

Laborator

Invertor trifazat comandat în șase pulsuri cu microcontroler

Invertorul de tensiune cu șase pulsuri are schema de principiu ca în figura 1 și este folosit în special în sistemele de comandă de uz general. Tensiunile A, B și C sunt conectate la un motor de c.a. Inversarea sensului de rotație al motorului se poate realiza prin modificarea secvenței fazelor la ieșirea invertorului.

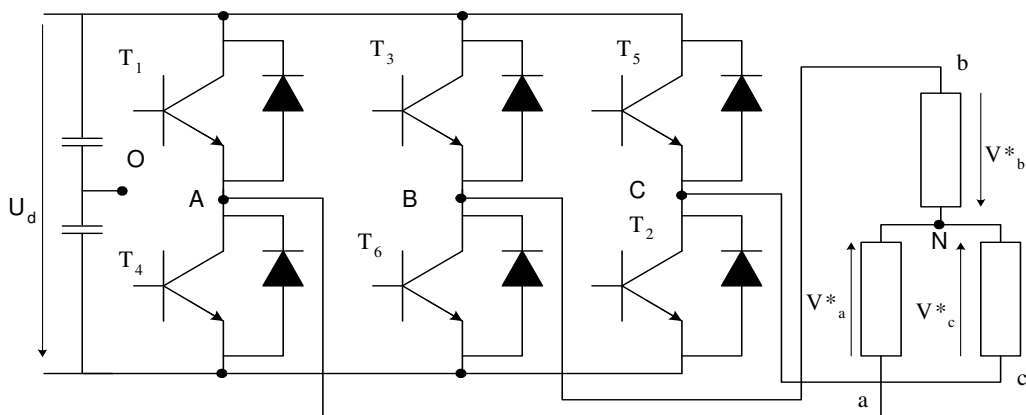


Fig. 1. Schema de forță a unui invertor trifazat.

Funcționarea invertorului trifazat de tensiune cu șase pulsuri este asemănătoare cu cea a invertorului monofazat în punte. În cazul invertorului monofazat fiecare dispozitiv semiconductor este comandat *on* respectiv *off* pentru intervale egale cu 180° . Tensiunea de ieșire este conectată alternativ pentru câte o jumătate de perioadă la borna pozitivă și respectiv negativă a sursei de c.c.

Tensiunea trifazată în circuitul de sarcină se obține prin defazarea cu 120° între secvențele de comandă corespunzătoare celor 3 brațe ale invertorului. Secvența de comandă pentru cele 6 dispozitive semiconductoare constă în faptul că la fiecare 60° primește impuls de comandă un alt dispozitiv semiconductor. Pentru o perioadă completă secvența de comandă care permite de altfel și definirea tensiunii de ieșire este următoarea: $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$. Diodele de regim liber creează traseele de circuit pentru transferul energiei reactive înmagazinată în circuitul de sarcină spre sursa de c.c.

Considerăm punctul median al sursei de c.c. ca fiind punct de referință (O). În figura 2 sunt prezentate formele de undă aferente funcționării invertorului cu 6 pulsuri. Aceste forme de undă nu sunt afectate de modificarea sarcinii sau a frecvenței de funcționare. Luând în considerare un braț al punții, tensiunea u_{AO} este de amplitudine $U_d/2$ când se află în conducție tranzistorul superior din braț, respectiv $-U_d/2$ când se află în conducție tranzistorul inferior din același braț al punții. Fiecare tensiune de linie se obține din:

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO}$$

$$u_{BC} = u_{BO} - u_{CO}$$

$$u_{CA} = u_{CO} - u_{AO}$$

Din figura 2 se observă că în fiecare semiperioadă există un interval de 60° în care tensiunea este zero, iar forma de undă poartă denumirea de șase pulsuri.

