



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΙΣΧΥΟΣ II: ΕΞΑΜΗΝΙΑΙΑ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αρχές Αντιστάθμισης

1. Το ονομαστικό ρεύμα της γραμμής μεταφοράς θα είναι $I_n = \frac{S_n}{\sqrt{3}V_\pi} = \frac{100 \text{ MVA}}{\sqrt{3} \cdot 130 \text{ kV}} = 444.12 \text{ A}$

Επιπλέον $R_l = 0.08 \Omega/\text{km} \cdot 210 \text{ km} = 16.8 \Omega$ και $jX_l = j2\pi f 1.3 \Omega/\text{km} \cdot 210 \text{ km} = j85.76 \Omega$

η αντίσταση και η αυτεπαγωγή της γραμμής μεταφοράς αντίστοιχα, ενώ η σύνθετη ισοδύναμη αντίσταση έχει μέτρο $Z = \frac{V_\pi^2}{S_n} = \frac{130^2 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^6} = 169 \Omega$.

Επομένως, θα είναι $R_l(\text{pu}) = \frac{16.8 \Omega}{169 \Omega} = 0.099 \text{ pu}$ και $jX_l(\text{pu}) = \frac{85.76}{169} = j0.507 \text{ pu}$

2. Το ρεύμα βραχυκύκλωσης στον ζυγό φορτίου θα είναι:
 $I_{\beta\text{p}}(\text{pu}) = \frac{V_{\text{src}}}{R_l(\text{pu}) + jX_l(\text{pu})} = 0.371 - j1.9 = 1.936 \angle -78.95 \text{ pu} \Rightarrow I_{\beta\text{p}}(\text{A}) = I_{\beta\text{p}}(\text{pu}) \cdot I_n = 859.82 \text{ A}$

3. Η αντίσταση του φορτίου θα είναι $R_L = \frac{V_P^2}{P} = \frac{1^2}{1} = 1 \text{ pu} = 169 \Omega$

Από διαίρεση τάσης προκύπτει $V_l = \frac{R}{(R+Z_l)} V_{\text{src}} = \frac{1}{(1+0.099+j0.507)} = 0.826 \angle -24.76 \text{ pu}$

4. Η σύνθετη αντίσταση του νέου φορτίου θα έχει μέτρο: ($X_C = \omega C$, άρα $Z_C = \frac{1}{jX_C}$)

$$|Z_{\text{ολ}}| = \left| \frac{Z_R Z_C}{Z_R + Z_C} \right| = \sqrt{\frac{R^2}{(1+X_C^2 R^2)^2} + \frac{X_C^2 R^4}{(1+X_C^2 R^2)^2}} \Rightarrow Z_{\text{ολ}}^2 = \frac{1}{1+X_C^2}$$

και η συνολική σύνθετη αντίσταση $(Z_{\text{ολ}} + Z_l)^2 = \left(\frac{0.099(1+X_C^2)+1}{1+X_C^2} \right)^2 + \left(\frac{0.507(1+X_C^2)-X_C}{1+X_C^2} \right)^2$.

Από καταμεριστή τάσης προκύπτει $|V_L| = \frac{|Z_{\text{ολ}}|}{|Z_{\text{ολ}}+Z_l|} |V_{\text{src}}| \Rightarrow X_{C1} = 0.5337$ ή $X_{C2} = 3.2661$

$$\Rightarrow \frac{1}{X_{C1}} = 1.87 \text{ pu} = 316.03 \Omega \text{ ή } \frac{1}{X_{C2}} = 0.31 \text{ pu} = 52,39 \Omega \Rightarrow C_1 = 10.07 \mu\text{F} \text{ ή } C_2 = 60.75 \mu\text{F}$$

Και στις δύο προσομοιώσεις το αποτέλεσμα έβγαине ικανοποιητικό, όμως στην περίπτωση $C_1 = 10.07 \mu\text{F}$ είχαμε το πιο ακριβές αποτέλεσμα. Για το capacitor bank, θα προτιμήσουμε συνδεσμολογία τριγώνου. Επομένως, η χωρητικότητα κάθε πυκνωτή θα είναι $C_\Delta = \frac{C_Y}{3} = 3.35 \mu\text{F}$.

Η επιλογή αυτή καθορίζεται από τα πλεονεκτήματα που προσφέρει:

