
Lucrarea 25

INVERTORUL PWM MONOFAZAT DE TENSIUNE

1. Introducere

Invertoarele permit conversia energiei electrice din curent continuu în curent alternativ (c.c. - c.a.). Dacă partea de c.a. a invertorului este legată la rețeaua de distribuție a energiei electrice și este realizat integral cu tiristoare acesta se confundă cu redresorul comandat funcționând în *regim de inverter* și, logic, poate fi denumit ca *inverter cu comutație naturală* sau *inverter cu comutație de la rețea*. Dacă partea de curent alternativ a invertorului este independentă de rețeaua de c.a. sau de orice altă sursă, furnizând la ieșire o tensiune alternativă proprie cu o anumită valoare efectivă, frecvență și cu un anumit număr de faze acesta va fi un *inverter independent* sau *inverter autonom*. Partea de forță a acestor invertoare este realizată cu ajutorul dispozitivelor semiconductoare controlabile (tranzistoare de putere, MCT-uri) și a unor diode rapide numite “*de descărcare*” sau “*de fugă*”. La rândul lor, invertoarele autonome pot fi invertoare ce funcționează în comutație forțată (*invertoare cu undă plină*, *invertoare PWM*) sau *invertoare rezonante*. De asemenea, invertoarele autonome mai pot fi împărțite în *invertoare de tensiune* (VSI – *Voltage Source Inverter*) sau *invertoare de curent* (CSI – *Current Source Inverter*). Pentru simplitatea terminologiei și pentru a evita confuziile invertorul cu comutație naturală își păstrează denumirea de *redresor comandat* deoarece regimul de inverter se obține într-o stare particulară de funcționare a redresorului, iar pentru invertoarele autonome se utilizează în mod curent denumirea simplă de *inverter*.

2. Principiile conversiei statice continuu – alternativ a energiei electrice (inversia)

În această secțiune se prezintă pe scurt câteva modalități de obținere a tensiunilor alternative de către invertoarele autonome. Ieșirea acestor convertoare este independentă de rețeaua de distribuție a energiei electrice sau de orice altă sursă de c.a. Ele își „fabrică” singure tensiunea alternativă, a cărei formă de undă se apropie,

mai mult sau mai puțin, de forma sinusoidală. Oricare ar fi tehnica de comutație utilizată pentru conversia continuu-alternativ nici una nu poate sintetiza tensiuni perfect armonice. Din acest punct de vedere, fiecare tehnică de comandă pentru invertoare poate fi apreciată după gradul de performanță al conversiei. Sunt mărimi specifice cum ar fi *ponderea armonicii fundamentale*, *reziduul deformant* al armonicilor superioare și *factorul de distorsiune* care pot cuantifica distorsiunea armonică a tensiunii sau a curentului de la ieșirea inverterului. În funcție de natura receptorului pot fi utilizate filtre de tensiune, respectiv filtre de curent pentru îmbunătățirea formelor de undă generate de inverter.

În Fig.25.1(a) este prezentată o structură elementară cu ajutorul căreia pot fi implementate diferite tehnici de conversie continuu-alternativ așa cum sunt prezentate în figurile 25.1(b), (c) și (d). Topologia conține două surse de c.c. U_{d1} și U_{d2} având tensiunile egale ($U_{d1} = U_{d2} = U_d$) și două elemente de comutație controlabile T_1 și T_2 (tranzistoare de putere). Pentru o înțelegere ușoară a tehnicilor de conversie și pentru a evita încărcarea schemei cu diode de descărcare sarcina de c.a. este considerată a fi pur rezistivă, formată exclusiv din rezistența R .