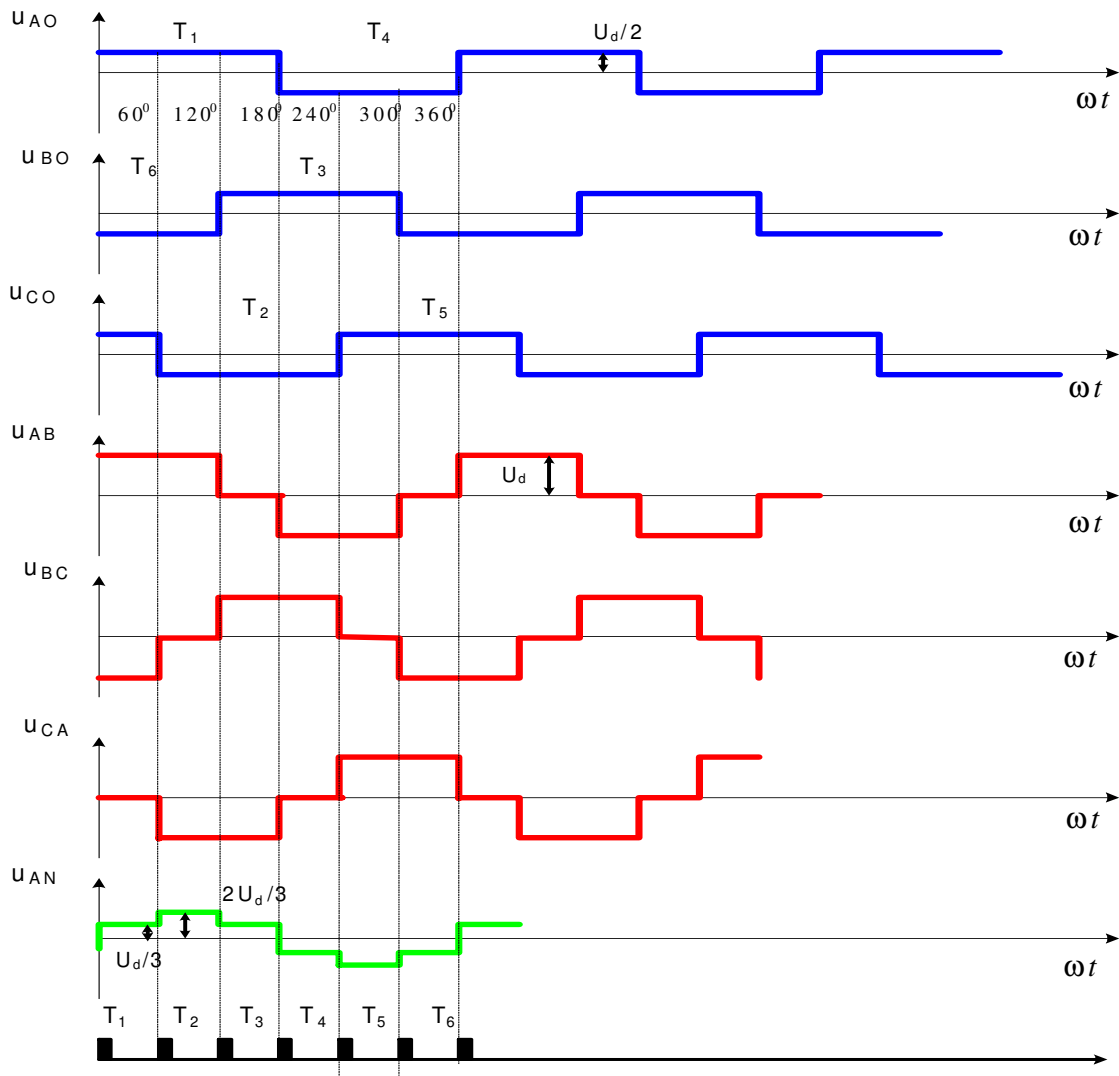


Fig. 2. Forme de undă ale tensiunii de pol u_{AO} , ale tensiunii de linie u_{AB} , ale tensiunii de fază u_{AN} și momentele de intrare în conducție ale tranzistoarelor .

Forma de undă a tensiunii de pol este o tensiune dreptunghiulară de amplitudine $U_d/2$, expresia dezvoltării în serie Fourier a acesteia va conține armonici de ordin impar de forma:

$$u = \frac{4 U_d}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1}$$

Astfel tensiunea de pol u_{AO} are expresia:

$$u_{AO} = \frac{4 U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{9} \sin 9\omega t + \dots \right)$$

Tensiunea u_{BO} fiind defazată cu 120° față de u_{AO} , rezultă:

$$u_{BO} = \frac{4 U_d}{\pi} \left(\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{7} \sin 7 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{9} \sin 9\omega t + \dots \right)$$

Tensiunea de linie u_{AB} este obținută ca o diferență între tensiunile u_{AO} și u_{BO} .

$$u_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right)$$

Din ultima relație se observă că această tensiune nu conține armonica de ordinul 3 sau multiplii acesteia. Armonicile care rămân în forma de undă a tensiunii de linie sunt de ordinul $h = 6n \pm 1$, unde n este un întreg pozitiv.

Valoarea efectivă a tensiunii de linie U_{AB} este $\sqrt{\frac{2}{3}} U_d$ sau $0,81 U_d$, iar componenta

fundamentală U_{AB1} are valoarea efectivă $\frac{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78 U_d$

Se consideră un inverter trifazat în punte care are conectat la borne o sarcină echilibrată în conexiune stea, fig. 3. Dispozitivele semiconductoare de pe fiecare braț de punte sunt reprezentate prin întrerupătoare ideale.

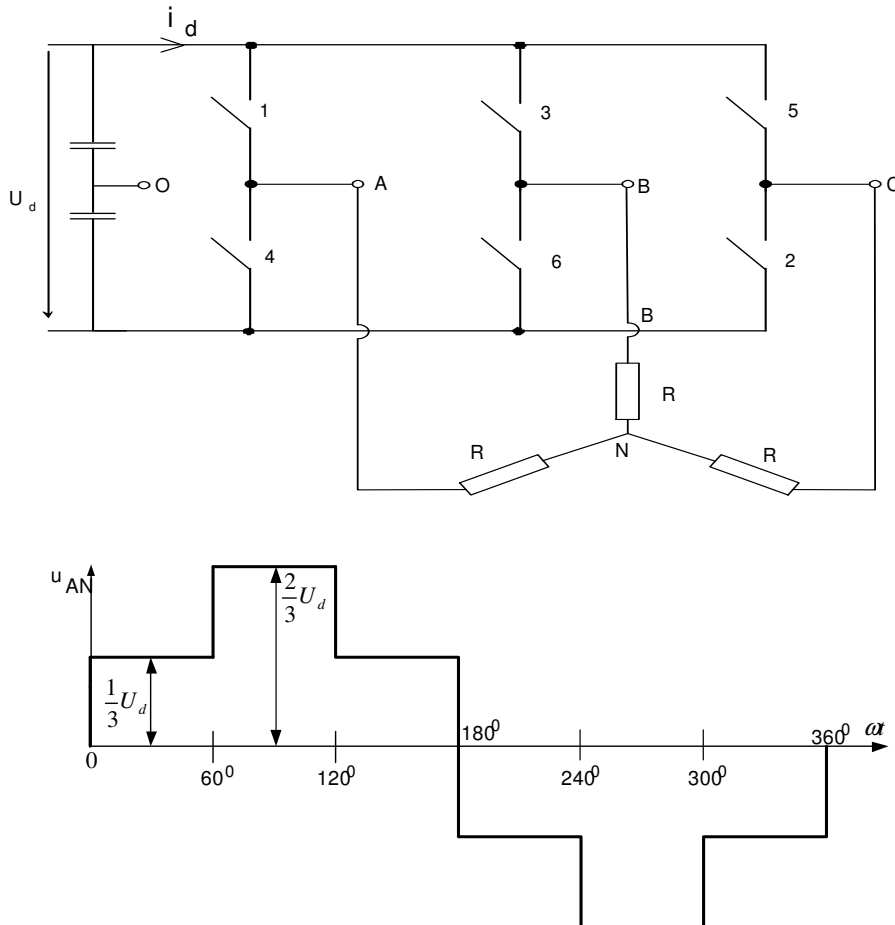
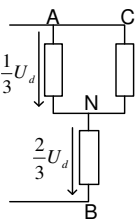
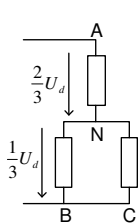
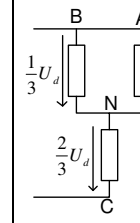
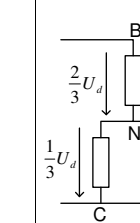
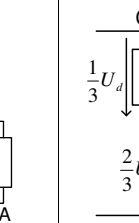
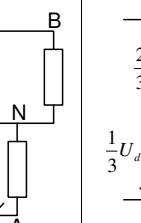


