
Lucrarea 26

INVERTORUL PWM TRIFAZAT DE TENSIUNE

1. Introducere

La fel ca invertoarele monofazate descrise în Referatul 25 și invertoarele trifazate permit conversia statică a energiei electrice din curent continuu în curent alternativ (c.c. — c.a.). *Invertoarele trifazate autonome de tensiune* permit sintetizarea unui sistem trifazat de tensiuni alternative dintr-o tensiune continuă aplicată la intrare. Cele trei tensiuni obținute la ieșirea invertorului sunt independente de tensiunile din rețeaua de distribuție a energiei electrice, dar ca și în cazul acestora trebuie să fie *simetrice* (defazate cu 120° el. între ele) și *echilibrate* (cu aceeași amplitudine). Aceste condiții se referă în primul rând la *armonicile fundamentale* ale sistemului trifazat de tensiuni „modelate” de inverter. În majoritatea aplicațiilor se cere ca inverterul trifazat să prezinte capacitatea de a regla frecvența și amplitudinea acestor armonici fundamentale. Cea mai răspândită aplicație de acest tip se referă la acționările electrice cu motoare de c.a. trifazate (asincrone, sincrone) a căror viteză de rotație poate fi reglată eficient prin intermediul frecvenței în corelație cu amplitudinea tensiunilor alternative de alimentare. Sunt și aplicații care includ invertoare trifazate la care frecvența armonicilor fundamentale ale tensiunilor de ieșire trebuie să rămână constantă în timpul funcționării cum ar fi: sursele neîntreruptibile trifazate (UPS – *Uninterruptible Power Supplies*), convertoarele de interfață dintre microrețeaua de c.c. a centralelor pentru surse regenerabile (eoliene, solare, hidro etc.) și rețeaua publică de distribuție a energiei electrice, invertoarele pentru cuptoarele de inducție industriale, pentru instalațiile de tratament termic etc.

Și invertoarele trifazate autonome pot fi: *invertoare cu undă plină*, *invertoare PWM*, *invertoare rezonante*. De asemenea, pot fi *invertoare de tensiune* (VSI – *Voltage Source Inverter*) sau *invertoare de curent* (CSI – *Current Source Inverter*). În continuare va fi analizat inverterul PWM de tensiune deoarece este cel mai utilizat în practică datorită simplității sale, atât în ceea ce privește structura, cât și în ceea ce privește funcționarea.

2. Inverterul PWM trifazat în punte

Există posibilitatea alimentării unei sarcini trifazate de c.a. prin intermediul a trei invertoare monofazate în punte H dacă există acces la ambele borne ale impedanțelor de fază aparținând sarcinii. Dacă impedanțele de fază sunt legate în stea

(Y) trebuie să existe acces la punctul de nul al stelei. Soluția este foarte rar utilizată în practică deoarece nu întotdeauna avem acces la nulul sarcinii trifazate și în plus sunt necesare 12 tranzistoare de putere pentru realizarea celor trei invertoare monofazate. O variantă mult mai simplă și mai ieftină pentru schema de forță a unui inverter trifazat de tensiune este prezentată în Fig.26.1 în care sunt utilizate doar 6 tranzistoare de putere ($T_1 \div T_6$). Este vorba de binecunoscuta structură de punte trifazată cu tranzistoare sau cu alte dispozitive semiconductoare de putere controlabile. Așa cum reiese din figură aceasta este formată din trei brațe notate cu A, B și C, a căror topologie și funcționare este cunoscută de la analiza *chopper*-elor sau a inverterului monofazat.

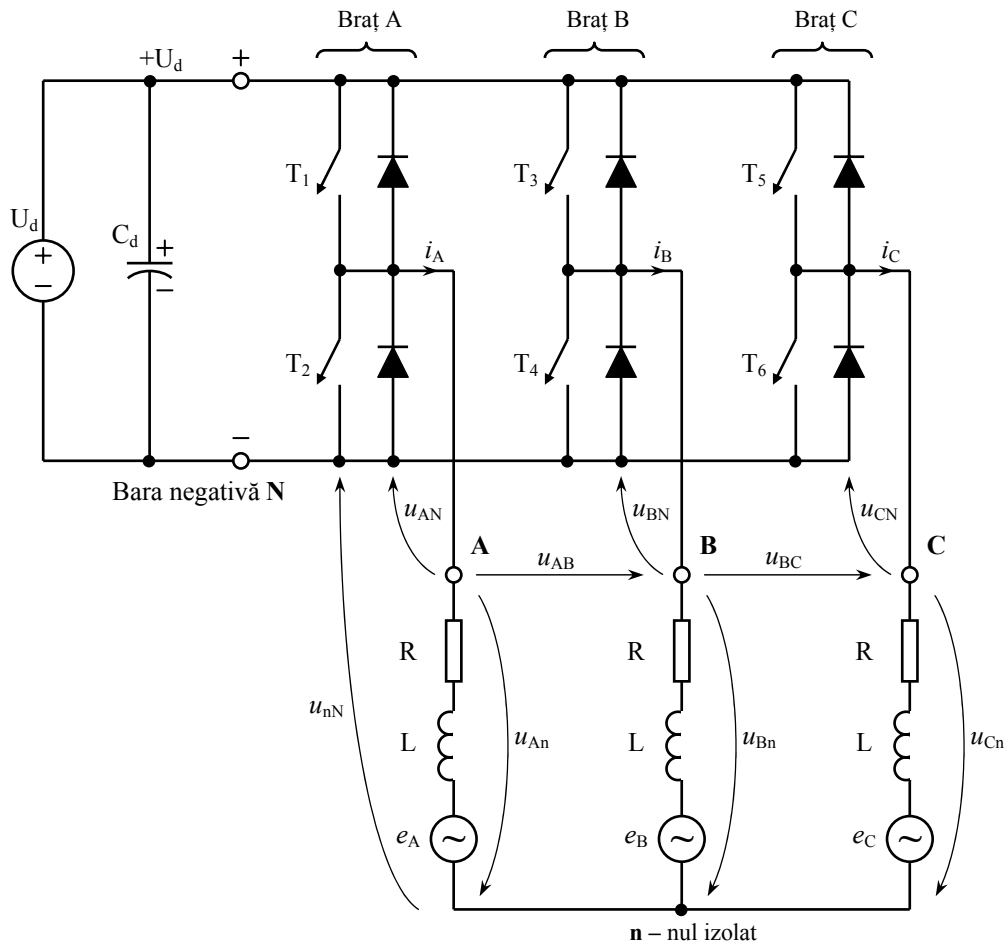


Fig. 26.1 Topologia inverterului trifazat în punte .

Pentru sarcina legată la ieșirile celor trei brațe (notate tot cu A, B, C) s-a luat cazul cel mai general și anume un circuit trifazat de tip *R-L-E* echivalent cu

înfășurările unui motor de curent alternativ trifazat aflat în mișcare. Sarcina este legată în stea, iar nulul stelei, considerat izolat, s-a notat cu \mathbf{n} . Cu \mathbf{N} s-a notat bara negativă a tensiunii continue U_d ce alimentează invertorul trifazat. Pot fi puse în evidență următoarele variabile:

- $u_{AN}, u_{BN}, u_{CN} \rightarrow$ tensiunile de ieșire ale brațelor luate față de bara negativă \mathbf{N} ;
- $u_{An}, u_{Bn}, u_{Cn} \rightarrow$ tensiunile de fază ale sarcinii trifazate luate față de \mathbf{n} ;
- $u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} \rightarrow$ tensiunile de linie văzute la ieșirea invertorului;
- $u_{nN} \rightarrow$ tensiunea văzută între nulul izolat al sarcinii \mathbf{n} și bara negativă \mathbf{N} ;
- $i_A, i_B, i_C \rightarrow$ curenții de fază de la ieșirea invertorului.

Tranzistoarele din structura fiecărui braț de punte sunt comandate cu semnalele modulate în lățime (PWM) *complementare*. Pentru a păstra continuitatea cu Referatul 25 și pornind de la o largă utilizare în practică analiza invertorului PWM trifazat de tensiune va fi făcută pentru cazul *modulării sinusoidale*. Astfel, cele două semnale de comandă PWM complementare pentru tranzistoarele din structura fiecărui braț de punte vor rezulta în urma comparării unui semnal modulator sinusoidal $u_{control}$ cu un semnal triunghiular u_{tr} . Conform celor prezentate în Fig.26.2, controlul brațelor de punte A, B și C va fi obținut prin intermediul undelor modulatorie $u_{control(A)}$, $u_{control(B)}$, respectiv $u_{control(C)}$ care sunt comparate cu un același semnal triunghiular. Undele de control sinusoidale au aceeași frecvență și amplitudine, dar sunt defazate între ele cu 120° el. Dacă trecerea prin zero a fiecărei sinusoidale modulatorie are loc simultan cu trecerea prin zero a unei purtătoare triunghiulare și în sensuri (pante) diferite vorbim de *modularea sinusoidală sincronizată*. În caz contrar, vorbim de *modularea sinusoidală nesincronizată*. Figura 26.2 ilustrează tehnica de modulare sinusoidală sincronizată cu indicele de modulare în frecvență $m_f = 9$. Ca și în cazul invertorului PWM monofazat analiza invertorului PWM trifazat va fi făcută în condiții ideale, presupunând că tranzistoarele de putere comută instantaneu, motiv pentru care semnalele de comandă PWM complementare pot fi considerate fără timp mort.

Valorile tensiunilor u_{AN}, u_{BN}, u_{CN} sunt fixate pe intervale, exclusiv prin combinația de comandă a celor două tranzistoare din structura fiecărui braț, indiferent de sensul curenților i_A, i_B, i_C . Astfel, conform celor prezentate și în Referatele 17 și 19, în perioadele de comutație în care:

- $u_{tr} < u_{control(A,B,C)} \Rightarrow T_{1,3,5} \rightarrow \text{ON}, T_{2,4,6} \rightarrow \text{OFF} \Rightarrow u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}(t) = +U_d$;
- $u_{tr} > u_{control(A,B,C)} \Rightarrow T_{1,3,5} \rightarrow \text{OFF}, T_{2,4,6} \rightarrow \text{ON} \Rightarrow u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}(t) = 0$.