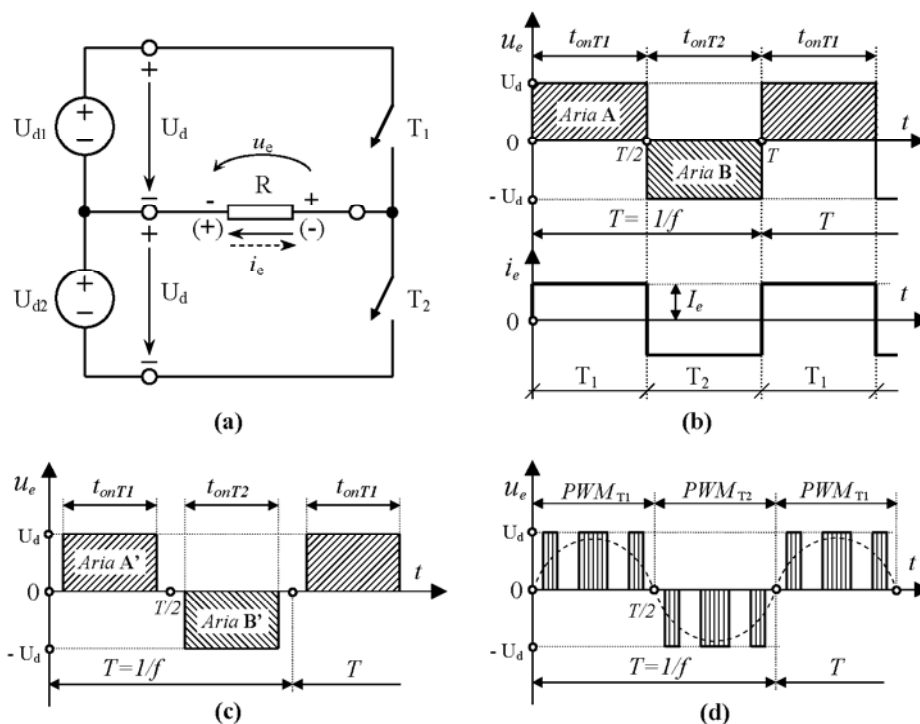


Fig. 25.1 Tehnici de conversie continuu – alternativ a energiei electrice.

O primă tehnică de conversie continuu-alternativ reiese din Fig.25.1(b). Este specifică **invertoarelor cu undă plină** și constă în generarea alternativă a unor pulsuri de tensiune dreptunghiulare având durate egale. Amplitudinea pulsului pozitiv este $+U_d$, respectiv cea a pulsului negativ $-U_d$. Lățimea pulsurilor este impusă de frecvența dorită la ieșirea convertorului deoarece este egală exact cu jumătate din perioada tensiunii alternative ($t_{onT1} = t_{onT2} = T/2$, $T = 1/f$).

Pulsurile pozitive sunt generate prin conectarea sursei U_{d1} la sarcină de către dispozitivul T_1 , iar pulsurile negative apar prin conectarea sursei U_{d2} la sarcină de către dispozitivul T_2 . Este obligatoriu ca cele două elemente de comutație T_1 și T_2 să lucreze în contratimp pe durata perioadei T . În practică, între blocarea unui dispozitiv și aducerea în conducție a celuilalt se păstrează o pauză numită "*time mort*" pentru a permite dispozitivului care a condus să se blocheze ferm. Altfel, ar putea să apară un scurt circuit prin tranzistoarele T_1 și T_2 deoarece intrarea în conducție a dispozitivelor reale se face cu o viteză mai mare decât la blocare.

Referitor la forma de undă a tensiunii de ieșire $u_e(t)$ din Fig.25.1(b) se pot face următoarele afirmații:

- Dacă intervalele de conducție a celor două elemente de comutație sunt strict egale pe durata perioadei T ($t_{onT1} = t_{onT2} \Rightarrow \text{Aria } \mathbf{A} = -\text{Aria } \mathbf{B}$) valoarea medie a tensiunii $u_e(t)$ este zero:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot (\text{Aria } \mathbf{A} + \text{Aria } \mathbf{B}) = 0 \quad (25.1)$$

- Valoarea efectivă a tensiunii alternative $u_e(t)$ depinde exclusiv de amplitudinea tensiunii continue a surselor:

$$U_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [u_e(t)]^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} U_d^2 \cdot dt + \int_{T/2}^T (-U_d)^2 \cdot dt \right]} = U_d \quad (25.2)$$

- Tensiunea de ieșire $u_e(t)$ conține o armonică fundamentală utilă sarcinii și armonici superioare. Cu cât forma de undă se apropie mai mult de forma dreptunghiulară cu atât crește ponderea armonicilor superioare. Acestea pot influența negativ funcționarea sarcinii de curent alternativ – funcționare în regim deformant. Dacă sarcina invertorului este un motor de c.a. armonicile superioare vor determina pierderi care conduc la supraîncălzirea acestuia.
- Frecvența armonicii fundamentale poate fi modificată prin intermediul timpilor de conducție a celor două dispozitive:

$$f_1 = f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{onT1} + t_{onT2}} \quad (25.3)$$