Fig. 3. Reprezentarea simplificată a circuitului de forță pentru un inverter trifazat și tensiunea pe o fază.

In tabel, sunt prezentate in funcție de intervalele de conducție ale tranzistoarelor pe durata unei perioade de comutație, circuitele echivalente și nivelul amplitudinilor tensiunilor pe fiecare fază.

| Interval 1 $0^{\circ} \rightarrow 60^{\circ}$ 5,6,1-închise | Interval 2 $60^{\circ} \rightarrow 120^{\circ}$ 6,1,2-închise | Interval 3 $120^{\circ} \rightarrow 180^{\circ}$ 1,2,3-închise | Interval 4 $180^{\circ} \rightarrow 240^{\circ}$ 2,3,4-închise | Interval 1 $240^{\circ} \rightarrow 300^{\circ}$ 3,4,5-închise | Interval 1 $300^{\circ} \rightarrow 360^{\circ}$ 4,5,6-închise |
|--|---|--|---|--|---|
|  |  |  |  |  |  |
| $u_{AN} = \frac{1}{3}U_d$ $u_{BN} = -\frac{2}{3}U_d$ $u_{CN} = \frac{1}{3}U_d$ | $u_{AN} = \frac{2}{3}U_d$ $u_{BN} = -\frac{1}{3}U_d$ $u_{CN} = -\frac{1}{3}U_d$ | $u_{AN} = \frac{1}{3}U_d$ $u_{BN} = \frac{1}{3}U_d$ $u_{CN} = -\frac{2}{3}U_d$ | $u_{AN} = -\frac{1}{3}U_d$ $u_{BN} = \frac{2}{3}U_d$ $u_{CN} = -\frac{1}{3}U_d$ | $u_{AN} = -\frac{2}{3}U_d$ $u_{BN} = \frac{1}{3}U_d$ $u_{CN} = \frac{1}{3}U_d$ | $u_{AN} = -\frac{1}{3}U_d$ $u_{BN} = -\frac{1}{3}U_d$ $u_{CN} = \frac{2}{3}U_d$ |

In aplicații cu motoare asincrone, armonicile multiplu de 3 ale curentului sunt nedorite, deoarece pot să introducă pierderi adiționale RI^2 nedorite. Totuși aceste armonici de current pot fi eliminate prin simpla izolare a punctului neutru N. În acest caz suma curentilor pe sarcină este nulă.

Generalități despre motorul asincron trifazat

Acest motor are un stator și un rotor, pe stator și pe rotor gasindu-se câte 3 înfășurări dispuse în spațiu la 120° electrice. Infășurările statorice se pot lega în stea sau în triunghi (fig.4), infășurările rotorice se pot lega numai în stea și pot exista 2 situații reprezentate în fig.4a și fig.4b).

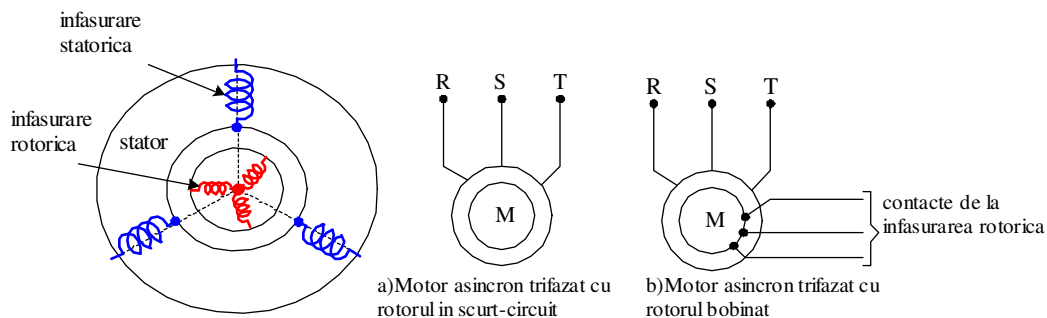


Fig 4

In cazul din fig.4a) nu există contacte alunecătoare și motorul este deosebit de robust. Totuși în acest caz nu se poate interveni în circuitul rotoric. Această soluție se folosește la motoarele de putere mică și medie.

Daca extremitatile infasurarilor rotorice sunt scoase in exterior prin 3 inele conductoare pe care calca 3 perii de contact, atunci avem de a face cu solutia prezentata in fig.4b), solutie folosita la puteri medii si mari

Alimentand aceste înfășurări la un sistem trifazat simetric, curenții ce le parcurg produce un camp magnetic învârtitor circular care se rotește cu viteza de sincronism

$$n_1 = \frac{60 f_1}{P} \text{ rot/min}$$

f_1 = frecvența tensiunii statorice

P = nr. perechi de poli

Acest camp intersectează înfășurarea rotorică introducând curenți rotorici de frecvență f_2 . Din interacțiunea curent – flux se produce cuplul e.m. care rotește rotorul la o turație $n < n_1$, in fig.4c se da caracteristica cuplu motor functie de alunecarea s .

