

Raport Științific Etapa II – 2019

Proiect PCCDI Nr.30/2018

Proiect 3: Managementul conversiei și stocării energiei folosind tehnologii de tip „smart grid”

Activitatea 2.6. Proiectarea și realizarea unui model de micrореtea de tip cartier cu distribuție a energiei în curent continuu.

Echipă implementare UPT:

1. Acad.Prof.Dr.Ing. Ion Boldea
2. Prof.Dr.Ing. Nicolae Muntean
3. Prof.Dr.Ing. Lucian Tutelea

4. Conf.Dr.Ing. Ciprian Șorândaru
5. Șl.Dr.Ing. Octavian Cornea
6. Drd.Ing. Dănuț Vitan
7. Drd.Ing. Dan Hulea
8. Ing.Gireadă Mihăiță

Echipă implementare UTC-N:

1. Drd.Ing. Iuoras Adrian
2. S.l.Dr.Ing. Bojan Mircea
3. Conf.Dr. Ing. Teodosescu Petre

Echipă implementare INCDIE ICPE-CA:

1. Dr.Ing. Rareș-Andrei Chihăia
2. Dr.Ing. Andreea El-Leathey
3. Ing. Constantin Dumitru
4. Drd.Ing Ion Murgescu
5. Dr.Ing Emil Tudor
6. Dr.Ing Mihail Popescu
7. Ing. Liviu Popovici

1. Convertorul de interfațare al rețelelor de curent continuu din rețeaua microgrid

1.1. Topologia convertorului

Convertorul propus (BHCC), pentru interfațarea celor două rețele de curent continuu din rețeaua microgrid, de 24Vcc respectiv de 350Vcc, este unul bidirecțional cu structură hibridă, acesta utilizează celule de capacități comutate, astfel obtinându-se un raport de conversie mai mare decât topologiile clasice. Pe lângă raportul mare de conversie acesta are și avantajul unui gabarit redus al componentelor active și pasive și masă comună între intrare și ieșire, aspect care este decisiv în alegerea topologiei pentru această aplicație. Topologia se bazează pe convertorul buck unidirecțional Fig. 1, îmbunătățit cu o celulă de capacități comutate.

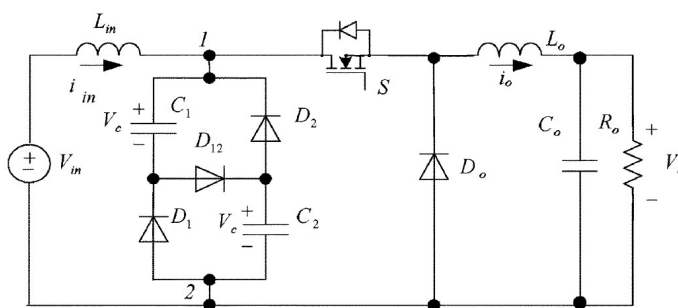


Fig. 1 Structura convertorului unidirecțional cu raport mare de conversie

Topologia prezentată în Fig. 2, este un convertor bidirecțional buck / boost cu o celulă de capacități comutate inserate în partea de tensiune ridicată.

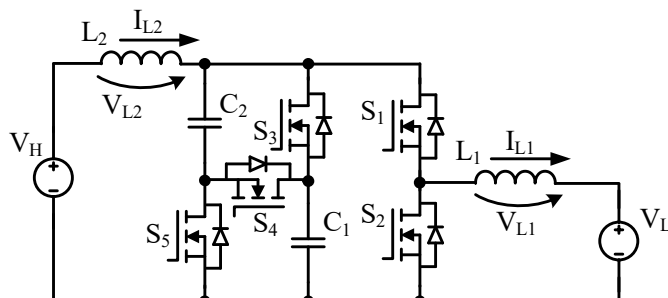


Fig. 2 Structura convertorului propus

1.2. Modul de funcționare al convertorului BHCC

Convertorul BHCC poate fi privit ca un convertor buck de la intrarea de tensiune ridicată (V_H), fie ca un convertor boost de la intrarea de tensiune scăzută (V_L).

Prin urmare, celula de capacități comutate este conectată la intrarea convertorului buck, sau la ieșirea convertorului boost. În paginile următoare, este prezentată funcționarea convertorului în modul buck, modul boost este similar, singura diferență fiind în semnul curenților. Cele două stări de funcționare pot fi observate în Fig. 3, Fig. 4 și sunt definite de perioadele de ton și toff.

Doar un semnal de comanda este necesar pentru comanda tranzistoarelor, aplicat la tranzistoarele S_1 , S_3 și S_5 , și apoi în opoziție pentru a conduce S_2 și S_4 , rezultând un control mai simplu.

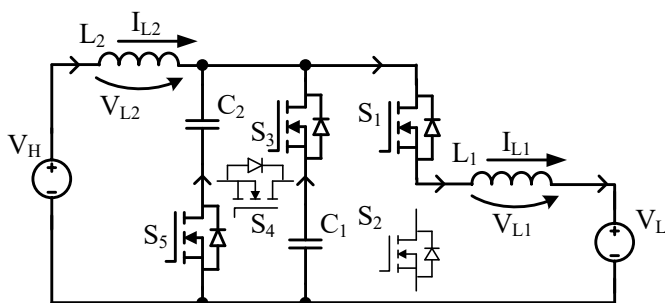


Fig. 3 BHCC ton: S_5, S_3, S_1 -ON ; S_4, S_2 -OFF

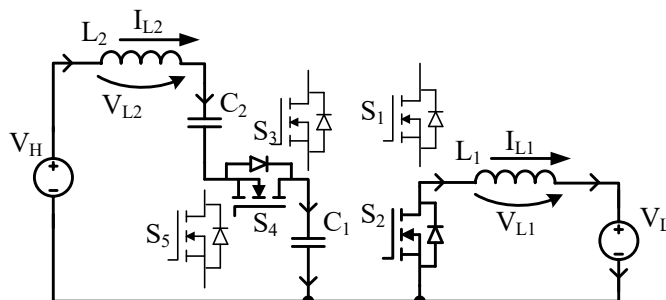


Fig. 4 BHCC toff: S5,S3,S1 -ON ; S4,S2 -OFF

În timpul perioadei ton, în modul de funcționare buck ($i_{L1} > 0$) condensatoarele din celula de capacități comutate se descarcă în paralel spre intrarea de tensiune scăzută (V_L). Pe parcursul aceleiași perioade, curentul i_{L2} încarcă condensatoarele. Având în vedere că acest curent este semnificativ mai mic decât curentul de descărcare, poate fi ignorat.

Apoi în timpul perioadei toff, condensatoarele sunt încărcate în serie din intrarea de tensiune ridicată (V_H).

1.3. Descrierea analitică a convertorului BHCC

O serie de presupuneri au fost făcute pentru a simplifica analiza convertorului:

- toate componentele sunt ideale;
- capacitatea de filtraj este destul de mare astfel orice variație a tensiunii pe acestea poate fi neglijată;
- convertorul funcționează în regim stabilizat.

Astfel pe baza Fig. 3 și Fig. 4, se pot reprezenta formele de unda teoretice ale convertorului BHCC. Formele de unda reprezentate sunt:

- tensiunile pe bobine
- curenții prin bobine
- curenții prin capacitățile de intrare și ieșire
- variația tensiunii pe capacitățile de intrare și ieșire
- variația tensiunii pe capacitățile comutate

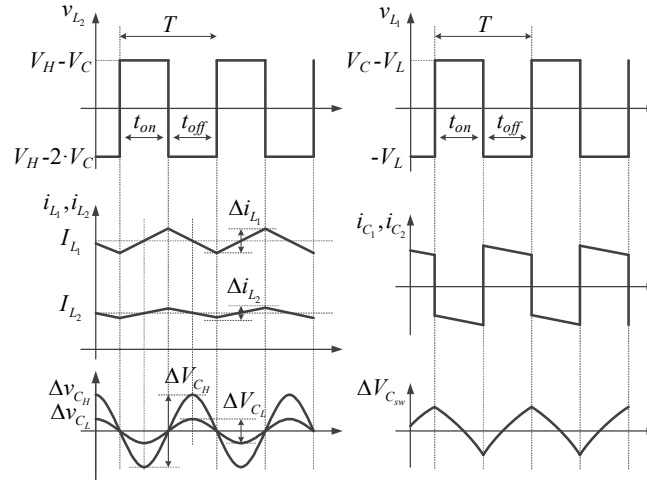


Fig. 5 Formele de undă teoretice ale convertorului BHCC

Variațiile de tensiune au fost reprezentate considerând condensatoare ideale și un curent constant la intrare respectiv ieșire.

Relațiile pentru tensiunile pe bobine și curenții prin capacitățile comutate în cele două stări de funcționare ton respectiv toff rezultă din figurile Fig. 3, Fig. 4, Fig. 5 și sunt prezentate în (1) .

$$t_{on} : \begin{cases} v_{L_1} = V_{C_1} - V_L \\ v_{L_2} = V_H - V_{C_2} \\ i_{C_1} + i_{C_2} = i_{L_2} - i_{L_1} \end{cases} \quad t_{off} : \begin{cases} v_{L_1} = -V_L \\ v_{L_2} = V_H - V_{C_2} - V_{C_1} \\ i_{C_1} = i_{C_2} = i_{L_2} \end{cases} \quad (1)$$

Pentru a simplifica relațiile de mai sus, cele doua capacități comutate și curenții prin acestea sunt considerate identice ($C_1=C_2=C_{sw}$), astfel (1) devine:

$$t_{on} : \begin{cases} v_{L_1} = V_C - V_L \\ v_{L_2} = V_H - V_C \\ 2 \cdot i_{C_{sw}} = i_{L_2} - i_{L_1} \end{cases} \quad t_{off} : \begin{cases} v_{L_1} = -V_L \\ v_{L_2} = V_H - 2 \cdot V_C \\ i_{C_{sw}} = i_{L_2} \end{cases} \quad (2)$$

Pentru funcționarea în regim staționar se consideră tensiunea medie pe fiecare inductor ca fiind nulă, astfel integrala tensiunii pe bobină pentru o perioadă de comutație se poate scrie ca în (3).

$$\begin{cases} V_{L1} = D \cdot (V_C - V_L) + (1 - D) \cdot (-V_L) = 0 \\ V_{L2} = D \cdot (V_H - V_C) + (1 - D) \cdot (V_H - 2V_C) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

Utilizând (3), se poate determina tensiunea pe capacitățile comutate:

$$\begin{cases} V_{C_{sw}} = \frac{V_H}{2 - D} \\ V_{C_{sw}} = \frac{V_L}{D} \end{cases} \quad (4)$$

Din (4) se poate deduce relația în regim staționar pentru cele două tensiuni:

$$V_L = V_H \cdot \frac{D}{2 - D} \quad (5)$$

Astfel rezultă factorul de umplere:

$$D = \frac{2 \cdot V_L}{V_H + V_L} \quad (6)$$

Tensiunea la bornele capacităților comutate este reprezentată în ecuația(7), se poate observa ca această tensiune este constantă și depinde doar cele două tensiuni de intrare.

$$V_C = \frac{V_H + V_L}{2} \quad (7)$$

1.4. Dimensionarea bobinelor

Inductanța bobinelor L_1 și L_2 poate fi calculată luând în vedere tensiunea pe bobine din ecuația (1) și considerând o variație a curentului prin acestea.

$$t_{on} : \begin{cases} L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = V_{C_{sw}} - V_L \Leftrightarrow L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{t_{on}} = V_{C_{sw}} - V_L \\ L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = V_H - V_{C_{sw}} \Leftrightarrow L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{t_{on}} = V_H - V_{C_{sw}} \end{cases} \quad (8)$$

Din ecuația (8) valoarea inductanței poate fi determinată astfel:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{D \cdot T \cdot (V_{C_{sw}} - V_L)}{\Delta i_{L1}} \\ L_2 = \frac{D \cdot T \cdot (V_H - V_{C_{sw}})}{\Delta i_{L2}} \end{cases} \quad (9)$$

Pentru a simplifica dimensionarea componentelor pasive și active, se alege procentual variația curentului prin bobine din curentul mediu prin acestea.

$$\begin{cases} \Delta i_{L1} = \Delta i_{Lp} I_{L1} \\ \Delta i_{L2} = \Delta i_{Lp} I_{L2} \end{cases} \quad (10)$$

Din ecuațiile (4),(9) și (10) valoarea inductivității bobinelor se calculează astfel:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{V_L \cdot (V_H - V_L)}{\Delta i_{Lp} \cdot f \cdot I_L \cdot (V_H + V_L)} \\ L_2 = \frac{V_H \cdot (V_H - V_L)}{\Delta i_{Lp} \cdot f \cdot I_L \cdot (V_H + V_L)} \end{cases} \quad (11)$$

1.5. Dimensionarea condensatoarelor

Dimensionarea condensatoarelor este similară cu cea a bobinelor. Ecuația (12) este folosită pentru a arăta dependența dintre tensiuni și curenți. Singura diferență în acest caz este dată de faptul că valoarea curenților prin condensatoare nu este constantă, deci se calculează integrala curenților din condensatoare.

$$\begin{cases} C_{sw} \cdot \frac{dv_{C_{sw}}}{dt} = \frac{i_{L2} - i_{L1}}{2} \\ C_L \cdot \frac{dv_{CL}}{dt} = i_{L1} - I_{L1} \\ C_H \cdot \frac{dv_{CH}}{dt} = i_{L2} - I_{L2} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} C_{sw} = \frac{-1}{2 \cdot \Delta v_{C_{sw}}} \int_0^{t_{on}} (i_{L2} - i_{L1}) dt \\ C_L = \frac{1}{\Delta v_{C_L}} \int_{t_{on}/2}^{t_{on} + t_{off}/2} (i_{L1} - I_{L1}) dt \\ C_H = \frac{1}{\Delta v_{C_H}} \int_{t_{on}/2}^{t_{on} + t_{off}/2} (i_{L2} - I_{L2}) dt \end{cases} \quad (13)$$

Precum în cazul anterior, variația tensiunii pe condensatoare se alege procentual din tensiunea nominală.

$$\begin{cases} \Delta v_C = \Delta v_{Cp} V_{C_{sw}} \\ \Delta v_{C_L} = \Delta v_{Cp} V_{C_L} \\ \Delta v_{C_H} = \Delta v_{Cp} V_{C_H} \end{cases} \quad (14)$$

Din relațiile (12),(13) și (14) se determină valoarea capacităților:

$$\begin{cases} C_{sw} = \frac{2 \cdot I_L \cdot V_L \cdot (V_H - V_L)}{\Delta v_{Cp} \cdot f \cdot V_H \cdot (V_H + V_L)^2} \\ C_L = \frac{\Delta i_{Lp} \cdot I_L}{8 \cdot \Delta v_{Cp} \cdot f \cdot V_L} \\ C_H = \frac{\Delta i_{Lp} \cdot I_L \cdot V_L}{8 \cdot \Delta v_{Cp} \cdot f \cdot V_H^2} \end{cases} \quad (15)$$

1.6. Dimensionarea componentelor active.

Pentru a putea alege componentele active, curenții și tensiunile maxime prin acestea trebuie să fie calculate.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = V_H + V_L \\ V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = V_{S5} = \frac{V_H + V_L}{2} \end{array} \right\} \begin{array}{l} I_{S1} = I_{S2} = I_L \\ I_{S3} = I_{S5} = \frac{I_L - I_H}{2} \\ I_{S4} = I_H \end{array} \quad (16)$$

Parametrii de proiectare inițiali și rezultatele inițiale sunt prezentate în Tabelul 1.

Tabelul 1

Elemen t	Design values		Elemen t	Calculated values	
	Value	Unit		Value	Unit
V_H	400	V	L_1	65	μH
V_L	125	V	L_2	210	μH
I_L	40	A	C_{sw}	12.4	μF
Δi_{Lp}	25	%	C_L	5.0	μF
Δv_{Cp}	2	%	C_H	0.48	μF
f_{sw}	100	kHz	D	47.6	%

Pentru dimensionarea convertorului s-au folosit datele de calcul din Tabelul 2, care includ tensiunile de la cele două ieșiri (V_H , V_L), curentul de la ieșirea de tensiune mică (I_L), riplul maxim acceptat pentru curenții din bobine (Δi_{Lp}), riplul maxim acceptat pentru tensiunile de pe condensatoare (Δv_{Cp}) și frecvență de comutație (f_{sw}). În urma calculelor de dimensionare au fost alese componentele principale ale BHCC: cele două bobine, (L_1 , L_2), condensatorul din celula de comutație (C_{sw}), cele două condensatoare de la ieșiri (C_L , C_H) și cele cinci dispozitivele semiconductoare ($S_1 - S_5$).

Tabelul 2

Date de dimensionare			Rezultate ale dimensionării			
Element	Valoare	U.M.	Element	Valoare	U.M.	Cod Componentă
V_H	400	V	L_1	100	μH	2xDEHF-42/0,047/50
V_L	125	V	L_2	470	μH	DEHF-42/0,47/16
I_L	40	A	C_{sw}	3000	μF	3x598-80LQ102M315A452
Δi_{Lp}	25	%	C_L	1320	μF	4x598-SLP331M160A1P3
Δv_{Cp}	2	%	C_H	300	μF	3 x 598-SLPX101M400A3P3
f_{sw}	100	kHz	$S_I - S_5$	-	-	5XTP65H035WSQA

1.7. Proiectarea cablajelor imprimate ale BHCC

Convertorul BHCC este împărțit în mai multe module componente: placa principală de curenți mari Fig. 8, cinci module de comandă pentru tranzistoare Fig. 7 și trei module de măsurare a tensiunilor Fig. 6, două pentru tensiunile de ieșire și una pentru tensiunea pe unul din condensatoarele comutate. Pentru proiectare s-a luat în considerare minimizarea traseelor de comutație, între tranzistoare și condensatoarele electrolitice, pentru reducerea vârfurilor de tensiune de pe tranzistoare. Pe circuitul de forță au fost inserați senzori de măsurare a curenților pentru a se putea controla curenții prin cele două inductivități.

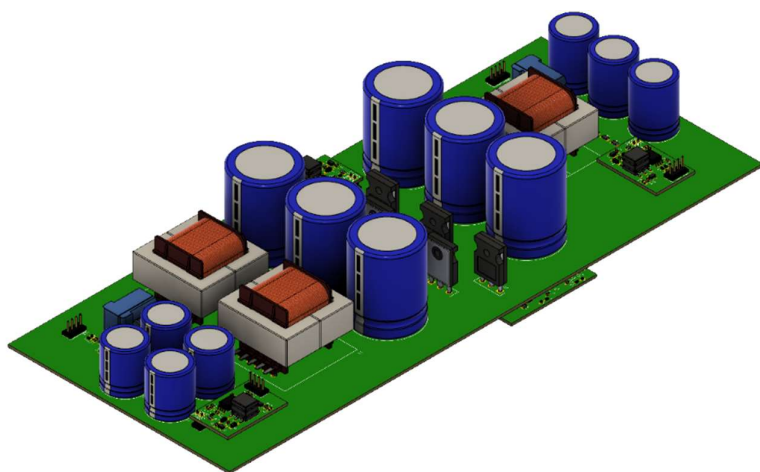


Fig. 8 Prototipul BHCC

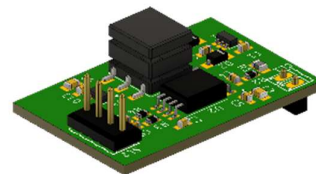


Fig. 6 Modulul de
măsurare a tensiunii

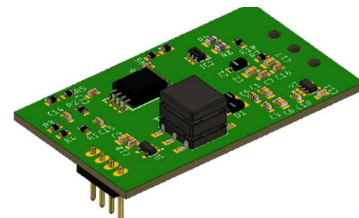


Fig. 7 Modulul de
comandă pentru un tranzistor

2. Proiectarea generatorului electric al microturbinei eoliene care va fi integrată în sistemul de tip “smart grid”

2.1. Tema de proiectare a generatorului electric

Pentru conversia energiei eoliene în energie electrică furnizată rețelei smart-grid de curent continuu s-a optat pentru utilizarea unui generator sincron cu excitație electromagnetică. Acesta va fi cuplat mecanic cu turbina eoliană cu ax vertical prin intermediul unui multiplicator de turație, având în vedere faptul că turbinele eoliene verticale au turația relativ redusă. Excitația electromagnetică va fi alimentată printr-un controller inteligent care o să varieze curentul de excitație pentru a păstra nivelul maxim de putere extras chiar dacă generatorul va fi antrenat cu turații diferite.

Parametrii și caracteristicile principale de funcționare pentru generatorul ce va fi realizat sunt:

Tensiunea maximă de alimentare a înfășurării de excitație este 24 Vcc;

Tensiunea redresată de 360 Vcc, atât la 1000 rpm, cât și la 2000 rpm;

Puterea electrică de maxim 750W;

Pentru a simplifica procedura de fabricație, s-a adoptat soluția modificării unui motor asincron trifazat aflat în producția curentă a Electroprecizia Săcele SA. Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, se poate proiecta și realiza un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat.

A fost studiată o gamă variată de motoare disponibile pentru a alege geometria tolelor rotorice și statorice adecvată pentru generatorul propus spre realizare. Mai întâi, au fost realizate calcule și modele numerice pentru varianta de mașină electrică MA-AL gabarit 80, pentru care nu s-au obținut rezultatele dorite. Această gamă de motoare are un număr de 30 de creștături rotorice și pentru a realiza o înfășurare pentru 4 poli, două creștături diametral opuse ar fi trebuit lăsate libere, iar simulările au evidențiat anumite probleme în funcționare. Un alt dezavantaj este faptul că deschiderea creștăturii rotorice nu permitea decât bobinarea cu conductoare cu diametre reduse. Având în vedere aceste aspecte, s-a optat pentru varianta de motor MA-AL 90S, 1.1kW la 1410rpm, 3x400V cu 28 de creștături rotorice și deschiderea acestora de 1 mm.

2.2. Modele numerice realizate pentru soluția propusă

a). Caracteristici specifice înfășurării statorice:

Pentru a obține $U_{cc} = 360V_{ca}$ rezultă:

$$U_f = \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot U_{cc} = 217.66V_{ca} \Rightarrow U_L = \sqrt{3} \cdot U_f = 378V_{ca} \Rightarrow U_L = \frac{U_L}{\sqrt{2}} = 266.57V_{ca} \quad (17)$$

Raportând tensiunea calculată la tensiunea de linie nominală, obținem un coeficient $k=66.5\%$ și rezultă faptul că se poate extrage teoretic 66.5% din puterea inițială a mașinii. Luând în calcul eventuale saturații magnetice și limitări ale înfășurării de excitație din considerente tehnice de realizare, coeficientul k se poate micșora și mai mult. De aceea, pentru a putea estima puterea furnizată de generator s-au efectuat calcule și modele numerice în ipoteza mai multor situații de funcționare.

b). Caracteristici specifice înfășurării rotorice

S-a considerat curentul prin excitație de valoare redusă $I_{ex}=1A$, pe baza considerentelor ce țin de realizarea înfășurării rotorice și de posibilitatea evacuării căldurii în exces. De asemenea, s-a avut în vedere reducerea pierderilor de contact, și implicit a temperaturilor din perii, respectiv inele colectoare, în așa fel încât structura suport a acestora să nu se supraîncălzească, iar rezistența de contact să aibă o pondere nesemnificativă în raport cu rezistența înfășurării de excitație.

S-a considerat densitatea de curent din înfășurarea de excitație $J_{ex} \approx 6.2 A/mm^2$, utilizând astfel un conductor cu diametrul $d_{Cu}=0.45mm$, diametru fără izolație. Cu diametrul exterior al conductorului măsurat, s-a estimat numărul maxim de conductoare ce pot ocupa suprafața creștăturii rotorice. Având în vedere faptul că bobinajul se va realiza manual, s-a considerat numărul de conductoare din creștătură $nc2=100$ ($nc2_{max}=111$). Desenul simplificat al conductoarelor din creștătura rotorică este ilustrat în Fig. 9. Pentru conductorul considerat mai sus, am obținut o rezistență a înfășurării de excitație $R_{ex} \approx 64.91\Omega$.

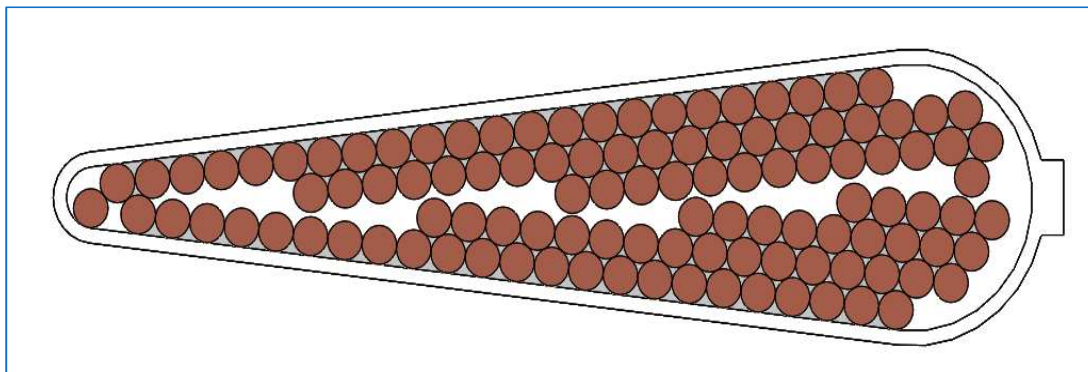


Fig. 9 Poziționarea ideală a conductoarelor din creștătura rotorică

Generatorul va fi utilizat în gama de turație $1000 \div 2000$ rpm. În general, pentru ca acesta să poată furniza o putere aproximativ constantă în această gama de turație, puterea din înfășurarea de excitație va fi mai mare la turație joasă, comparativ cu cea de la turație ridicată, astfel primele calcule utilizând MEF au fost realizate pentru turația de 1000 rpm.

c). Rezultate numerice preliminare

A fost realizat un model numeric de generator sincron cu înfășurare de excitație antrenat la turația de 1000 rpm și au fost obținute datele din Tabelul 3.

Pentru a observa comportamentul mașinii de la funcționarea în gol la cea în sarcină, a fost trasată caracteristica externă a acesteia,

Fig. 10 (valorile din grafic se regăsesc în Tabelul 3).