Dezavantajele majore ale inverterului cu undă plină constau în ponderea mare a armonicilor superioare (factor de distorsiune ridicat) și în imposibilitatea modificării valorii efective a tensiunii alternative odată cu modificarea frecvenței. Acest din urmă aspect este o necesitate în anumite aplicații cum ar fi în acționările electrice. Pentru a rezolva această problemă poate fi utilizată una din următoarele soluții tehnice:

- Alimentarea inverterului prin intermediul unor redresoare comandate capabile să ajusteze tensiunile continue U_d . În cazul utilizării structurii *redresor comandat + inverter cu undă plină* mărimea de referință pentru frecvență aplicată inverterului este și mărime de intrare pentru redresorul comandat;
- Diminuarea lățimii pulsurilor pozitive și negative la valori mai mici decât jumătatea perioadei tensiunii alternative ($t_{onT1} = t_{onT2} < T/2$) așa cum se prezintă în Fig.25.2(c). În acest caz, pentru o aceeași frecvență, ariile cuprinse sub forma de undă $u_c(t)$ vor fi mai mici ($Aria\ A' = -Aria\ B' < Aria\ A$) și valoarea efectivă a tensiunii alternative va putea fi controlată prin intermediul timpilor de conducție ai elementelor de comutație.
- “Tocarea” pulsurilor de tensiune dreptunghiulare așa cum se prezintă în Fig.25.1(d). În funcție de cum este utilizată această tehnică de “*choppare*” pot fi obținute două tipuri de invertoare autonome: invertoare cu goluri de tensiune (tocare uniformă), respectiv invertoare PWM.

Invertoarele PWM sunt convertoare moderne la care tensiunea de ieșire se prezintă sub forma unui tren de impulsuri modulate în lățime al căror factor de umplere este modificat continuu, astfel încât valoarea medie pe fiecare perioadă de comutație T_c să corespundă amplitudinii unui punct aparținând sinusoidii din acel interval – Fig.25.1(d). Prin aplicarea acestei tehnici se poate modifica valoarea efectivă a tensiunii alternative și se reduce totodată ponderea armonicilor superioare.

Pomind de la obiectivul de reducere a armonicilor s-au imaginat numeroase tehnici de modulare în lățime a invertoarelor PWM. Având în vedere complexitatea acestor tehnici, în variantă modernă, ele sunt implementate cu ajutorul unor structuri numerice evolute cum ar fi microcontrolere, arii programabile, procesoare de semnal DSP (*Digital Signal Processors*) etc. Frecvența de comutație $f_c = 1/T_c$ corespunzătoare frecvenței pulsurilor modulate în lățime este, de obicei, mult mai mare decât frecvența dorită a tensiunii alternative de la ieșirea inverterului. Cu cât frecvența de comutație este mai mare, cu atât pot fi mai ușor filtrate tensiunea, respectiv curentul, reducându-se distorsiunea armonică a undelor corespunzătoare în scopul diminuării influențelor negative asupra sarcinii de c.a. conectate la ieșirea inverterului.

3. Invertorul PWM monofazat – structura braț de punte (*half bridge*). Funcționarea invertoarelor PWM. Modularea sinusoidală

În practică circuitul de sarcină legat la ieșirea invertoarelor este în majoritatea cazurilor inductiv, de tip $R-L$ sau de tip $R-L-E$. Ultima variantă este cea mai utilizată și este reprezentată de înfășurările motoarelor de curent alternativ. Prin alimentarea acestor mașini electrice de la invertoare se poate controla viteza lor. Dacă în locul rezistenței de sarcină R din Fig.25.1 se prevede o sarcină inductivă structura invertoare trebuie completată obligatoriu cu diode de descărcare obținându-se structura „braț de punte” binecunoscută din referatele dedicate convertoarelor c.c. – c.c. În Fig.25.2 se prezintă schema unui inverter monofazat braț de punte care alimentează o sarcină $R-L$. Se observă că schema acestui convertor este identică cu cea a convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane braț de punte. Astfel, topologiile braț de punte și în punte H pot funcționa ca *chopper*-e în patru cadrane sau ca invertoare în funcție de modul în care sunt comandate.