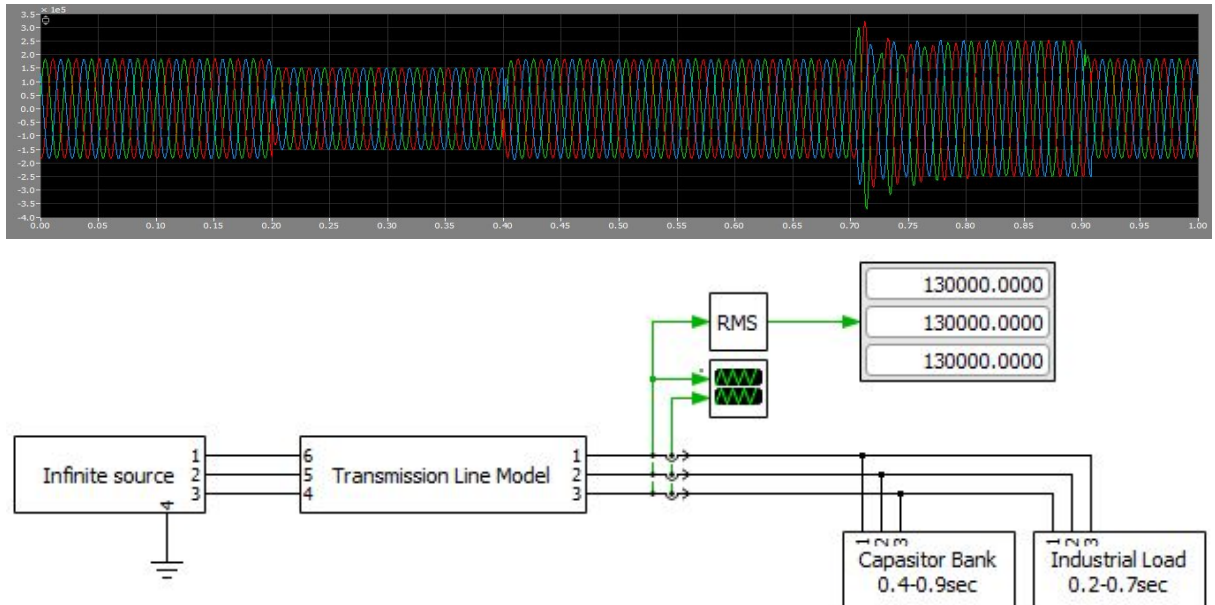
- Το τρίγωνο απαιτεί μικρότερους άρα και φθηνότερους πυκνωτές
- Προσφέρει περισσότερη άεργο ισχύ, καθώς η τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή είναι μεγαλύτερη (επί ρίζα 3) από τη συνδεσμολογία αστέρα, και η άεργος ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου της επιβαλλόμενης τάσης
- Προσφέρει ικανοποιητική καταστολή αρμονικών του ΣΗΕ
- Προσφέρει ισορροπημένη χωρητικότητα (και συνεπώς reactance) σε κάθε φάση
- Συνδεσμολογία ανοιχτού τριγώνου σε περίπτωση καταστροφής κάποιου πυκνωτή

Λόγω της αυξημένης τάσης στα άκρα του εκάστοτε πυκνωτή, το όριο ζωής τους ελαττώνεται και μάλλον χρειάζονται συχνότερη αντικατάσταση και γενικότερη επίβλεψη. Η συνδεσμολογία αστέρα προσφέρει τη δυνατότητα γείωσης του ουδετέρου, το οποίο δεν είναι πάντοτε ωφέλιμο καθώς μπορεί να κυκλοφορήσουν ισχυρές αρμονικές και να προκληθεί βλάβη στη συστοιχία ή στο σύστημα.

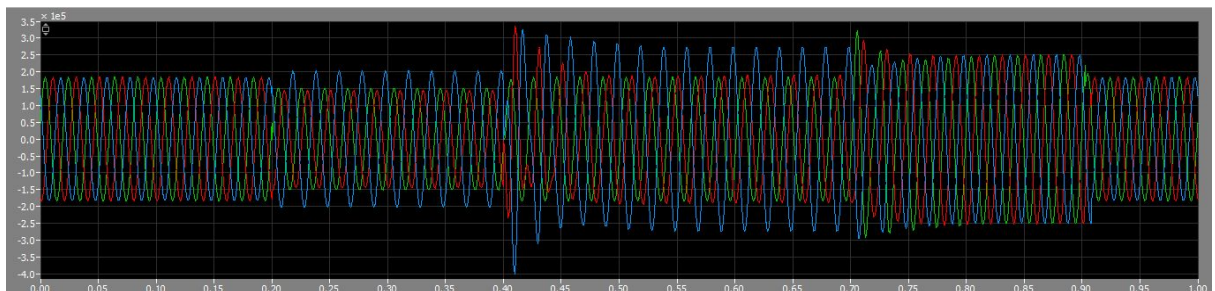
5. Εφόσον χρησιμοποιήσαμε την συστοιχία πυκνωτών για να ανυψώσουμε την τάση ενώ υπήρχε ήδη φορτίο, μόλις το αφαιρέσουμε αναμένουμε να αυξηθεί ραγδαία και απότομα η τάση ζυγού φορτίου. Υπολογισμός νέας τάσης ζυγού φορτίου:

$$V_l = \frac{Z_C}{Z_C + Z_l} V_{src} = \frac{-j1.87}{0.099 - j1.363} = 1.36 \angle -4.15 \text{ pu}, \text{ όπου } Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -j316.09 \Omega = -j1.87 \text{ pu (ως χωρητικότητα πυκνωτή χρησιμοποιούμε την } C_1 = C_Y = 10.07 \mu F \text{)}$$

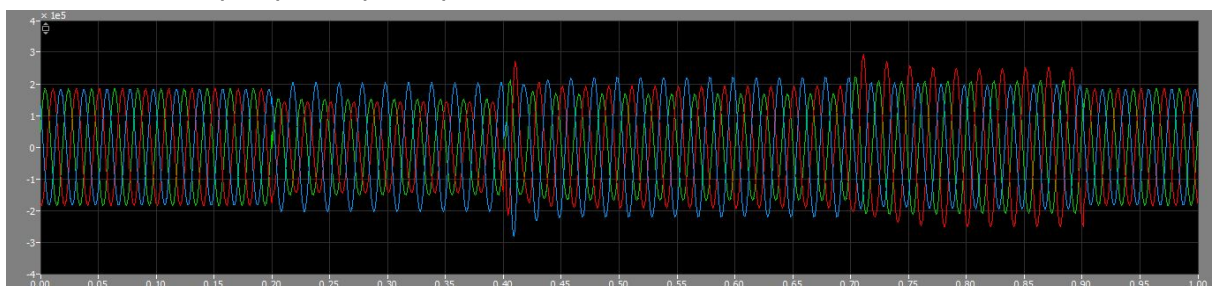
Παρακάτω φαίνεται η προσομοίωση για τους συνδυασμούς που προαναφέρθηκαν:



6. Αποσυνδέεται (ανοιχτοκυκλώνεται) η μία αντίσταση από το βιομηχανικό φορτίο (της πρώτης φάσης). Αποτελέσματα στην προσομοίωση:



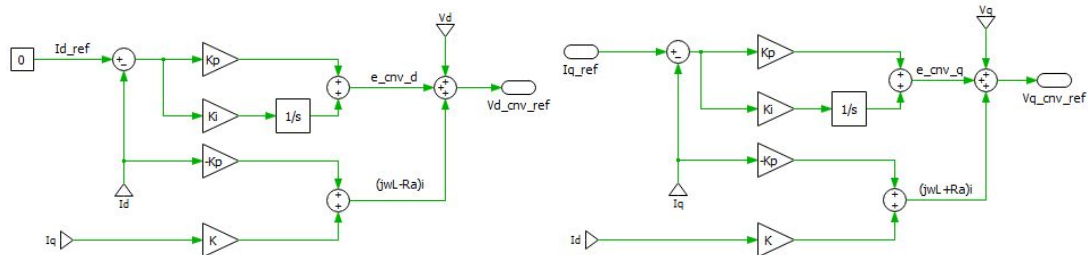
Έχουμε έντονη ασυμμετρία στις φάσεις, συγκεκριμένα μικρή αύξηση της πολικής τάσης V_{bc} και πολύ μεγάλη αύξηση της V_{ca} . Έπειτα, από συνδέεται ο πυκνωτής με άκρα συνδεδεμένα στην 1η και 2η φάση:



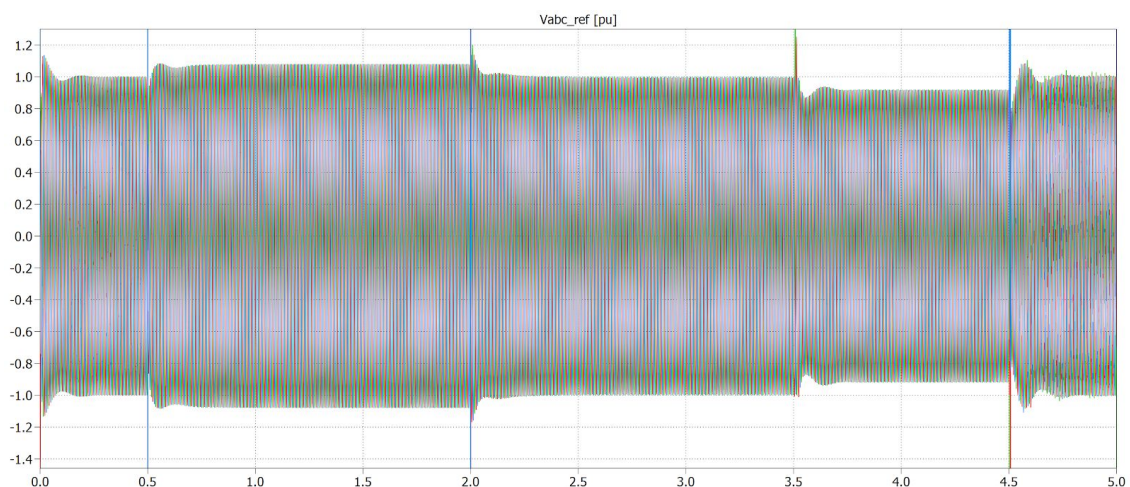
Ακόμα πιο έντονη ασυμμετρία έχουμε στις πολικές τάσεις. Επομένως, αποσυνδέοντας τον αντίστοιχο πυκνωτή, δε λύνεται και μάλιστα μπορεί και να επιδεινώνεται το πρόβλημα της ασυμμετρίας, καθώς οι 2 πολικές τάσεις ήταν σχεδόν ίσες μεταξύ τους ενώ τώρα απέκτησαν μεγαλύτερη διαφορά.

Έλεγχος ρεύματος και τάσης ζυγού με αντιστροφή πηγής τάσης

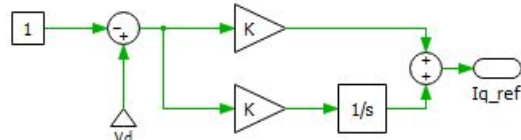
1. Υλοποίηση ελεγκτών ρεύματος I_d , I_q : πρώτα γίνονται οι ΜΣ Park & Clark (η γωνία δίνεται από το έτοιμο PLL), έπειτα χρησιμοποιούνται PI ελεγκτές με κέρδη σχετικά με τον χρόνο ανόδου και λαμβάνεται ως αποτέλεσμα η V_{cnv}^* . Τέλος, με αντίστροφο ΜΣ P&C οδηγούνται οι 3 φάσεις της V_{cnv}^* στην ελεγχόμενη πηγή τάσης:



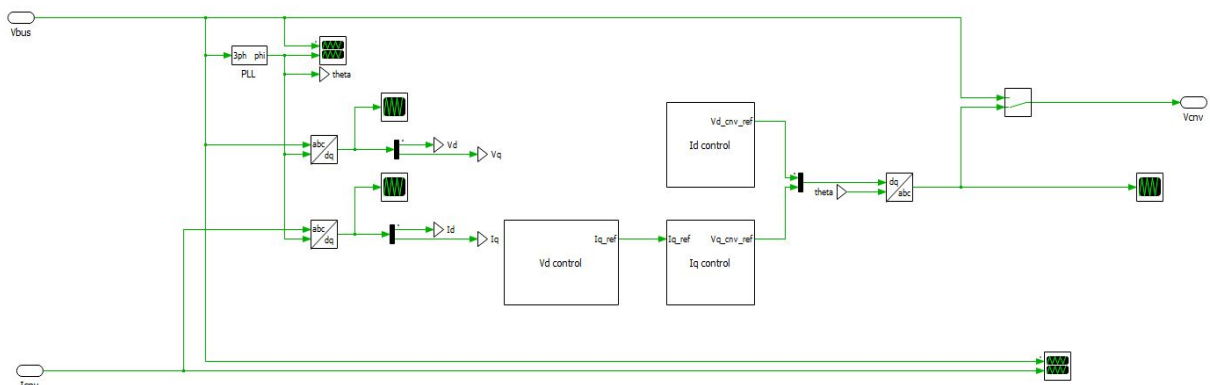
Η κυματομορφή της V_{cnv}^* που προκύπτει:



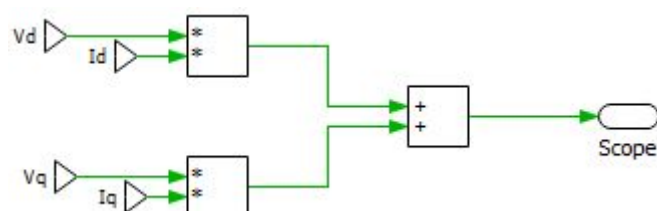
Κύκλωμα ελέγχου τάσης χρησιμοποιώντας το ίδιο PLL:

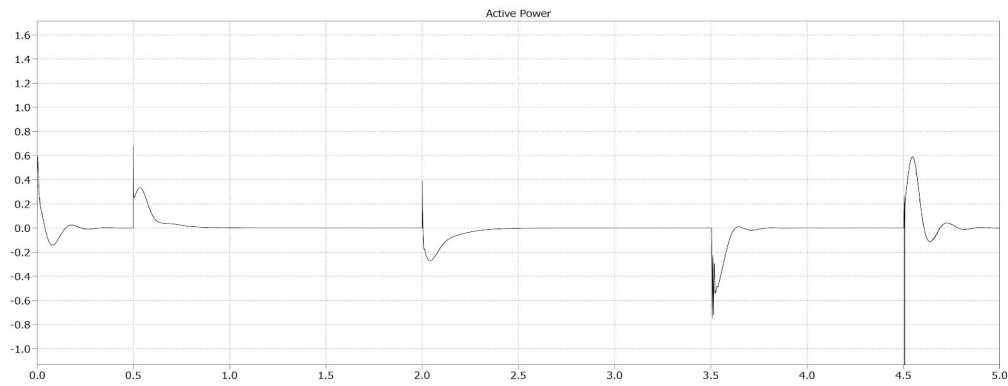


Το ολοκληρωμένο κύκλωμα ελέγχου φαίνεται παρακάτω:



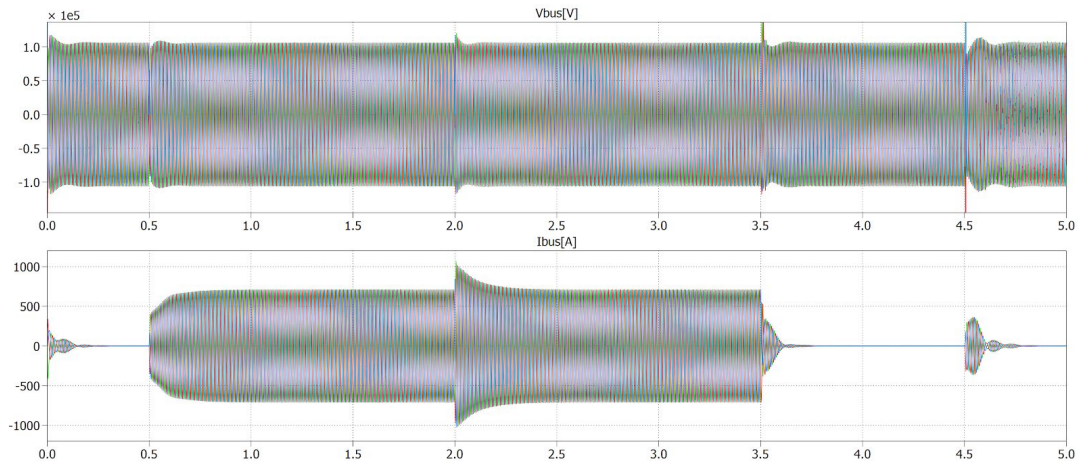
2. Για να επιβεβαιώσουμε την μηδενική παροχή ενεργού ισχύος στο σύστημα από την ελεγχόμενη πηγή χρησιμοποιήσαμε την παρακάτω διάταξη η έξοδος της οποίας καταλήγει σε ένα scope (παραλείψαμε τον όρο 3/2 διότι θέλουμε ποιοτικό έλεγχο).





Παρατηρούμε πως η ενεργός ισχύς που παρέχει η ελεγχόμενη πηγή έχει μέση τιμή μηδενική, οπότε τα spikes δεν μας ανησυχούν.