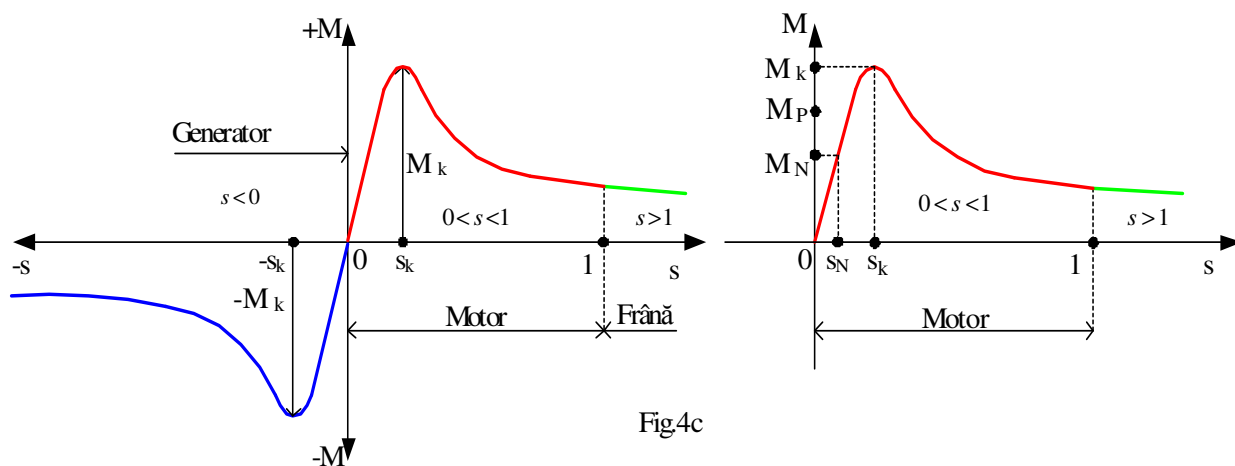


Fig4c

Def: Alunecarea

$$S = \frac{n_1 - n}{n_1} = 1 - \frac{n}{n_1}; \Rightarrow n = n_1(1 - S)$$

La pornire cand $n=0 \Rightarrow S=1$.

Def: Cuplul motor:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S}}$$

Def: Alunecarea critica

$$S_k = \frac{R'_2}{X_{S1} + X'_{S2}} = \frac{R'_2}{2\pi f_1 (L_{S1} + L'_{S2})}$$

$$n_k = n_1(1 - S_k)$$

În această relație R'_2 rezistența pe o faza rotorică raportată la stator.

X_{S1} = reactanța de scapări a statorului.

X'_{S2} = reactanța de scapări a rotorului, raportata la stator

Valoarea Cuplul critic:

$$M_k = \frac{3V_1^2}{2\omega_1(X_{S1} + X'_{S2})} = \frac{3V_1^2}{4\pi^2 f_1^2 (L_{S1} + L'_{S2})} = \frac{3}{4\pi^2 (L_{S1} + L'_{S2})} \left(\frac{V_1}{f_1} \right)^2$$

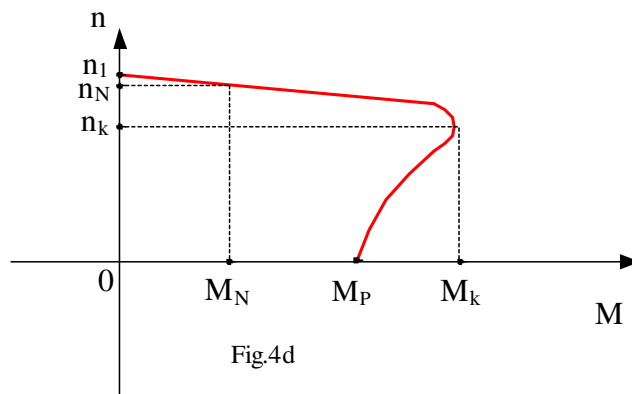


Fig4d

V_1 = valoarea efectivă a tensiunii pe o înfășurare statorică

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

Din aceste relații putem observa care sunt parametrii ce pot fi modificați în vederea reglării turației.

Tensiunile și curenții induși în rotor au frecvența: $f_2 = Sf_1$, iar tensiunea pe o fază a rotorului este: $U_2 = SU_{20}$, U_{20} = tensiunea dintr-o fază rotorică când rotorul e imobil, adică atunci când $n=0 \Leftrightarrow S=1$.

Procedee de reglare a turației la motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit.

În cazul acestor motoare nu mai există acces la circuitul rotoric și pentru reglarea turației putem modifica valoarea efectivă a tensiunii statorice sau frecvența tensiunii statorice. Punând în evidență dependența de frecvență a mărimilor S_k și M_k avem:

$$S_k = \frac{R_2'}{2\pi f_1 (L_{S1}' + L_{S2}')}$$

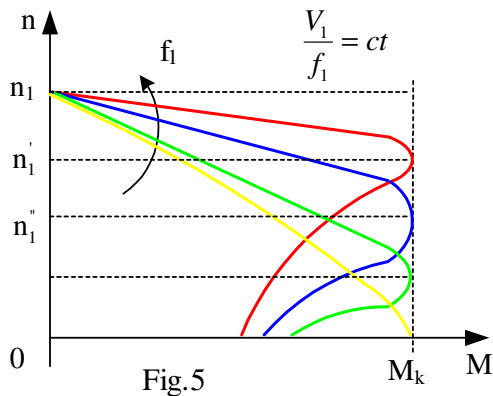
L_{S1} = inductanța de scăpări a statorului

L_{S2} = inductanța de scăpări a rotorului raportată la stator

$$M_k = \frac{3V_1^2}{4\pi^2 f_1^2 (L_{S1}' + L_{S2}')}$$

Dacă modificăm doar f_1 se modifică atât alunecarea critică S_k cât și cuplul critic M_k . Dacă modificăm tensiunea V_1 se modifică numai M_k , iar aceasta modificare deranjează foarte mult. Se observa că dacă modificăm atât f_1 cât și V_1 , cu menținerea constantă a raportului $\frac{V_1}{f_1}$, cuplul critic se menține constant $M_k = ct$.