Pornind de la relațiile de mai sus, rezultă formele de undă ale tensiunilor de la ieșirea brațelor A, B și C luate față de bara negativă (u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}) așa cum se prezintă în diagramele din Fig.26.2. Formele de undă sunt periodice, dreptunghiulare, cu variații unipolare între 0 și $+U_d$. Pentru un indice de modulare în amplitudine subunitar ($m_a = \hat{U}_{control} / \hat{U}_{tr} < 1$) aceste tensiuni au valori medii diferite de zero în fiecare perioadă de comutație (T_{Dk} , ($k = 1,2,3\dots$)).

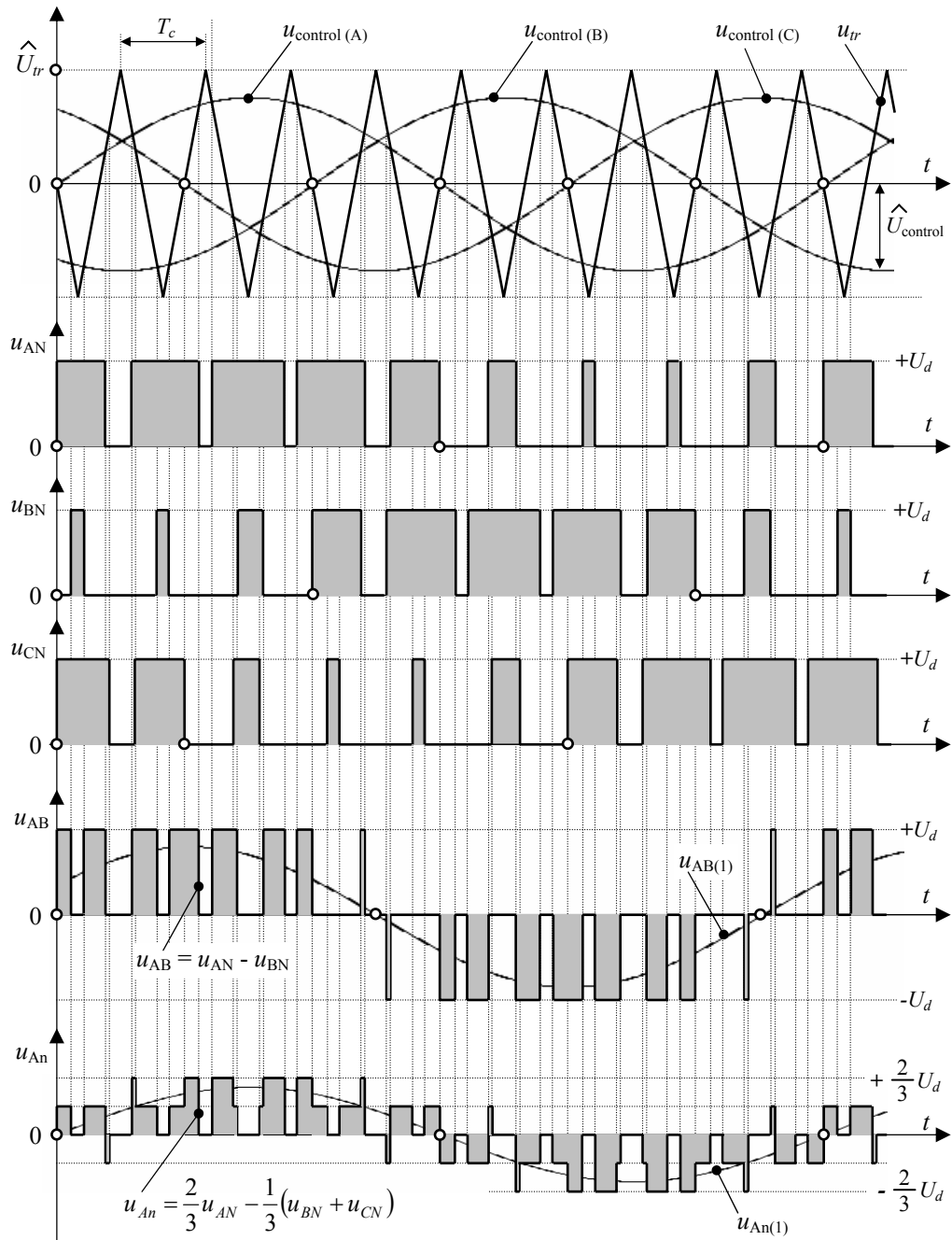


Fig. 26.2 Formele de undă corespunzătoare unui inverter PWM trifazat care utilizează modularea sinusoidală sincronizată ($m_f=9$, $m_a < 1 \rightarrow$ gama liniară).

Valorile medii instantanee ale tensiunilor u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} în perioadele de comutație $(T_c)_k$ corespunzătoare timpului discret $t_k = (k-1) \cdot T_c + \Delta t$, $0 < \Delta t < T_c$, se calculează cu ajutorul formulei valorii medii (vezi relația 18.8):

$$\bar{u}_{AN, BN, CN}(t_k) = U_d \cdot d_{1,3,5}(t_k) \quad (26.1)$$

Variabilele $d_{1,3,5}(t_k) = \frac{t_{on(T_1, T_3, T_5)}}{T_c}$ au semnificația *duratelor relative de*

conducție ale tranzistoarelor superioare T_1 , T_3 , T_5 din structura brațelor de punte A, B, respectiv C, în perioadele de comutație $(T_c)_k$ de la momentele t_k . Dacă ne referim la semnalele logice de comandă PWM₁, PWM₃ și PWM₅ ale tranzistoarelor menționate, variabila $d_x(t_k)$ ($x = 1, 3, 5$) este referită ca *factor de umplere* al acestor semnale în intervalul $(T_c)_k$. Din secțiunea Referatului 17, dedicată generării semnalelor de comandă PWM utilizând ca undă purtătoare un semnal triunghiular, relația (17.5) poate fi particularizată astfel invertorul PWM trifazat:

$$d_{1,3,5}(t_k) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{\text{control(A,B,C)}}(t_k)}{\hat{U}_{tr}} \right) \quad (26.2)$$

Expresia (26.2) este obținută în ipoteza unei tensiuni de control constante pe durata perioadei de comutație, așa cum este implementată numeric tehnica de modulare cu eșantionare uniformă - simetrică:

$$u_{\text{control(A,B,C)}}(t_k) \approx \text{const. pentru } : (k-1) \cdot T_c < t_k < k \cdot T_c \quad (26.3)$$

Dacă se introduce expresia (26.2) în relația (26.1) se obține:

$$\bar{u}_{AN, BN, CN}(t_k) = \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot \frac{u_{\text{control(A,B,C)}}(t_k)}{\hat{U}_{tr}} \quad (26.4)$$

Pentru modularea sinusoidală a invertorului PWM trifazat avem:

$$\begin{cases} u_{\text{control(A)}}(t) = \hat{U}_{\text{control}} \cdot \sin \omega t \\ u_{\text{control(B)}}(t) = \hat{U}_{\text{control}} \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_{\text{control(C)}}(t) = \hat{U}_{\text{control}} \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (26.5)$$

unde: $\omega = 2\pi \cdot f_1$, iar f_1 este frecvența armonicilor fundamentale ale tensiunilor alternative dorite la ieșirea invertorului.

Analizând formele de undă u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} din Fig.26.1 și relațiile (26.3) se observă că *tensiunile de la ieșirea brațelor, luate față de bara negativă N, conțin o componentă continuă $U_d/2$ peste care se suprapun componente alternative (armonici).*

Pentru a ajunge la expresiile **armonicilor fundamentale ale tensiunilor de linie sau ale tensiunilor de fază** se va porni de la expresiile tensiunilor brațelor din

care se reține doar componenta continuă și armonica fundamentală. Astfel, dacă în relațiile (26.4) se trece de la tipul discret t_k la timpul continuu t se obține:

$$\begin{aligned} u_{AN(1)}(t) &= \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{\text{control}}}{\hat{U}_{tr}} \cdot \sin \omega t = \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin \omega t \\ u_{BN(1)}(t) &= \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{CN(1)}(t) &= \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (26.6)$$

Menționăm încă o dată că expresiile (26.6) sunt valabile pentru un indice de modulare în amplitudine subunitar: $m_a = \hat{U}_{\text{control}} / \hat{U}_{tr} < 1$.

Din Fig.26.1 rezultă că *tensiunile de linie ale invertorului în valori instantanee* pot fi determinate pe baza tensiunilor brațelor față de bara negativă (N) după cum urmează:

$$\begin{cases} u_{AB}(t) = u_{AN}(t) - u_{BN}(t) \\ u_{BC}(t) = u_{BN}(t) - u_{CN}(t) \\ u_{CA}(t) = u_{CN}(t) - u_{AN}(t) \end{cases} \quad (26.7)$$

Cu ajutorul relațiilor (26.7) pot fi construite grafic tensiunile de linie. De asemenea, pot fi calculate armonicile fundamentale deoarece aceste relații sunt valabile pentru fiecare armonică în parte conform teoremei superpoziției. În Fig.26.2 se prezintă forma de undă a tensiunii de linie $u_{AB}(t)$ care a rezultat scăzând din forma de undă a tensiunii u_{AN} unda u_{BN} .