3. Ελέγχος του Statcom με ονομαστικό βιομηχανικό φορτίο και πυκνωτές αντιστάθμισης:

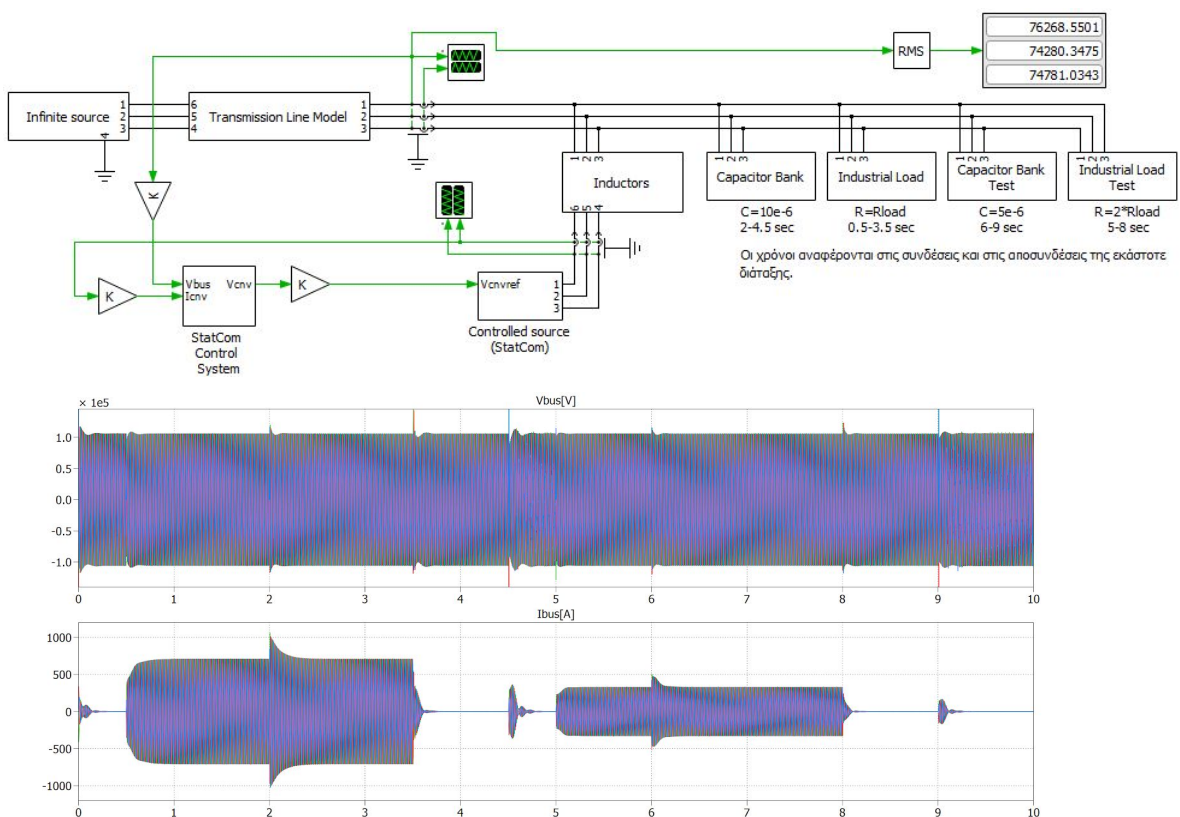


Συνολικός χρόνος προσομοίωσης: 5 seconds. Συνδέσεις διατάξεων:

Πυκνωτές: από 2 έως 4,5 sec., Βιομηχανικό φορτίο: από 0,5 έως 3,5 sec.

Φαίνεται πως σε όλες τις πιθανές καταστάσεις έχουμε σωστή ανύψωση τάσης.

4. Αυξάνουμε τον χρόνο προσομοίωσης στα 10 sec και δοκιμάζουμε περισσότερους συνδυασμούς φορτίων. Παραθέτουμε τα επιτυχημένα αποτελέσματα του Statcom:



Σχεδιασμός μετατροπέα δύο επιπέδων και εφαρμογή ελέγχου στον μετατροπέα

1. Η άεργος ισχύς του μετατροπέα θα είναι ίση με την άεργο ισχύ αντιστάθμισης των πυκνωτών του Α' μέρους: $Q_C = \frac{V_{bus}^2}{X_C} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot V_{bus}^2 = 0.53 \text{ pu}$

Επομένως, η ονομαστική ισχύς του STATCOM είναι $S_N = 53 \text{ MVA}$. Άρα, βρίσκουμε και το ονομαστικό ρεύμα των διακοπών:

$$I_{N,CNV} = S_N / \sqrt{3} \cdot V_{\pi} \rightarrow I_N = 235.38 \text{ A.}$$

Εάν χρησιμοποιήσουμε IGBTs με τάση αποκοπής 6.5kV και μέγιστο ρεύμα αγωγής 750A (ενδεικτικές τιμές που βρήκαμε σε datasheet της Infineon), θα χρειαστούμε:

- Με διασύνδεση απλού πηνίου αντίστασης $X_L = 0.15 \text{ pu}$:
 $130000 \text{ V} / 6500 \text{ V} = 20$ διακόπτες για κάθε "πόδι" του αντιστροφέα, ενώ ταυτόχρονα θα υποχρησιμοποιείται η ικανότητα αγωγής τους (θα άγουν 235,38 A ενώ αντέχουν 750 A).