Caracteristica mecanică este dată în figura 5.



Schema de principiu, pentru reglarea turației unui motor asincron trifazat este prezentată în figura 6

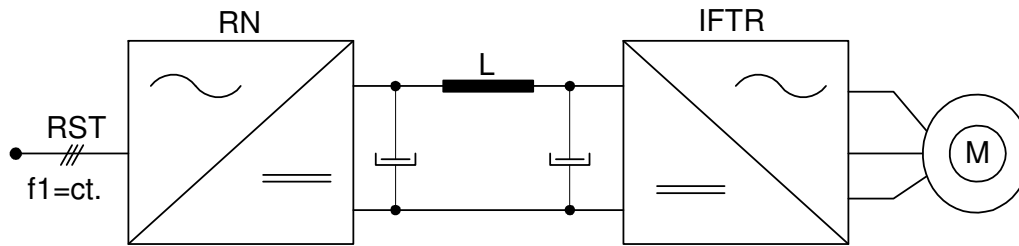


fig.6

RN redresor necomandat iar IFTR inverter de frecvență și tensiune reglabilă în care folosind procedeul PWM, poate modifica atât frecvența cât și tensiunea de la ieșirea inverterului a.i. raportul V_2/f_2 să se păstreze constant.

Inverterul trifazat de tensiune comandat cu ajutorul strategiei de modulație PWM sinusoidală și 6 pulsuri, oferă posibilitatea unei acționări electrice ce oferă la ieșire un raport volt/hertz constant, oferind mașinii un cuplu constant. Folosirea acestei strategii de funcționare presupune ca amplitudinea undei de referință să fie modificată liniar cu frecvența acesteia. Turația este controlată în această situație prin variația frecvenței tensiunii de la ieșirea inverterului și implicit prin variația frecvenței undei de referință care se modifică liniar.

Pentru acest tip de comandă poate fi selectată caracteristica liniară: $U \sim f$, așa cum sunt prezentate în figura 7.

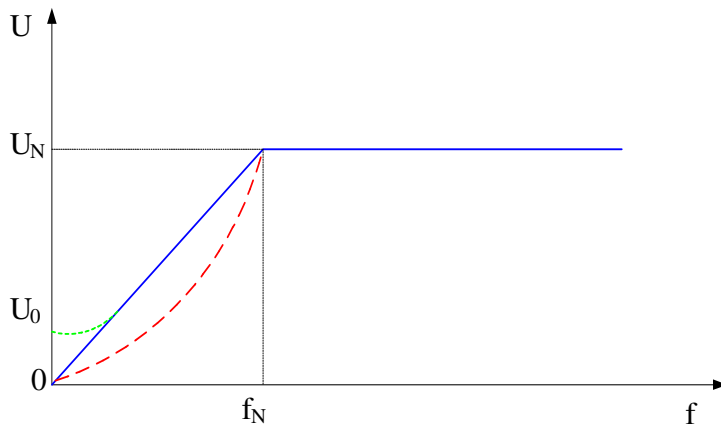


Fig.7. Variația tensiunii de ieșire în funcție de frecvență

În funcție de domeniul de variație al frecvenței de funcționare putem întâlni două situații:

- dacă frecvența de funcționare este mare, dar nu atinge valoarea frecvenței nominale f_N , pentru minimizarea pierderilor în inverter este nevoie să se utilizeze un raport de modulare în frecvență m_f mic ($m_f = f_i/f_s$), deci este nevoie să se lucreze cu frecvență de comutație mică. Dacă turația mașinii este mare influența armonicilor de joasă frecvență ale curenților statorici nu influențează semnificativ funcționarea. La frecvența nominală f_N se atinge tensiunea nominală a motorului U_N , dacă frecvența crește peste valoarea nominală, tensiunea de ieșire a inverterului va rămâne constantă (U_N), motorul funcționând în regim de “slăbire de câmp”.

- dacă frecvența de funcționare este mică, influența inductanței sarcinii (motorului) care contribuie la netezirea formei de undă a curenților este nesemnificativă. Într-o astfel de situație se impune o creștere a gradului de modulare în frecvență m_f .

Descrierea circuitului de laborator destinat modificării turației unui motor asincron

Schema sistemului de modificare a turației a unui motor asincron ce conține circuitul de alimentare, circuitul de forță al inverterului și comanda acestuia realizată cu microcontroller este prezentată în figura 8.