Tabelul 3 Date extrase în urma calculelor numerice corespunzătoare turației de 1000 rpm

Nr. crt.	R_sarc [ohm]	U_L_mediu [V]	I_sarc_mediu [A]	U_redresat [Vcc]
1	1.00E+05	227.166	0.001312	306.7819
2	500.00	217.6963	0.251374	293.9933
3	200.00	191.4393	0.552638	258.5339
4	100.00	136.9817	0.790862	184.9902

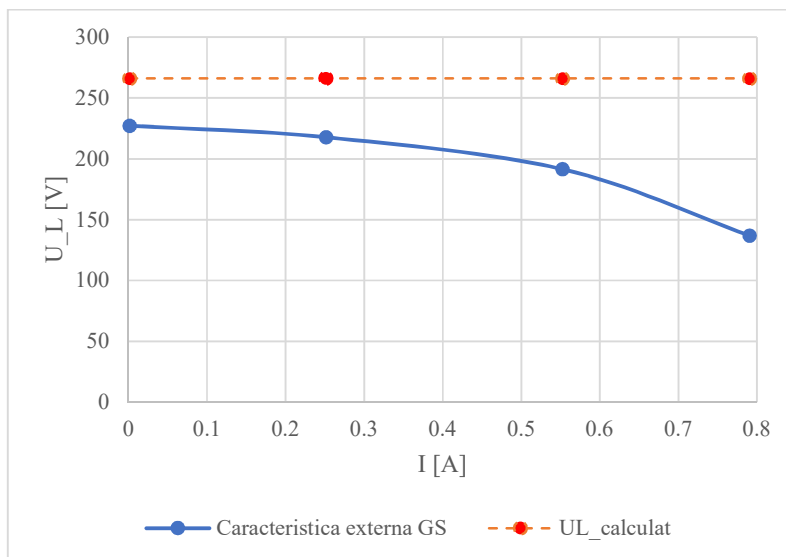


Fig. 10 Caracteristica externă a modelului numeric de generator sincron

Prin calcul analitic au fost determinate valorile tensiunii și curentului și în urma redresării iar variația acestora este prezentată în Fig. 11.

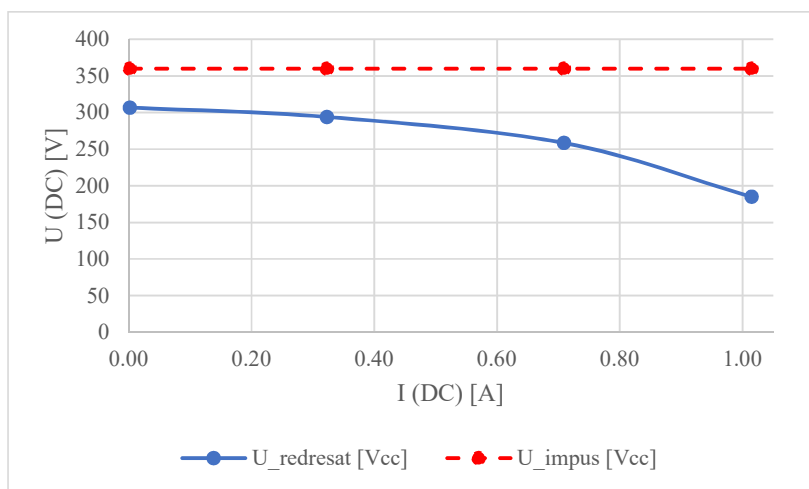


Fig. 11 Caracteristica externă estimată în urma redresării

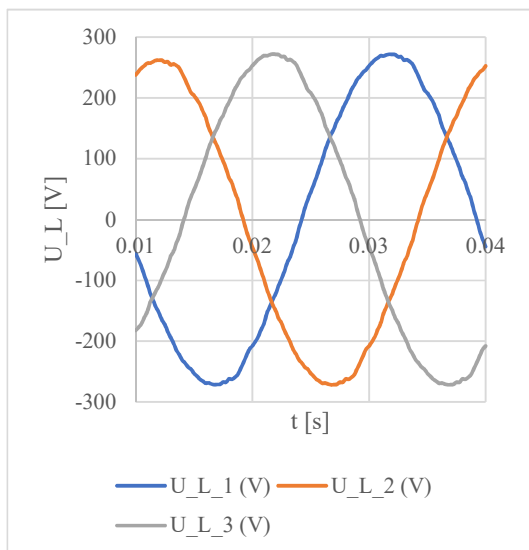


Fig. 13 Variația în timp a tensiunilor de linie

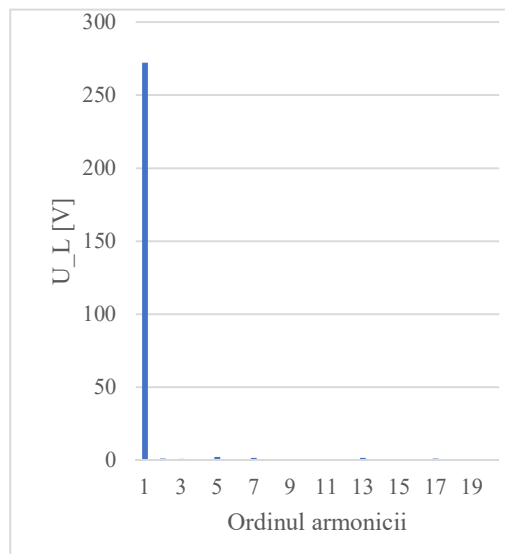


Fig. 12 Spectrul de armonici ale tensiunilor de linie

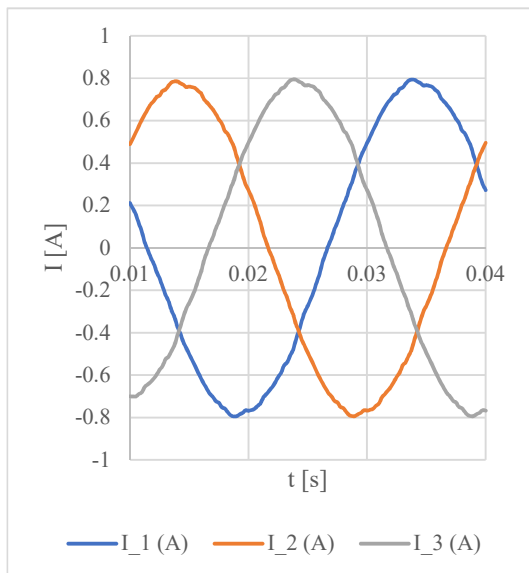


Fig. 14 Variația în timp a curenților

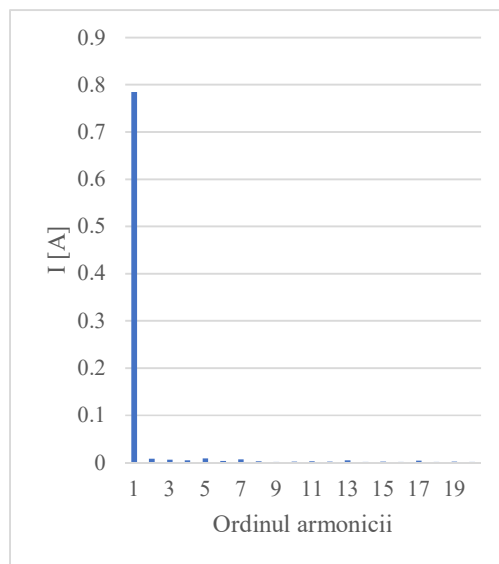


Fig. 15 Spectrul de armonici al curenților

Pentru rezistența de sarcină pe fază $R_s=200\ \Omega$, echivalentă cu rezistența de sarcină în curent continuu $R_{s_dc}\approx 365\ \Omega$, putem observa calitatea formelor de undă ale tensiunii și curentului prin valori subunitare ale armonicilor de ordin superior raportate la fundamentală, Fig. 12, Fig. 13, Fig. 15, Fig. 14

S-a realizat de asemenea și un model numeric de generator sincron cu înfășurare de excitație antrenat la turația de 2000 rpm și am obținut următoarele date:

Caracteristica externă a generatorului este prezentată în Fig. 16, valorile din grafic se regăsesc în Tabelul 4.

Tabelul 4 Date extrase în urma calculelor numerice corespunzătoare turației de 2000 rpm

Nr. crt.	R_SARC [ohm]	U_L_med [V]	I_sarc_med [A]	U_redresat [Vcc]
1	1.00E+05	452.7803	0.002614	611.4683
2	500.00	408.3307	0.471499	551.4401
3	200.00	275.8957	0.796442	372.5901
4	100.00	156.706	0.904744	211.6275

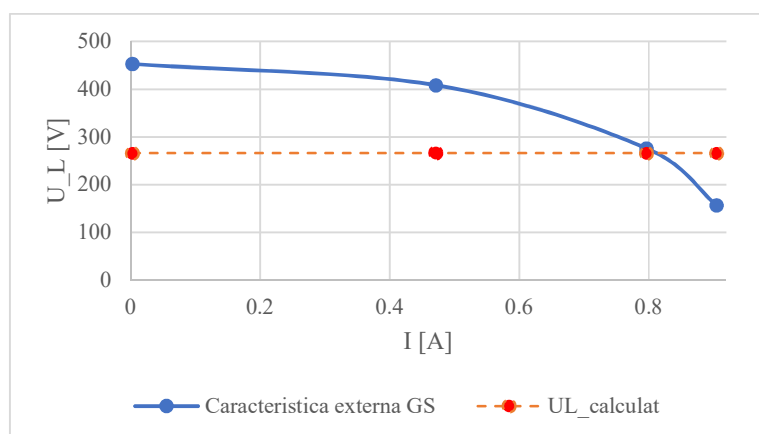


Fig. 16 Caracteristica externă a modelului numeric de generator sincron

Prin calcul analitic au fost determinate valorile tensiunii și curentului și în urma redresării iar variația acestora este prezentată în Fig. 17.

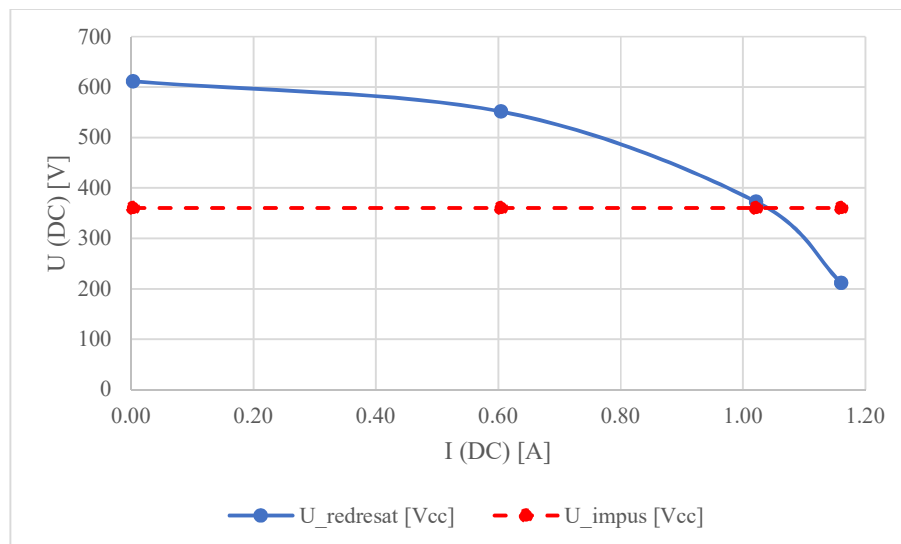


Fig. 17 Caracteristica externă estimată în urma redresării

Pentru rezistența de sarcină pe fază $R_s=500\ \Omega$, echivalentă cu rezistența de sarcină în curent continuu $R_{s_dc}\approx 912\ \Omega$, se poate observa calitatea formelor de undă ale tensiunii și curentului prin valori subunitare ale armonicilor de ordin superior raportate la fundamentală, Fig. 18, Fig. 19, Fig. 20, Fig. 21.

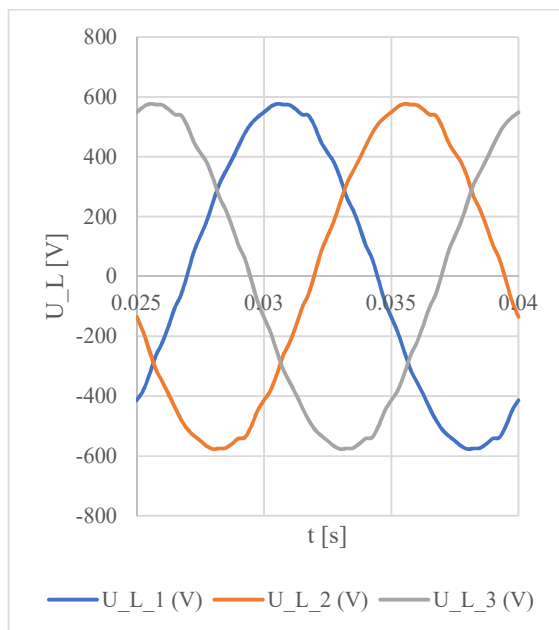


Fig. 19 Variația în timp a tensiunilor de linie

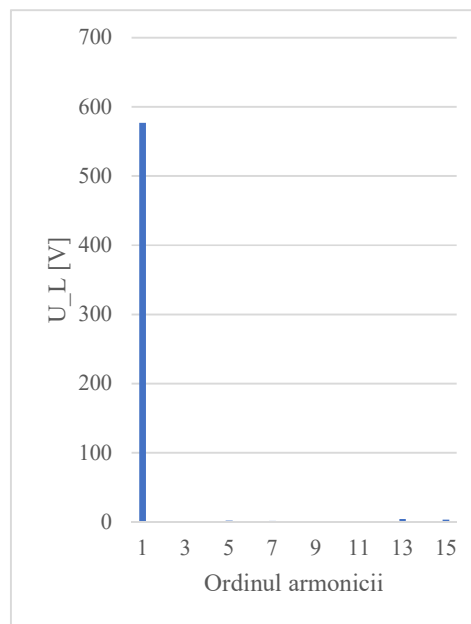


Fig. 18 Spectrul de armonici ale tensiunilor de linie

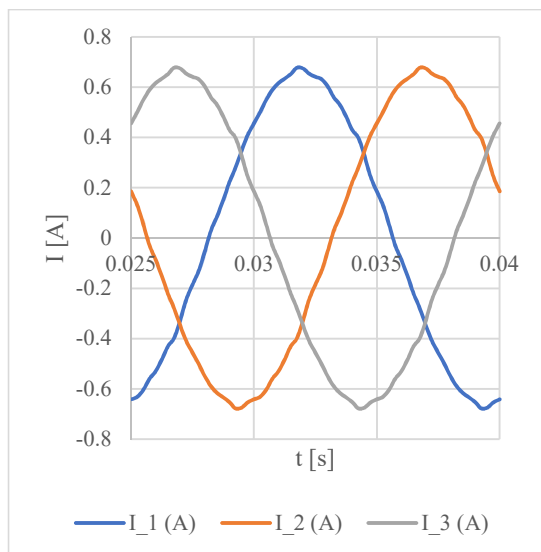


Fig. 21 Variația în timp a curenților

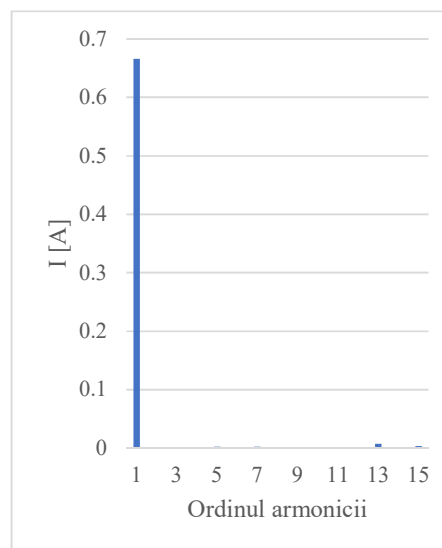


Fig. 20 Spectrul de armonici al curenților

S-a optat pentru variația rezistenței de sarcină pentru fiecare turație, pentru a exemplifica formele de undă obținute, astfel încât căderile de tensiune de la funcționarea în gol la cea în sarcină să aibă valori mai mici de 15%.

Parametrii de proiectare din modelul numeric realizat au fost corelați cu dimensiunile componentelor comandate de la Electroprecizia Săcele și a rezultat un proiect CAD realizat în Solid Works. În Fig. 22 este prezentată o vedere de ansamblu a generatorului electric proiectat.

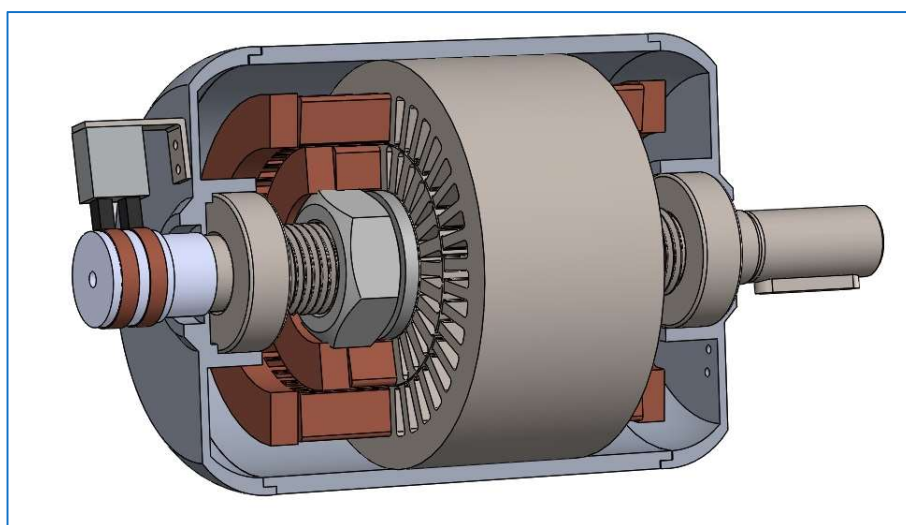


Fig. 22 Vedere de ansamblu a generatorul electric

2.3. Realizarea generatorului electric sincron cu excitație electromagnetă

Așa cum s-a menționat și în primul capitol, pentru a simplifica procedura de fabricație, s-a adoptat soluția modificării unui motor asincron trifazat aflat în producția curentă a Electroprecizia Săcele SA. Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, s-a realizat un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat. S-a optat pentru varianta de motor MA-AL 90S, 1.1kW la 1410rpm, 3x400V cu 28 de cresături rotorice și deschiderea acestora de 1 mm. Componentele motorului sunt prezentate în Fig. 23.



Fig. 23 Componentele utilizate pentru fabricarea generatorului sincron cu excitație electromagnetică

Componentele comandate au fost preluate de pe linia de producție parțial prelucrate pentru a putea fi modificate cu ușurință conform specificațiilor proiectului. În Fig. 24 este prezentată carcasa cu pachetul statoric bobinat, pregătit pentru asamblare.



Fig. 24 Carcasa generatorului cu pachetul statoric bobinat

Pachetul rotoric a fost și el preluat de pe linia de fabricație înaintea turnării coliviei de aluminiu, procedeu specific realizării motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit. Acesta este prezentat mai jos în Fig. 25.



Fig. 25 Pachetul cu tole rotor

După bobinarea rotorului și montarea sistemului de perii, generatorul poate fi asamblat și pregătit în vederea testării și validării modelului numeric. Generatorul în varianta complet asamblată este prezentat în Fig. 26.



Fig. 26 Generatorul sincron cu excitație electromagnetică asamblat

2.4. Concluzii

Pentru specificațiile impuse prin tema de proiectare a fost realizat un model numeric pentru a simula un generator electric sincron cu excitație electromagnetică. Caracteristicile determinate au fost realizate pentru aceeași valoare a curentului de excitație pentru a observa capacitatea înfășurării de excitație de a furniza tensiunea la borne impusă.

Modelul numeric a evidențiat faptul că solenația înfășurării din rotor nu este suficientă pentru a asigura tensiunea impusă pentru toată gama de turație. Aceasta se poate mări însă, fie prin creșterea curentului în înfășurarea de excitație care presupune pierderi Joule suplimentare și creșterea temperaturii în perii și inelele alunecătoare sau creșterea numărului de spire. În funcție de rezultatele obținute în urma testării pe stand, se vor putea efectua anumite modificări în vederea îmbunătățirii funcționării generatorului. Cea mai facilă soluție este creșterea curentului prin excitație și urmărirea cu atenție a variației de temperatură pentru ca aceasta să nu depășească un anumit prag critic. Pe lângă această variantă, se mai poate modifica geometria creștăturii pentru a permite un număr mai mare de spire.

Conform specificațiilor din tema de proiectare și ținând cont de rezultatele modelelor numerice, a fost realizat un proiect de generator electric cu excitație electromagnetică.

Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, s-a realizat un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat, MA-AL 90S.

Generatorul electric realizat este pretabil microturbinelor eoliene cu ax vertical și va putea furniza energie electrică într-o plajă variată de turații, de la 1000 până la 2000 rpm cu un sistem de reglare a excitației acestuia. Astfel de sisteme de generare a energiei electrice din surse regenerabile se pot integra cu succes în micrețele de tip cartier cu distribuție a energiei în curent continuu.

3. Adaptarea consumatorilor casnici pentru alimentarea în curent continuu

3.1. Introducere

Dezvoltarea tehnologică a aparaturii casnice utilizate în viața de zi cu zi a condus spre utilizarea curentului continuu tot mai des în aproape toate aplicațiile de acest tip. Structura generală a unui

aparat casnic performant este prezentat în Fig. 27, de mai jos. Zona de curent alternativ conține: conectarea la rețeaua electrică, elemente de protecție, filtre pentru eventuale interferențe electromagnetice, posibili consumatori alternativi și intrarea în convertorul de c.a.-c.c. Zona de curent continuu conține: elemente de filtrare capacitivă, poate să conțină și un convertor de tip Boost pentru realizarea corectării factorului de putere și consumatori de curent continuu.

Adaptarea alimentării în curent continuu a unui astfel de sistem se poate realiza prin înlocuirea directă a rețelei electrice de c.a cu una de c.c, singurele impedimente care pot apărea sunt consumatorii nativi de curent alternativ și convertoarele pentru corectarea factorului de putere (PFC - Power factor correction).

Consumatorii de curent continuu pot conține convertoare electronice de putere care alimentează elementele de execuție din sistem, acestea la rândul lor sunt influențate de tipul alimentării întregului ansamblu. În această etapă se propune reproiectarea/modificarea și studierea funcționării a trei aparate casnice și anume un sistem de climatizare cu tehnologia „Inverter”, o plită cu încălzire prin inducție și un frigider care utilizează un compresor liniar cu inverter.

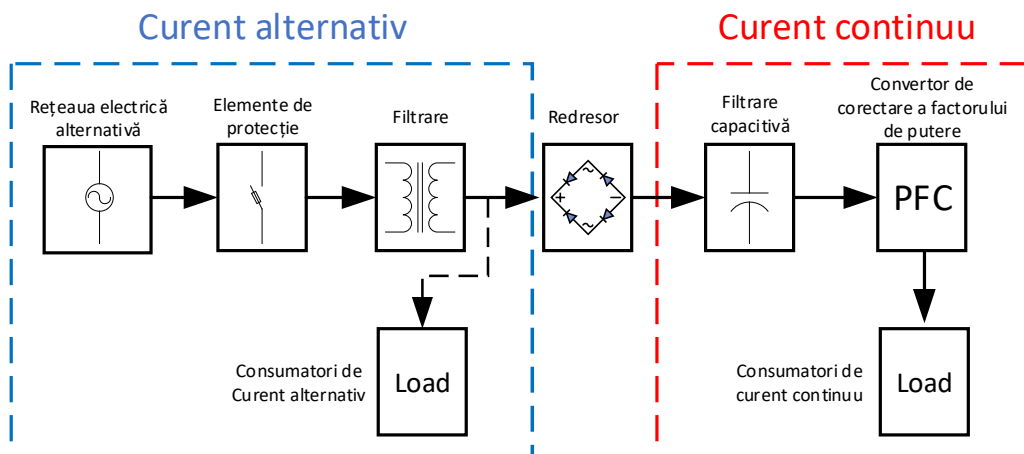


Fig. 27 Structura generalizată a aparatelor de consum casnic.

3.2. Sistemul de climatizare

3.2.1. Informații generale

Climatizarea se va realiza cu ajutorul unui aparat de aer condiționat de tip ”split” cu funcție de pompă de căldură. Acest aparat este format dintr-o unitate interioară și o unitate exterioară, fiind conectate prin intermediul conductelor cu agent termic și prin intermediul conexiunilor electrice. Caracteristicile aparatului de aer condiționat sunt enumerate în tabelul de mai jos.

Tabelul 5

Nr.	Caracteristica	Valoarea/unitate de măsură
1	Suprafața de montare	Perete
2	Recomandat pentru încăperi până la	18 m ² -25 m ²
3	Capacitate generală	9000 BTU
4	Capacitate de răcire	9212 BTU
5	Capacitate de încălzire	10236 BTU
6	Eficiență energetică - răcire	A++
7	Eficiență energetică - încălzire	A+++
8	Temperaturi de operare	T _{min} = -15°, T _{max} = +46°
9	Tip compresor	rotativ dublu cu inverter
10	Număr trepte ventilator	4
11	Agent de răcire	R32
12	Debit de aer unitate interioară	150 - 440 m ³ /h
13	Nivel de zgomot	22 - 39 dB
14	Dimensiuni unitate interioară	730x192x291 mm
15	Greutate unitate interioară	7.5 Kg
16	Dimensiune unitate exterioară	770x300x555 mm
17	Greutate unitate exterioară	27 Kg
18	Tehnologie WI-Fi	Da
19	Tensiunea de alimentare	220 – 240 V c.a.
20	Putere consumată la răcire	0.82 kW
21	Putere consumată la încălzire	0.78 W

3.2.2. Funcționarea aparatului de aer condiționat alimentat de la rețeaua electrică de curent alternativ

Acest capitol cuprinde studiul independent specific funcționării fiecărei unități și studierea comunicației dintre ele, alimentând aparatul de aer condiționat de la rețeaua electrică de c.a. monofazat cu valoarea efectivă a tensiunii de alimentare de 230 [V] și frecvența egală cu 50 [Hz]. Acest studiu este absolut necesar pentru cunoașterea în detaliu a parametrilor/funcționalităților în vederea reproiectării echipamentului pentru alimentare acestuia în curent continuu.