- Με ΜΣ με λόγο 12/1 μπορούμε να πετύχουμε το εξής αποτέλεσμα:

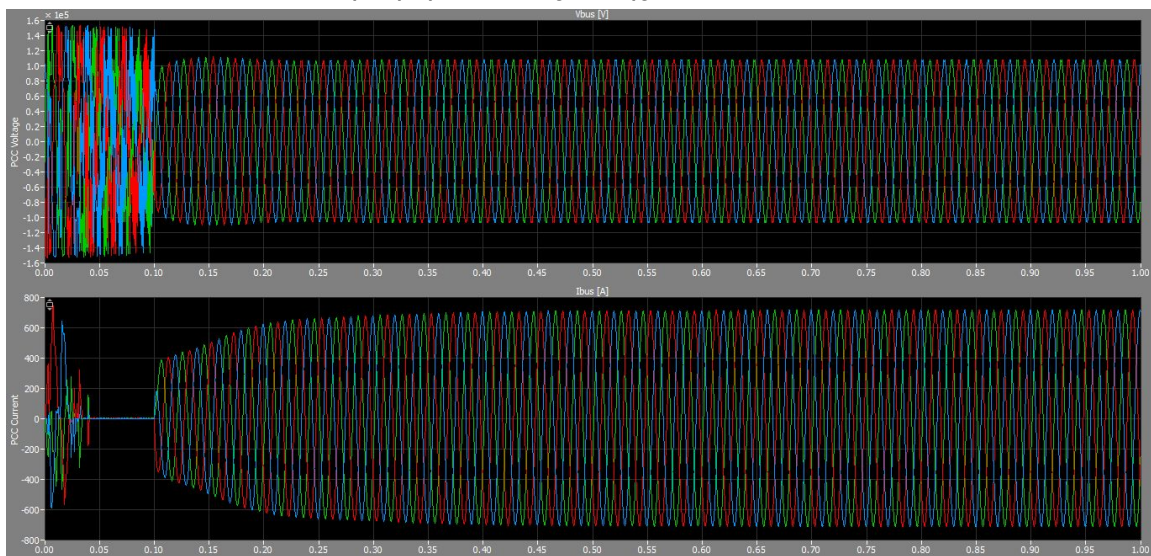
Ονομαστική επιβαλλόμενη τάση αποκοπής: $130000/12 = 10,833 \text{ kV}$

Ονομαστικό επιβαλλόμενο ρεύμα: $235.38 \cdot 12 = 2824.56 \text{ A}$

Έτσι, μπορούμε να βάλουμε 5 διακόπτες παράλληλα με εκάστοτε ρεύμα αγωγής $2824.56/5 = 564,91 \text{ A}$, και 2 επίπεδα διακοπών για να καλύπτεται η τάση αποκοπής.

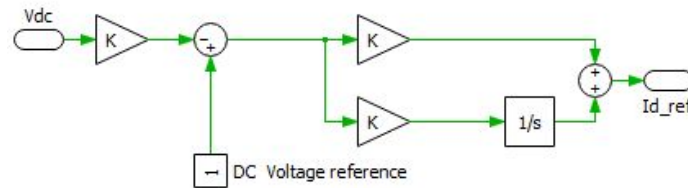
Άρα, χρειαζόμαστε πλέον 10 IGBTs για κάθε "πόδι" του αντιστροφέα μειώνοντας το πλήθος απαιτούμενων διακοπών, ταυτόχρονα αξιοποιούμε πιο πολύ την ικανότητα αγωγής και κρατάμε ένα περιθώριο ασφαλείας να άγουν / αποκόψουν περισσότερα.

2. Εφόσον απαιτείται ο μετατροπέας να δημιουργεί τάση 1αμ στην έξοδό του, από τον γνωστό τύπο του πλάτους της 1^{ης} πολικής αρμονικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα με έλεγχο Sinusoidal PWM: $V_{ab,1,peak} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot V_{dc} / 2 \rightarrow V_{dc} = 250 \text{ kV}$, για $V_{ab,1,rms} = 130 \text{ kV}$ και $m_a = 0.85$ προκειμένου να μην λειτουργεί στην κρίσιμη κατάσταση. Παρακάτω η κυματομορφή τάσης και ρευματος του ζυγού με χρήση αντιστροφέα τροφοδοτούμενο με ιδανική πηγή συνεχούς τάσης 250kV.