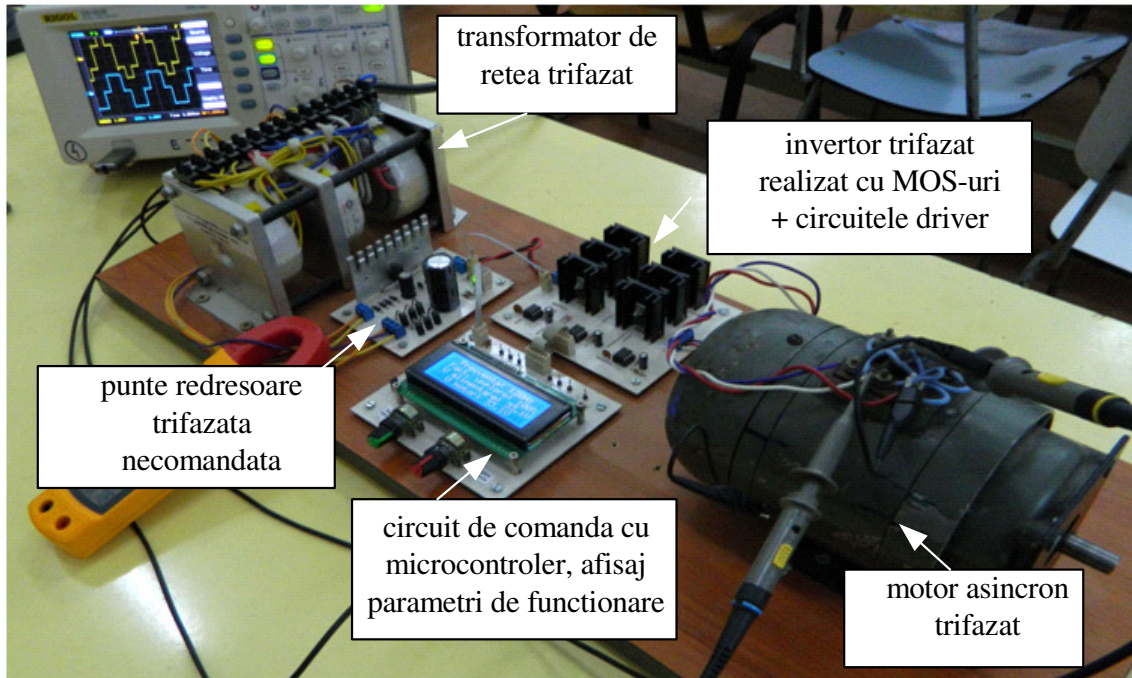


Fig.8. Circuitul folosit in laborator pentru studiul functionarii inverterului trifazat.

Circuitul conține următoarele blocuri:

- *Blocul de alimentare pentru partea de forță* conține o punte redresoare trifazată necomandată cu tensiunea de intrare 24V, realizată cu 6 diode de 3A, de tipul 1N5408, și condensatoarele C1 de 4700uF și C2 de 220nF, iar la ieșirea redresată și filtrată avem aproximativ 34V. Divizorul rezistiv R2, R3 este folosit pentru reducerea nivelului de tensiune de la ieșirea redresorului și folosită, pentru a putea fi măsurată, utilizând convertorul A-D integrat în microcontroler. Se folosește dioda Zener pentru limitare tensiunii la 5,1V și protecție microcontroller-ului.

- *Blocul de alimentare al circuitului de comandă* folosește o înfășurare a transformatorului (aproximativ 8V). Această tensiune este redresată de grupul D8-D11 și filtrată de condensatoarele C3 și C4. Tensiunea, astfel rezultată de aproximativ 11V, este destinată alimentării circuitelor drivere destinate comenzilor tranzistoarelor MOS din puntea inverterului. Pentru alimentarea microcontrolerului se impune folosirea unei tensiuni de aproximativ 5V, care se obține folosind circuitul integrat 7805 (regulator și stabilizator liniar). Acesta permite utilizarea unor tensiuni de intrare cuprinse în gama 7,5-35V și livrarea la

ieșire sa, a unei tensiuni de 5V la un curent maxim de 1A. Cele 2 condensatoare de filtrare C5(1000uF) și C6(100nF) realizează o filtrare foarte bună a tensiunii de ieșire.

-*Microcontroller-ul Microchip PIC18F4431*, are un bloc PWM dedicat comenzii motoarelor trifazate și BLDC, cu 6 ieșiri independente sau complementare. Se folosește acest microcontroller pentru a genera cele 6 secvențe de comandă a inverterului trifazat. Frecvența acestor pulsuri este setată folosind potențiometru RV1 în gama 20-200Hz. Modificarea tensiunii care alimentează motorul se realizează modificând factorul de umplere a celor 6 semnale furnizate de microcontroller. Variația factorului de comandă este cuprinsă între 0-100%, modificarea acestuia dictează de fapt și modificarea valorii tensiunii de la ieșirea sistemului de alimentare a motorului asincron.

Pentru a evita comanda simultană a două tranzistoare de pe același braț al punții(cros –over conduction) s-a introdus un timp mort(dead-time) de valoare de 30 us, timp în care nu este activă nici o ieșire de comandă a tranzistoarelor, pe acest interval de timp , pentru asigurarea închiderii curentului de sarcină se deschid diodele antiparalel conectate cu tranzistoarele de putere. De fapt pe aceste intervale de timp sarcina se transformă în regim de generator, iar energia înmagazinată pe sarcină se transferă spre circuitul de alimentare. Microcontroller-ul funcționează cu un oscilator cu cuarț cu frecvența de oscilație de 20MHz, ceea ce înseamnă că frecvența de operare este fixată la 5Mhz($f_{\text{quart}}/4$).

Programul de comandă a fost realizat utilizând limbajul C și compliatorul HI-TECH.

- Blocul de afișaj, este implementat pe ecran de tip LED. Acesta va afișa informații despre funcționarea inverterului:
- frecvența semnalului de comandă,
- factorul de umplere al semnalelor PWM,
- -tensiunea curentă la care se alimentează motorul(tensiunea de ieșire a redresorului trifazat),
- tensiunea efectivă aplicată motorului(prin înmulțirea valorii obținute anterior cu factorul de comandă)

- *Circuite folosite pe partea de forță*

Driver-ul pentru MOS-uri IR2101, acest circuit integrat este folosit în special pentru comanda tranzistoarelor MOS conectate în partea superioară a unui braț al inverterului dar oferă și posibilitatea comandării tranzistoarelor conectate în partea inferioară a punții. Folosind tensiunii de intrare a căror valoare minimă este de 3V poate comanda un tranzistor(tensiuni, care folosite fără driver, nu pot determina intrării în conducție a unui tranzistor N-MOS, la care V_{th} are o valoare de aproximativ 5V). Pentru tranzistoarele poziționate pe partea superioară a inverterului, circuitul IR2101 creează o sursă de alimentare flotantă folosind grupul D1-C1, D2-C2, respectiv D3-C3. Tensiunea maximă de alimentare a driver-ului este de 20V, tensiune ce se aplică aproape integral in circuitul G-S al tranzistorului MOS.

Tranzistoarele MOSIR13010N, șase tranzistoare de acest tip compun puntea inverterului trifazat destinat modificării turației unui motor asincron. Aceste tranzistoare sunt comandate prin intermediul circuitelor driver IR2101 cu impulsuri furnizate de microcontroler. Aceste drivere asigură atât izolarea galvanică cât și nivelul de tensiune corespunzător comenzii tranzistoarelor. Tranzistoarele MOS utilizate, asigură un curent de drenă maxim de 42A, tensiunea DS de 100v și o rezistență de conducție de 0,036 ohmi. Deși aceste tranzistoare funcționează în regim de comutație, au fost amplasate pe radiatoare independente pentru a evita supraîncălzirea lor în cazul conectării unei sarcinii mai mari.