Pentru a realiza măsurătorile necesare, ansamblul întregului sistem de climatizare a fost instalat pe un singur stand experimental (Fig. 28), iar sistemele electronice au fost extrase din cele două unități. Astfel s-a favorizat accesul la punctele de interes pentru realizarea măsurătorilor necesare modificării aparatelor.

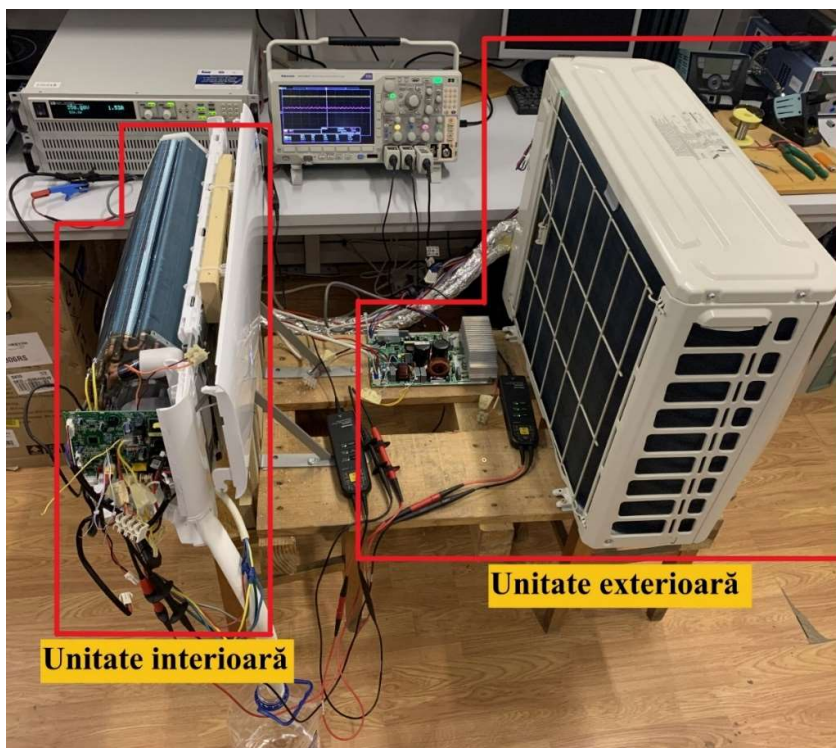


Fig. 28 Standul experimental de testare a sistemului de climatizare.

3.2.3. Unitatea interioară

Unitatea interioară are o putere instalată mică în comparație cu cea exterioară. Diagrama ei electrică se poate observa în Fig. 29. Această schemă cuprinde placa electronică și elementele care sunt conectate la aceasta.

Se observă că există trei tipuri de elemente care apar în structura aparatului, acestea pot fi clasificate în funcție de tipul alimentării cu energie electrică (AC-Curent alternativ, DC-Curent continuu și Curenți slabi).

Tabelul 6

Notare element	Semnificație	Punctul de legătură	Tipul alimentării
IN FAN	Motor ventilator	CN4	DC
OPTIONAL Y/G ION	Lipsă dotare	-	-
OPTIONAL HEATER	Lipsă dotare	-	-
SWING MOTOR 1	Servomotor orientare aer	CN5	DC
OPTIONAL SWING MOTOR 2	Lipsă dotare	-	-
OPTIONAL MICRO SWITCH	Lipsă dotare	-	-
OPTIONAL PLASMA	Ionizator aer	CN44	AC
ROOM TEMPERATURE SENSOR	Senzor de temperatură ambiantă	CN8	Semnal
PIPE TEMPERATURE SENSOR	Senzor de temperatură agent termic	CN9	Semnal
-DISPLAY BOARD -OPTIONAL: MULTI- FUNCTION CONTROL BOX, WI-FI CONTROLLER	Sistem de interfațare	CN10	Semnale

WHITE,RED,BLACK WIRE	Sistemul de alimentare	RY1, CN1	AC
YELLOW WIRE	Comunicația dintre unități	CN16	DC

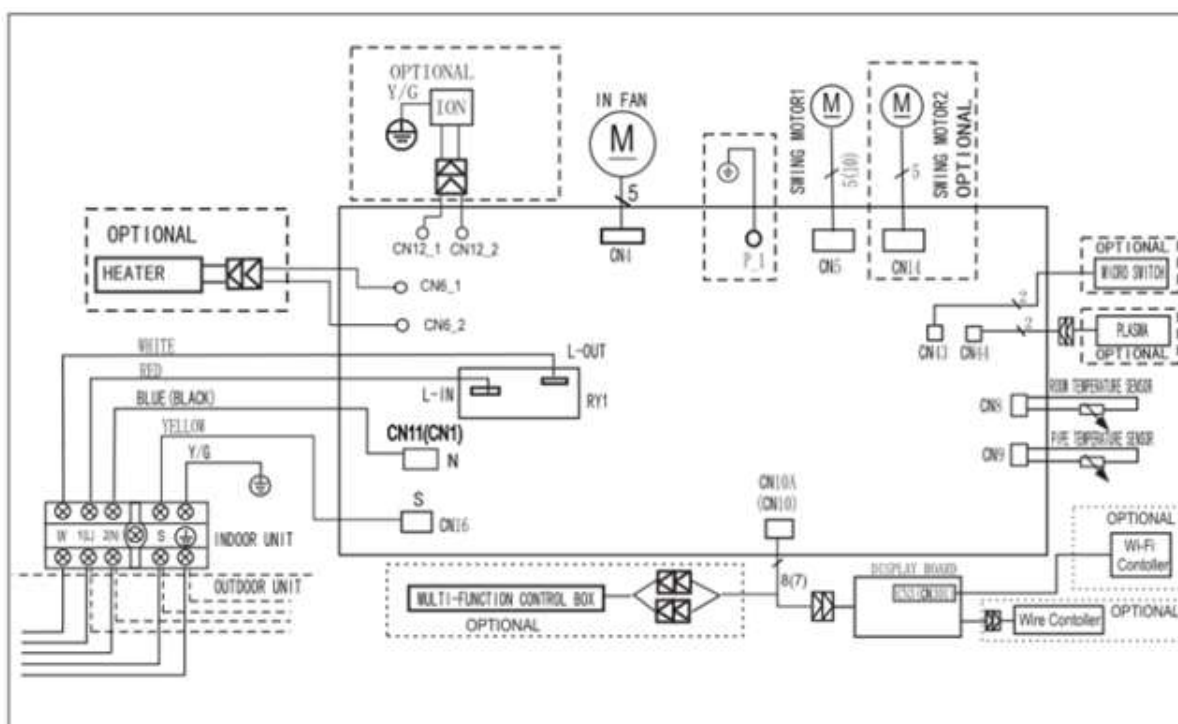


Fig. 29 Schema electrică a unității interioare.

Placa electronică se împarte în trei zone principale în funcție de tipurile curenților care sunt vehiculați (AC, DC și Semnal/curenți slabi).

Zona de curent alternativ conține partea de conectare la rețeaua electrică, protecțiile la supracurenți și la supratensiuni, filtre pentru eventuale interferențe electromagnetice (EMI) și intrarea în redresorul monofazat în punte.

Zona de curent continuu începe de la ieșirea redresorului în punte și conține tensiunea redresată și filtrată capacitiv de la care se alimentează motorul ventilatorului. Totodată la tensiunea redresată este conectat și convertorul coborâtor de tensiune continuă prin intermediul căruia sunt alimentate circuitele de curenți slabi/comandă.

Zona curenților slabi asigură semnalele necesare pentru controlarea întregului proces de climatizare aferentă unității interioare, respectiv realizarea comunicației dintre cele două unități ale sistemului. La această zonă este conectat și servomotorul care controlează direcția debitului de aer.

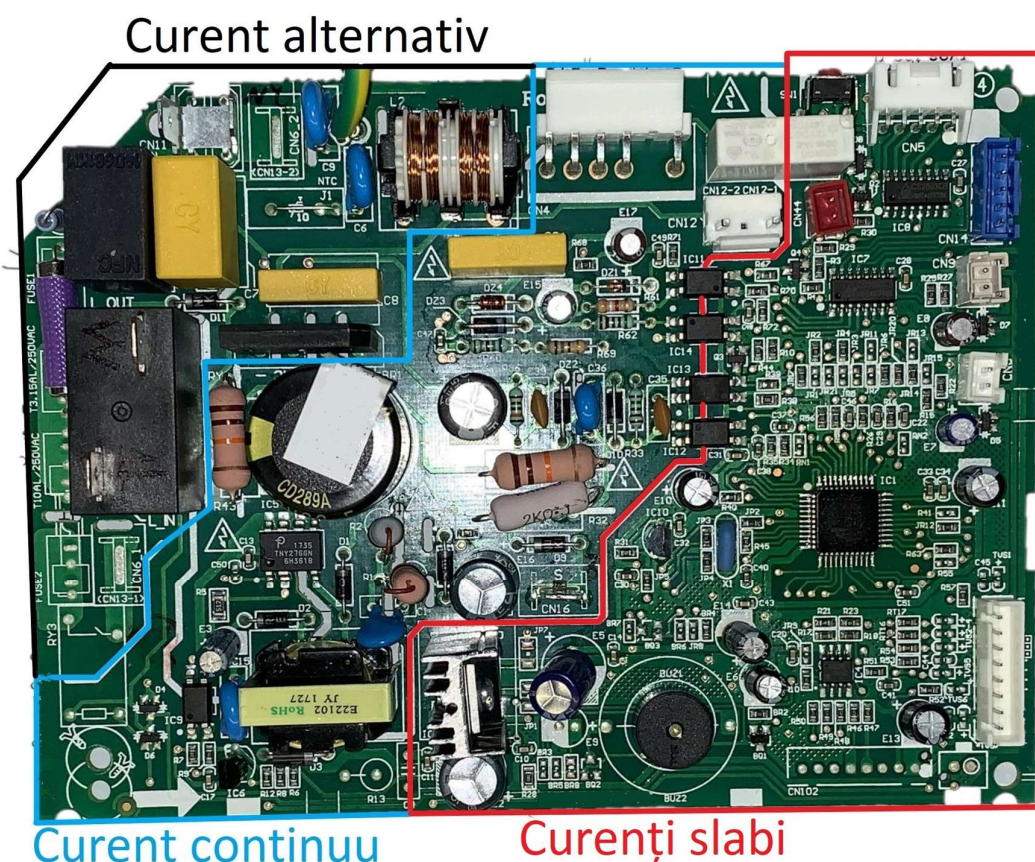


Fig. 30 Placa electronică din unitatea interioară.

3.2.4. Unitatea exterioară

Diagrama electrică a acestei unități este expusă în Fig. 31, unde se observă placa electronică și elementele conectate la aceasta. Ca și la unitatea interioară se pot distinge, în funcție de tipul curentului, trei categorii de elemente (AC, DC și Curenți slabi).

În componența unității exterioare intră două invertoare trifazate care alimentează motorul compresorului și motorul ventilatorului. Aceștia reprezintă consumatorii predominanți din întreg sistemul aparatului de aer condiționat.

Tabelul 7

Notare element	Semnificație	Punctul de legătură	Tipul alimentării
COMPRESSER	Motorul compresorului	CN 50	AC (prin inverter)
OPTIONAL 4-WAY	Electro-vană cu 4 căi	CN 60	AC
OPTIONAL CRANKCASE HEATER	Preîncălzire compresor	-	-
OPTIONAL PAN HEATER	Sistem anti-îngheț	-	-
OPTIONAL AC-FAN	Ventilator AC	CN 25	AC (prin inverter)
OPTIONAL DC-FAN	Ventilator DC	-	-
WHITE,RED,BLACK WIRE	Sistemul de alimentare	CN 1A	AC
YELLOW WIRE	Comunicația dintre unități	CN 1A	DC
TEMPERATURE SENSOR	Senzori de temperatură	CN 21	Curenți slabi

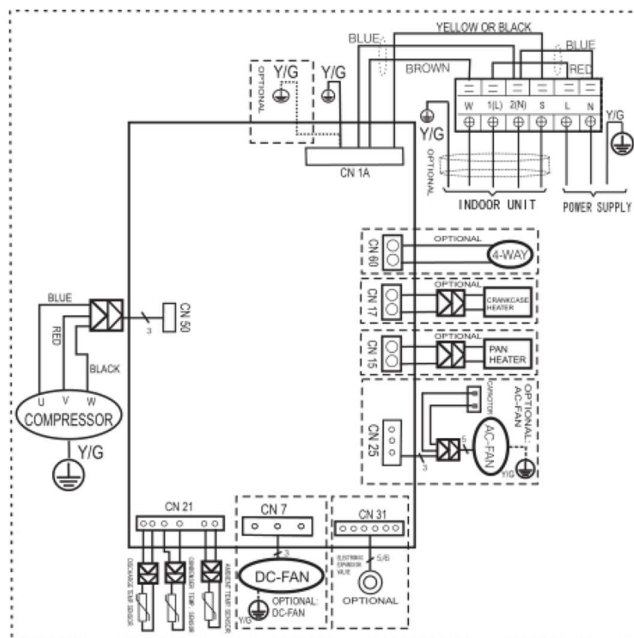


Fig. 31 Schema electrică a unității exterioare.

Zona de curent alternativ este identică cu aceea de la unitatea interioară și cuprinde partea de conectare la rețeaua electrică, protecțiile la supracurenți și la supratensiuni, filtre pentru eventuale interferențe electromagnetice (EMI) și intrarea redresorului monofazat în punte.

Zona de curent continuu începe de la ieșirea punții redresoare și este cuplată la un convertor de tip "Boost" care realizează corectarea factorului de putere. De la acest convertor sunt alimentate cele două invertoare, precum și convertorul pentru circuitele curenților slabi.

Zona curenților slabi asigură semnalele necesare pentru controlarea întregului proces de climatizare aferentă unității exterioare și contribuie la realizarea comunicației dintre cele două unități.

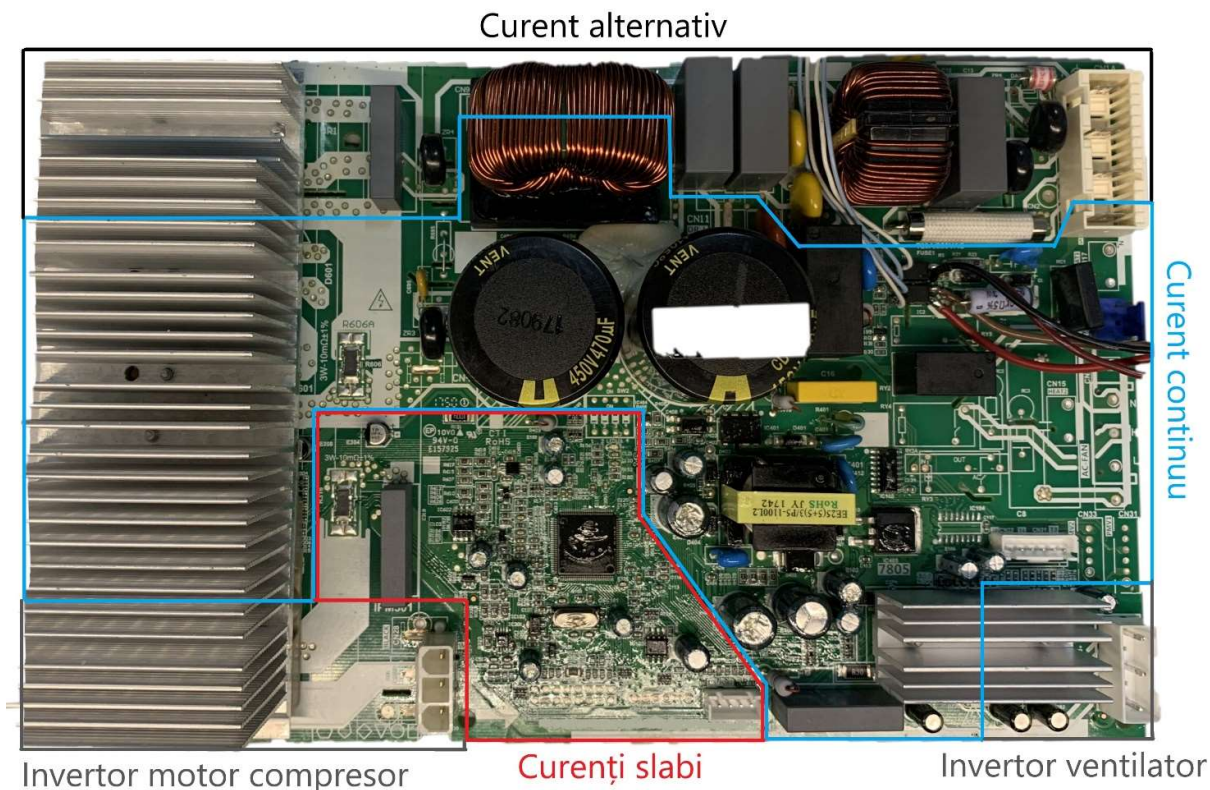


Fig. 32 Placa electronică din unitatea exterioară.

Formele de undă ale curenților și tensiunilor care apar la funcționarea aparatului de aer condiționat alimentat de la rețeaua electrică monofazată sunt măsurate în două situații și anume:

- *Fără corectarea factorului de putere*: această situație apare la putere scăzută în momentul când motorul compresorului se află la turații mici (pornirea acestuia), tranzistorul din componența convertorului "Boost" nu este comandat. În Fig. 33 V_{CE} este tensiunea dintre colectorul și emitorul tranzistorului aflat în componența convertorului "Boost", V_{dc} reprezintă tensiunea continuă de alimentare a invertoarelor trifazate, iar I_{ac} este curentul alternativ absorbit de la rețeaua electrică.

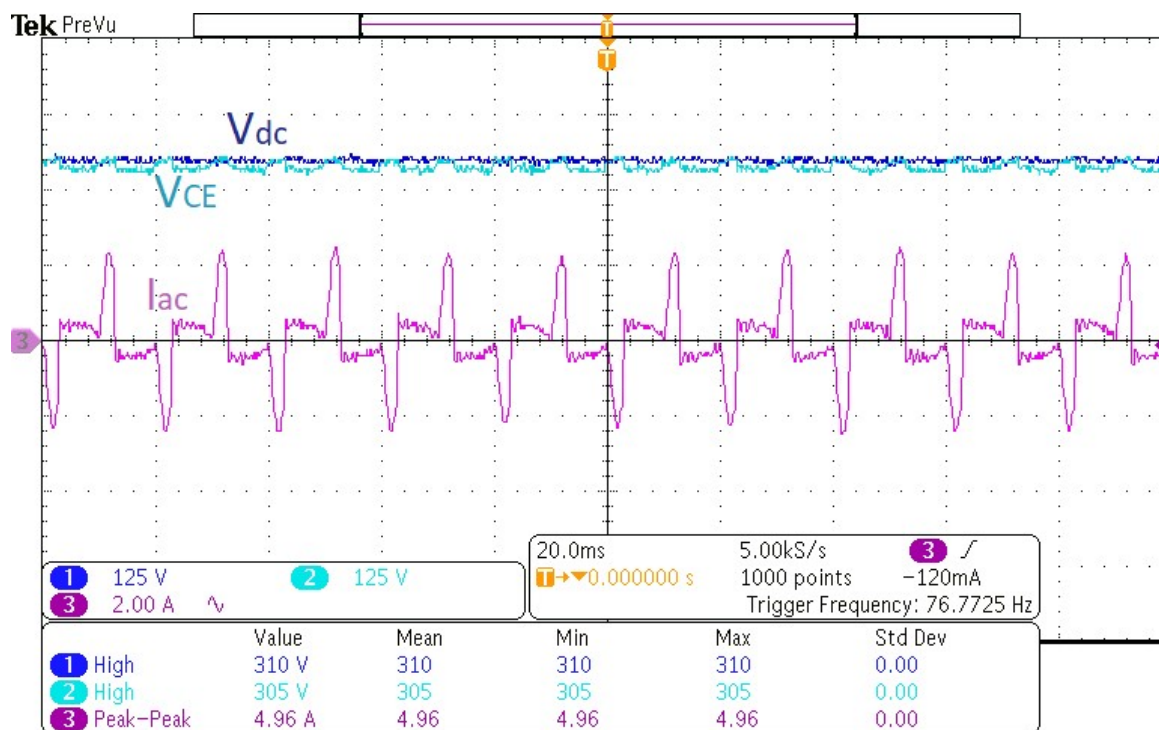


Fig. 33 Formele de undă specifice situației ”fără corectarea factorului de putere”.

- Cu corectarea factorului de putere (PFC-Power factor correction): acest caz apare din momentul trecerii rampei de pornire a motorului corespunzător compresorului. Puterea absorbită de sistem este ridicată în comparație cu situația precedentă și pentru a satisface reglementările calității energiei electrice impuse la nivel mondial. Sistemul descris realizează corectarea factorului de putere cu ajutorul unui convertor curent continuu-curent continuu ridicător de tensiune (Boost Converter). Formele de undă sunt reprezentate la creșterea treptată a puterii aparatului de aer condiționat.

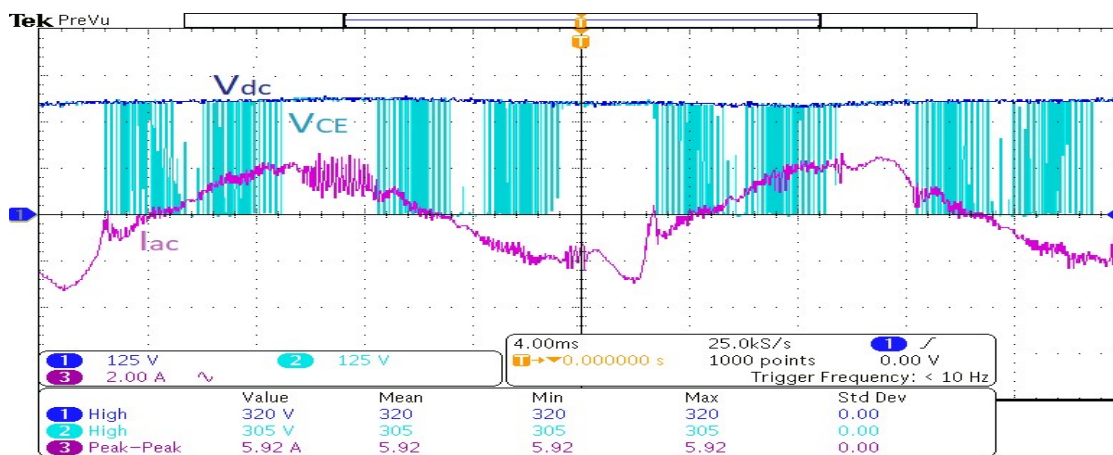


Fig. 34 Formele de undă corespunzătoare situației "cu PFC" la putere scăzută.

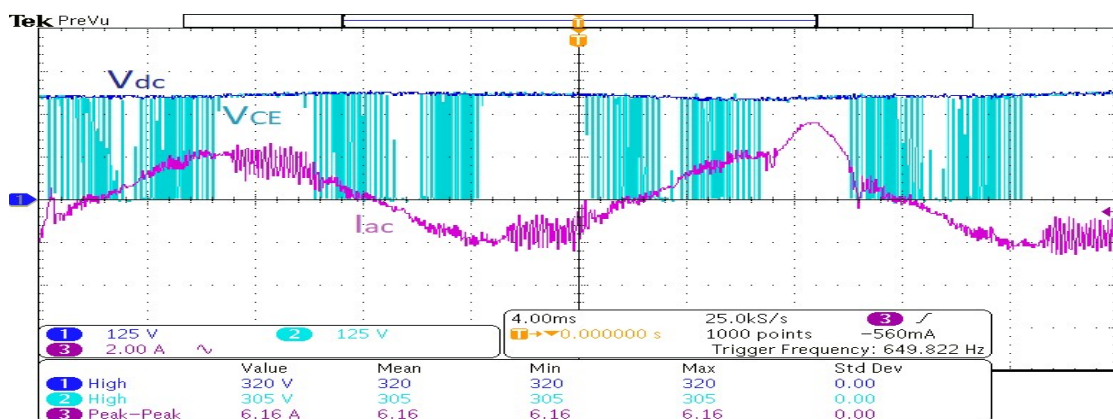


Fig. 35 Formele de undă corespunzătoare situației "cu PFC" la putere medie.

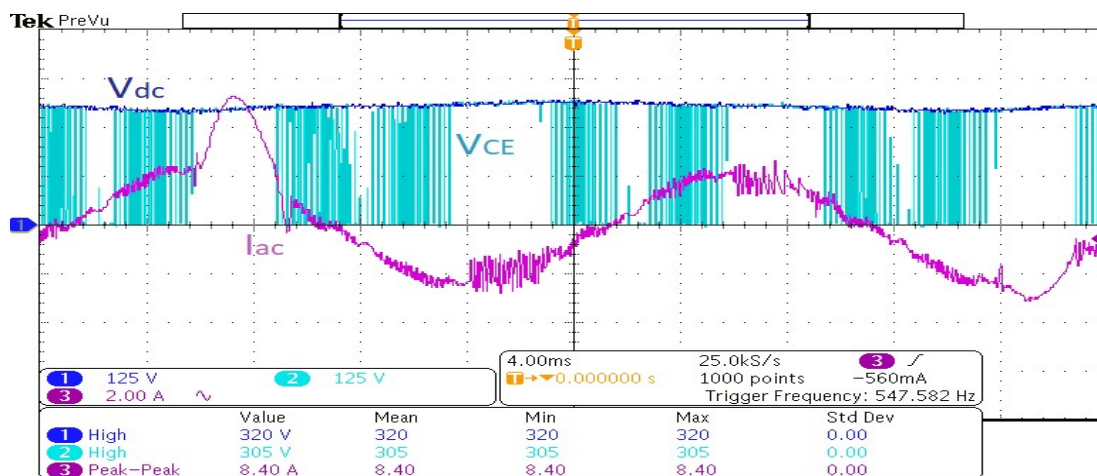


Fig. 36 Formele de undă corespunzătoare situației "cu PFC" la putere maximă.