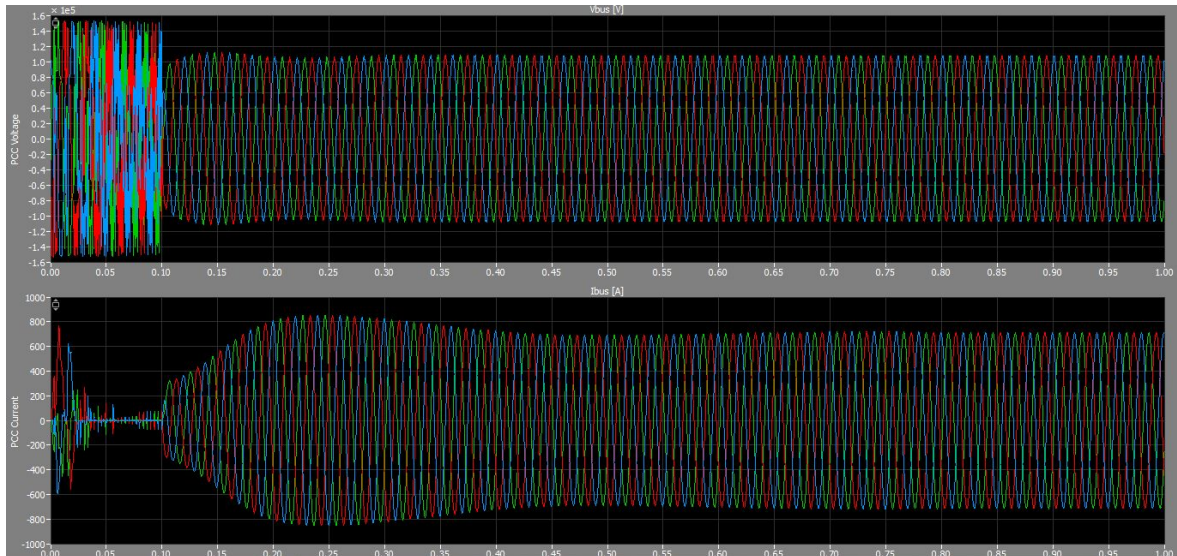


Οι τάσεις που δημιουργούνται από το σύστημα ελέγχου του Β μέρους χρησιμοποιούνται ως ημίτονα αναφοράς για τον έλεγχο PWM του αντιστροφέα. Παρατηρούμε επιπλέον ότι το ρεύμα του αντιστροφέα (μόνιμη κατάσταση) προσεγγίζει το ονομαστικό ρεύμα.

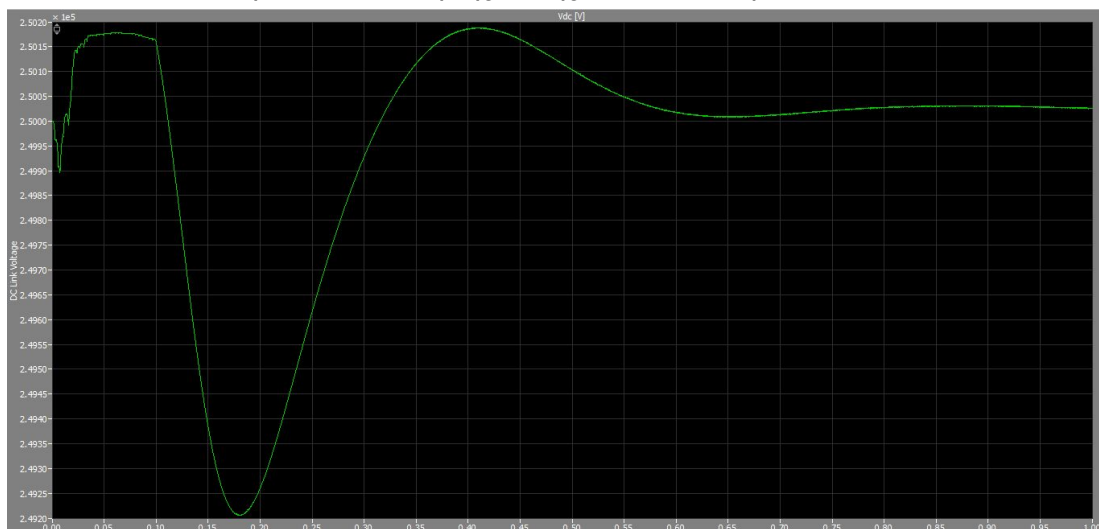
3. Αντικαθιστούμε τη σταθερή αναφορά του $I_{d_ref} = 0$ με τον ελεγκτή της πηγής συνεχούς τάσης και την πηγή συνεχούς τάσης με τον πυκνωτή $C_{dc} = 10 \text{ mF}$. Ο πυκνωτής έχει αρχική φόρτιση $V_C = 250 \text{ kV}$ προκειμένου να προσομοιωθεί η κατάσταση μόνιμης λειτουργίας. Παρακάτω έχουμε το κύκλωμα ελέγχου της συνεχούς τάσης του πυκνωτή:



Τρέχουμε εκ νέου την προσομοίωση και παραθέτουμε την κυματομορφή του ζυγού:



Παρακάτω φαίνεται η κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή:



Παρατηρείται μια κυμάτωση στην αρχή, στην μόνιμη κατάσταση όμως η τάση συγκλίνει στην τάση των 250kV.

Το κύκλωμα λαμβάνει την πραγματική τιμή και την αναφορά της συνεχούς τάσης, και δημιουργεί μια αναφορά για το ρεύμα I_d . Το ρεύμα I_d , με τη σειρά του, ελέγχει την ενεργό ισχύ του αντιστροφέα. Επομένως, όταν η τιμή της τάσης αποκλίνει από την επιθυμητή, η τιμή αναφοράς του ρεύματος μεταβάλλεται προκειμένου να μεταβληθεί κατάλληλα το ρεύμα του αντιστροφέα και να απορροφηθεί ή δοθεί ενεργός ισχύς από τον αντιστροφέα για να φορτιστεί ο πυκνωτής. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα του αντιστροφέα είναι σχεδόν ίσο με την ονομαστική του τιμή, το οποίο περιμέναμε εφόσον έχουμε ονομαστικό φορτίο.

