στον ελεγκτή ρεύματος I_d , ώστε να γίνεται έλεγχος της ροής της ενεργούς ισχύος, η οποία κατά συνέχεια μεταβάλλει το επίπεδο της τάσης του πυκνωτή.

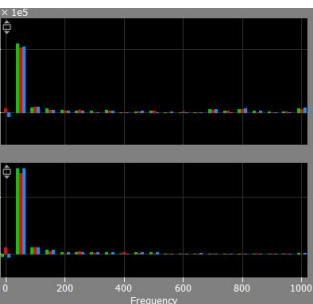
Παρακάτω φαίνεται η τάση του πυκνωτή, και η έξοδος του ελεγκτή με σειρά από πάνω προς τα κάτω:



Παρακάτω φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, πιο συνοπτικά, λόγω έλλειψης χώρου:
RMS τάση ζυγού (φασική) Αρμονικές στα 50 Hz

77472.6389
77408.9769
75815.2217

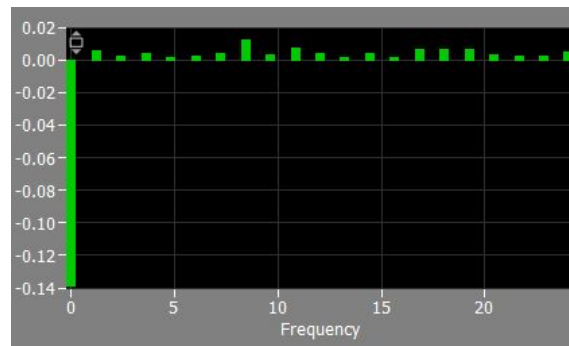
50
109558
102704
103512



Παρατηρούμε ξανά πως η rms τιμή της τάσης του ζυγού είναι παραπάνω από 75055 V, λόγω ανώτερων αρμονικών, και οι αρμονικές στα 50 Hz πλησιάζουν τα 106 kV.

Τέλος, παρατίθεται και ο fourier της ενεργούς ισχύος, όπου βλέπουμε ότι έχουμε αρνητική ενεργό ισχύ στην dc συνιστώσα, και θετική στις υπόλοιπες αρμονικές. Αυτό συμβαίνει καθώς δίνουμε ενεργό ισχύ στον πυκνωτή για να φορτιστεί, καθώς εκφορτίζεται λόγω

των αρμονικών υψηλότερης τάξης, και οι θετικές αρμονικές σημαίνει πως ο statcom δίνει ενεργό ισχύ στο δίκτυο.



Τέλος το επαγωγικό στοιχείο μεταξύ του μετατροπέα και του ζυγού τάσης ορίστηκε ως $L/2$, καθώς είδαμε πως όσο αυξάνεται η τιμή του, τόσο μειώνεται η rms τιμή του ζυγού τάσης, επομένως εμποδίζει την ανταλλαγή ισχύος.

Βιβλιογραφία

https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ3600R17HE4-D-S-v02_05-EN.pdf?fileId=db3a30433e4143bd013e470701954203 to module IGBT
[1, 2, 3, 4, 5]. Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives, Lenmart Hernefors, Marko Hinkkanen, Oskar Wallmark
Ηλεκτρονικά ισχύος, Στέφανος Ν.Μανιάς, Εκδόσεις Συμεών, Αθηνά 2014