Pentru a obține expresia armonicii fundamentale a tensiunii de linie între A și B se pornește de la expresiile tensiunilor $u_{AN(1)}$ și $u_{BN(1)}$ din (26.6):

$$\begin{aligned} u_{AB(1)}(t) &= u_{AN(1)}(t) - u_{BN(1)}(t) = \\ &= \left[\frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin \omega t \right] - \left[\frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \\ &= \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \left[\sin \omega t - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = m_a \cdot U_d \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = \\ &= 0,866 \cdot m_a \cdot U_d \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{2} \cdot 0,612 \cdot m_a \cdot U_d \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (26.8)$$

Calculul de mai sus evidențiază faptul că amplitudinea, respectiv valoarea efectivă a armonicii fundamentale corespunzătoare tensiunii de linie generate de un invertor PWM trifazat este în funcție de tensiunea continuă de alimentare U_d și poate

fi reglată proporțional cu ajutorul indicelui de modulare în amplitudine m_a în **gama liniară** ($m_a \leq 1$):

$$\hat{U}_{l(1)} = 0,612 \cdot m_a \cdot U_d ; U_{l(1)} = 0,612 \cdot m_a \cdot U_d \quad (26.9)$$

Dacă sarcina trifazată de la ieșirea invertorului este legată în stea interesează și valorile tensiunilor de fază: u_{An} , u_{Bn} , u_{Cn} . Pentru a determina expresia acestora se pornește de la următoarele ecuații de tensiuni în valori instantanee aferente schemei din Fig.26.1:

$$\begin{cases} u_{An}(t) = u_{AN}(t) - u_{nN}(t) = R \cdot i_A(t) + L \cdot \frac{di_A(t)}{dt} + e_A(t) \\ u_{Bn}(t) = u_{BN}(t) - u_{nN}(t) = R \cdot i_B(t) + L \cdot \frac{di_B(t)}{dt} + e_B(t) \\ u_{Cn}(t) = u_{CN}(t) - u_{nN}(t) = R \cdot i_C(t) + L \cdot \frac{di_C(t)}{dt} + e_C(t) \end{cases} \quad (26.10)$$

În relațiile (26.10) nu este cunoscută expresia tensiunii u_{nN} . O soluție pentru determinarea acesteia constă în sumarea celor trei ecuații de mai sus:

$$u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn} = u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} - 3 \cdot u_{nN} \quad (26.11)$$

sau

$$u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn} = R \cdot [i_A + i_B + i_C] + L \cdot \frac{d}{dt} [i_A + i_B + i_C] + [e_A + e_B + e_C] \quad (26.12)$$

Deoarece sarcina activă trifazată din Fig.26.1 conectată la ieșirea invertorului este legată în stea cu nulul izolat se poate scrie:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (26.13)$$

Pe de altă parte, fiind o sarcină echilibrată și simetrică, în orice moment este valabilă egalitatea:

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (26.14)$$

Tensiunile contraelectromotoare e_A , e_B și e_C ale sarcinii active (motoare de c.a. aflate în rotație) sunt considerate sinusoidale, deci nu conțin armonici superioare. Dacă în relația (26.12) se ține cont de (26.13) și (26.14) obținem:

$$u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn} = 0 \quad (26.15)$$

Introducând (26.15) în (26.11) rezultă:

$$u_{nN} = \frac{1}{3} \cdot [u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}] \quad (26.16)$$

Dacă în (26.16) se înlocuiește tensiunea u_{nN} cu expresia obținută în (26.10) se obține:

$$\begin{cases} u_{An} = \frac{2}{3} \cdot u_{AN} - \frac{1}{3} \cdot (u_{BN} + u_{CN}) \\ u_{Bn} = \frac{2}{3} \cdot u_{BN} - \frac{1}{3} \cdot (u_{AN} + u_{CN}) \\ u_{Cn} = \frac{2}{3} \cdot u_{CN} - \frac{1}{3} \cdot (u_{AN} + u_{BN}) \end{cases} \quad (26.17)$$

Relațiile (26.17) sunt scrise pentru valorile instantanee ale tensiunilor. Cu ajutorul lor pot fi determinate formele de undă ale tensiunilor de fază pe baza undelor cunoscute u_{AN} , u_{BN} și u_{CN} . În Fig.26.2, în ultima diagramă, se prezintă modul în care a rezultat grafic tensiunea de fază $u_{An}(t)$ utilizând prima ecuație din sistemul (26.17).

Pe baza teoremei superpoziției expresiile (26.17) pot fi scrise și pentru armonicile fundamentale:

$$\begin{cases} u_{An(1)} = \frac{2}{3} \cdot u_{AN(1)} - \frac{1}{3} \cdot (u_{BN(1)} + u_{CN(1)}) \\ u_{Bn(1)} = \frac{2}{3} \cdot u_{BN(1)} - \frac{1}{3} \cdot (u_{AN(1)} + u_{CN(1)}) \\ u_{Cn(1)} = \frac{2}{3} \cdot u_{CN(1)} - \frac{1}{3} \cdot (u_{AN(1)} + u_{BN(1)}) \end{cases} \quad (26.18)$$

Dacă se ia de exemplu tot tensiunea $u_{An}(t)$, dezvoltând prima ecuație din (26.18) se obține:

$$\begin{aligned} u_{An(1)}(t) &= \frac{2}{3} \cdot u_{AN(1)} - \frac{1}{3} \cdot (u_{BN(1)} + u_{CN(1)}) = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin \omega t \right] - \\ &- \frac{1}{3} \cdot \left[\frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{2} \cdot m_a \cdot \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \\ &= m_a \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{3} \cdot \left[\sin \omega t + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (26.19)$$

Deoarece suma funcțiilor trigonometrice sinus din paranteza pătrată formează un sistem trifazat unitar, simetric și echilibrat, se poate scrie:

$$\sin \omega t + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = 0 \quad (26.20)$$

Rezultă că:
$$u_{An(1)}(t) = m_a \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \sin \omega t = \hat{U}_{f(1)} \cdot \sin \omega t \quad (26.21)$$

Așa cum era de așteptat valoarea efectivă a armonicii fundamentale a tensiunii de fază a rezultat de $\sqrt{3}$ ori mai mică decât valoarea efectivă a tensiunii de linie dată în (26.8):

$$U_{f(1)} = \frac{\hat{U}_{f(1)}}{\sqrt{2}} = m_a \cdot \frac{U_d}{2\sqrt{2}} = 0,353 \cdot m_a \cdot U_d = \frac{U_{l(1)}}{\sqrt{3}} \quad (26.22)$$

De obicei tensiunea continuă U_d se obține prin redresarea tensiunii rețelei ($U_{l(\text{rețea})} = 400\text{V}$) cu ajutorul unui redresor trifazat necomandat (cu diode) prevăzut cu un filtru capacitiv la ieșire. Tensiunea maximă obținută la ieșirea redresorului se obține în cazul unui consum foarte redus. Astfel, dacă:

$$I_d \rightarrow 0 \Rightarrow U_d \rightarrow U_{d(\text{max})} = \sqrt{2} \cdot U_{l(\text{rețea})} = \sqrt{2} \cdot 400 = 565\text{V}$$

Relațiile (26.9) și (26.21) sugerează că, pentru un indice de modulare în amplitudine maxim în gama liniară ($m_a = 1$), valorile efective ale tensiunilor de linie, respectiv de fază, la ieșirea unui invertor PWM trifazat sunt:

$$U_{l(1)} = 0,612 \cdot 1 \cdot 565 \approx 345\text{V}$$

$$U_{f(1)} = 0,353 \cdot 1 \cdot 565 \approx 200\text{V}$$

valori insuficiente pentru alimentarea, de exemplu, a unui motor de c.a. standard în condiții nominale. Pentru a depăși acest impediment, ca și în cazul invertorului PWM monofazat, se poate recurge la **supramodulare** obținută dacă amplitudinea tensiunilor de control crește peste vârfurile semnalului triunghiular:

$$\hat{U}_{\text{control}} > \hat{U}_{\text{tr}} \Rightarrow m_a = \frac{\hat{U}_{\text{control}}}{\hat{U}_{\text{tr}}} > 1 \quad (26.22)$$

în scopul maximizării amplitudinii armonicilor fundamentale ale tensiunilor de ieșire trifazate. În Fig.26.3 este prezentată **caracteristica de reglaj** a valorii efective corespunzătoare armonicii fundamentale corespunzătoare tensiunii de linie $U_{l(1)}$ în funcție de indicele de modulare în amplitudine m_a .

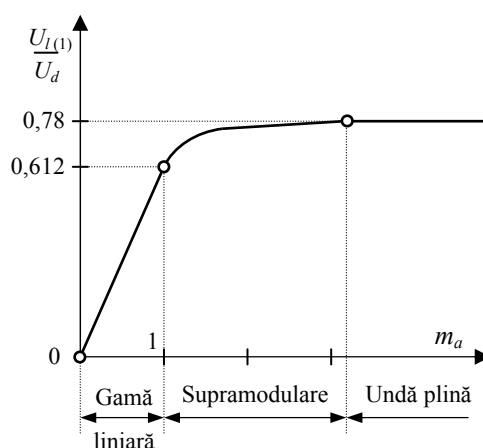


Fig. 26.3 Caracteristica de reglaj a tensiunii de linie de la ieșirea invertorului PWM trifazat în funcție de indicele de modulare în amplitudine m_a .