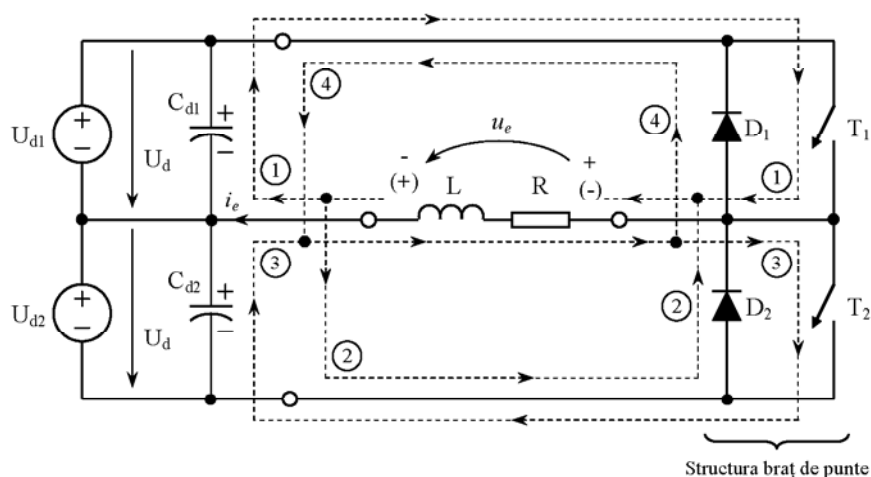


Fig. 25.2 Topologia invertoarelor monofazate braț de punte (*half bridge*).

În această secțiune a referatului sunt prezentate noțiunile de bază ale invertoarelor PWM. Majoritatea tratatelor de electronică analizează funcționarea acestor convertoare pe o structură braț de punte deoarece este mai simplă și mai ușor de înțeles. În plus, această structură elementară intră în componența majorităților invertoarelor industriale.

Pentru a avea o imagine apropiată de aplicațiile curente în Fig.25.3 se prezintă structura braț de punte realizată cu tranzistoare IGBT așa cum este reprezentată în schema invertoarelor PWM în punte monofazate și trifazate. Cele două tranzistoare T_1, T_2 sunt prevăzute cu diode în antiparalel de descărcare notate cu D_1, D_2 .

Alimentarea structurii se face cu o tensiune dublă $\pm U_d$ obținută, fie de la o sursă dublă cu tensiuni egale ($U_{d1} = U_{d2} = U_d$) așa cum se prezintă în Fig.25.2, fie de la o singură sursă de valoare $2U_d$ la care se adaugă un divizor capacitiv așa cum se prezintă în Fig.25.3. Punctul median dintre cele două surse de tensiune se declară punct de masă al structurii de putere (*Power GND*). Sarcina inductivă de tip $R-L$ se conectează între borna de ieșire a brațului de punte și punctul de masă. Tensiunea de la ieșirea convertorului este notată cu u_e , iar curentul cu i_e . Atât în Fig.25.2, cât și în Fig.25.3 sunt prezentate traseele curentului de sarcină i_e pentru următoarele cazuri:

- $i_e > 0$, T_1 în conducție \rightarrow traseul (1) \rightarrow sarcina $R-L$ preia energie de la U_{d1} ;
- $i_e > 0$, T_1 blocat \rightarrow traseul (2) \rightarrow inductanța L cedează energie capacității C_{d2} ;
- $i_e < 0$, T_2 în conducție \rightarrow traseul (3) \rightarrow sarcina $R-L$ preia energie de la U_{d2} ;
- $i_e < 0$, T_2 blocat \rightarrow traseul (4) \rightarrow inductanța L cedează energie capacității C_{d1} ;