Pentru evaluarea bunei funcționări a inverterului, strategiei de comandă și controlul turației motorului, în figura 9 au fost prezentate câteva forme de undă oscilografiate.

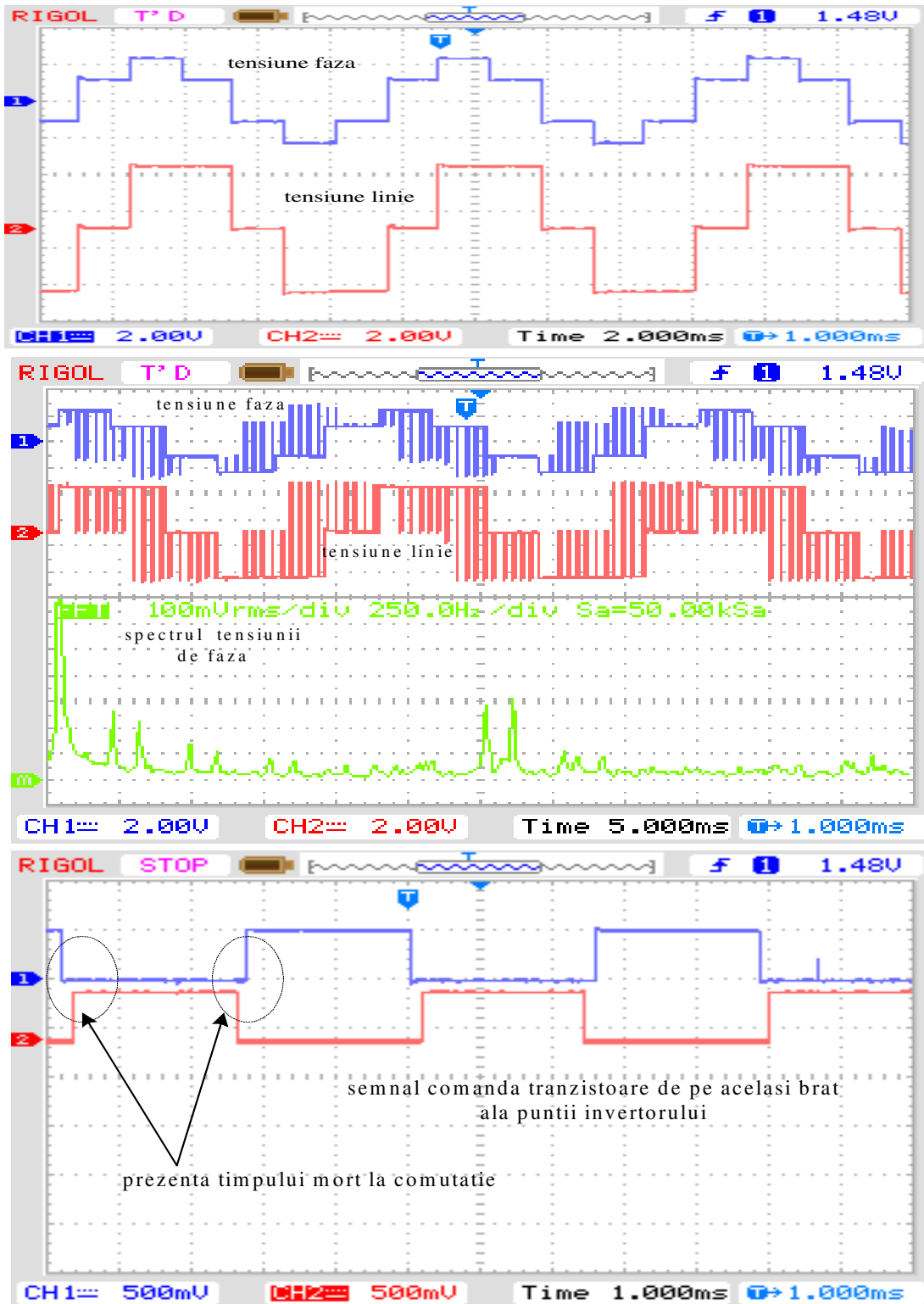


Fig.9. Forme de undă oscilografiate aferente funcționării inverterului trifazat.

În figura 10 și figura 11 sunt prezentate, schemele circuitelor de alimentare, respectiv al inverterului trifazat trifazat destinate modificării turației unui motor asincron