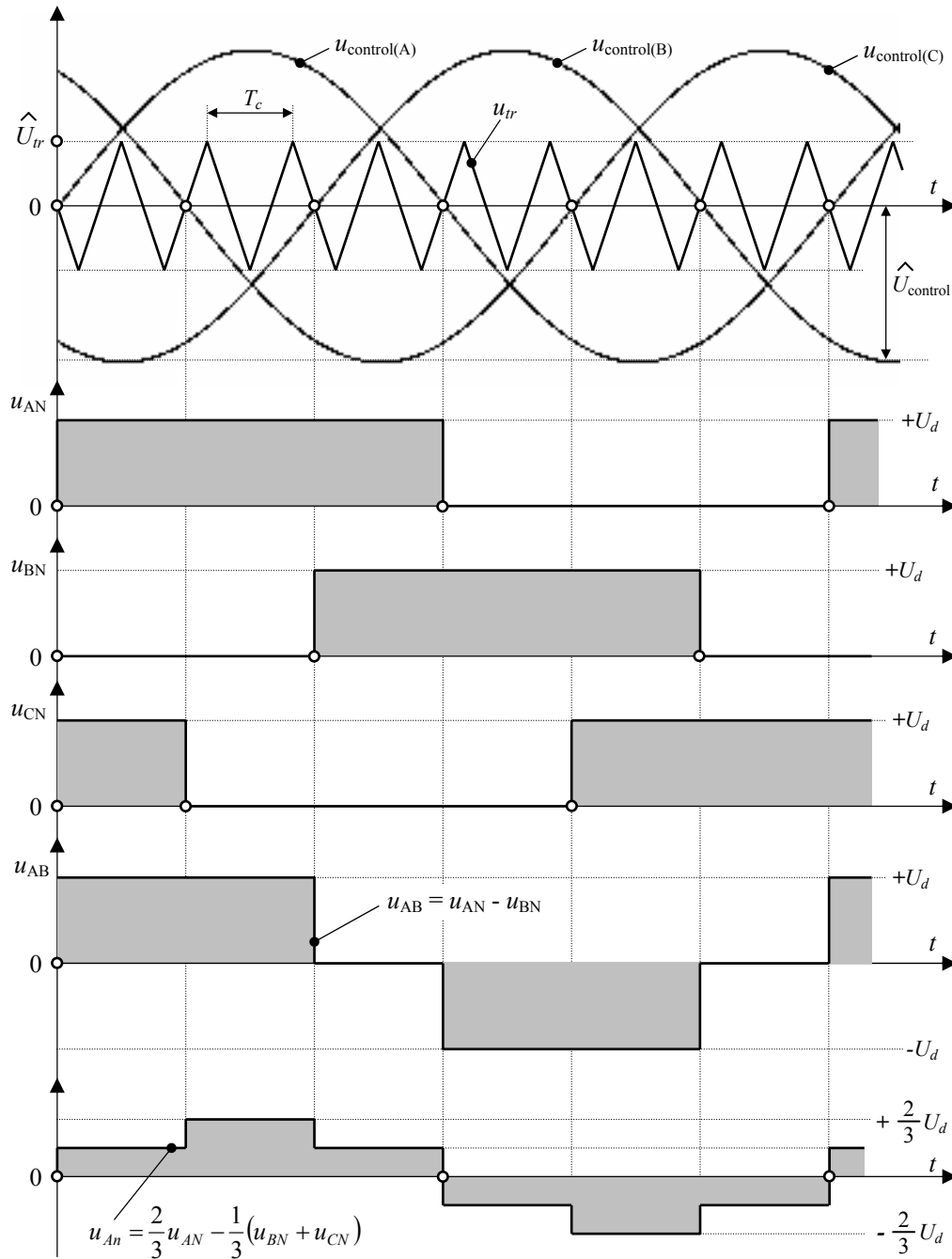


Fig. 26.4 Formele de undă corespunzătoare unui inverter PWM trifazat în cazul funcționării cu undă plină ($m_f=9$, $m_a \gg 1 \rightarrow$ supramodulare).

Conform graficului din Fig.26.3 valoarea cea mai mare a tensiunii de linie este obținută pentru o supramodulare maximă, atunci când invertorul PWM trifazat funcționează cu **undă plină**. Formele de undă corespunzătoare acestui caz particular sunt prezentate în Fig.26.4

Pentru a calcula valoarea tensiunii de linie în cazul în care invertorul PWM funcționează cu undă plină se pornește de la observația: fiecare braț din structura punții trifazate lucrează asemeni unui invertor monofazat care alimentează o sarcină conectată între ieșirea brațului și punctul de nul notat cu **n**. Astfel, **invertorul trifazat poate echivalat cu trei invertoare PWM monofazate braț de punte** a căror tensiune de ieșire este tensiunea de fază cu valoarea efectivă a armonicii fundamentale dată de relația (26.20) în gama liniară. Pe de altă parte, se cunoaște din Referatul 25, relația (25.20), că în cazul funcționării invertorului monofazat cu undă plină valoarea efectivă, respectiv amplitudinea armonicii fundamentale, se obține egalând $m_a = 1$ în relația corespunzătoare a invertorului PWM funcționând în gama liniară și înmulțind rezultatul cu $4/\pi$. În consecință, pentru invertorul braț de punte din structura invertorului trifazat funcționând cu undă plină valoarea efectivă a tensiunii de fază devine:

$$U_{f(1)\max} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2\sqrt{2}} = 0,45 \cdot U_d \quad (26.23)$$

Știind valoarea efectivă a tensiunii de fază se poate calcula *valoarea efectivă și amplitudinea tensiunii de linie* a armonicii fundamentale de la ieșirea invertorului trifazat *funcționând cu undă plină*:

$$U_{l(1)\max} = \sqrt{3} \cdot U_{f(1)\max} = \sqrt{3} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2\sqrt{2}} = 0,78 \cdot U_d \quad (26.24)$$

$$\hat{U}_{l(1)\max} = \sqrt{2} \cdot 0,78 \cdot U_d = 1,1 \cdot U_d$$

Dacă invertorul trifazat cu undă plină este alimentat de la rețea prin intermediul unui redresor trifazat cu diode prevăzut cu un filtru capacitiv la ieșire valoarea efectivă maximă a armonicii fundamentale a tensiunii de linie poate atinge:

$$U_{l(1)\max} = 0,78 \cdot U_{d(\max)} = 0,78 \cdot 537 = 440V$$

dacă invertorul ar funcționa la gol. Valoarea poate fi considerată suficientă pentru alimentarea unei sarcini trifazate standard, dar nu trebuie uitat că, odată cu creșterea sarcinii, tensiunea continuă U_d pe filtrul capacitiv de la intrarea invertorului începe să scadă. În plus, așa cum se cunoaște de la invertorul monofazat, apar armonici joase importante. Pentru a rămâne doar armonicile impare și a reduce la minim numărul lor se impune modularea sinusoidală sincronizată așa cum se prezintă în Fig.26.3. În acest caz ordinul armonicilor h este dat de relația:

$$h = 6 \cdot k \pm 1, \quad k = 1,2,3,\dots \quad (26.25)$$

și amplitudinea armonicilor dată de relația:

$$\hat{U}_{l(h)} = \frac{\hat{U}_{l(1)\max}}{h} \quad (26.26)$$

Se observă că armonicile impare de ordin 3 sau multiplu de 3 dispar din formele de undă ale tensiunilor de linie. Aceasta se explică prin faptul că fiind o defazaj de 120° el. între tensiunile u_{An} , u_{Bn} , u_{Cn} sau între tensiunile u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} , armonicile de ordin 3 sau multiplu de 3 ajung toate în fază ($3 \times 120^\circ = 360^\circ$ el.) și se anulează prin scădere în tensiunile de linie. Astfel, la inverterul trifazat cu undă plină, așa cum reiese și din Fig.26.5, ponderea cea mai mare o au armonicile 5 și 7.

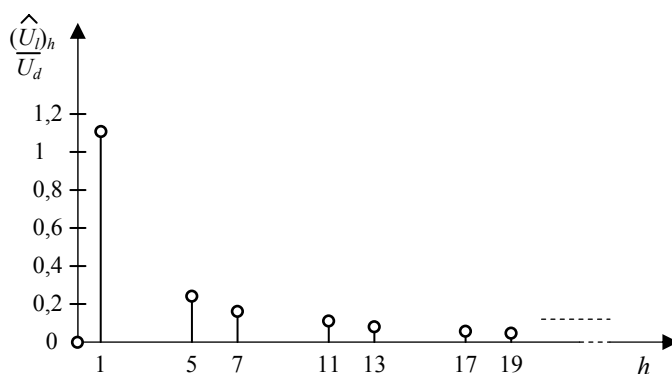


Fig. 26.5 Spectrul armonicilor joase din forma de undă a tensiunilor de linie de la ieșirea unui inverter PWM trifazat funcționând cu undă plină.

Dacă sarcina legată la ieșirea inverterului este un motor de c.a. înfășurările acestuia nu pot filtra suficient de bine armonicile joase de curent. Astfel, armonica 5 va determina un câmp magnetic rotitor în sens invers câmpului magnetic principal determinat de armonica fundamentală a curentului, iar armonica 7 va determina un câmp magnetic rotitor în același sens cu cel principal. În consecință, prin compunerea câmpurilor corespunzătoare primelor două armonici superioare într-un referențial ce se rotește sincron cu câmpul magnetic principal peste cuplul electromagnetic util dat de armonica fundamentală se vor suprapune pulsații ale cuplului electromagnetic având frecvența egală cu $6 \times f_1$. La turații mici ale motorului, când frecvențele pulsațiilor sunt reduse, masele inerțiale aflate în mișcare de rotație nu mai pot filtra eficient pulsațiile de cuplu și apar pulsații ale vitezei care deranjează în aplicații. De asemenea, prin generarea unor cupluri inverse unele armonici vor determina apariția unor pierderi suplimentare în mașină care pot conduce la o supraîncălzire a acesteia.

Consecințele negative ale armonicilor de tensiune și implicit curent sunt mult diminuate dacă se evită funcționarea cu undă plină a inverterului. Majoritatea aspectelor referitoare la armonici discutate la inverterul PWM monofazat, în Referatul 25, rămân valabile și la inverterul PWM trifazat. În continuare enumerăm câteva din

acestea pentru cazul în care invertorul utilizează tehnica de modulare sinusoidală în **gama liniară** ($m_a \leq 1$):

- Pentru a diminua influența valorii indicelui de modulare în frecvență asupra amplitudinii armonicilor acesta trebuie să fie: $m_f \geq 9$.
- Dacă indicele de modulare în frecvență este coborât ($9 \leq m_f \leq 21$) se recomandă tehnica de modulare PWM *sincronizată* la care m_f trebuie să fie un întreg impar și multiplu de 3. Trecerea prin zero a celor trei semnale de control $u_{\text{control (A,B,C)}}$ trebuie să aibă loc simultan cu trecerea prin zero a purtătoarei u_{tr} și sensuri diferite așa cum se prezintă în Fig.25.4 unde pentru claritatea desenului s-a ales $m_f = 9$. Astfel, *tensiunile de fază* conțin numai armonici de tensiune impare în sinus a căror frecvență este dată de relația deja cunoscută (25.16):

$$f_h = (j \cdot m_f \pm i) \cdot f_1 = j \cdot m_f \cdot f_1 \pm i \cdot f_1 = j \cdot f_c \pm i \cdot f_1$$

unde j și i sunt numere întregi. Atunci când j este impar i este par și viceversa. În gama liniară și în cazul modulării sincronizate ponderea importantă o au grupurile de armonici înalte din jurul frecvenței de comutație f_c și multiplul acestei frecvențe. Acestea pot fi ușor filtrate atât din punct de vedere al curentului de către inductanțele sarcinii (înfășurările motoarelor de c.a.), cât și din punct de vedere al tensiunii de către filtre capacitive (L-C, L-C-L). Așa cum s-a mai precizat toate armonicile al căror ordin este multiplu de 3 dispar din forma de undă a *tensiunilor de linie*. Acesta este motivul pentru care este recomandată alegerea unui indice de modulare în frecvență multiplu de 3 (pentru a anula cât mai multe armonici superioare).

- Pentru $m_f > 21$ se poate utiliza modularea PWM *nesincronizată* fără pericolul apariției unor armonici sau subarmonici importante.