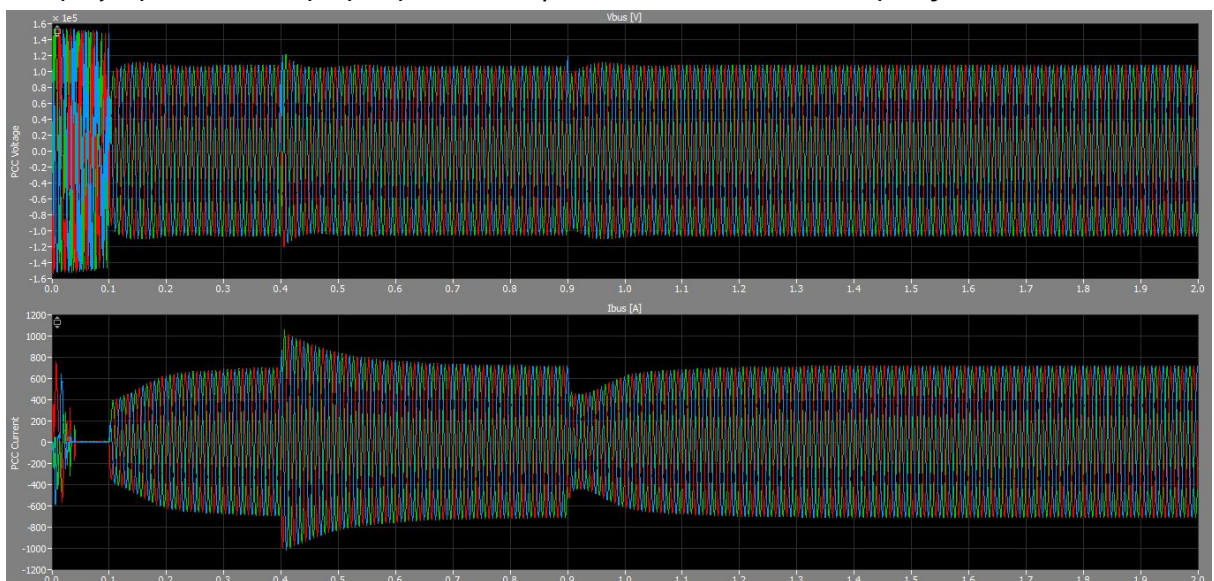
4. Η επιλογή του επαγωγικού στοιχείου γίνεται κατά βάση για δύο λόγους. Αρχικά, η επιλογή επαγωγής οφείλεται στην επιθυμία μας το ρεύμα του αντιστροφέα να έχει διαφορά φάσης περίπου 90 μοίρες με την τάση του ζυγού προκειμένου να έχουμε μέγιστη ανταλλαγή αέργου ισχύος. Κατά δεύτερον, το επαγωγικό στοιχείο λειτουργεί

ταυτόχρονα σαν φίλτρο. Αυξάνοντας την τιμή του πηνίου αποκτούμε μικρότερο THD στην τάση ζυγού και αντιστρόφως.

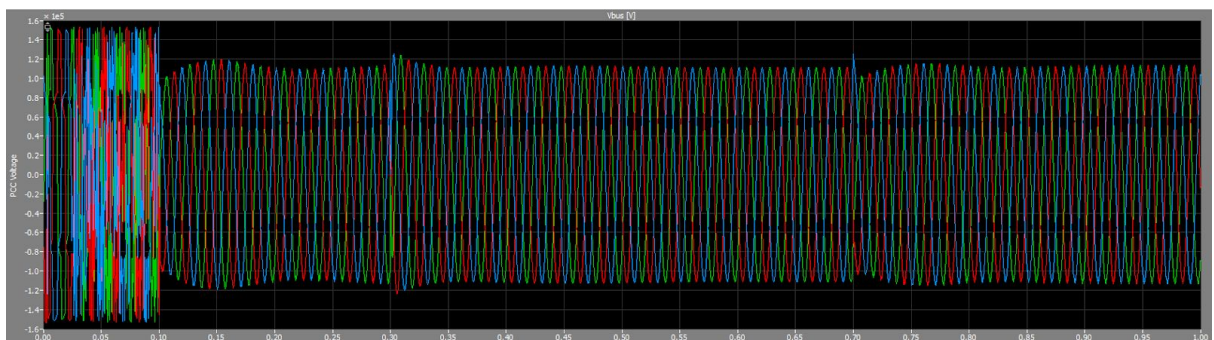
Εάν αυξήσουμε την τιμή του πηνίου χωρίς να μεταβάλλουμε τον έλεγχο, ο ελεγκτής ρεύματος γίνεται πλέον πιο αργός. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, για ορισμένη χρονική περίοδο (πριν τη μόνιμη κατάσταση), να αφήνει μεγαλύτερο περιθώριο στο ρεύμα του αντιστροφέα να αυξηθεί, με αποτέλεσμα στο χρονικό αυτό διάστημα το ρεύμα να μην έχει σταθερή τιμή. Οπότε, εάν το πηνίο γίνει πολύ μεγάλο, ενδέχεται να ξεπεραστούν οι ικανότητες αγωγής των διακοπών, οπότε θα χρειάζονταν ισχυρότεροι διακόπτες. Τα ονομαστικά χαρακτηριστικά του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση, όμως, θεωρητικά δεν μεταβάλλονται.

Εάν επιλέξουμε πολύ μικρό πηνίο, παρατηρούμε ότι πρακτικά είναι σαν να συνδέουμε τον μετατροπέα απευθείας στο δίκτυο, επομένως η τάση του ζυγού θα γίνεται πλήρως παλμική όπως την έξοδο του μετατροπέα. Το πηνίο, δηλαδή, συμπεριφέρεται σαν “φράγμα” μεταξύ των δύο τάσεων.

Δοκιμάζουμε τον αντιστροφέα με σύνδεση των πυκνωτών του Α Μέρους:



Δοκιμάζουμε ανύψωση τάσης στο 1,05αμ με ταυτόχρονα συνδεδεμένους τους πυκνωτές:



Και στις 2 περιπτώσεις ο αντιστροφέας λειτουργεί σωστά (RMS τάση ανύψωσης 78,8kV). Οι διακόπτες έχουν επαρκές περιθώριο αγωγής και αποκοπής για να αντέξουν την ανύψωση τάσης.