3.2.5. Comunicația dintre cele două unități

Pentru funcționarea corespunzătoare a sistemului de climatizare, procesoarele celor două unități trebuie să comunice între ele. Datele protocolului de comunicații sunt transmise în ambele direcții pe un fir (S) față de nulul (N) sistemului.

Circuitele de transmitere a datelor de comunicații sunt ilustrate în Fig. 37, unde fiecare unitate are două optocuploare (IC1-emițător, IC2- receptor). Totodată în figura de mai jos pot fi urmărite secvențele impulsurilor corespunzătoare emițătoarelor și receptoarelor.

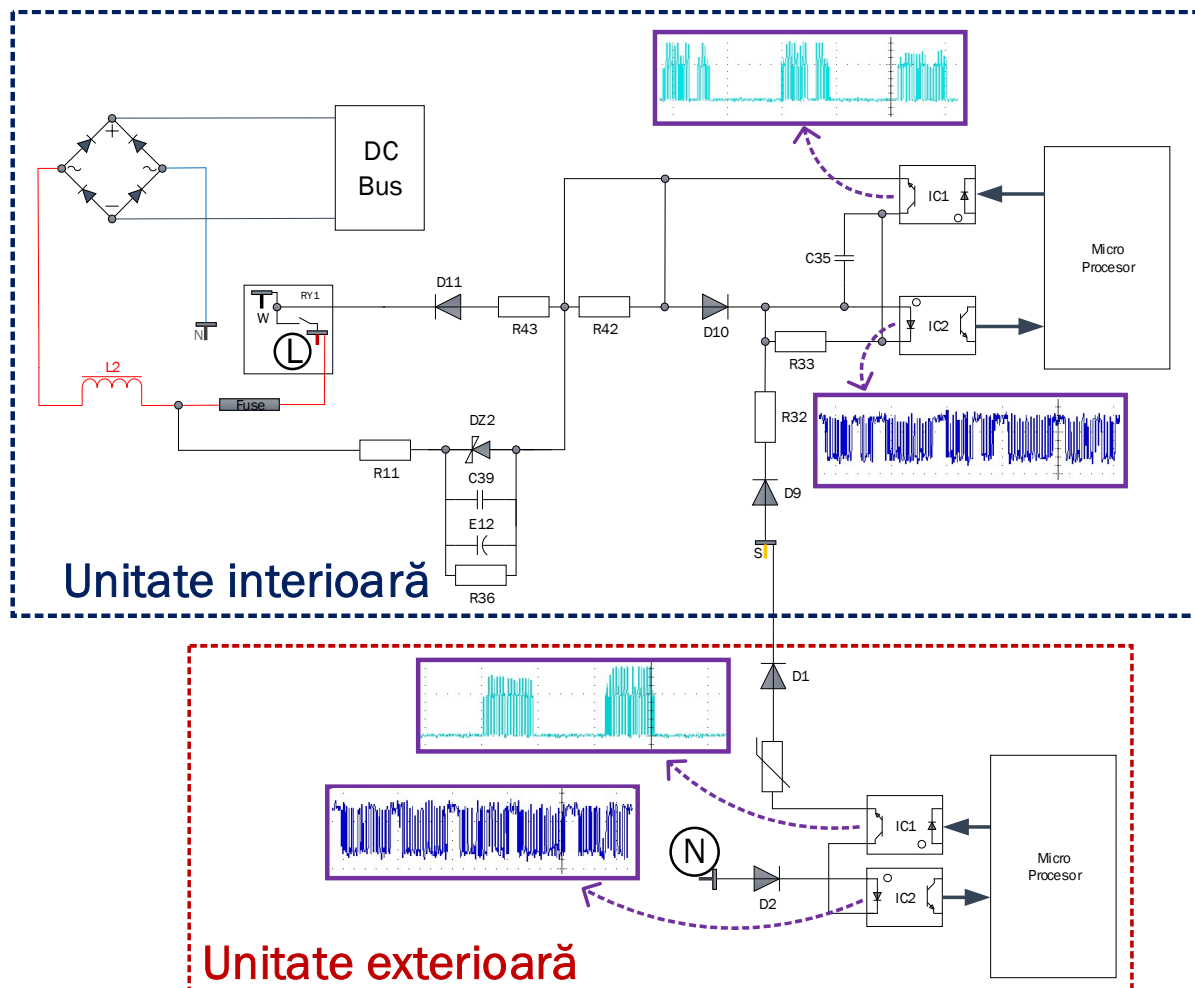


Fig. 37 Comunicația unităților.

Forma de undă a impulsurilor de comunicație alternează în jurul unei valori fixe (Fig. 38), aceste semnale sunt transmise la o tensiune cuprinsă între 0 [V] și 36 [V] cu un nivel ridicat de zgomote care vor fi filtrate la citirea lor de către procesoare.

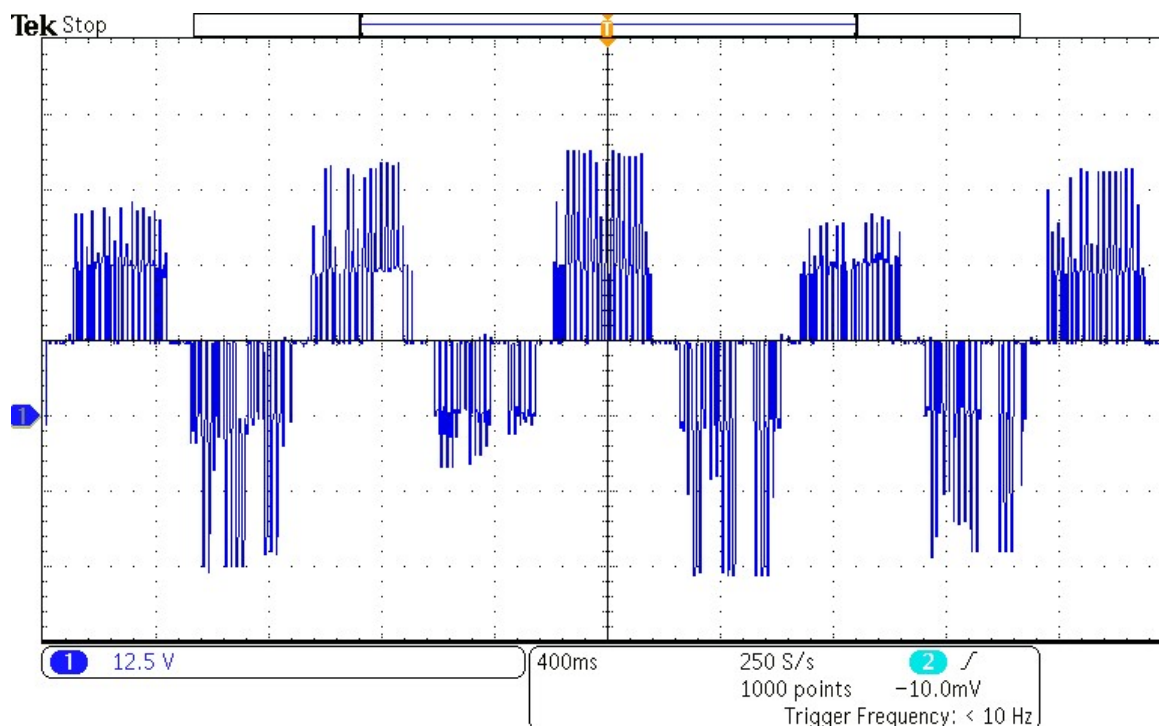


Fig. 38 Semnalele de comunicație dintre unități.

3.2.6. Funcționarea aparatului de aer condiționat alimentat de la rețeaua electrică de curent continuu

Reproiectarea alimentării aparatului de aer condiționat din curent alternativ în curent continuu a presupus realizarea studiului funcționării în regim normal, prezentat în subcapitolul anterior. Astfel, s-a observat că plăcile electronice de la ambele unități sunt divizate în două zone (Fig. 30 Fig. 32), una de curent alternativ (zona AC) și una de curent continuu (zona DC).

Trecerea de la zona AC la zona DC se realizează printr-un redresor monofazat în punte la ambele unități, ceea ce va permite alimentarea directă a ambelor unități de la o rețea de curent continuu. Prin intermediul punților redresoare se va realiza întotdeauna polarizarea corectă a elementelor din zonele de curent continuu indiferent de amplasarea bornei negative sau bornei pozitive a rețelei continue.

Studiile funcționării sistemului din acest capitol s-au realizat alimentând aparatul de aer condiționat la o tensiune continuă egală cu tensiunea continuă redresată ($V_{dc}=310$ [V]) în cazul alimentării de la rețeaua monofazată și la tensiunea continuă propusă ($V_{dc}=350$ [V]) pentru rețeaua de curent continuu. Totodată s-au studiat efectele funcționării întregului ansamblu atât cu folosirea convertorului de corectare a factorului de putere cât și fără utilizarea acestuia.

În urma testelor efectuate s-a observat că pentru realizarea comunicației dintre cele două unități este necesară alimentarea aparatului de la rețeaua de curent continuu. Borna pozitivă (+) a rețelei DC se conectează la nulul (N) iar borna negativă (-) la faza (L) aparatului.

3.2.7. Alimentarea aparatului de aer condiționat de la rețeaua electrică continuă folosind convertorul PFC

Formele de undă ale tensiunii continue (V_{PFC}) de la ieșirea convertorului PFC și ale curentului absorbit (I_{dc}) de la rețeaua DC sunt prezentate în funcție de cele două nivele ale tensiunii de alimentare ($V_{dc}=310$ [V]-Figura 13 și $V_{dc}=350$ [V] (Fig. 40).

Se observă că în aceste situații, circuitul de control al convertorului boost utilizat pentru corectarea factorului de putere reglează tensiune de la ieșire la o valoare a tensiunii V_{PFC} apropiată de valoarea de 400 [V]. Dacă tensiunea depășește o valoare limită, curentul absorbit de la rețeaua electrică este tăiat datorită blocării diodelor din circuitul respectiv prin blocarea tranzistorului aferent convertorului boost. Frecvența acestor discontinuități ale curentului I_{dc} este direct proporțională cu nivelul tensiunii de alimentare. Acest fenomen conduce la funcționarea defectuoasă a aparatului de aer condiționat.

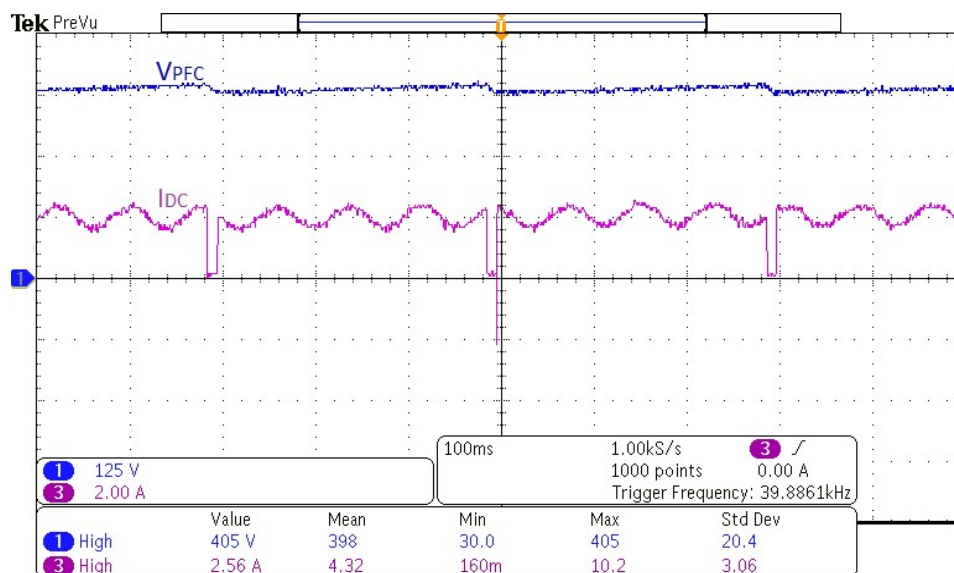


Fig. 39 Alimentarea de la $V_{dc}=310$ [V] utilizând corectarea factorului de putere.

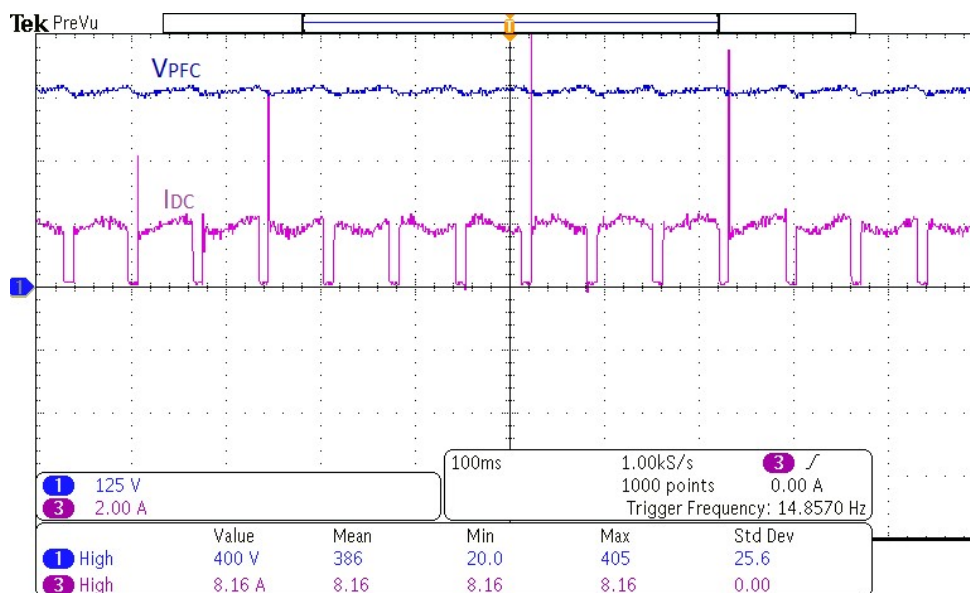


Fig. 40 Alimentarea de la $V_{dc}=350$ [V] utilizând corectarea factorului de putere.

3.2.8. Alimentarea aparatului de aer condiționat de la rețeaua electrică continuă fără utilizarea convertorului PFC

Soluțiile propuse pentru diminuarea discontinuităților curentului absorbit de la rețeaua continuă, respectiv funcționarea la o tensiune mai redusă de 400V sunt anularea redresorului în punte și a convertorului de corectare a factorului de putere deoarece funcționarea acestora nu aduce nici un beneficiu în curent continuu.

Anularea redresorului s-a realizat prin scurtcircuitarea brațelor acestuia iar anularea convertorului PFC s-a realizat prin scurtcircuitarea bobinei (L_{PFC}) și a diodei (D_{PFC}), precum și prin izolarea grilei de comandă a tranzistorului IGBT (T_{PFC}) din componența convertorului boost (Fig. 41). Aceasta structura reprezintă soluția finală pentru alimentarea de la rețeaua de curent continuu cu tensiunea de 350 [V].

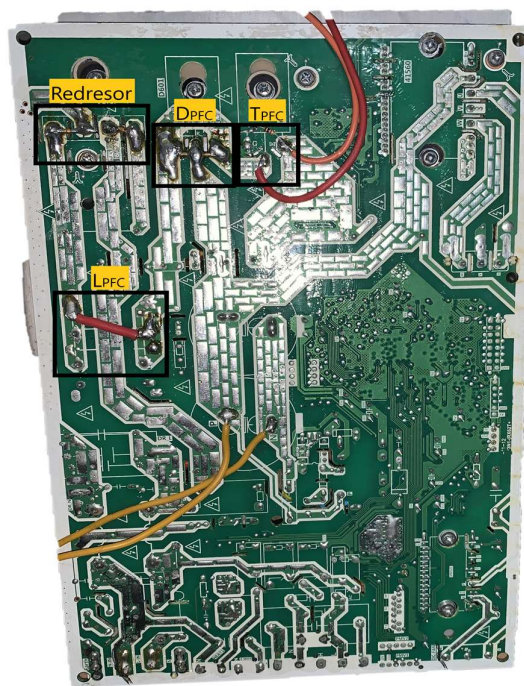


Fig. 41 Anularea convertorului PFC și a redresorului.

În prima etapă s-a studiat funcționarea sistemului fără a comanda tranzistorul din convertorul de corectare a factorului de putere (Fig. 42), tensiunea de la ieșirea acestuia fiind mai mică ($V_{PFC} \approx 360$ [V]) iar curentul absorbit având riplurile aferente invertoarelor din unitatea exterioară.

În următoarea etapă s-a anulat redresorul în punte, bobina și dioda convertorului "Boost". Atunci când aparatul de aer condiționat pornește apare un proces tranzitoriu care durează câteva secunde. Curentul absorbit (Fig. 43) în această perioadă de la rețeaua DC are ripluri mai netede față de cazul precedent, puterea totală absorbită de sistem este sub valoarea de 500 [W]. După trecerea procesului tranzitoriu, curentul absorbit (Fig. 44) devine mult mai liniar față de situațiile precedente și fără trecere prin zero, puterea consumată în acest caz este peste 500 [W] până la valoarea nominală a aparatului. Valoarea tensiunii rețelei continue în cazurile de mai sus este de 350 [V].

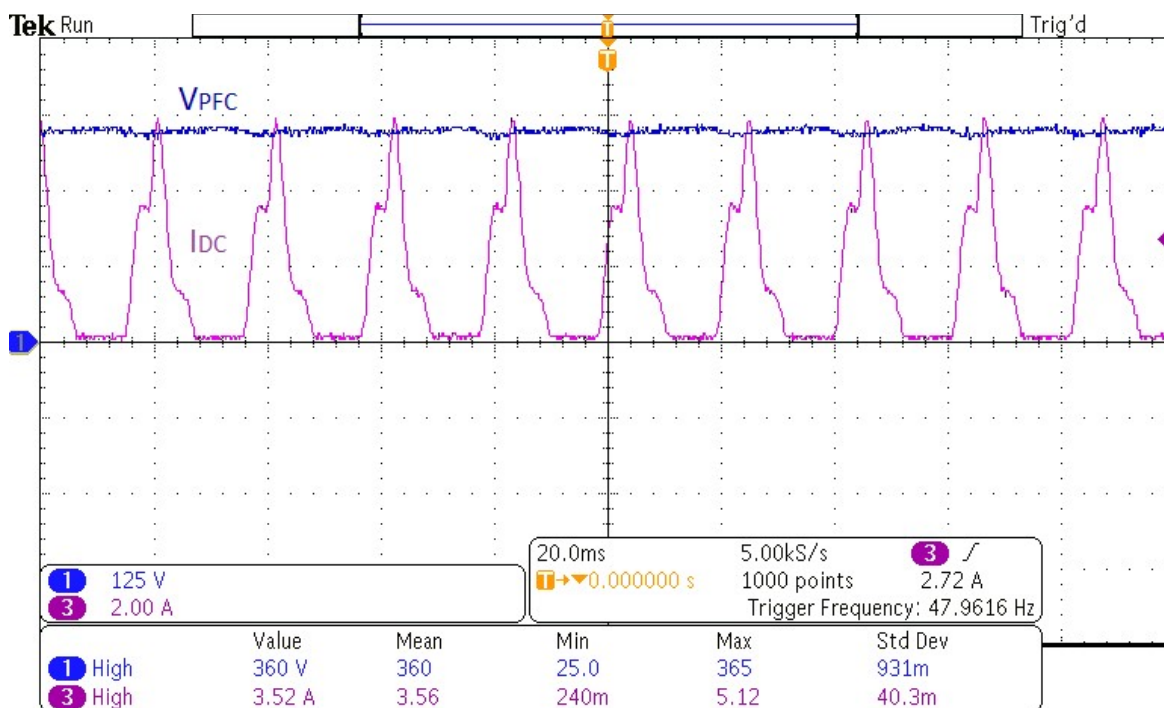


Fig. 42 Formele de undă corespunzătoare situației "fără comanda tranzistorului T_{PFC} ".

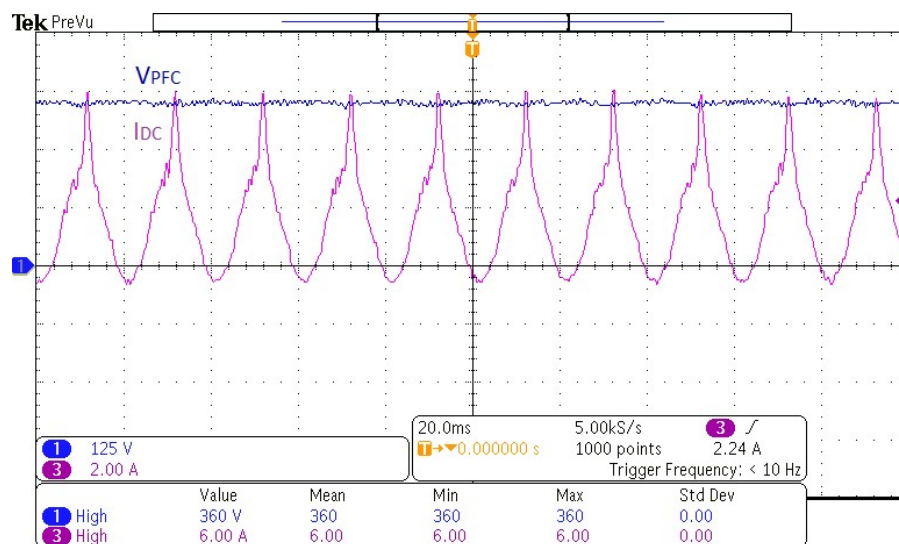


Fig. 43 Anularea convertorului cu PFC și redresorului în punte.
Putere consumată sub 500 [W].

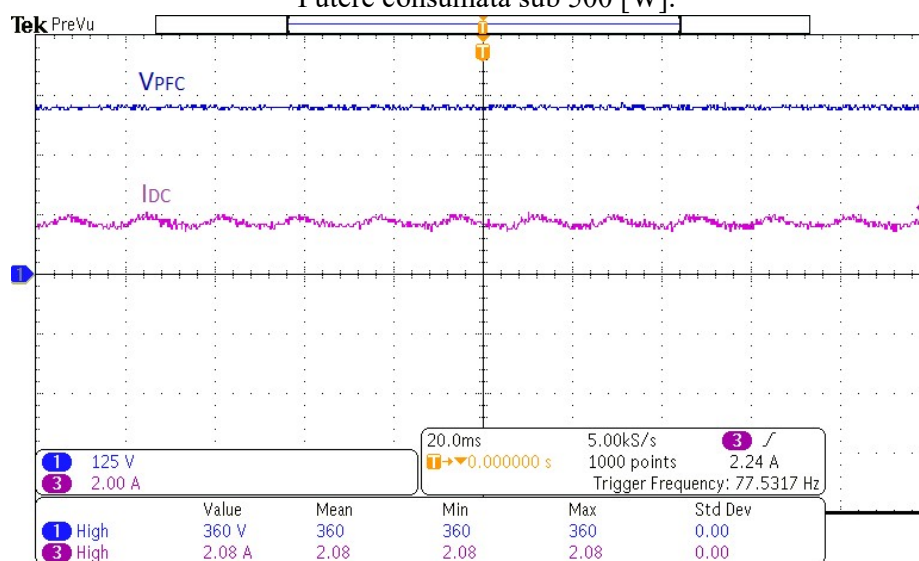


Fig. 44 Anularea convertorului cu PFC și redresorului în punte.
Putere consumată peste 500 [W].

3.2.9. Comunicația dintre cele două unități

Protocolul de comunicație dintre cele două unități nu este influențat negativ de modificările realizate asupra sistemului. Alimentând direct în curent continuu semnalele de comunicații au zgomote mult mai mici decât în varianta precedentă (Fig. 45 Fig. 46).

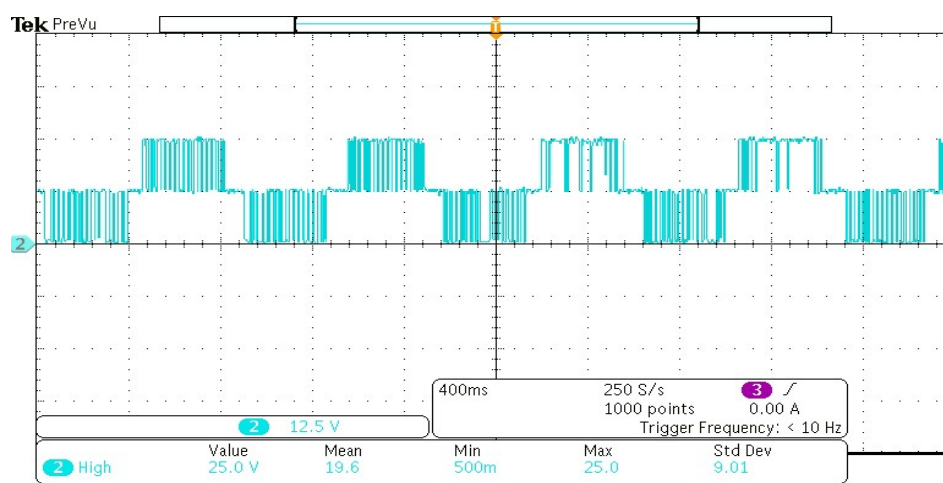


Fig. 45 Semnalele măsurate între firul de comunicație și nul.

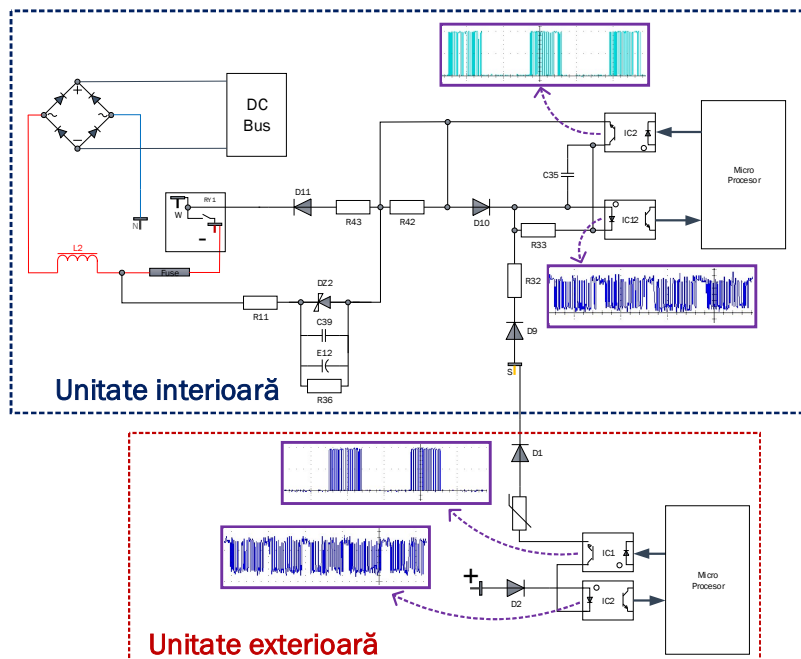


Fig. 46 Comunicația unităților.