În cazul supramodulării, pe lângă armonicile de înaltă frecvență grupate în benzi, apar și armonici joase importante, mai greu de îndepărtat prin filtrare. Pentru diminuarea lor este preferată utilizarea modulării PWM sincronizate chiar și la valori mari ale indicelui de modulare în frecvență. Argumentele sunt aceleași cu cele prezentate la funcționarea invertorului PWM monofazat.

5. Montajul de laborator

În prezent sunt multe firme cu renume care fabrică invertoare PWM trifazate pentru diferite aplicații. Din rațiuni economice aceste convertoare industriale sunt construite compact și folosesc algoritmi de control specifici, concepuți de producător, care nu pot fi modificați. Pe de altă parte, în laboratoarele didactice și de cercetare sunt necesare topologii flexibile ale echipamentelor, cu un acces facil la multiple

puncte de măsură, precum și cu posibilități de schimbare a tehnicilor de comandă și control. Din acest motiv în Laboratorul Electronică de putere s-au realizat mai multe structuri trifazate în punte cu tranzistoare IGBT, dedicate experimentelor (vezi Fig.26.6). Aceste punți pot fi utilizate ca invertoare PWM, redresoare PWM sau incluse în filtre active trifazate.

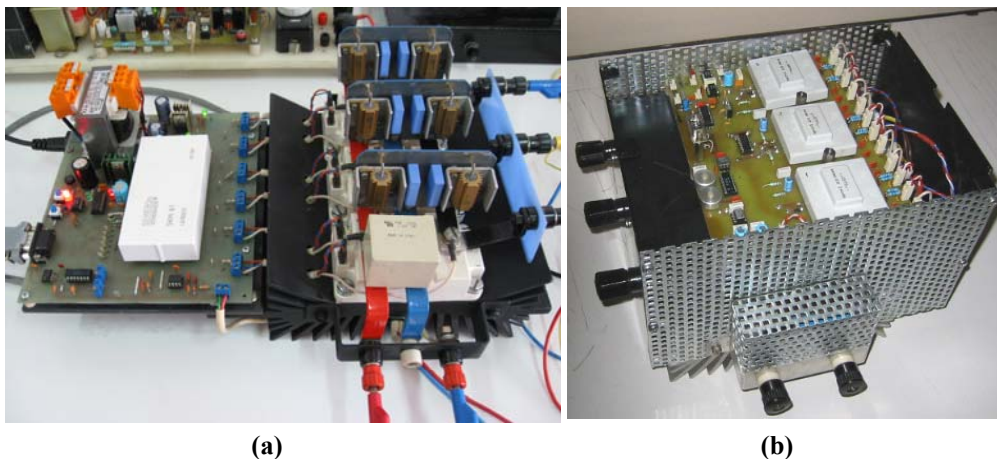


Fig. 26.6 Structuri trifazate în punte cu tranzistoare IGBT comandate:
(a) cu modulul integrat SKHI61; (b) cu module SKHI22A.

În Fig.26.7 este prezentată schema bloc a montajului de laborator care poate include oricare din punțile trifazate menționate mai sus. În Fig.26.8 este prezentată imaginea montajului de laborator realizat cu varianta de inverter trifazat prezentat în Fig.26.7(a). Inverterul PWM trifazat alimentează un motor asincron standard (M_{as}) inclus într-un stand împreună cu un motor de c.c. (M_{cc}), un traductor de viteză de tip tahogenerator și un *encoder*.

Așa cum se observă topologia de forță a invertoarelor PWM este realizată cu **module de putere** de tip SKM200GB122D (200A, 1200V) fabricate de firma *Semikron*. Fiecare modul integrează un braț de punte cu două tranzistoare IGBT și diode în antiparalel. În imediata apropiere a modulelor de putere s-au prevăzut circuite de protecție du/dt formate din grupuri R-C, câte un grup pentru fiecare tranzistor.

Tensiunea U_d pentru alimentarea inverterului PWM este furnizată de o sursă de tensiune continuă realizată cu ajutorul unui redresor trifazat cu diode prevăzut cu un filtru capacitiv la ieșire (vezi Referat 16). Redresorul se va alimenta direct de la rețeaua trifazată de $400V_{ca}$. În consecință, valoarea tensiunii U_d poate depăși $500V_{cc}$. Sursa mai include și un circuit de frânare (R_{fr} , T_{fr}) cu rol de a disipa energia vehiculată în sens invers de inverter atunci când motorul electric funcționează în regim de frânare.

Pentru oscilografiera în siguranță a formelor de undă corespunzătoare tensiunilor și a curenților de pe cele trei faze se utilizează un **sistem de măsură (u, i)**

realizat cu traductoare de tip Hall, fabricate de firma LEM. Astfel, pentru curenți sistemul include trei canale independente cu traductoarele LA-25NP care pot măsura instantaneu curenți cu valori de până la 25A. Prin proiectare s-a ales să se obțină la ieșire semnale de măsură bipolare de maxim $\pm 10V$ în funcție de sensul și valoarea curenților, semnale separate galvanic de partea de forță. Pentru tensiuni sistemul include, de asemenea, trei canale independente realizate cu traductoarele LV-25P. Fiecare canal poate măsura cu separare galvanică tensiuni bipolare de până la 800V. Ca și în cazul canalelor de curent la ieșirea canalelor de tensiune se obțin semnale cuprinse în gama $\pm 10V$ în funcție de polaritatea și valoarea tensiunilor măsurate.

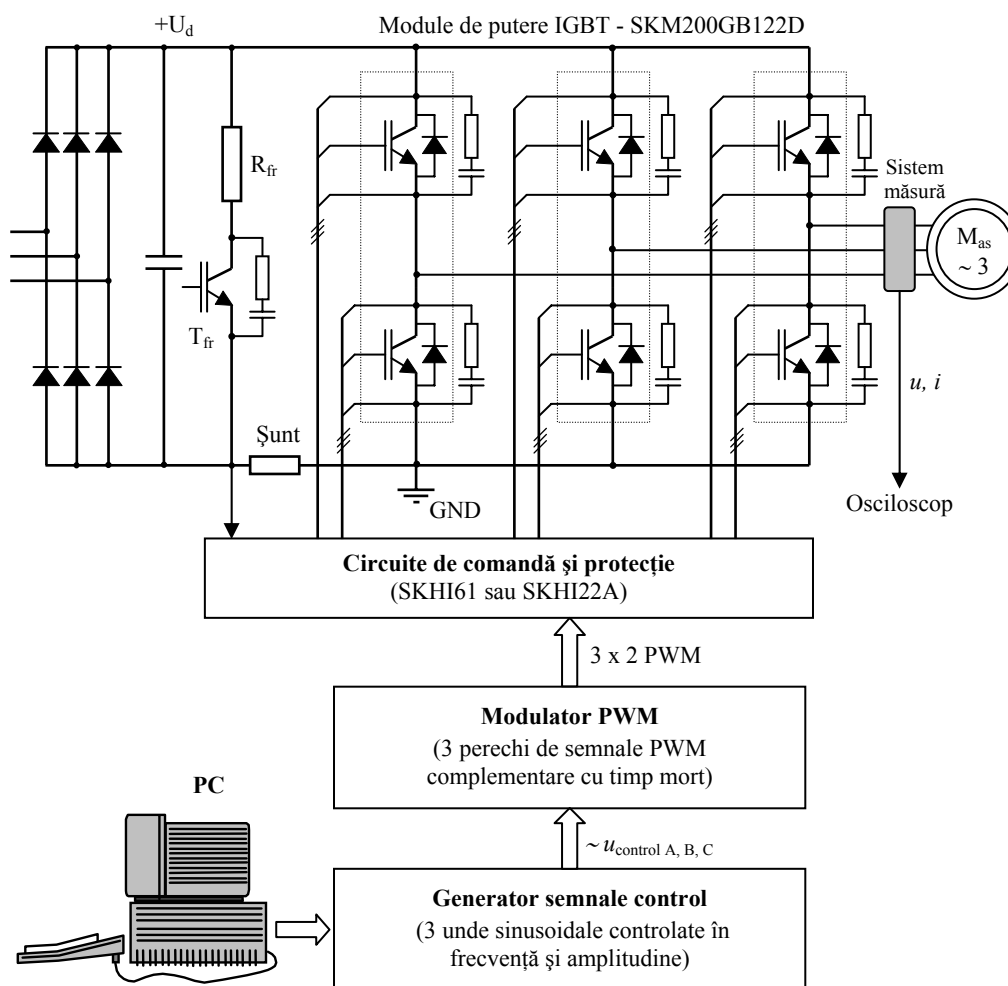


Fig. 26.7 Schema bloc a montajului de laborator pentru studiul invertorului PWM trifazat.

Foarte important pentru lucrările dedicate invertoarelor PWM, sistemul de măsură include pe fiecare canal câte un filtru activ trece-jos de ordinul II, de tip Cebâșev, realizat cu ajutorul unui amplificator operațional. Utilizând un comutator cu două poziții filtru poate fi înserat sau nu în circuitul de măsură. Astfel, prin simpla schimbarea a poziției comutatoarelor semnalele de măsură pot fi vizualizate sau achiziționate cu variațiile reale sau în variantă filtrată. Banda de trecere a fost aleasă până la un 1kHz. În consecință, ținând cont că frecvența de comutație a invertoarelor poate aleasă în gama (5÷10)kHz, la ieșirea canalelor de tensiune putem obține unda armonică fundamentală corespunzătoare tensiunilor de linie sau fază generate de invertoare PWM trifazate. Efectul filtrelor active pe canalele de măsură a curenților nu este spectaculos deoarece curenții de la ieșirea invertoarelor sunt deja filtrați de sarcină, respectiv de înfășurările motorului asincron.