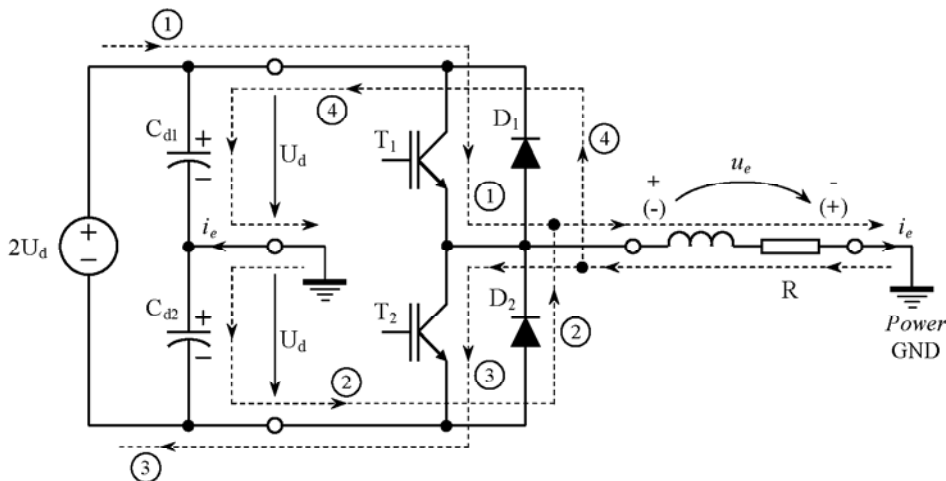


Fig. 25.3 Invertor monofazat braț de punte realizat cu tranzistoare IGBT.

Cele două tranzistoare T_1 , T_2 sunt comandate cu semnalele modulate în lățime (PWM) *complementare*. Analiza convertorului este realizată în condiții ideale, considerând că tranzistoarele de putere comută instantaneu, iar semnalele de comandă sunt complementare, fără timp mort. Pornind de la aceste supoziții și de la analiza *chopper*-ului braț de punte prezentată în Referatul 19 se cunoaște că forma de undă a tensiunii $u_e(t)$ de la ieșirea convertorului are o evoluție periodică dreptunghiulară (Fig.19.2), cu variații bipolare între $+U_d$ și $-U_d$. Este o undă care poate avea o valoare medie diferită de zero în fiecare perioadă de comutație $(T_c)_k$ ($k=1,2,3,\dots$). Această valoare este de fapt *componenta continuă a tensiunii $u_e(t)$ în intervalul $(T_c)_k$ care include momentul $t_k = (k-1) \cdot T_c + \Delta t$, $0 < \Delta t < T_c$* . Componenta continuă se calculează cu ajutorul formulei valorii medii (vezi relația 19.6):

$$\bar{u}_e(t_k) = \text{valoare medie a } u_e(t) \text{ în intervalul } (T_c)_k = U_d \cdot [2 \cdot d(t_k) - 1] \quad (25.4)$$

Variabila $d(t_k) = \frac{t_{on(T_1)}}{T_c}$ este *durata relativă de conducție* a tranzistorului T_1

în perioada de comutație $(T_c)_k$ corespunzătoare momentului t_k . Se poate afirma că *variabila t_k asociată duratei relative de conducție are un caracter discontinuu* marcând succesiunea perioadelor de comutație T_c . Dacă ne referim la semnalul logic de comandă al tranzistorului T_1 variabila $d(t_k)$ mai poate fi referită cu titulatura de *factor de umplere* al acestui semnal în intervalul $(T_c)_k$.

Timpul de conducție t_{on} al tranzistorului T_1 poate fi variat între zero și T_c atunci $0 \leq d(t_k) \leq 1$ pentru orice k . Ținând cont de relația (25.4) rezultă că:

$$0 \leq t_{on} \leq T_c \Rightarrow 0 \leq d(t_k) \leq 1 \Rightarrow -U_d \leq \bar{u}_e(t_k) \leq U_d \quad (25.5)$$

Dacă $d(t_k)$ se modifică de la o perioadă de comutație la alta se poate vorbi despre $\bar{u}_e(t_k)$ ca despre o „*valoare medie instantanee*” asociată perioadei de comutație $(T_c)_k$.

În cazul conversiei continuu – continuu durata relativă de conducție este menținută constantă un interval de timp corespunzător mai multor perioade de comutație. Astfel, pentru convertorul din Fig.25.3, dacă:

$$d(t_k) = D_{RC(T_1)} = \text{const.} \Rightarrow \bar{u}_e(t_k) = U_e = \text{const.} = U_d \cdot [2 \cdot D_{RC(T_1)} - 1] \quad (25.6)$$

Putem vorbi despre U_e ca despre o *tensiunea continuă în regim stabilizat* de la ieșirea unui chopper.