3.3. Plita cu inducție

3.3.1. Informații generale.

Pentru reproiectarea unui dispozitiv electrocasnic pentru prepararea anumitor alimente s-a ales o plită cu inducție, datorită randamentul ridicat al unui astfel de echipament, dar mai ales datorită principiului de funcționare ce permite alimentare de la o sursă de curent continuu. Aceasta este formată din două zone de gătire de puteri maxime diferite (Fig. 47), fiecare având câte o placă electronică și o bobină de inducție. Caracteristicile generale date de producător ale modelului experimental sunt descrise în tabelul de mai jos.

Tabelul 8

Nr.	Caracteristica	Valoarea/unitate de măsura
1	Tensiunea/frecvența de alimentare	220-240 [$\sim$ V]/50 [Hz]
2	Puterea electrică	3500 [W]
3	Diametrul maxim al vasului	20 [cm]
4	Dimensiuni	60x35x7 [cm]
5	Suprafața de sticlă vitroceramică	29x27x2 [cm]
6	Panou de control	Panou tactic + ecran LCD
7	Număr de setări ale temperaturii	10 (între 60-240°)
8	Perioada programării	Între 0-240 [min.]
9	Detectare automată a vaselor	-
10	Oprire automată	La suprasarcină

Standul experimental (Fig. 48) este format din plita de inducție, sursa de curent continuu (rețeaua DC) și osciloscopul necesar măsurărilor efectuate. Pentru a facilita accesul la punctele de interes din sistem s-a demontat suprafața de sticlă ceramică și bobinele plitei de inducție.

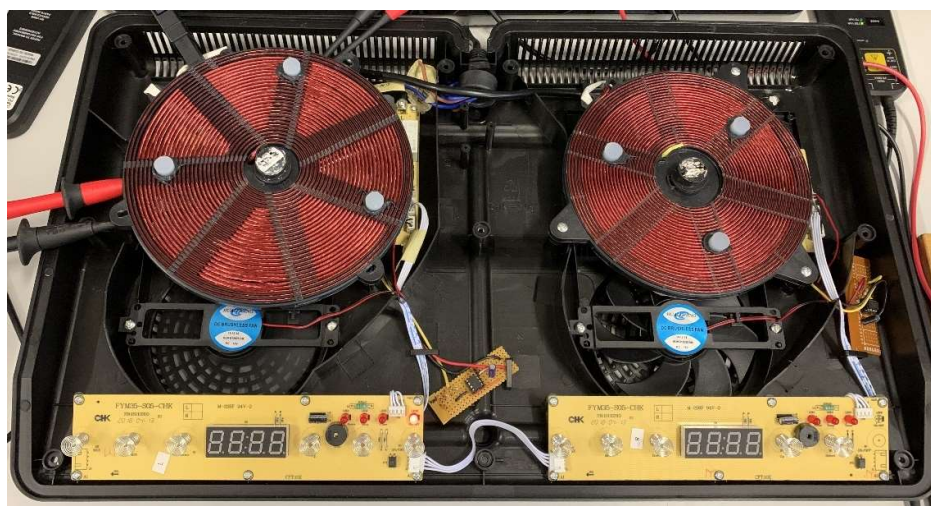


Fig. 47 Zonele de gătire ale plitei cu inducție.



Fig. 48 Standul experimental de testare a plitei cu inducție.

3.3.2. Funcționarea plitei de inducție alimentată de la rețeaua electrică de curent alternativ

În cadrul acestui capitol s-a studiat funcționarea plitei de inducție alimentată de la rețeaua electrică monofazată cu valoarea efectivă de 230 [V]. Studiul este necesar pentru a înțelege modul de funcționare a aparatului în vederea reproiectării acesteia pentru funcționare de la o rețea de curent continuu.

Structura circuitelor electronice (Fig. 49) sunt similare la ambele zone de gătit. Ele se pot diviza în trei zone în funcție de tipul curenților vehiculați, acestea sunt următoarele:

Zona curentului alternativ: cuprinde elemente de conectare la rețeaua electrică, protecțiile la supracurenți și la supratensiuni, filtre inductive și capacitive și intrarea redresorului monofazat în punte.

Zona de curent continuu: începe de la ieșirea redresorului în punte, continuă cu filtre capacitive și convertorul rezonant (tranzistor IGBT, Condensator, bobina de inducție).

Zona curenților slabi: conține elementele de monitorizare și control a întregului aparat de încălzire prin inducție. Întreg procesul este controlat de un microcontroler.

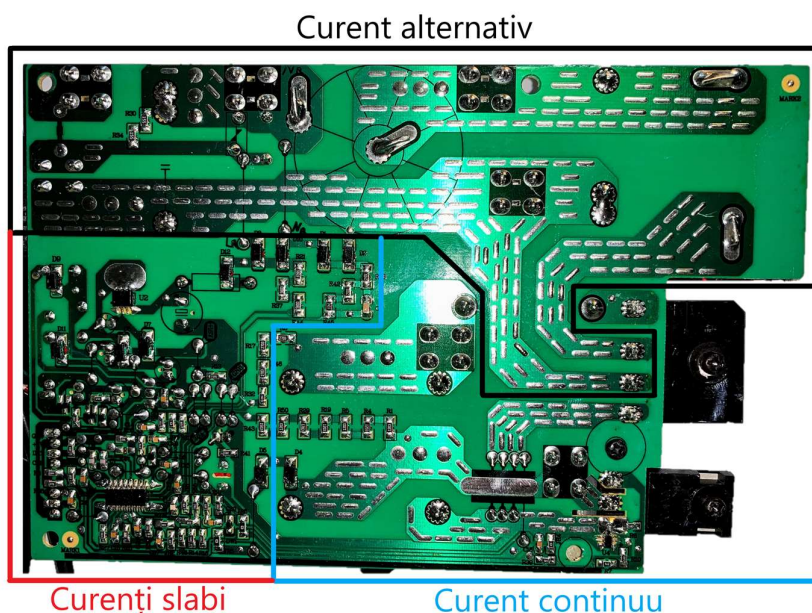


Fig. 49 Structura plăcii electronice.

În Fig. 50 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor și ale curenților din circuitul electronic. S-au utilizat următoarele notații: $V_{re\acute{t}ea}$ – tensiunea alternativă a rețelei, $I_{re\acute{t}ea}$ – curentul absorbit de la rețeaua electrică, V_{dc} – Tensiunea continuă a convertorului, I_{dc} – curentul bobinei de inducție.

Convertorul electronic este de tip rezonant și lucrează folosind tehnica de comutație ”soft” la tensiune zero (ZVS-zero voltage switching), iar tensiunea V_{dc} și curentul I_{dc} vor fi minime în momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative $V_{re\acute{t}ea}$ pentru obținerea unui factor de putere ridicat. Pentru realizarea semnalului de comandă cu sincronizare față de tensiunea de la intrare este necesară detectarea în permanență a momentului de trecere prin zero a tensiunii de la rețeaua electrică de curent alternativ.

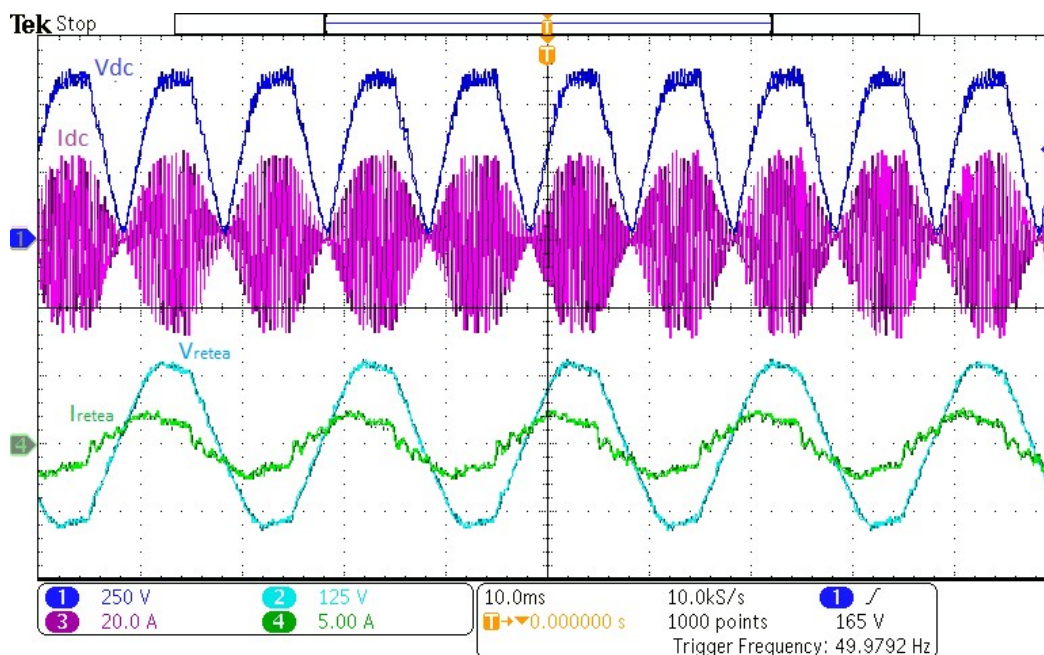


Fig. 50 Formele de unde ale tensiunilor și a curenților din circuitul plitei, alimentate de la rețeaua de curent alternativ.

3.3.3. Funcționarea plitei de inducție alimentată de la rețeaua electrică de c.c.

Obiectivele urmărite în această etapă de cercetare sunt de a reproiecta circuitul electronic pentru alimentarea plitei de inducție în curent continuu cu valoarea tensiunii de 350 [V]. Astfel se propune alimentarea ambelor plăci electronice de la sursa de curent continuu cu borna pozitivă conectată la faza sistemului și borna negativă conectată la nulul sistemului.

Totodată se propune emularea trecerii prin zero a tensiunii alternative cu ajutorul unor impulsuri (P) generate de microcontroler (Attiny 45) atașate sistemului. Aceste impulsuri (Fig. 51) sunt aplicate circuitelor de detectare a tensiunii rețelei și au un factor de umplere de 95 % la o frecvență de 100 [Hz].

Formele de undă obținute în urma modificărilor efectuate sunt afișate în Fig. 52, unde se poate observa că sistemul plitei cu inducție funcționează fără la curent prin bobina de inducție fără ripluri,

iar curentul absorbit de la rețea este linear în comparație cu situația prezentată în subcapitolul anterior (Fig. 50).

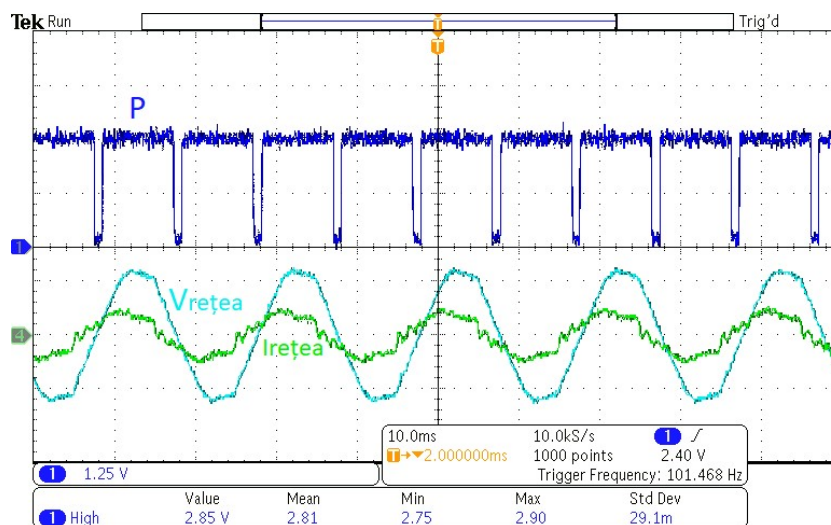


Fig. 51 Emularea trecerii tensiunii alternative prin zero.

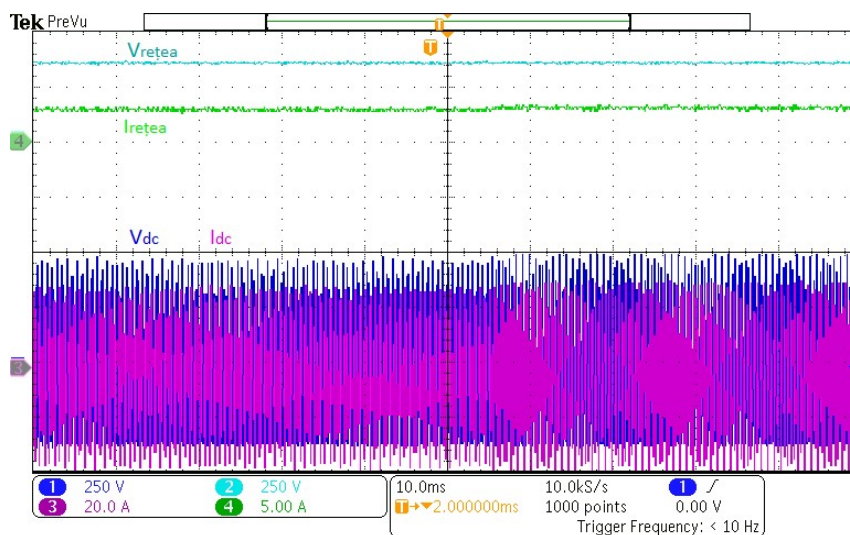


Fig. 52 Funcționarea plăcii de inducție alimentată de la sursa de curent continuu.

3.4. Combina frigorifică

3.4.1. Informații generale

Combina frigorifică utilizată ca model experimental are în componența sa un compresor liniar care este alimentat cu energie electrică prin intermediul unui invertor monofazat. Această structură va permite realizarea simplă a conversiei alimentării din curent alternativ în curent continuu. Caracteristicile generale sunt afișate în tabelul de mai jos.

Tabelul 9

Nr.	Caracteristica	Valoarea/unitate de măsură
1	Tensiunea/frecvența de alimentare	220-240 [$\sim$ V]/50 [Hz]
2	Consum de energie	220 [kW/an]
3	Clasa energetică	A++
4	Dimensiuni	169x600x665 [cm]
5	Capacitate totală	333 [l]
6	Capacitate de congelare	2.8 [kg/24h]
7	Nivel de zgomot	41 [dB]
8	Iluminat interior	LED
9	”Smart Diagnosis”	-
10	Greutatea netă	56

Standul experimental (Fig. 53) conține:

- combina frigorifică;
- sursa de curent continuu;
- analizorul de putere;
- osciloscopul.



Fig. 53 Standul experimental de testare a combinei frigorifice.

3.4.2. Funcționarea combinei frigorifice cu alimentarea de la rețeaua electrică de curent alternativ

Structura plăcii electronice este identică cu cazurile studiate în capitolele anterioare. În Fig. 54 este prezentată placa electronică a combinei frigorifice, unde sunt delimitate cele trei tipuri de zone:

Zona curentului alternativ conține: elemente de protecție la supratensiuni și la supracurenți, elemente de filtrare, elemente rezistive folosite pentru funcția de decongelare și intrarea redresorului monofazat în punte.

Zona de curent continuu conține: ieșire redresorului în punte, filtru capacitiv, convertorul circuitelor de curenți slabi, ventilatorul și iluminatul LED. Totodată la această zonă este conectat invertorul care alimentează compresorul liniar.

Zona curenților slabi conține totalitatea circuitelor de control ale proceselor fizice din combina frigorifică și comunicația prin funcția "Smart Diagnosis".

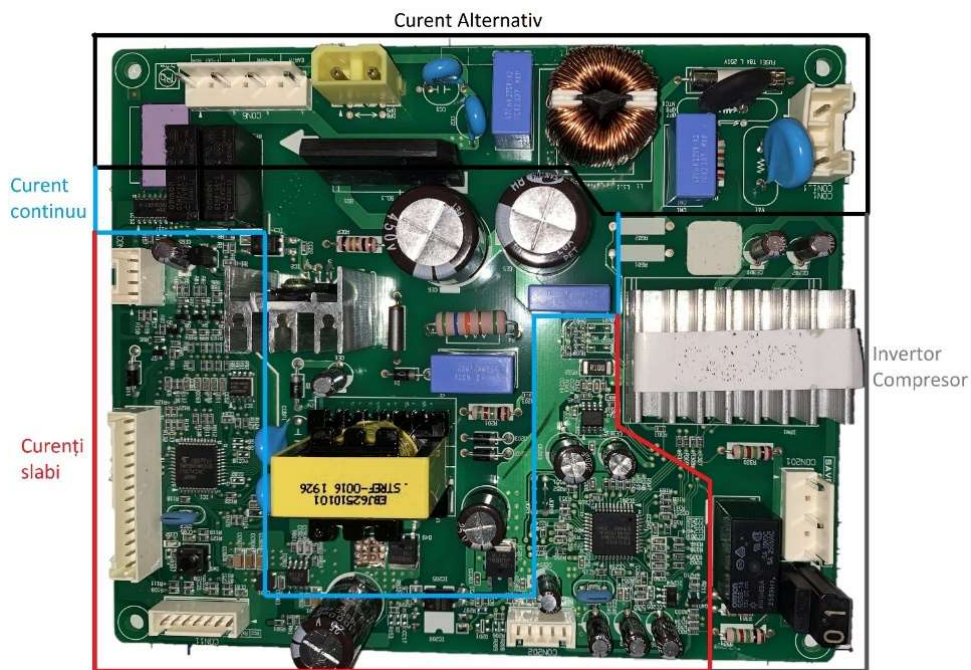


Fig. 54 Structura plăcii electronice.

Formele de undă corespunzătoare acestui caz funcțional sunt prezentate în Fig. 55, de mai jos, unde simbolurile utilizate au următoare semnificație: $V_{re\eta ea}$ – tensiunea rețelei alternative, $I_{re\eta ea}$ – curentul absorbit de la rețea, V_{comp} – tensiunea compresorului, I_{comp} – curentul absorbit de compresor.

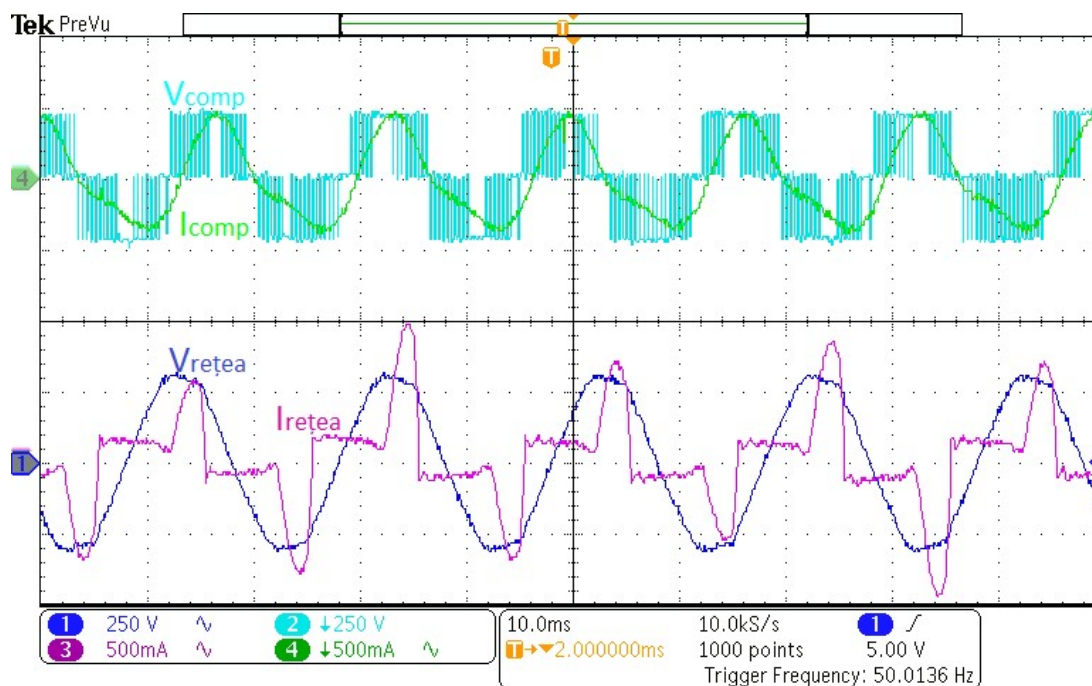


Fig. 55 Formele de undă specifice funcționării combinei frigorifice.

3.4.3. Funcționarea combinei frigorifice cu alimentarea de la rețeaua electrică de curent continuu

Alimentarea combinei frigorifice de la rețeaua continuă (sursă de curent continuu) presupune conectarea bornei pozitive a rețelei DC la faza aparatului iar borna negativă la nul, valoarea tensiunii continue din rețea este de 350 [V]. Tensiunea continuă fiind mai mare a fost necesar să fie limitat curentul prin rezistențele de decongelare prin conectarea unor rezistente de putere de compensare.

Formele de undă aferente acestui caz sunt expuse în Fig. 56, unde $V_{re\tau ea}$ – tensiunea rețelei continue, $I_{re\tau ea}$ – curentul absorbit de la rețea, V_{comp} – tensiunea compresorului, I_{comp} – curentul absorbit de compresor.

În Fig. 57 sunt prezentate măsurătorile cu analizorul de putere unde: V_{rms} – valoarea efectivă a tensiunii rețelei alternative, A_{rms} – valoarea efectivă a curentului absorbit de la rețea, Watt – puterea

activă absorbită, VA – puterea aparentă, Var – puterea reactivă, Freq – frecvența rețelei electrice, PF – factorul de putere.

Alimentând combina frigorifică de la rețeaua electrică de curent alternativ, aceasta va absorbi o putere activă de aproximativ 52 [W], puterea aparentă aproximativ egală cu 74 [VA], puterea reactivă este în jurul valorii de 52 [VAR], iar factorul de putere al acestui aparat va fi egal cu aproximativ 0.70. Puterea absorbită de la rețeaua electrică în cazul alimentării de la o rețea de curent continuu este de 49,5W, valoare mai mică decât puterea absorbită alimentând sistemul de la rețeaua alternativă.

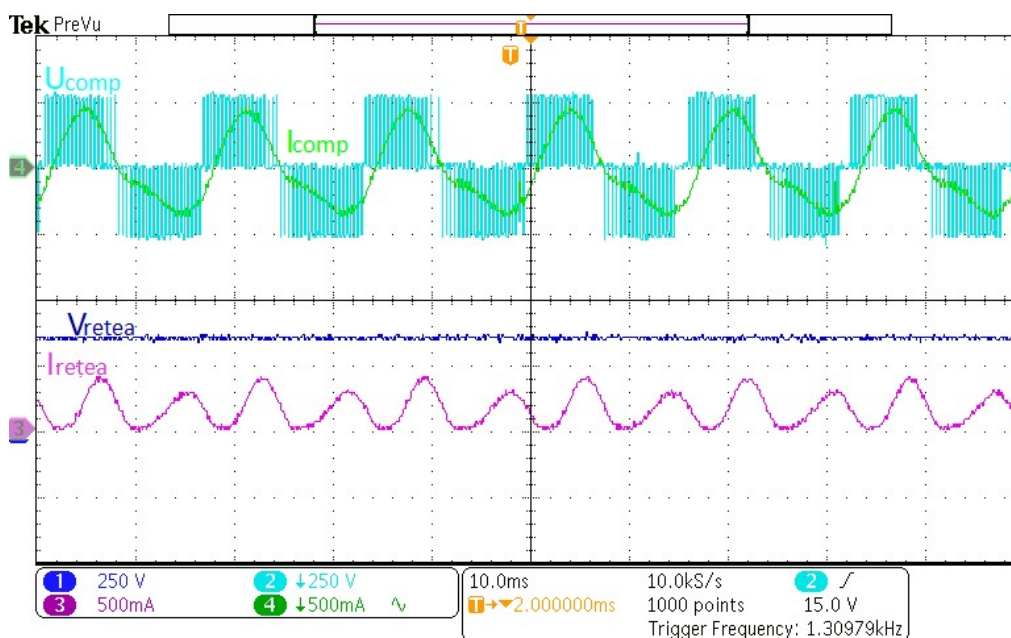


Fig. 56 Formele de undă obținute alimentând combina frigorifică în curent continuu.

GROUP A Ch1		
Vrms	222.30	V
Arms	334.16	mA
Watt	52.120	W
VA	74.325	VA
Var	52.989	Var
Freq	50.021	Hz
PF	0.7012	

Alimentare în curent alternativ

GROUP A Ch1		
Watt	49.572	W
Vdc	349.89	V
Adc	141.71	mA

Alimentare în curent continuu

Fig. 57 Măsurătorile efectuate cu analizorul de putere.

3.5. Concluzii

În cadrul acestei etape de cercetare s-a realizat reproiectarea sistemelor de alimentare în curent continuu pentru trei consumatori de uz casnic proiectați inițial pentru funcționare în curent alternativ.

Primul consumator abordat a fost un aparat de aer condiționat în componența căruia a fost identificat în mod special și un convertor de corectare a factorului de putere (PFC). Pentru alimentarea acestui aparat în curent continuu a fost necesară anularea convertorului de PFC și asigurarea polarizării corespunzătoare a circuitelor de comunicații dintre cele două unități.

Al doilea consumator adaptat la rețeaua de curent continuu a fost o plită de încălzire prin inducție. Adaptarea acesteia a presupus utilizarea unui circuit suplimentar care să emuleze trecerea tensiunii alternative prin zero. Circuitul respectiv generează un semnal PWM la frecvența de 100 [Hz] cu un factor de umplere de 95%.