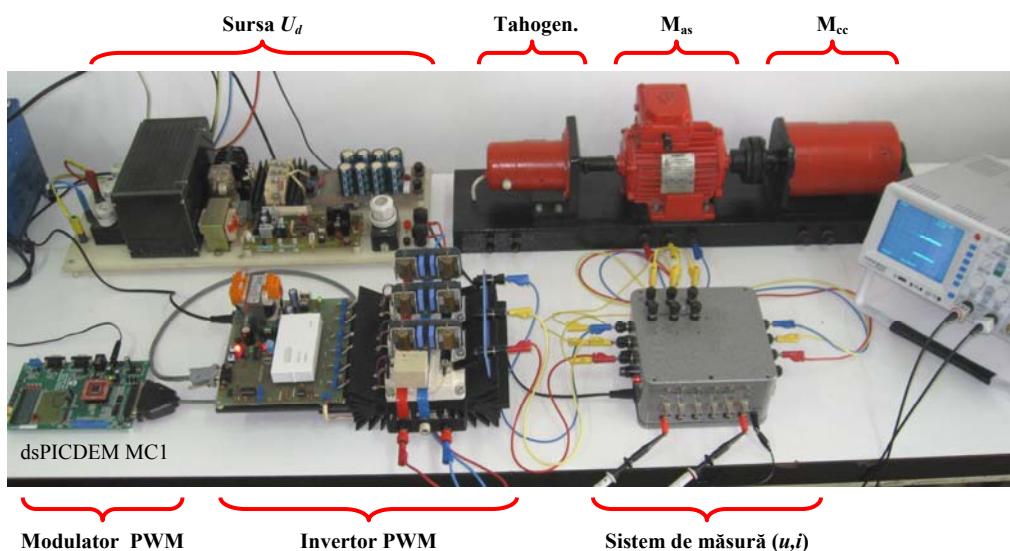


Fig. 26.8 Imaginea montajului de laborator pentru studiul invertoarelor PWM trifazate.

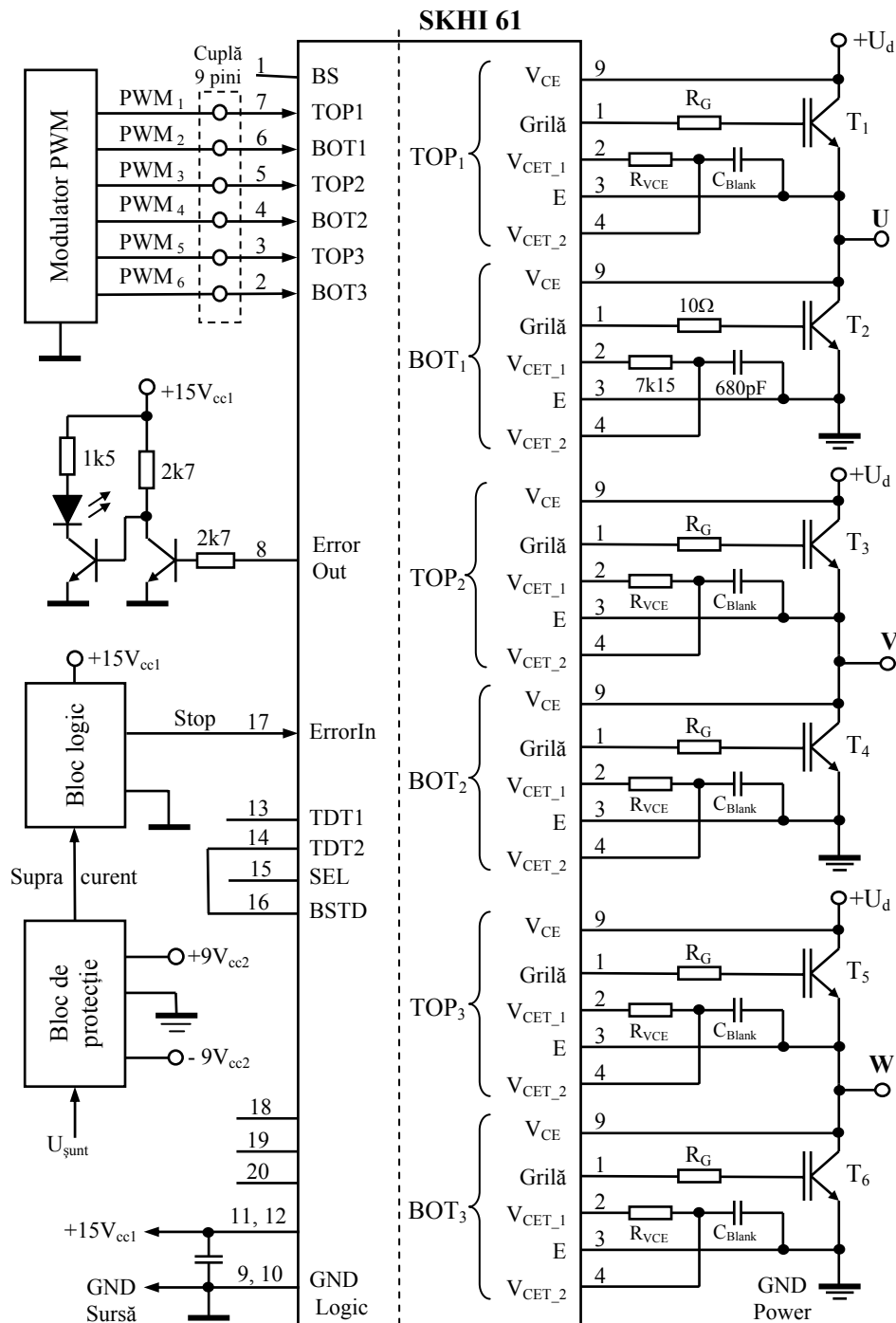
Pentru comanda tranzistoarelor IGBT sunt utilizate scheme care includ integrate sau module specializate MGD (MOS Gate Drivers). În varianta invertoarelor cu imaginea din Fig.26.6(a) s-a utilizat un modul de comandă SKHI 61, iar în varianta din Fig.26.6(b) s-au utilizat module de comandă SKHI 22A, ambele tipuri de module fiind realizate de firma *Semikron*. Aceste *driver*-e compacte sunt capabile să comande mai multe tranzistoare simultan și prezintă multiple funcții: de protecție, de separare galvanică etc. De exemplu, modulul SKHI 61 poate comanda simultan 6 tranzistoare cu grilă MOS (IGBT-uri, MOSFET-uri) cu semnale diferite, fiind indicat pentru realizarea într-o manieră simplă și rapidă a structurilor trifazate în punte cu tranzistoare de putere, mai ales că modulul de comandă are nevoie de o singură tensiune de alimentare. Modulele SKHI 22A pot comanda doar două tranzistoare de

putere fiind dedicate în special controlului unui braț de punte care include tranzistoarele. Aceste module sunt descrise pe larg în Referatul 6 și au fost utilizate într-o variantă ușor diferită (SKHI 22H4) la realizarea convertoarelor braț de punte și în punte H, descrise în Referatul 18, respectiv în Referatele 19 și 20 .

Semnalele logice pentru comanda IGBT-urilor din topologia invertorului sunt furnizate de un **modulator PWM** dedicat comenzii invertoarelor. În laborator pot fi utilizate mai multe asemenea modulatori: un modulator didactic realizat în variantă analogică descris în Referatul 24 sau modulatori implementate pe structuri numerice cum ar fi de exemplu modulatorul obținut cu ajutorul unei plăci de dezvoltare cu microcontrolerul dsPIC30F6010A, *Microchip* (dsPICDEM MC1 *Motor Control Development Board*). Prima variantă de modulator generează cele trei perechi de semnalele PWM complementare cu timp mort, corespunzătoare celor trei brațe din puntea trifazată, utilizând tehnica de **modulare sinusoidală nesincronizată** implementată analogic prin compararea unui semnal purtător triunghiular cu trei unde modulatori sinusoidale, așa cum se prezintă în Fig26.2. Cele trei semnale sinusoidale ($\sim u_{\text{control A, B, C}}$) sunt furnizate de **generatorul semnalelor de control** realizat sub forma unei interfețe conectate la portul paralel al unui calculator obișnuit (vezi Referatul 24). Prin intermediul unor programe special concepute pot fi modificate frecvența și amplitudinea undelor sinusoidale. Trebuie precizat că cele trei sinusoidale de control formează întotdeauna un sistem trifazat simetric și echilibrat (au aceeași frecvență, amplitudine și sunt defazate cu 120° el între ele). Programele rulate de calculator pot modifica separat frecvența și amplitudinea sinusoidelor sau cele două mărimi pot fi modificate simultan păstrând un anumit raport între ele. Ultima variantă poate fi utilizată pentru reglarea vitezei unui motor asincron după tehnica de control scalar U/f.

Schema bloc a invertorului PWM trifazat realizat cu ajutorul modulului integrat de comandă SKHI 61 este prezentată în Fig.26.9. Se poate observa felul în care partea secundară a *driver*-ului multiplu, cea care lucrează la tensiuni ridicate, este conectată la toate cele trei brațe cu tranzistoare IGBT ale structurii trifazate: (T_1, T_2) , (T_3, T_4) , (T_5, T_6) . Fiecare tranzistor de putere din cele 6 este conectat la modulul de comandă prin intermediul a trei legături: prima este pentru grila de comandă printr-o rezistență R_G (15Ω), a doua este legătura cu emitorul tranzistorului necesară tot pentru comandă, iar a treia este legătura la colectorul tranzistorului necesară pentru implementarea funcției de protecție DESAT a *driver*-ului. Totodată, pentru întârzierea activării acestei funcții de protecție se utilizează circuitul exterior modulului $R_{VCE} - C_{\text{blank}}$ ($7k - 680pF$).

Partea primară a *driver*-ului SKHI 61 lucrează la tensiuni joase, în interfață cu un microsistem numeric care generează semnalele de comandă $PWM_1 \div PWM_6$. Acestea pot fi aplicate direct intrărilor *driver*-ului prin intermediul unei cuple de 9 pini dacă au un nivel de 5V (compatibil CMOS).

Fig.26.9 Schema bloc a inverterului PWM trifazat cu *driver*-ul SKHI 61.

Tot în partea primară a modului SKHI 61 a fost concepută o schema de comandă care supervizează funcționarea întregului sistem electronic de putere. Schema include un bloc logic și un bloc de protecție. Blocul logic sumează funcțiile de protecție ale modului SKHI61 cu o protecție suplimentară la supracurenți realizată în exteriorul *driver*-ului integrat. În plus, tot schema de comandă prezintă facilități de blocare și deblocare voită a invertorului PWM, în acest scop prevăzându-se butoane de START și STOP.

Blocul de protecție la supracurenți

Acest bloc, a cărei schemă este prezentată în Fig.26.4, are rolul de a monitoriza curentul de alimentare a invertorului PWM și de a activa cu separare galvanică protecția dacă valoarea curentului depășește un anumit prag, atât pozitiv cât și negativ.