În cazul conversiei continuu – alternativ durata relativă de conducție a tranzistoarelor din structura invertoarelor PWM *este modificată în mod continuu de la o perioadă de comutație pentru ca valoarea medie instantanee a tensiunii de ieșire să urmărească o sinusoidă*. Rezultă că, tensiunea alternativă de la ieșirea invertorului PWM este construită succesiv cu ajutorul unui tren de impulsuri având amplitudini egale, dar lățimi variabile astfel încât valorile medii pozitive sau negative să se plaseze pe curba sinusoidei din dreptul pulsului respectiv.

Au fost imaginate numeroase tehnici de modulare în durată a impulsurilor pentru invertoarele PWM: *modularea sinusoidală* (eșantionarea naturală), modularea care utilizează *eșantionarea uniformă* (simetrică sau asimetrică) a semnalului de control, *modularea optimizată* etc. Prima tehnică este potrivită unei implementări cu circuite analogice (comparatoare), iar următoarele au fost concepute pentru fi implementate cu ajutorul circuitelor numerice. Toate aceste tehnici își propun să obțină o pondere cât mai mare a armonicii fundamentale în forma de undă a tensiunii de la ieșirea invertoarelor și reducerea în acest fel, pe cât posibil, a armonicilor superioare (*minimizarea factorului de distorsiune armonică*). Modularea optimizată recurge chiar la calcule pentru a determina momentele de comutație ale tranzistoarelor din structura invertoarelor pentru eliminarea anumitor armonici.

În Fig.25.4 este prezentată tehnica de modulare sinusoidală care constă în compararea unui semnal periodic triunghiular alternativ u_{tr} (*undă purtătoare*) cu un *semnal modulator* $u_{control}$ a cărei variație este sinusoidală:

$$u_{control}(t) = \hat{U}_{control} \cdot \sin \omega t = \hat{U}_{control} \cdot \sin 2\pi f_1 \cdot t \quad (25.7)$$

Frecvența semnalului triunghiular $f_c = 1/T_c$ fixează frecvența de comutație a tranzistoarelor din structura convertorului. Pe de altă parte, prin intermediul frecvenței f_1 și amplitudinii $\hat{U}_{control}$ a semnalului modulator se poate controla frecvența, respectiv amplitudinea tensiunii alternative de la ieșirea inverterului.