Pe baza unei analize în detaliu a structurii electronice utilizate pentru combina frigorifică s-a concluzionat că aceasta poate funcționa fără probleme în curent continuu fără reproiectări suplimentare, singura modificare adusă fiind limitarea curentului prin rezistențele de decongelare.

4. Controlul generatorului sincron reactiv

4.1. Introducere

Mașina sincronă cu reluctanță variabilă a atras atenția cercetătorilor în ultima perioadă datorită avantajelor pe care le oferă în ceea ce privește creșterea eficienței și astfel reducerea consumului de energie electrică. Creșterea eficienței se bazează în principal pe absența înfășurării rotorice și tipul de control abordat. De asemenea absența magneților permanenți permite un cost/kg relativ redus. Se preconizează faptul că prețul o să scadă sub prețul mașinii de inducție. Pentru a realiza controlul unei mașini sincrone reactive, cunoașterea poziției unghiulare a rotorului este absolut necesară. Poziția rotorului se poate determina prin două metode:

- Instalarea unui encoder pe arborele mașinii electrice;
- Estimarea poziției pe baza tensiunii din circuitul de curent continuu a inverterului și a curenților de pe fazele mașinii.

Folosirea unui encoder este necesară în aplicații în care nivelul de siguranță este ridicat, în aplicații cu servo-mecanisme (poziția absolută, turația și cuplul trebuie cunoscute până la valori de zero ale turației unghiulare ale rotorului) sau în aplicații în care turația variază de la minim la maxim cu un raport mai mare de 1000/1 și răspunsul în cuplu ($\pm$ cuplul nominal) este mai rapid decât 1-3 milisecunde.

Estimarea poziției este importantă în aplicații cu un cost de implementare scăzut, în care prețul unui encoder ar influența costul total al aplicației și eventual ca sistem redundant al unui encoder. Controlul sensorless implică cunoașterea parametrilor mașinii atât online cât și offline pentru a calcula și estima poziția cu o eroare mai mică de trei – patru grade electrice la frecvența maximă. În ultima perioadă utilizarea unui control fără encoder a atins performanțe în ceea ce privește răspunsul în cuplu ($\pm$ cuplul nominal) de 2-3 milisecunde și o eroare a turației în regim stabilizat de 2-3 rpm.

În literatură estimatoarele sunt bazate pe integrarea tensiunilor măsurate, de obicei implementate ca și filtre trece jos care introduc perturbații la turație scăzută sau estimatoare bazate pe injecție de semnal, metodă care necesită o rezervă de tensiune în circuitul de curent continuu al inverterului.

Având la bază studiul bibliografic și dimensiunile generatorului, în acest proiect s-a ales o metodă diferită de control, fără encoder bazată pe curentul din axa q al generatorului și inspirată din metoda de control flux activ. Pentru validarea metodei s-au efectuat atât simulări cât și încercări experimentale.

4.2. Arhitectura sistemului de control

Arhitectura sistemului de control utilizată pentru a putea conduce un generator cu reluctanță variabilă fără senzor de poziție este prezentată în Fig. 58. Arhitectura hardware este alcătuită dintr-o mașină de antrenare (Prime mover), generatorul sincron reactiv, o rețea de curent continuu, elemente de măsură și un inverter care livrează puterea obținută în rețeaua de curent continuu. Mașina de antrenare poate emula o turbină eoliană sau o turbină hidro dar pentru simplitatea calculelor și a arhitecturii sistemului s-a optat pentru o acționare cu turație variabilă. Referința de putere pentru generatorul sincron reactiv este obținută din prescrierea curenților în axele d și q. Eroarea dintre curenții prescriși și cei reali este procesată de regulatoare PI (proporțional integrator) și astfel se obțin tensiunile în axele dq. Tensiunile obținute sunt transformate în coordonate polare pentru a fi prescrise unității PWM a inverterului. Transformarea din coordonate dq în coordonate polare și invers se face pe baza poziției unghiulare a rotorului care este determinată pe baza curenților de fază măsurați și a tensiunii din circuitul de curent continuu a inverterului.

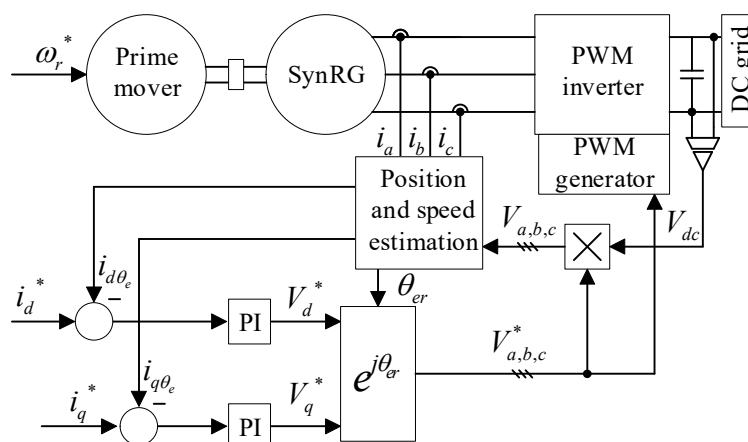


Fig. 58 Arhitectura de control a generatorului sincron reactiv

Modelul generatorului sincron reactiv

Indiferent de metoda de control utilizată, conducerea unei mașini electrice se bazează pe modelul matematic care o descrie. Modelul generatorului sincron cu reluctanță variabilă este descris de următoarele ecuații:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = V_d - i_d \cdot R_s + p_1 \cdot \omega_r \cdot \psi_q \quad (18)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = V_q - i_q \cdot R_s - p_1 \cdot \omega_r \cdot \psi_d \quad (19)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_{em} - T_L) \quad (20)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r, \quad T_{em} = p_1 (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (21)$$

$$\psi_d = L_d \cdot i_d, \quad \psi_q = L_q \cdot i_q \quad (22)$$

unde:

- Ψ_{dq} – fluxurile corespunzătoare axelor d și q;
- V_{dq} – tensiunile corespunzătoare axelor d și q;
- i_{dq} – curenții corespunzători axelor d și q;
- R_s – rezistența statorică;
- L_{dq} – inductanțele axelor d și q;
- T_{em} – cuplul electromagnetic;
- p_1 – numărul de perechi de poli;
- ω_r - viteza unghiulară a rotorului;
- θ – poziția rotorului;
- J – inerția întregului sistem.

Estimatorul de poziție

Estimatorul de poziție se bazează pe modelul generatorului sincron reactiv cu excepția ecuației de mișcare care a fost înlocuită cu un regulator PI. Utilizând modelul generatorului se obțin curenții estimați în axele d și q. Se măsoară curenții de fază și sunt transformați în coordonate polare utilizând poziția rotorului estimată. Diferența dintre curentul în axa q estimat și curentul în axa q măsurat și transformat în coordonate rotorice este procesată de către regulatorul PI și astfel se obține

turația unghiulară a rotorului. Integrând turația, rezultă poziția rotorului. Astfel poziția rotorului este estimată prin minimizarea erorii dintre curentul în axa q estimat și cel măsurat dar transformat în coordonate rotorice utilizând poziția rotorului estimată. Estimarea cuplului electromagnetic se bazează pe conceptul de flux activ. În Fig. 59 este reprezentat modelul estimatorului.

Acesta este descris de următoarele ecuații:

$$\frac{d\psi_{de}}{dt} = V_{d\theta_e} - i_{de} \cdot R_{se} + p_1 \cdot \omega_{re} \cdot \psi_{qe} \quad (23)$$

$$\frac{d\psi_{qe}}{dt} = V_{q\theta_e} - i_{qe} \cdot R_{se} - p_1 \cdot \omega_{re} \cdot \psi_{de} \quad (24)$$

$$\frac{d\omega_{re}}{dt} = k_p \cdot \frac{d\varepsilon_{ore}}{dt} + k_i \cdot \varepsilon_{ore} \quad (25)$$

$$\frac{d\theta_{re}}{dt} = \omega_{re} \quad (26)$$

$$T_{em_e} = (\psi_{de} - i_{d\theta_e} \cdot L_{qe}) \cdot p_1 \cdot i_{q\theta_e} \quad (27)$$

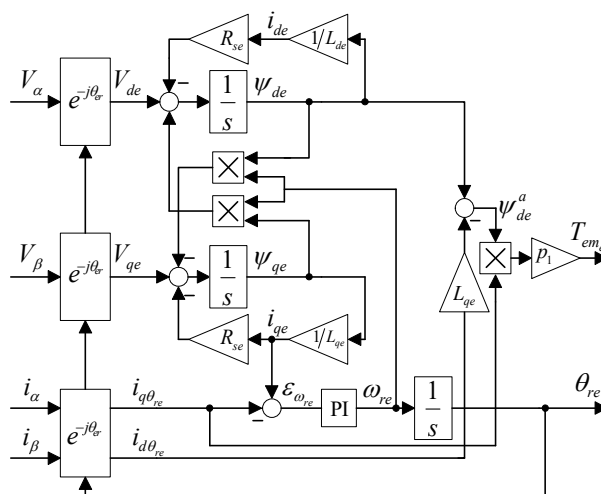


Fig. 59 Estimator de poziție – schema bloc

4.3. Analiza erorii de poziție în funcție de variația parametrilor (R_s , L_d , L_q)

Estimarea poziției rotorului depinde de valoarea parametrilor R_s , L_d și L_q care variază în timpul funcționării mașinii electrice. Inductanțele, chiar dacă sunt determinate cu o precizie ridicată, în timpul funcționării valoarea acestora se poate modifica în limite destul de largi, mai ales dacă mașina electrică se saturează. Având în vedere aceste aspecte, s-a analizat eroarea în ceea ce privește estimarea poziției în funcție de modificarea parametrilor mai sus menționați, față de valorile reale.

Analiza a fost făcută utilizând cele două modele matematice din subcapitolul 4.2 (modelul generatorului sincron reactiv și modelul estimatorului). S-au aplicat ambelor subsisteme aceleași tensiuni de fază obținute din tensiunile de referință V_d^* și V_q^* . S-a definit ε_θ ca fiind eroarea dintre cele două sisteme de referință dq (real și estimat). Expriarea în funcție de eroarea de poziție a tensiunilor de referință și a curenților în sistemul de coordonate dq estimat este descrisă de următoarele ecuații:

$$V_d = V_d^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \quad (28)$$

$$V_q = -V_d^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) \quad (29)$$

$$i_{d\theta e} = \frac{\psi_d}{L_d} \cdot \cos(\varepsilon_\theta) - \frac{\psi_q}{L_q} \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \quad (30)$$

$$i_{q\theta e} = \frac{\psi_q}{L_q} \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + \frac{\psi_d}{L_d} \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \quad (31)$$

$$\varepsilon_\theta = p_1(\theta_r - \theta_{re}) \quad (32)$$

Utilizând ecuațiile (28) - (31) în modelul mașinii electrice și modelul estimatorului rezultă întregul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} = & V_d^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) - \frac{R_s}{L_d} \cdot \psi_d + \\ & + p_1 \cdot \omega_r \cdot \psi_q \end{aligned} \quad (33)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = -V_d^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) - \frac{R_s}{L_q} \cdot \psi_q - p_1 \cdot \omega_r \cdot \psi_d \quad (34)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[p_1 \cdot \psi_d \cdot \psi_q \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) - T_L \right] \quad (35)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad \frac{d\theta_{re}}{dt} = \omega_{re} \quad (36)$$

$$\frac{d\psi_{de}}{dt} = V_d^* - \frac{R_{se}}{L_{de}} \cdot \psi_{de} + p_1 \cdot \omega_{re} \cdot \psi_{qe} \quad (37)$$

$$\frac{d\psi_{qe}}{dt} = V_q^* - \frac{R_{se}}{L_{qe}} \cdot \psi_{qe} - p_1 \cdot \omega_{re} \cdot \psi_{de} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_{re}}{dt} = & k_p \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{\psi_{qe}}{L_{qe}} - \frac{\psi_q}{L_q} \cdot \cos(\varepsilon_\theta) - \frac{\psi_d}{L_d} \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \right) \\ & + k_i \cdot \frac{\psi_{qe}}{L_{qe}} - \left(\frac{\psi_q}{L_q} \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + \frac{\psi_d}{L_d} \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \right) \end{aligned} \quad (39)$$

Pentru a calcula soluția sistemului de ecuații (33) - (39) se consideră regim stabilizat, ceea ce înseamnă că derivatele sistemului sunt egale cu zero. În acest caz se exclude ecuația (36) deoarece pentru a analiza eroarea de poziție, poziția unghiulară trebuie să se modifice. Rezolvând sistemul se obțin următoarele ecuații:

$$\psi_{de} = \frac{L_{de} \cdot (R_{se} \cdot V_d^* + p_1 \cdot \omega_r \cdot L_{qe} \cdot V_q^*)}{\Delta_e} \quad (40)$$

$$\psi_{qe} = \frac{L_{qe} \cdot (R_{se} \cdot V_q^* - p_1 \cdot \omega_r \cdot L_{de} \cdot V_d^*)}{\Delta_e} \quad (41)$$

$$\psi_d = \frac{L_d}{\Delta} \cdot \left[R_s \cdot (V_d^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta)) + X_q \cdot (-V_d^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta)) \right] \quad (42)$$

$$\psi_q = \frac{L_q}{\Delta} \cdot \left[R_s \cdot (-V_d^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta)) - X_d \cdot (V_d^* \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + V_q^* \cdot \sin(\varepsilon_\theta)) \right] \quad (43)$$

unde:

$$\begin{aligned} \Delta_e &= R_{se}^2 + p_1^2 \cdot \omega_r^2 \cdot L_{de} \cdot L_{qe}, & X_d &= p_1 \cdot \omega_r \cdot L_d \\ \Delta &= R_s^2 + L_d \cdot L_q \cdot \omega_r^2 \cdot p_1^2, & X_q &= p_1 \cdot \omega_r \cdot L_q \end{aligned} \quad (44)$$

Din ecuația (39) rezultă:

$$\frac{\psi_{qe}}{L_{qe}} = \left(\frac{\psi_q}{L_q} \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + \frac{\psi_d}{L_d} \cdot \sin(\varepsilon_\theta) \right) \quad (45)$$

Ecuația (46) a fost obținută introducând ecuațiile (40) - (43) în ecuația (45).

$$a \cdot \cos(2\varepsilon_\theta) - b \cdot \sin(2\varepsilon_\theta) + e = 0 \quad (46)$$

unde:

$$\begin{cases} a' = R_{se} \cdot V_q^* - X_{de} \cdot V_d^*, & a = -\frac{V_d^*}{2} \cdot X_d + \frac{V_d^*}{2} \cdot X_q \\ b = \frac{V_q^*}{2} \cdot (X_d - X_q) \\ f = R_s \cdot V_q^* - \frac{V_d^*}{2} \cdot (X_d + X_q), & e = f - a' \cdot k_\Delta \end{cases} \quad (47)$$

În urma calculelor au rezultat soluțiile sistemului (48), valabile în condițiile (49):

$$\begin{cases} \varepsilon_\theta = \pi \cdot k - \tan^{-1} \left(\frac{b - \sqrt{a^2 + b^2 - e^2}}{a - e} \right) \\ \varepsilon_\theta = \pi \cdot k - \tan^{-1} \left(\frac{b + \sqrt{a^2 + b^2 - e^2}}{a - e} \right) \end{cases} \quad (48)$$

Condițiile sistemului:

$$\begin{cases} e^2 \leq a^2 + b^2 \\ \frac{b \mp \sqrt{a^2 + b^2 - e^2}}{a - e} \in \mathbb{R} \end{cases} \quad (49)$$

Pentru a putea analiza modul de comportare a erorii poziției la diferențele dintre parametrii reali și cei introduși în estimator s-au introdus următoarele mărimi în sistemul de măsură per unit:

Rezistența statorică în per unit – k_r ;

Inductanța axei q în per unit – k_q ;

Inductanța axei d în per unit – k_d .

Utilizând mărimile în per unit, parametrii din estimator raportați la parametri mașinii sunt:

$$R_{se} = k_r \cdot R_s, \quad L_{de} = k_d \cdot L_d, \quad L_{qe} = k_q \cdot L_q \quad (50)$$

În urma simulărilor, sistemul algebric de ecuații nu are soluții reale dacă există o diferență mare între parametrii estimatorului și cei ai mașinii electrice. Apariția soluțiilor imaginare crează instabilitate în sistem și astfel controlul devine instabil. În Fig. 60 și Fig. 61 sunt prezentate rezultatele simulărilor în funcție de parametrii în per unit (k_r , k_q și k_d) pentru care s-a considerat o variație între 0.5 și 1.5 cu un pas de 0.05 și patru valori pentru turația unghiulară ($n=60$ rpm, $n=80$ rpm, $n=120$ rpm, $n=200$ rpm). Valorile pentru turația unghiulară au fost astfel alese încât să surprindă întreg domeniul de funcționare a mașinii electrice. S-a prescris curentul în axa q negativ pentru a conduce mașina electrică în regim de generator.

În urma acestei analize s-a constatat faptul că eroarea de poziție la diferite valori ale curenților depinde doar de raportul curenților i_q/i_d iar amplitudinea acestora nu influențează, bineînțeles dacă se compară cu aceleași valori diferite pentru parametrii în per unit.

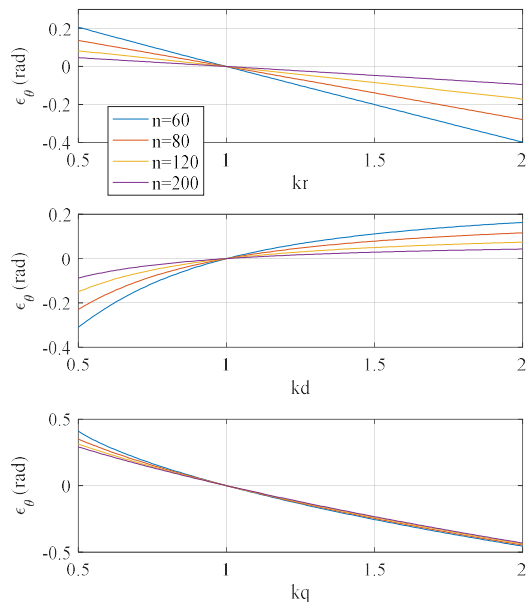


Fig. 60 Analiza erorii de poziție pentru curenți de referință egali ($i_d = 5$ $i_q = -5$)

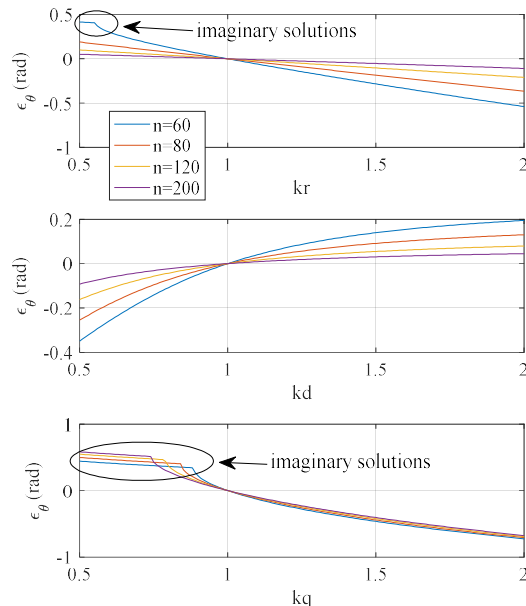


Fig. 61 Analiza erorii de poziție pentru $i_d/i_q=2$ ($i_d = 5$ $i_q = -10$)

4.4. Analiză de stabilitate

Analiza în regim stabilizat prezentată în subcapitolul 4.3 prezintă modul în care eroare de poziție este afectată de incertitudinea parametrilor din mașina electrică. Această analiză nu demonstrează faptul că soluția sistemului este stabilă în regim staționar, deoarece nu ține cont de constantele funcției de transfer PI din estimator (k_r și k_i) și de modul în care valorile acestora influențează stabilitatea întregului sistem. Astfel s-a făcut o analiză de stabilitate utilizând metoda liniarizării în jurul unui punct de echilibru considerând variații mici ale mărimilor de stare. Expresiile mărimilor de stare utilizând deviații mici sunt:

$$\psi_d = \psi_{d_0} + \tilde{\psi}_d, \psi_q = \psi_{q_0} + \tilde{\psi}_q \quad (51)$$

$$\psi_{de} = \psi_{de_0} + \tilde{\psi}_{de}, \psi_{qe} = \psi_{qe_0} + \tilde{\psi}_{qe} \quad (52)$$

$$\omega_{re} = \omega_{re_0} + \tilde{\omega}_{re}, \theta_r = \theta_{r_0} + \tilde{\theta}_r, \theta_{re} = \theta_{re_0} + \tilde{\theta}_{re} \quad (53)$$

$$\frac{d}{dt} \varepsilon_\theta = p_1 \cdot (\omega_r - \omega_{re}) \quad (54)$$

Considerând sistemul de ecuații (33) - (39) și ecuația (54), se înlocuiesc variabilele de stare cu expresiile acestora din ecuațiile (51) - (53) și astfel se obține sistemul de ecuații liniarizate:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \tilde{\psi}_d = & -\frac{R_s}{L_d} \cdot \tilde{\psi}_d + p_1 \cdot \omega_r \cdot \tilde{\psi}_q + \\ & + \tilde{\varepsilon}_\theta \cdot \left[V_q^* \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) - V_d^* \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) \right] \end{aligned} \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \tilde{\psi}_q = & -p_1 \cdot \omega_r \cdot \tilde{\psi}_q - \frac{R_s}{L_d} \cdot \tilde{\psi}_d - \\ & - \tilde{\varepsilon}_\theta \cdot \left[V_d^* \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) - V_q^* \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) \right] \end{aligned} \quad (56)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\psi}_{de} = -\frac{R_{se}}{L_{de}} \cdot \tilde{\psi}_{de} + p_1 \cdot \omega_{re_0} \cdot \tilde{\psi}_{qe} + p_1 \cdot \psi_{qe_0} \cdot \tilde{\omega}_{re} \quad (57)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\psi}_{qe} = -p_1 \cdot \omega_{re_0} \cdot \tilde{\psi}_{de} - \frac{R_{se}}{L_{qe}} \cdot \tilde{\psi}_{qe} - p_1 \cdot \psi_{de_0} \cdot \tilde{\omega}_{re} \quad (58)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\omega}_{re} = \left(\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & 0 \\ a_{41} & a_{42} \\ a_{51} & 0 \\ a_{61} & a_{62} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \end{bmatrix} \right)^T \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{\psi}_{de} \\ \tilde{\psi}_{qe} \\ \tilde{\omega}_{re} \\ \tilde{\varepsilon}_\theta \end{bmatrix} \quad (59)$$

unde:

$$a_{11} = \frac{R_s \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0})}{L_d^2} - p_1 \cdot (\omega_r - \omega_{re_0}) \cdot \frac{\cos(\varepsilon_{\theta_0})}{L_d} + \frac{p_1 \cdot \omega_r \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0})}{L_q} \quad (60)$$

$$a_{12} = -\frac{\sin(\varepsilon_{\theta_0})}{L_d^2}, \quad a_{22} = \frac{\cos(\varepsilon_{\theta_0})}{L_q^2} \quad (61)$$

$$a_{21} = \frac{R_s \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0})}{L_q^2} - p_1 \cdot (\omega_r - \omega_{re_0}) \cdot \frac{\sin(\varepsilon_{\theta_0})}{L_q} - \frac{p_1 \cdot \omega_r \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0})}{L_d} \quad (62)$$

$$a_{31} = -\frac{p_1 \cdot \omega_{re_0}}{L_{qe}}, \quad a_{41} = -\frac{R_{se}}{L_{qe}^2}, \quad a_{42} = \frac{1}{L_{qe}} \quad (63)$$

$$a_{51} = p_1 \cdot \frac{\psi_{d_0} \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0})}{L_d} - \frac{\psi_{q_0} \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0})}{L_q} - p_1 \cdot \frac{\psi_{de_0}}{L_{qe}} \quad (64)$$

$$\begin{aligned}
 a_{61} = & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \left\{ V_d^* \cdot \cos(2\varepsilon_{\theta_0}) + V_q^* \cdot \sin(2\varepsilon_{\theta_0}) + \right. \\
 & \left. + p_1 \cdot \omega_r \cdot \left[\psi_{q_0} \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) - \psi_{d_0} \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) \right] \right\} - \\
 & - R_s \cdot \left[\frac{\psi_{d_0}}{L_d^2} \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) + \frac{\psi_{q_0}}{L_q^2} \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) \right] + \\
 & + p_1 \cdot \omega_{re_0} \cdot \left[\frac{\psi_{d_0}}{L_d} \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) + \frac{\psi_{q_0}}{L_q} \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) \right]
 \end{aligned} \tag{65}$$

$$a_{62} = \frac{\psi_{q_0}}{L_q} \cdot \sin(\varepsilon_{\theta_0}) - \frac{\psi_{d_0}}{L_d} \cdot \cos(\varepsilon_{\theta_0}) \tag{66}$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\varepsilon}_{\theta} = -p_1 \cdot \omega_{re_0} \tag{67}$$

Stabilitatea sistemului a fost studiată utilizând criteriul lui Hurwitz pe baza ecuațiilor (55) - (59) și (67). Funcția de transfer a fost calculată considerând parametrii pentru mașina electrică din Tabelul 10 Parametrii nominali ai RSM. Parametrii din tabel sunt pentru o mașină electrică existentă deoarece în final s-au făcut și încercări experimentale. Au fost date trei valori pentru turația unghiulară ($n=60$ rpm, $n=120$ rpm și $n=200$ rpm) și mai multe valori pentru curenții de referință i_d și i_q ($i_d = 2A$, $i_d = \pm 4A$; $i_d = 4A$, $i_d = \pm 4A$; $i_d = 4A$, $i_d = \pm 6A$; $i_d = 4A$, $i_d = \pm 8A$; $i_d = 5A$, $i_d = \pm 10A$; $i_d = 6A$, $i_d = \pm 8A$; $i_d = 6A$, $i_d = \pm 10A$;). Soluția numerică se obține prin atribuirea de valori coeficienților funcției de transfer PI (k_r și k_i). Pentru a analiza un domeniu larg ($1 - 1000000$) de valori și dat fiind faptul că pentru a calcula fiecare soluție ar fi nepractic s-a considerat o distribuție exponențială cu doar 101 valori pentru un coeficient, deci un total de 10201 de valori. Deși minorii lui Hurwitz sunt disponibili într-o formă analitică, expresia acestora este prea complicată pentru a fi analizată și validată pentru multitudinea de combinații ale turațiilor, curenților de referință și coeficienților k_r și k_i (> 240000 de combinații). În acest sens pentru a putea analiza stabilitatea sistemului și pentru a avea un domeniu din care se pot alege coeficienții pentru regulatorul PI s-a construit o matrice de fezabilitate cu valoarea 1 pentru punctele stabile și valoarea 0 pentru punctele instabile. Matricea de fezabilitate a fost calculată pentru o anumită turație dată și un set de curenți de referință iar coeficienții regulatorului au variat în domeniul mai sus menționat. Astfel au rezultat un număr de 42 de matrici de fezabilitate.