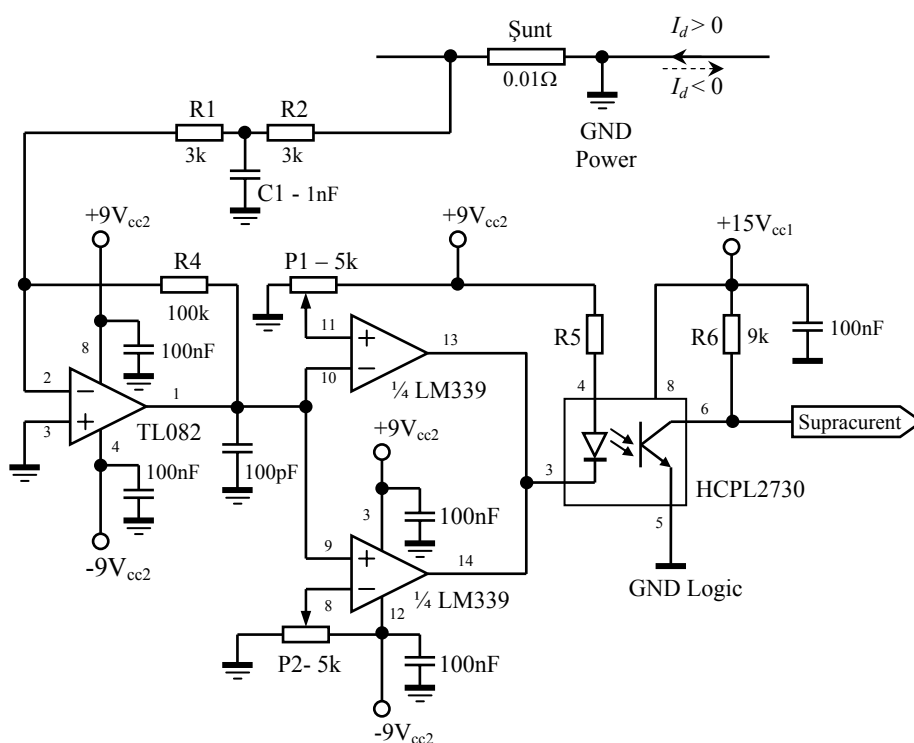


Fig. 26.10 Circuitul de protecție la supracurenți.

Protecția la supracurent este realizată cu ajutorul unui șunt special neinductiv (LVR010 – *Low Voltage Resistance*) conectat în circuitul intermediar de c.c. al sistemului electronic de putere (vezi Fig.26.7). Căderea de tensiune de pe șunt, de ordinul sutelor de milivolți, este filtrată (filtru „trece-jos” R1-R2-C1) și amplificată cu

ajutorul circuitului TL082. Mai departe semnalul amplificat este aplicat pe intrările a două comparatoare (LM339). Pe celelalte intrări ale comparatoarelor, prin intermediul unor semireglabile, sunt fixate pragurile curentului pozitiv, respectiv negativ maxim, pe care poate să-l preia structura cu tranzistoare (fiecare tranzistor în parte). Această parte din schemă este legată galvanic la partea de forță (la masa de forță – *GND Power* și la șunt). Pentru a evita propagarea unor perturbații sau a unor potențiale ridicate în partea logică a schemei de comandă semnalul de la ieșirea comparatoarelor, care pune în evidență apariția unui supracurent, este transmis schemei logice prin intermediul unui optocuplor (HCPL2730).

Blocul logic

Semnalul logic cu semnificația apariției unui supracurent furnizat prin intermediul optocuplorului HCPL2730, precum și semnalele de START/STOP sunt prelucrate logic de schema din Fig.26.11. Elementul principal al acestei scheme sunt cele două porți logice 4093 de tip NAND (U1) conectate într-o structură de tip bistabil. În cazul apariției unui curent de suprasarcină sau de scurt circuit semnalul logic */Supracurent* basculează bistabilul. Acesta memorează starea, blochează prin intermediul semnalului */STOP* (activ în zero logic) modulul de comandă și semnalizează luminos prin intermediul LED-ului roșu starea de avarie.

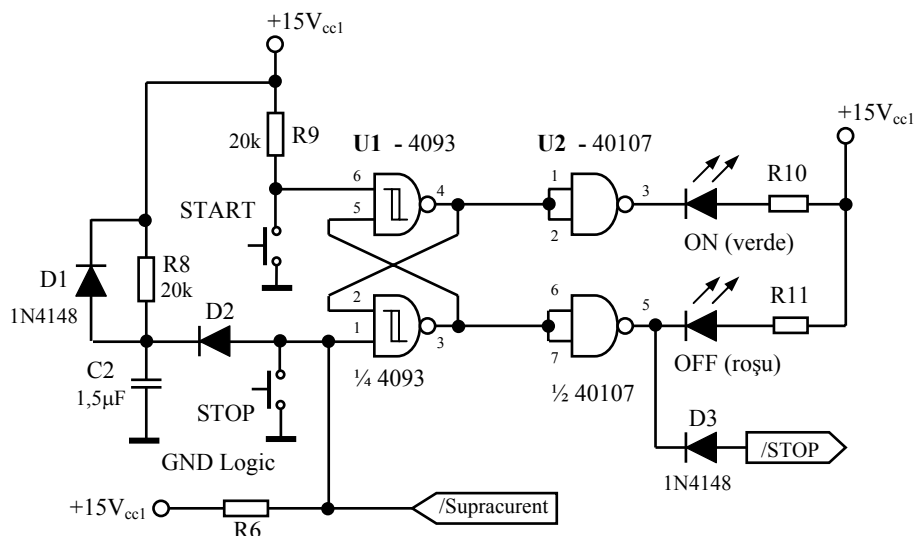


Fig. 26.11 Schema blocului logic și a circuitului de START/STOP.

Și modulul SKHI61 posedă o schemă de protecție la curenți de scurt circuit (protecție DESAT) pentru fiecare tranzistor de putere în parte. Atunci când curentul printr-un asemenea dispozitiv depășește o anumită valoare (tensiunea pe acesta crește

peste un prag) schema de protecție devine activă și blochează întreg modulul în sensul opririi semnalelor de comandă PWM. Totodată, pe ieșirea ErrorOut apare un semnal ridicat de 5V în scopul semnalizării stării de avarie unei structuri de comandă ierarhic superioare (microcotroler, DSP etc.). Starea de avarie în acest caz este menținută până se sesizează menținerea tuturor semnalelor PWM în zero un timp mai mare de 9 μ sec. Acest fapt este sinonim cu un semnal de RESET.

Există și posibilitatea blocării intenționate din exterior a tuturor tranzistoarelor de putere dacă se apasă pe butonul de STOP al schemei logice. Starea de blocare mai este indusă și la punerea sub tensiune pentru a evita comenzi false până când tensiunea de alimentare se stabilește la valoarea de regim. Starea de blocare poate fi anulată dacă totul este în ordine prin apăsarea butonului de START. Cele două stări de funcționare și de blocare sunt semnalizate luminos cu ajutorul unor leduri de culoare verde, respectiv roșie.

Sursa multiplă de alimentare

Pentru alimentarea blocului logic și a modului de comandă SKHI 61 este necesară de o tensiune stabilizată de $+15V_{cc1}$.

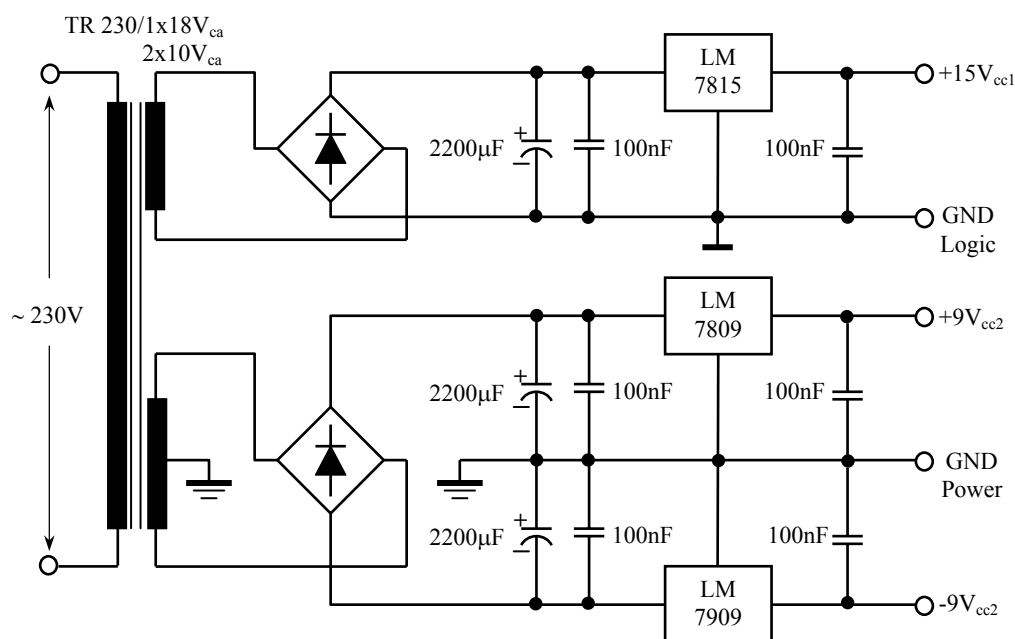


Fig.26.12 Sursa multiplă pentru alimentarea schemei de comandă a invertorului PWM.

De asemenea, pentru alimentarea schemei de protecție (a amplificatorului operațional TL082 și a comparatoarelor LM339) este necesară o tensiune stabilizată

dublă $\pm 9V_{cc2}$, separată galvanic de prima. În scopul obținerii acestor tensiuni s-a realizat o sursă multiplă a cărei schemă este prezentată în Fig.26.12.