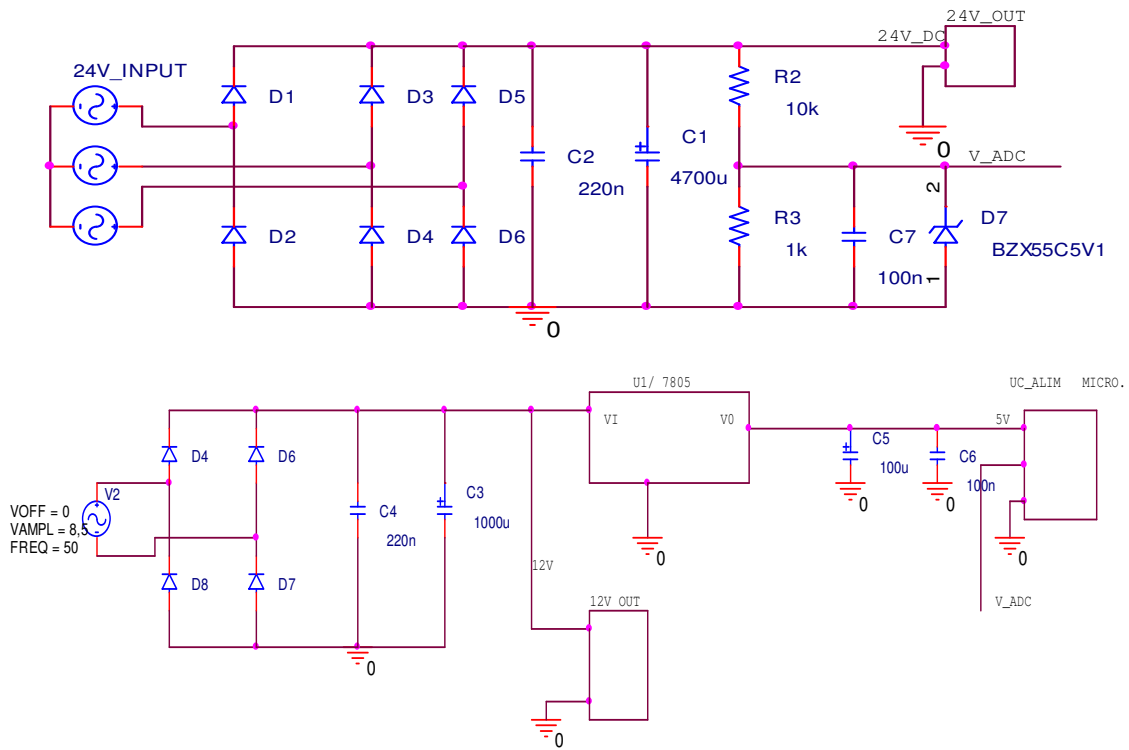


Fig.10. Schemele circuitelor de alimentare pentru comanda si circuitul de forta al invertorului .

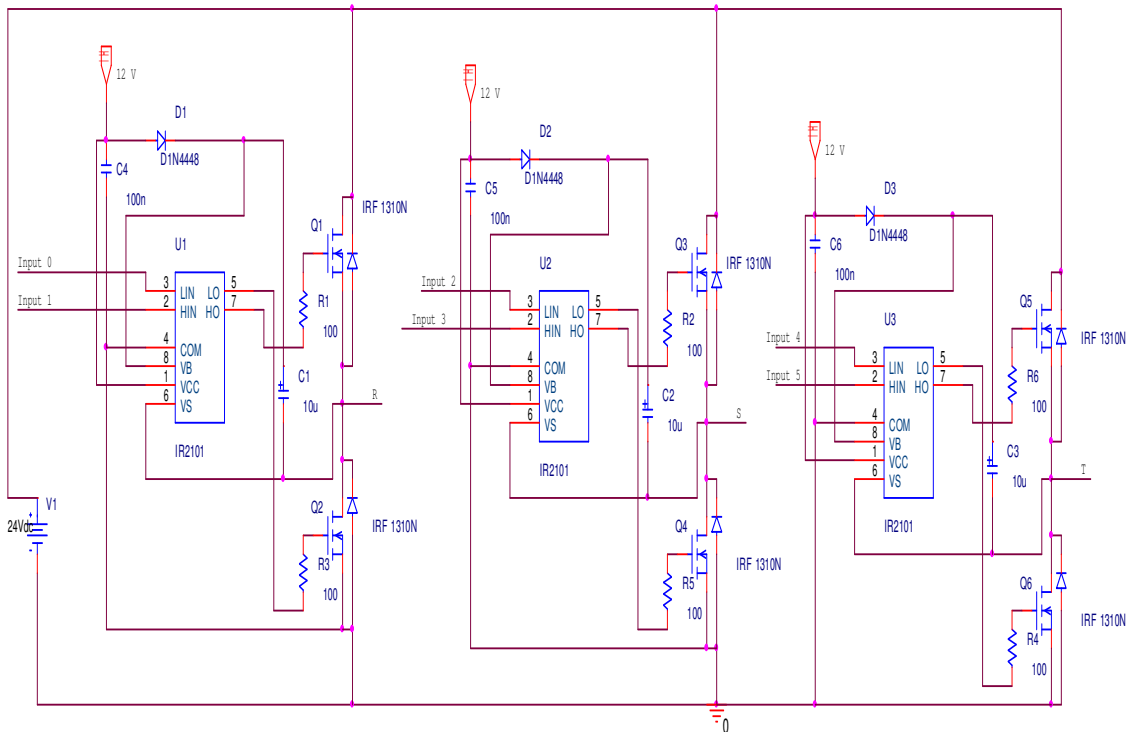


Fig.11. Schema invertorului trifazat si a circuitelor driver.

Desfășurarea lucrării de laborator:

- Se va oscilografia forma de undă a semnalelor de comandă pe un braț al punții inverterului și se măsoară valoarea amplitudinii și domeniul de variație al factorului de comandă.
- Se va oscilografia forma de undă a tensiunilor de fază, determinând totodată amplitudinea și domeniul de variație în timp al acestora.
- Se va oscilografia forma de undă a tensiunilor de linie, determinând totodată amplitudinea și domeniul de variație în timp al acestora.
- Se vor analiza componentele spectrale ale tensiunilor de fază și linie la variația frecvenței de comandă și a tensiunii de alimentare a motorului.
- Se vor analiza componentele spectrale ale curentului absorbit și debitat pe motor la variația frecvenței de comandă și a tensiunii de alimentare a motorului.
- Se va trasa caracteristica de funcționare la U/f constant
- Se vor evalua următorii indici de performanță:

Valoarea efectivă a tensiunii de sarcină;

Curentul continuu de alimentare

Valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii pe sarcină;

Valoarea efectivă a curentului de sarcină;

Valoarea efectivă fundamentalei curentului de sarcină;

Valoarea efectivă a curentului absorbit;

Puterea activă transmisă sarcinii;

Randamentul conversiei;

Cu ajutorul datelor obținute EXPERIMENTAL completați următorul tabel:

| Invertor | %THD curent absorbit(3 valori frecvență comandă) | %THD tensiune sarcină(3 valori frecvență comandă) | %THD curent sarcină(3 valori frecvență comandă) |
|--|--|---|---|
| Trifazat comandă 6 PULSURI la care frecvența semnalului de comandat variază de la 20-200Hz | | | |