S-a făcut intersecția între matrici și astfel a rezultat un domeniu de fezabilitate din care se pot alege coeficienții k_r și k_i pentru regulatorul PI astfel încât sistemul să fie stabil.

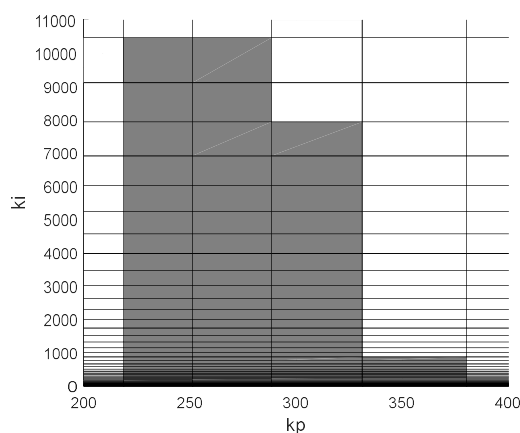


Fig. 62 Domeniul de fezabilitate pentru k_r și k_i

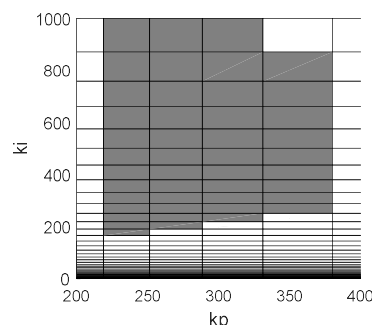


Fig. 63 Domeniul de fezabilitate pentru k_r și k_i (zoom in)

4.5. Rezultatele de simulare

Analiza stabilității prezentată în subcapitolele 4.3 și 4.4 necesită o validare prin simulare numerică deoarece simularea permite accesul la parametrii mașinii electrice. Simularea se bazează pe diagrama bloc din Fig. 58. Modelul generatorului sincron reactiv și a mașinii de antrenare este prezentat în Fig. 64 iar modelul estimatorului este prezentat în Fig. 59. Mașina de antrenare este emulată printr-un regulator de cuplu bazat pe turația de referință astfel încât să conducă SRG în regim de generator. Pentru simulare s-au ales coeficienții funcției de transfer PI din estimator: $k_p = 250$ și $k_i = 1500$ din Fig. 62. Au fost simulate două cazuri:

- Aproape de puterea nominală, $n=200$ rpm: Fig. 65, Fig. 66
- La cuplul nominal, $n=120$ rpm: Fig. 67, Fig. 68.

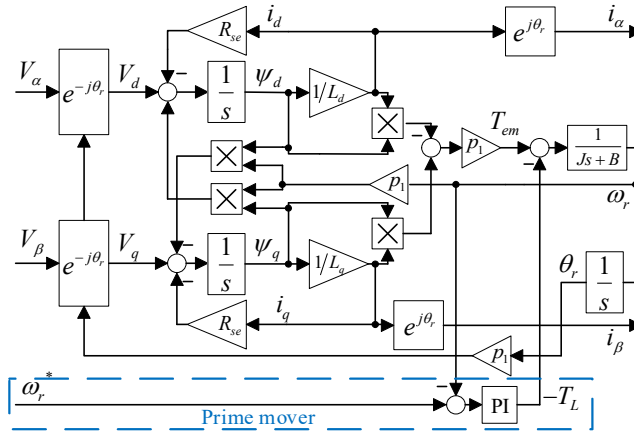


Fig. 64 Schema bloc – SRG și mașina de antrenare

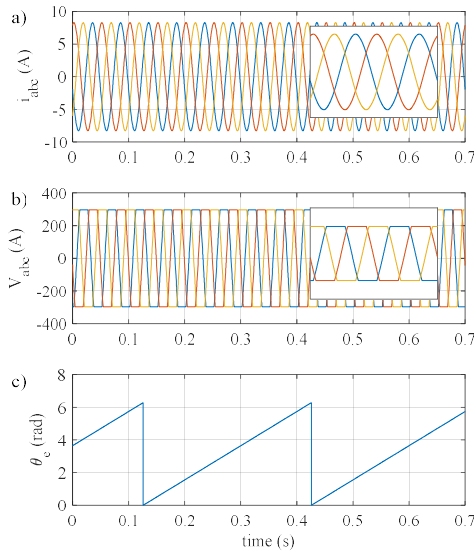


Fig. 65 Putere nominală, $i_d=5$; $i_q=-10$, $R_s=6,7$; $L_d=0,8$; $L_q=0,254$, a) curenții de fază, b) tensiunile de fază, c) poziția rotorului estimată

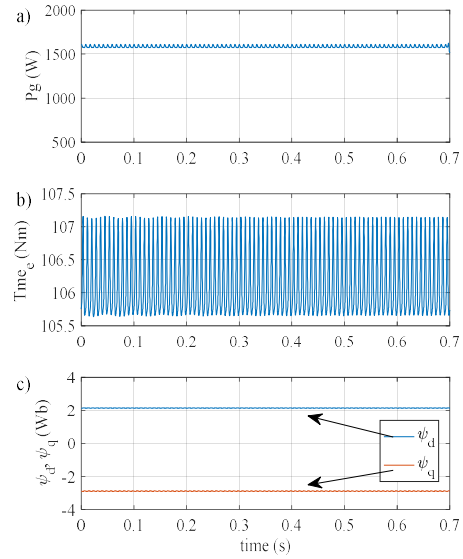


Fig. 66 Putere nominală, $i_d=5$; $i_q=-10$, $R_s=6,7$; $L_d=0,8$; $L_q=0,254$, a) puterea activă generată, b) cuplul electromagnetic, c) fluxurile din axele q și d

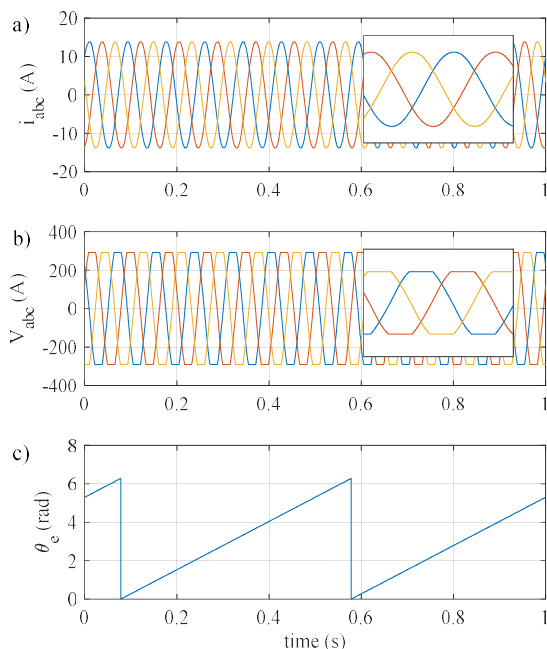


Fig. 67 Cuplu nominal, $i_d=7.5$; $i_q=-15.5$, $R_s=6.7$; $L_d=0.555$; $L_q=0.255$; a) curenții de fază, b) tensiunile de fază, c) poziția rotorului estimată

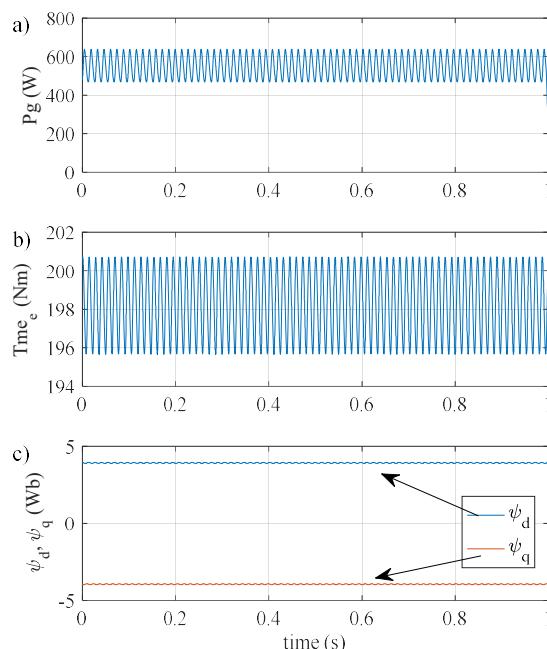


Fig. 68 Cuplu nominal, $i_d=7.5$; $i_q=-15.5$, $R_s=6.7$; $L_d=0.555$; $L_q=0.255$; a) puterea activă generată, b) cuplul electromagnetic, c) fluxurile din axele q și d

Au fost luate în considerare saturația și modificarea rezistenței satorice în funcție de temperatură prin modificarea parametrilor interni ai generatorului.

Tabelul 10 Parametrii nominali ai RSM

Puterea nominală	$P_N = 1,8$ [kW];
Tensiunea nominală	$U_N = 400$ [V], conexiune stea;
Curentul nominal	$I_N = 10$ [A];
Numărul de perechi de poli	$p_1 = 6$;
Turația nominală	$n_N = 200$ [rpm];
Rezistența satorică	$R_s = 6,17$ [Ω];
Inductanța de magnetizare după axa d	$L_d = 0,822$ [H];
Inductanța de magnetizare după axa q	$L_q = 0,289$ [H].

4.6. Rezultatele experimentale

Metoda propusă de control a fost validată prin rezultate experimentale utilizând o mașină sincronă cu reluctanță variabilă existentă având parametrii din Tabelul 10. În Fig. 69 **Error! Reference source not found.** este prezentată diagrama bloc a standului experimental și în XXX este prezentată o imagine de ansamblu a acestuia. Generatorul sincron reactiv (SynRG) este antrenat de o mașină asincronă cu rotor în colivie (IM), care la rândul ei este condusă de un inverter bidirecțional ABB (ACS 800). SynRG este condus de un inverter Danfoss care preia energia de la generator și o livrează într-o rețea de curent continuu. Metoda de control a fost implementată utilizând o placă de achiziție și control dSpace (DS1103). Placa de control a inverterului Danfoss a fost înlocuită cu o altă interfață care permite accesul la tranzistoare.

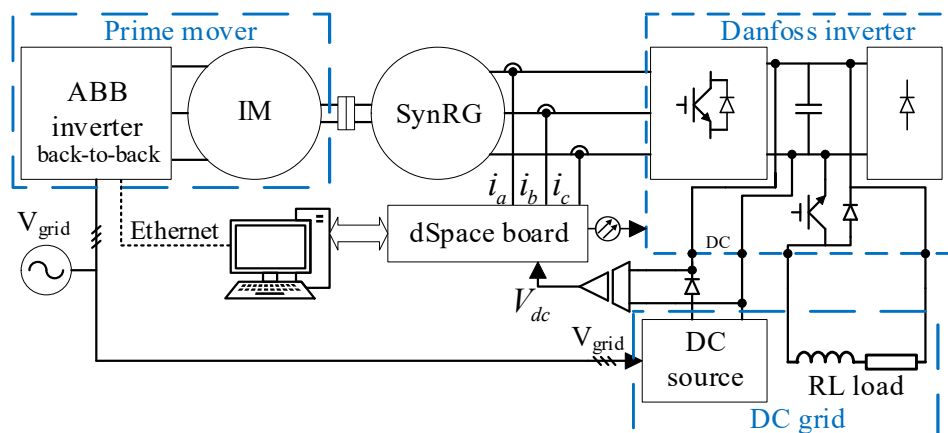


Fig. 69 Diagrama bloc a standului experimental

Comunicația dintre inverterul Danfoss și placa de achiziție dSpace a fost făcută prin fibră optică pentru izolare galvanică și imunitate la interferențe electromagnetice. Rețeaua de DC a fost emulată cu ajutorul unei surse de DC care este setată pe tensiune constantă $V_{DC} = 350V$ și o sarcină electrică. Sursa de DC alimentează inverterul și echipamentul de măsură în momentul în care mașina electrică nu este în regim de generator. Sarcina electrică este constituită dintr-un chopper (plasat în rețeaua de DC a inverterului Danfoss) și o sarcină pasivă RL ($R=60\ \Omega$, $L=9,36\ mH$). Chopper-ul este controlat din placa de achiziție dSpace folosind un regulator PI cu referință de tensiune în DC. Sarcina electrică o să fie activă doar în regimul de generator sau dacă, bineînțeles, referința de tensiune nu este setată

sub pragul tensiunii sursei de DC. Tensiunea și curentul de pe sarcina electrică sunt măsurate cu un osciloscop.

A fost dezvoltată o aplicație SCADA pentru a compara mărimile estimate (culpul electromagnetic și turația) cu cele estimate de echipamentul industrial, inverterul ABB. Comunicația cu inverterul ABB este realizată prin rețeaua ethernet utilizând protocolul Modbus TCP/IP.

Au fost obținute rezultate experimentale pentru două cazuri:

- Aproape de puterea nominală, $n=200$ rpm Fig 71 – Fig 74;
- La cuplul nominal, $n=120$ rpm: Fig 75 – Fig 78.

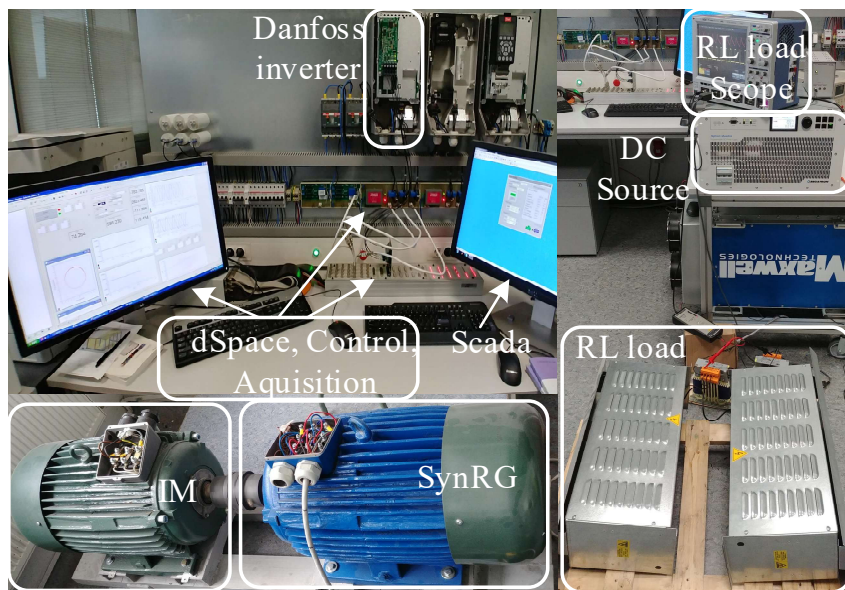


Fig. 70 Poză stand experimental

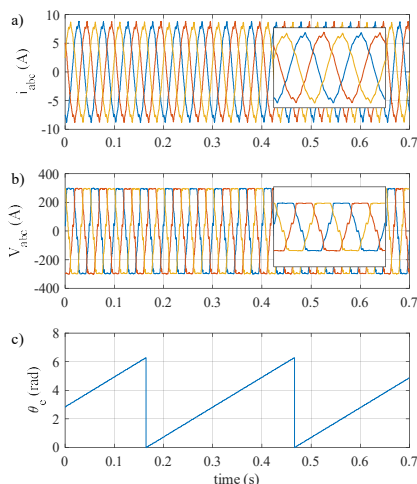


Fig. 71 Rezultate experimentale, $i_d^* = 5A$, $i_q^* = -10A$, $n = 200rpm$, a) curenții de fază, b) tensiunile de fază, c) poziția rotorului estimată

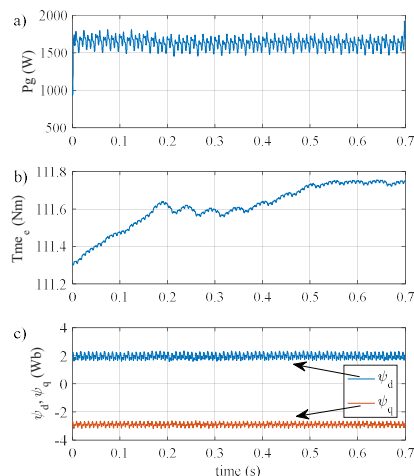


Fig. 72 Rezultate experimentale, $i_d^* = 5A$, $i_q^* = -10A$, $n = 200rpm$, a) puterea activă generată, b) cuplul electromagnetic, c) fluxurile din axele d și q

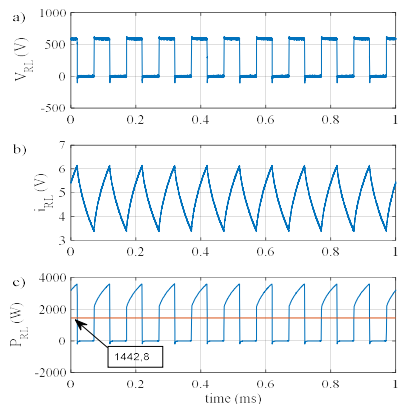


Fig. 73 Rezultate experimentale, $i_d^* = 5A$, $i_q^* = -10A$, $n = 200rpm$, a) tensiunea pe sarcina electrică, b) curentul absorbit de sarcina electrică, c) puterea absorbită de sarcina electrică

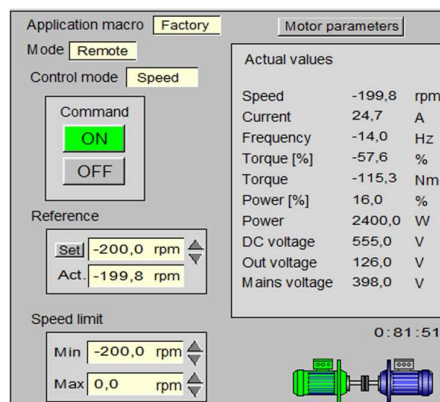


Fig. 74 Rezultate experimentale - SCADA, $i_d^* = 5A$, $i_q^* = -10A$, $n = 200rpm$, valori estimate de invertorul ABB

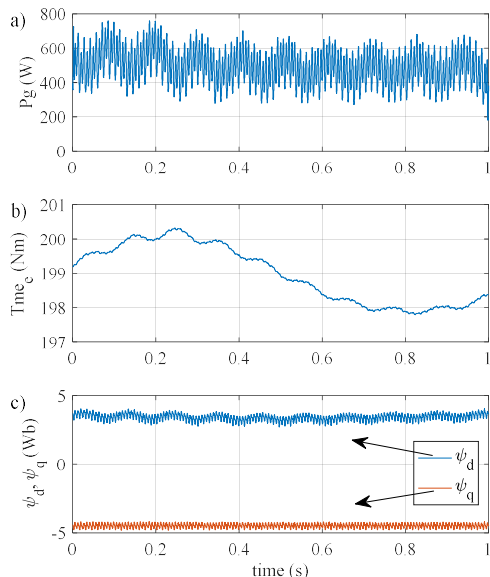


Fig. 75 . Rezultate experimentale, $i_d^* = 7,5A$, $i_q^* = -15,5A$, $n = 120rpm$, a) puterea activă generată, b) cuplul electromagnetic, c) fluxurile din axele d și q

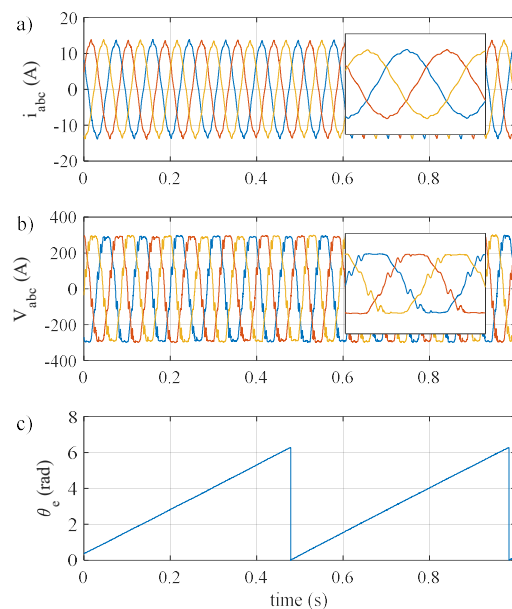


Fig. 76 Rezultate experimentale, $i_d^* = 7,5A$, $i_q^* = -15,5A$, $n = 120rpm$, a) curenții de fază, b) tensiunile de fază, c) poziția rotorului estimată

4.7. Concluzii

Metoda de control propusă pentru generatorul sincron cu reluctanță variabilă este validată de rezultatele obținute în urma simulărilor și a experimentelor. Analiza stabilității întregului sistem de control oferă posibilitatea de a alege coeficienți pentru funcția de transfer PI din modelul estimatorului astfel încât sistemul să fie stabil. De asemenea analiza erorii de poziție oferă o imagine asupra influenței incertitudinii parametrilor din mașina reală și asupra modului de prescriere a puterii prin curenții de referință din axele d și q. Metoda de control propusă evită bucle adiționale pentru a compensa offsetul integratoarelor și nu necesita o rezervă de putere în circuitul de curent continuu ca și în cazul metodei cu injecție de semnal.

Utilizarea mașinii electrice propuse în primul raport care are un raport al inductanțelor ($L_d/L_q = 8$) mai mare față de mașina electrică folosită în experiment ($L_d/L_q = 2.8$) va produce rezultate energetice mai bune.

5. Diagrama bloc de conexiuni a rețelei electrice și schema electrică

Schema electrică bloc (Fig. 77 Schema electrică bloc a microgridului) cuprinde trei surse de energie electrică (turbină eoliană, panouri fotovoltaice și rețeaua de distribuție națională), consumatori de curent continuu pe două divize de tensiune (24V și 350V), consumatori de curent alternativ (230V), echipamente pentru conversia tensiunii, acumulatori pentru stocarea energiei electrice și sistem de management a microgridului. Managementul fluxului energetic permite alimentarea consumatorilor (indiferent de tipul și nivelul de tensiune) din toate cele trei surse de alimentare sau din acumulatori, în funcție de disponibilitatea acestora.