Pe lângă elementele din montajul de laborator prezentat în Fig.26.7 mai sunt necesare două osciloscopae cu două spoturi pentru a vizualiza formele de undă a semnalelor modulatorie, a semnalelor PWM complementare cu timp mort, respectiv a tensiunilor și curenților de ieșire. Al doilea osciloscop trebuie să prezinte funcția de analiză armonică a semnalelor (FFT). De asemenea, lucrarea de laborator mai utilizează un calculator (PC) dotat cu un adaptor USB - port paralel, realizat în laborator. Cu ajutorul acestui adaptor și a unor programe concepute în C++ poate fi programat generatorul semnalelor sinusoidale de control în cazul utilizării modulatorului PWM în variantă analogică (modulare sinusoidală). Se pot utiliza două programe, unul conceput pentru modificarea separată a frecvenței și a amplitudinii undelor modulatorie și un al doilea program care permite modificarea simultană a acestor două variabile într-un anumit raport ales pentru controlul U/f a unui motor asincron.

5. Modul de lucru

1. Se va analiza atent schema inverterului PWM trifazat în punte și se va studia modalitatea de comandă a celor trei brațe de punte utilizând tehnica modulării sinusoidale;
 2. Se vor studia modalitățile de calcul ale tensiunilor de linie și de fază de la ieșirea inverteoarelor PWM trifazate și se vor confrunta relațiile obținute cu diagramele corespunzătoare din Fig.26.2;
 3. Se va analiza posibilitatea de a regla frecvența și amplitudinea armonicilor fundamentale ale tensiunilor de fază, respectiv de linie, de la ieșirea inverteoarelor PWM trifazate;
 4. Se va analiza în ce context se impune supramodularea și care sunt consecințele acestui tip de comandă. Se vor studia diagramele inverterului trifazat cu undă plină ca un caz particular de funcționare al inverterului PWM;
 5. Se va insista în mod deosebit pe analiza armonicilor de la ieșirea inverteoarelor PWM trifazate în cazul utilizării modulării sinusoidale sincronizate sau nesincronizate, în gama liniară sau în cazul supramodulării;
 6. Se vor studia soluțiile constructive ale structurilor trifazate cu tranzistoare de putere din Laboratorul Electronică de putere și se vor analiza modalitățile de comandă și de protecție utilizate;
 7. Se va realiza montajul experimental pentru studiul inverterului PWM trifazat pe baza schemei din Fig.26.7 și a imaginii din Fig.26.8. Se va acorda o atenție
-

- deosebită la modul de conectare a sistemului de măsură, identificându-se circuitele trifazate de măsură ale tensiunilor, respectiv ale curenților;
8. Se va alimenta schema de comandă a invertorului și a modulatorului PWM împreună cu generatorul semnalelor de control sinusoidale comandat prin intermediul calculatorului (vezi imaginea din Fig.26.13);
 9. Se va lansa programul care permite reglarea simultană a frecvenței și amplitudinii sinusoidelor modulare și se vor oscilografia semnale armonice decalate cu 120° el cu ajutorul primului osciloscop. Se va pune în evidență posibilitatea modificării frecvenței și amplitudinii acestora;
 10. Se va oscilografia un semnal de control sinusoidal împreună cu semnalul triunghiular pentru a pune în evidență tehnica de modulare sinusoidală nesincronizată în gama liniară utilizată în cazul lucrării de față;
 11. Se va apăsa butonul de START a modulatorului PWM și se vor oscilografia pe rând perechile de semnale PWM complementare cu timp mort pentru cele trei brațe. Se va observa modificarea continuă a factorului de umplere prin realizarea unor capturi succesive ale semnalelor;
 12. Se va porni al doilea osciloscop și se vor conecta sondele la sistemul de măsură pentru oscilografierea unui curent și a unei tensiuni de fază;
 13. Se va pune în funcțiune sursa de putere U_d alimentând mai întâi schema de comandă a acesteia după care se va alimenta redresorul trifazat cu diode prin acționarea întrerupătorului corespunzător de pe tabloul aflat în imediata apropiere a lucrării. **După acest moment toate manevrele trebuie realizate cu multă atenție pentru a nu atinge părți metalice aflate la potențiale ridicate !!!** ;
 14. Se va fixa frecvența undelor modulare la valoarea de 50Hz cu ajutorul programului rulat de calculator și se va porni invertorul PWM trifazat apăsând butonul de START al acestuia. Acțiunea va declanșa o pornire directă a motorului asincron alimentat de invertor. Din acest motiv este recomandată o pornire în gol a acestuia;
 15. Se va observa efectul de modificarea a vitezei motorului prin modificarea simultană a frecvenței și amplitudinii semnalelor sinusoidale de control cu ajutorul calculatorului. Simultan vor fi observate și modul în care se modifică unda tensiunii și unda curentului de fază preluate cu ajutorul osciloscopului;
 16. Se va observa efectul de filtrare al curentului datorită inductanței înfășurărilor motorului. Astfel, în ciuda unei tensiuni sub forma unui tren de impulsuri modulate în lățime de frecvență ridicată, sarcina inductivă va fi parcursă de un curent aproape sinusoidal;
 17. Se va observa creșterea amplitudinii curentului dacă motorul este încărcat mecanic cu ajutorul mașinii de c.c. (frânare dinamică – se leagă un reostat la

indusul acesteia) sau cu ajutorul frânei electromagnetice (se alimentează frâna cu tensiune continuă crescătoare până la maxim $20V_{cc}$);

18. Se vor oscilografia simultan câte două tensiuni de linie sau de fază la diferite frecvențe ale undelor modulate. Formele de undă nefiltrate trebuie să fie asemănătoare cu cele din Fig.26.2. Dacă pe canalele de măsură se vor introduce filtrele active se vor pune în evidență armonicile fundamentale ale tensiunilor. Se va observa defazajul cu 120° el dintre ele și modificarea amplitudinii, respectiv a frecvenței acestora prin intermediul undelor modulate;
19. La o anumită frecvență și amplitudine a semnalului modulator se va captura cu ajutorul osciloscopului un semnal nefiltrat al unei tensiuni de fază sau linie și se va face o analiză armonică apăsând butonul FFT (*Fast Fourier Transform*). Se vor pune în evidență amplitudinea armonicii fundamentale și amplitudinile armonicilor superioare conform celor prezentate în referat;
20. Aceleași determinări vor fi realizate și în cazul utilizării unui modulator PWM în variantă digitală implementat cu ajutorul plăcii de dezvoltare dsPICDEM MC1 așa cum se prezintă în imaginea din Fig.26.8.



Fig. 26.13 Imaginea de ansamblu a montajului de laborator care include a doua variantă de inverter PWM trifazat (realizat în construcție închisă - cu module de comandă SKHI22A) și modulatorul PWM în variantă analogică.

6. Date experimentale

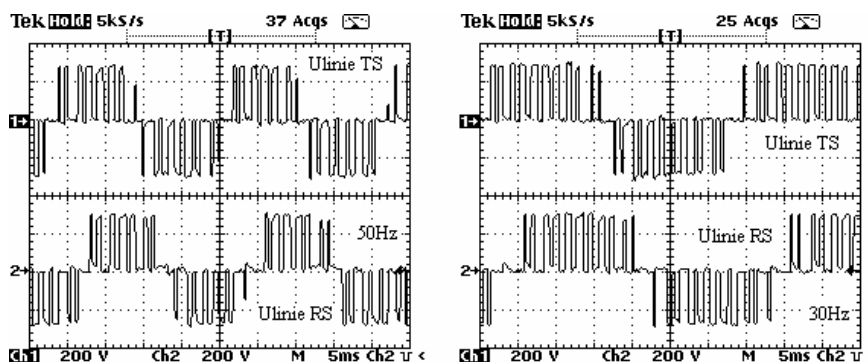


Fig. 25.20 Tensiunile de linie la ieșirea invertorului PWM trifazat pentru $f_i = 50\text{Hz}$, respectiv $f_i = 30\text{Hz}$ (m_f scăzut).

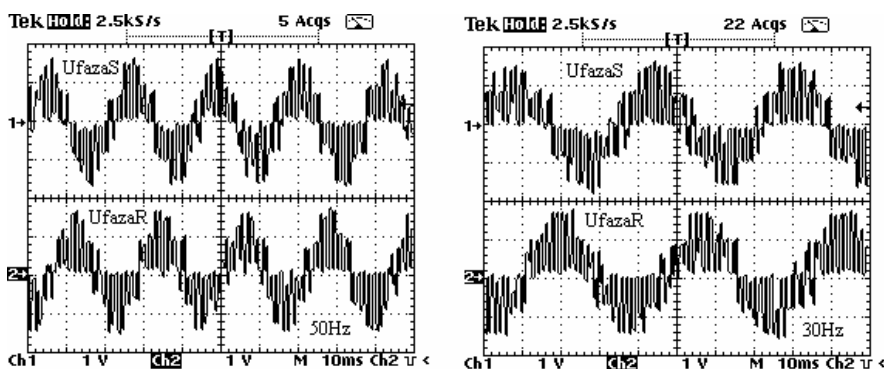


Fig. 25.21 Tensiunile de fază pe înfășurările legate în stea ale motorului alimentat de invertorul PWM pentru $f_i = 50\text{Hz}$, respectiv $f_i = 30\text{Hz}$.

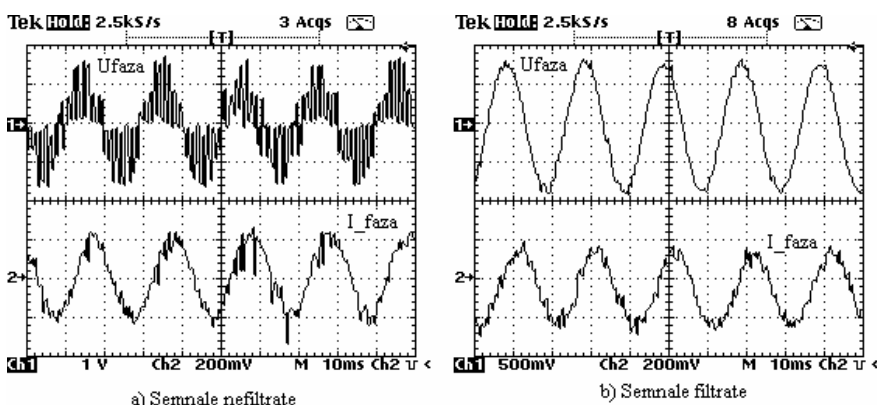


Fig. 25.22 Tensiunea de fază și curentul prin înfășurările unui motor asincron alimentat de la invertorul PWM: (a) tensiune nefiltrată, (b) tensiune filtrată.