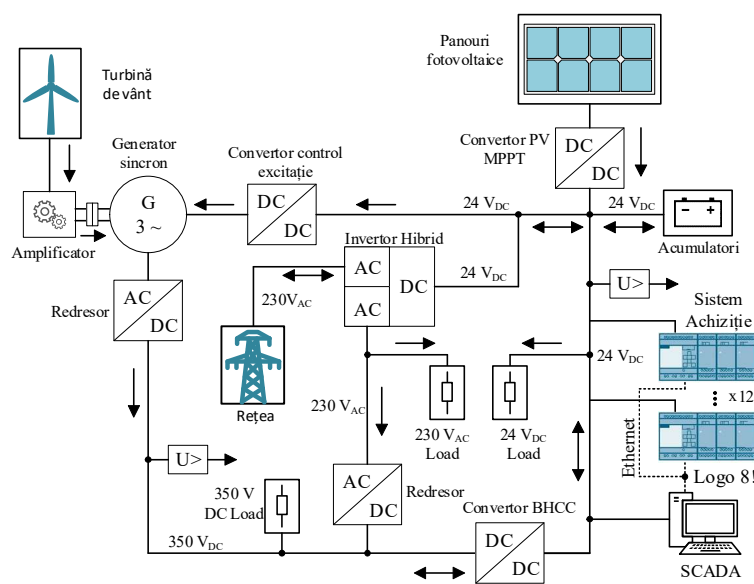


Fig. 77 Schema electrică bloc a microgridului

CIA_CLIM

UPT

Class

Client

Objectiv

Drawing Number:

Doc Type:

Resposible for project:

Supervised by:

D.Vitan

Creation Date:

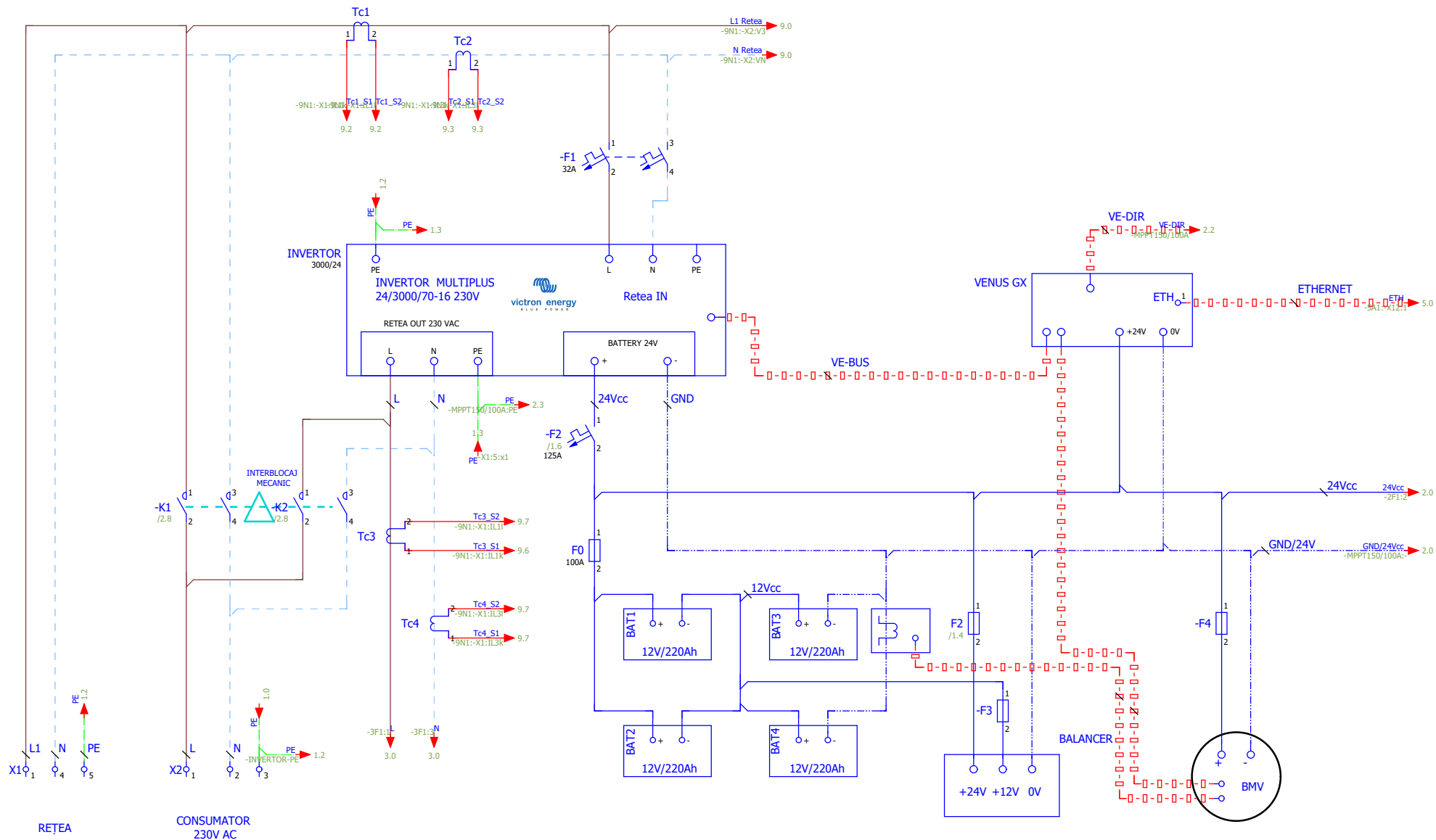
Page Number: 10

Revision:
Date:

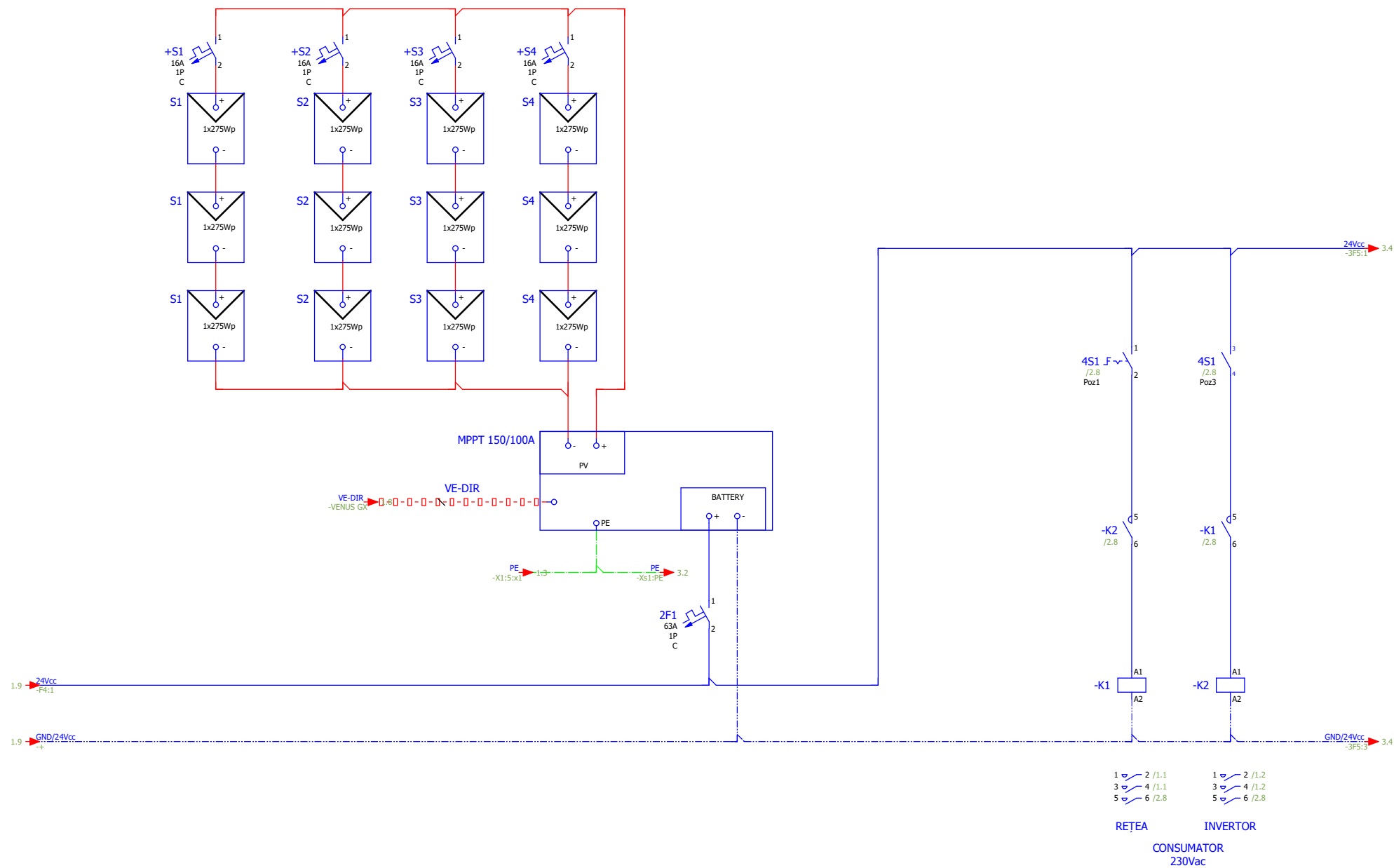
Rev.1/

Rev.2/

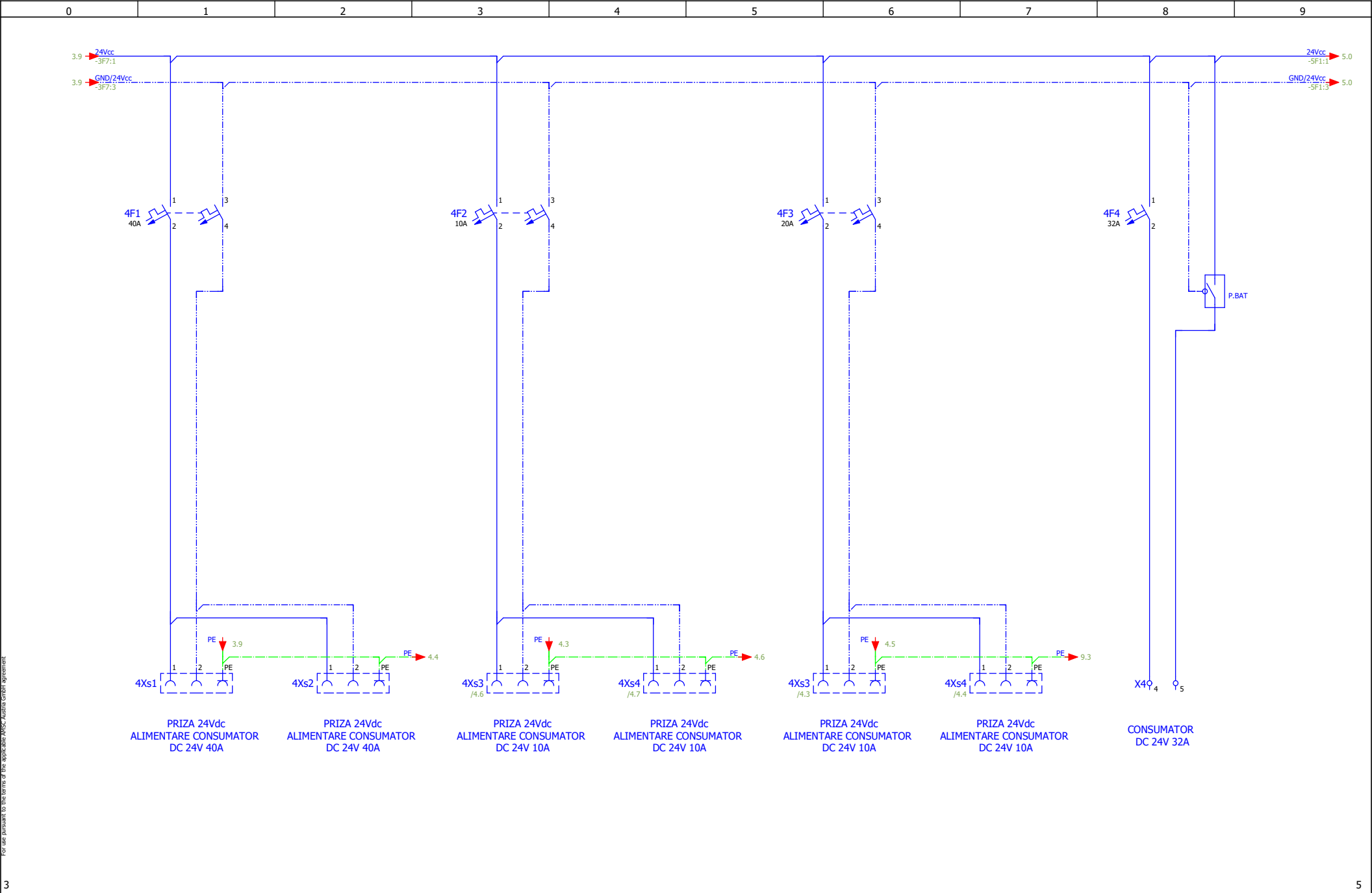
Rev.3/



	Designed	D.Vitan	Page description Schema electrica	Drw. No	Revision	Page 1
	Checked	N.Muntean		Date		Last Page 9
	Approved	N.Muntean				

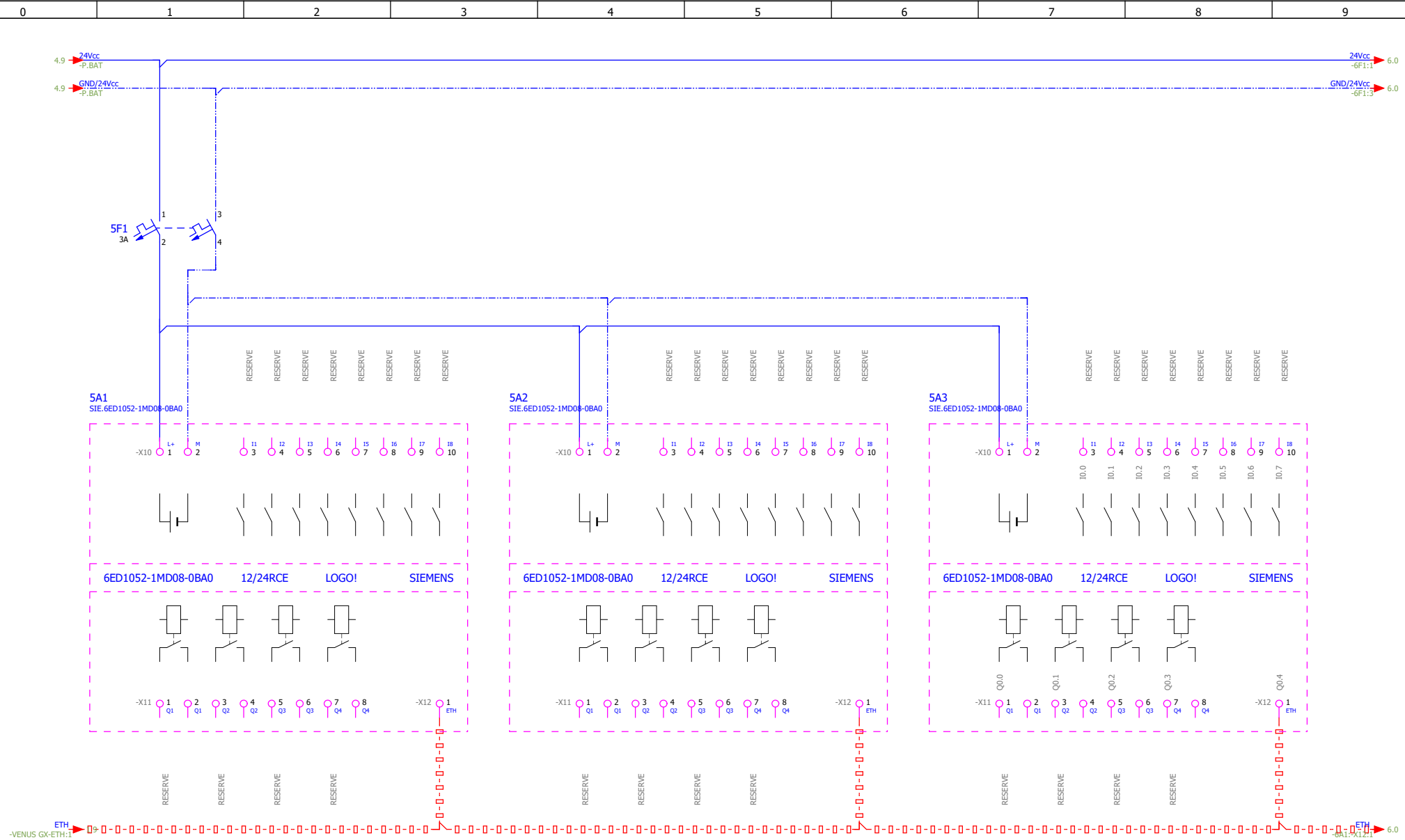


Designed	D.Vitan		Page description	Drw. No	Revision	Page
Checked	N.Muntean		Schema electrica			2
Approved	N.Muntean		Project name	Date		Last Page
			UPT			9

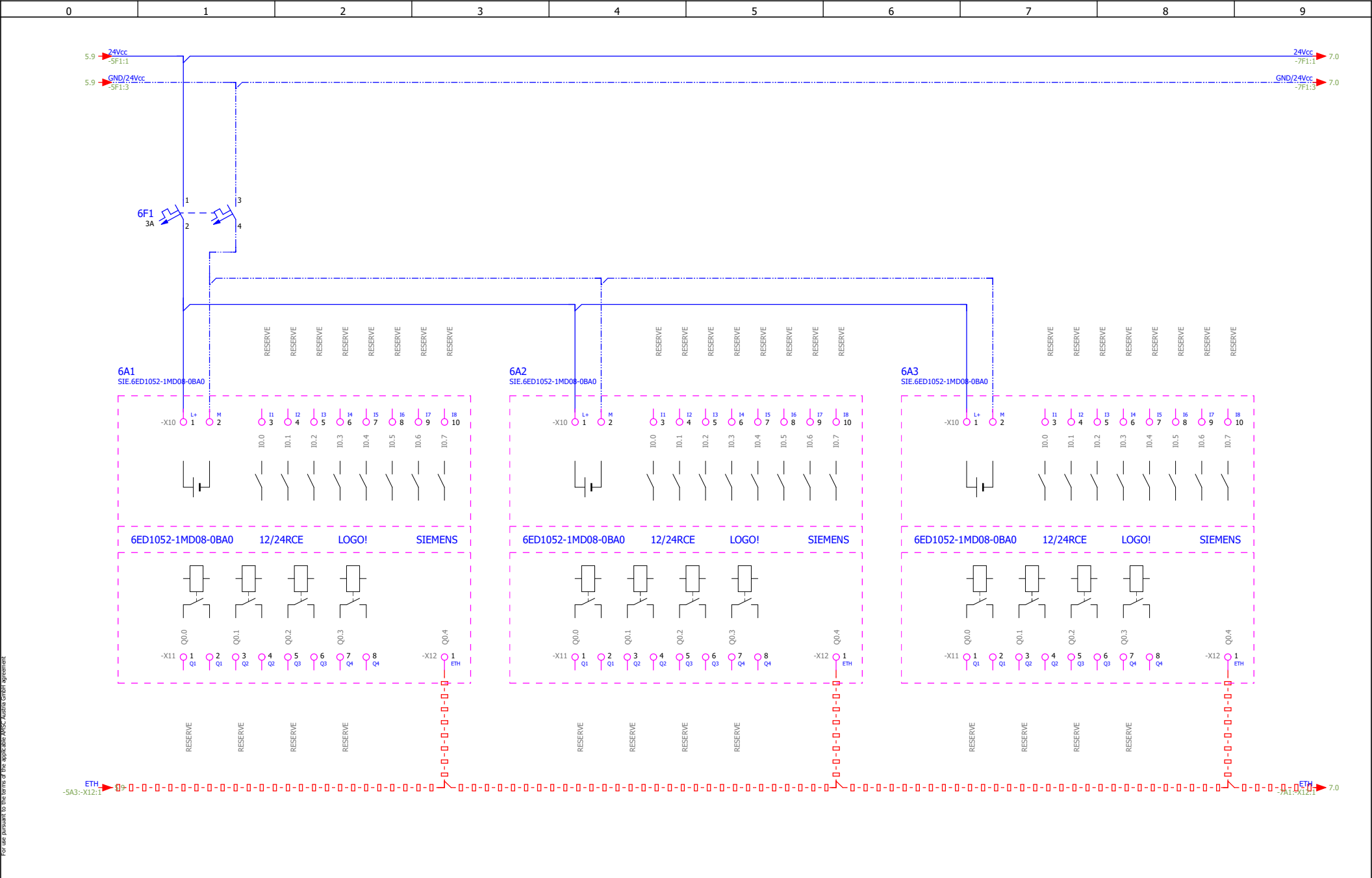


3					5
	Designed	D.Vitan		Page description	Drw. No
	Checked	N.Muntean		Schema electrica	Revision
	Approved	N.Muntean		Project name	Page
				UPT	4
					Last Page
					9

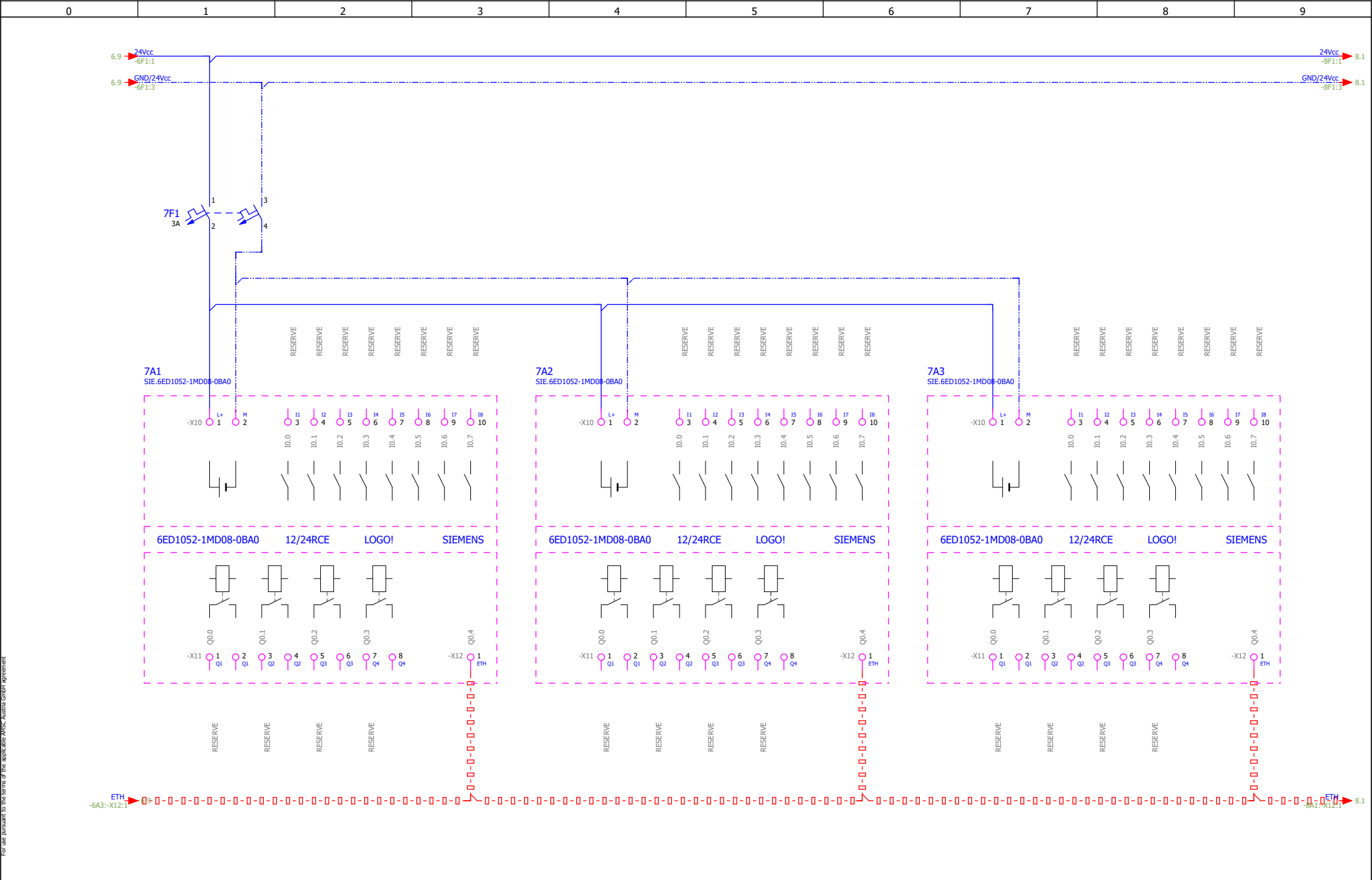
For use pursuant to the terms of the applicable AISC Australia copyright agreement



	Designed	D.Vitan		Page description	Drw. No	Revision	Page
	Checked	N.Muntean		Schema electrica			5
	Approved	N.Muntean		Project name	Date		Last Page
				UPT			9



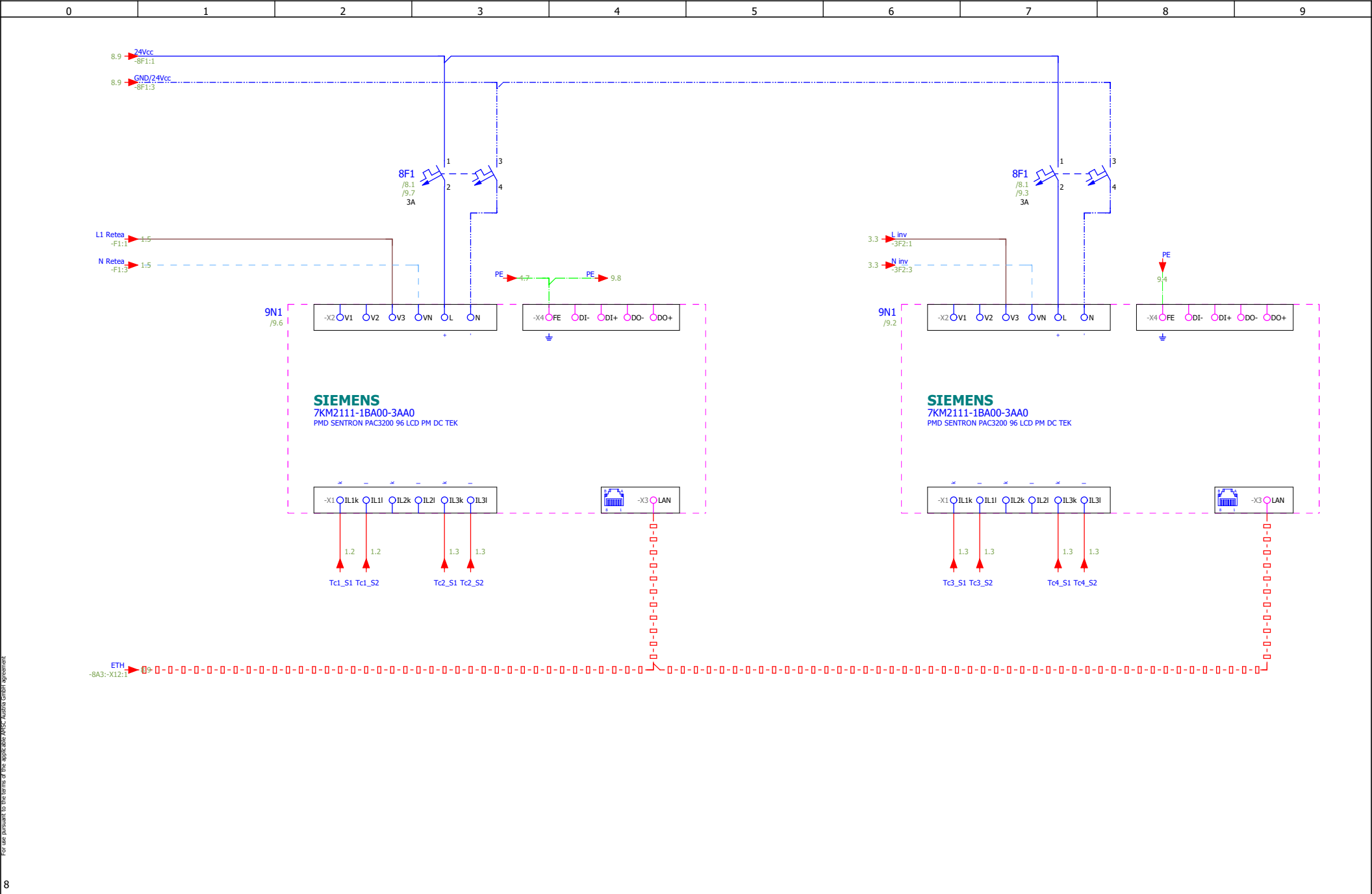
5	Designed	D.Vitan	Page description	Drw. No	Revision	Page
	Checked	N.Muntean	Schema electrica			6
	Approved	N.Muntean	Project name	Date		Last Page
			UPT			9



6	Designed	D.Vitan	Page description Schema electrica Project name UPT	Drw. No	Revision	Page 7
	Checked	N.Muntean		Date		Last Page 9
	Approved	N.Muntean				



--



For use pursuant to the terms of the applicable AISC Australia copyright agreement

8	Designed	D.Vitan	Page description	Drw. No	Revision	Page
	Checked	N.Muntean	Schema electrica			9
	Approved	N.Muntean	Project name	Date		Last Page
			UPT			9