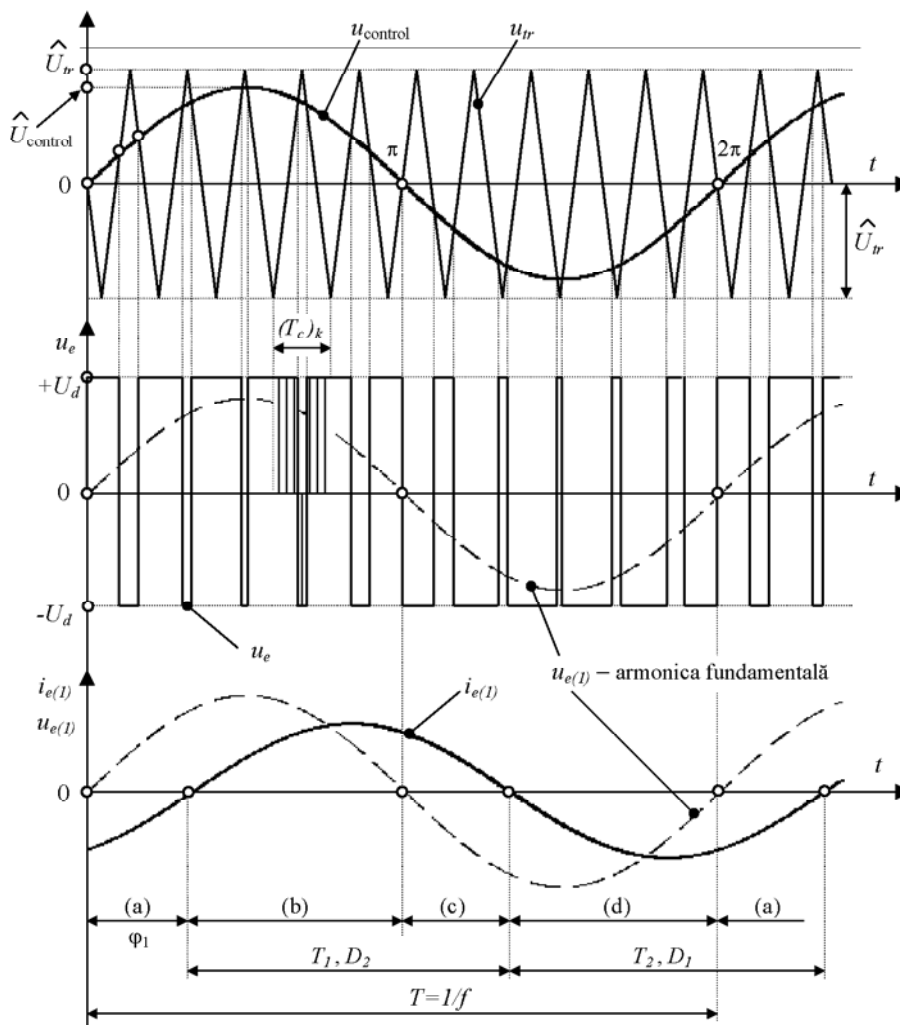


Fig. 25.4 Tehnica de modulare PWM sinusoidală $\rightarrow m_a < 1, m_f = 11$.

Pot fi puse în evidență următoarele mărimi utilizate în analiza invertoarelor PWM:

- **indicele de modulare în amplitudine** ca un raport între valoarea de vârf sau amplitudinea semnalului modulator u_{control} și valoarea de vârf a undei purtătoare u_{tr} :

$$m_a = \frac{\hat{U}_{\text{control}}}{\hat{U}_{tr}} \quad (25.8)$$

- **indicele de modulare în frecvență** ca un raport între frecvența undei purtătoare și frecvența semnalului modulator;

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (25.9)$$

Conform celor prezentate în Referatele 17 și 19 strategia de comandă a celor două tranzistoare în funcție de valoarea celor două semnale la un moment dat este:

- dacă $u_{tr} < u_{\text{control}} \Rightarrow T_1 \rightarrow \text{ON}, T_2 \rightarrow \text{OFF} \Rightarrow u_e(t) = +U_d$
- dacă $u_{tr} > u_{\text{control}} \Rightarrow T_1 \rightarrow \text{OFF}, T_2 \rightarrow \text{ON} \Rightarrow u_e(t) = -U_d$

Din secțiunea Referatului 17 dedicată generării semnalelor PWM utilizând ca undă purtătoare un semnal triunghiular, relația (17.5), rezultă durata relativă de conducție a tranzistorului T_1 într-o perioadă oarecare de comutație $(T_c)_k$:

$$d(t_k) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{\text{control}}(t_k)}{\hat{U}_{tr}} \right) \quad (25.10)$$

Relația (25.4) a fost obținută în ipoteza unei tensiuni de control constante pe durata perioadei de comutație. În cazul modulării sinusoidale semnalul modulator u_{control} prezintă variații în intervalul perioadelor de comutație. Așa cum se observă în Fig.25.4 aceste variații sunt importante deoarece se prezintă situația unui indice mic de modulare în frecvență: $m_f = 11$. Deoarece în practică se folosesc invertoare la care frecvența semnalului triunghiular este cu mult mai mare decât frecvența tensiunii alternative dorite la ieșirea invertorului ($f_c \gg f_1 \Rightarrow m_f$ mare) se poate considera că tensiunea de control este constantă pe durata unei perioade comutație:

$$u_{\text{control}}(t_k) \approx \text{const.} \quad \text{pentru: } (k-1) \cdot T_c < t_k < k \cdot T_c \quad (25.11)$$

Pe această aproximare se bazează și **tehnica de modulare cu eșantionare uniformă simetrică** implementată cu ajutorul circuitelor numerice. Așa cum se prezintă în Fig.25.5 la fiecare început al perioadei de comutație $(T_c)_k$ considerat din dreptul vârfurilor negative ale semnalului triunghiular se **eșantionează** unda modulator sinusoidală. Operația constă în evaluarea amplitudinii semnalului u_{control} la momentele $t_k = (k-1) \cdot T_c$ și memorarea acestei valori pe durata întregii perioade.

Astfel, unda modulatorie apare sub forma unor trepte care se păstrează constante pe durata perioadelor semnalului triunghiular.

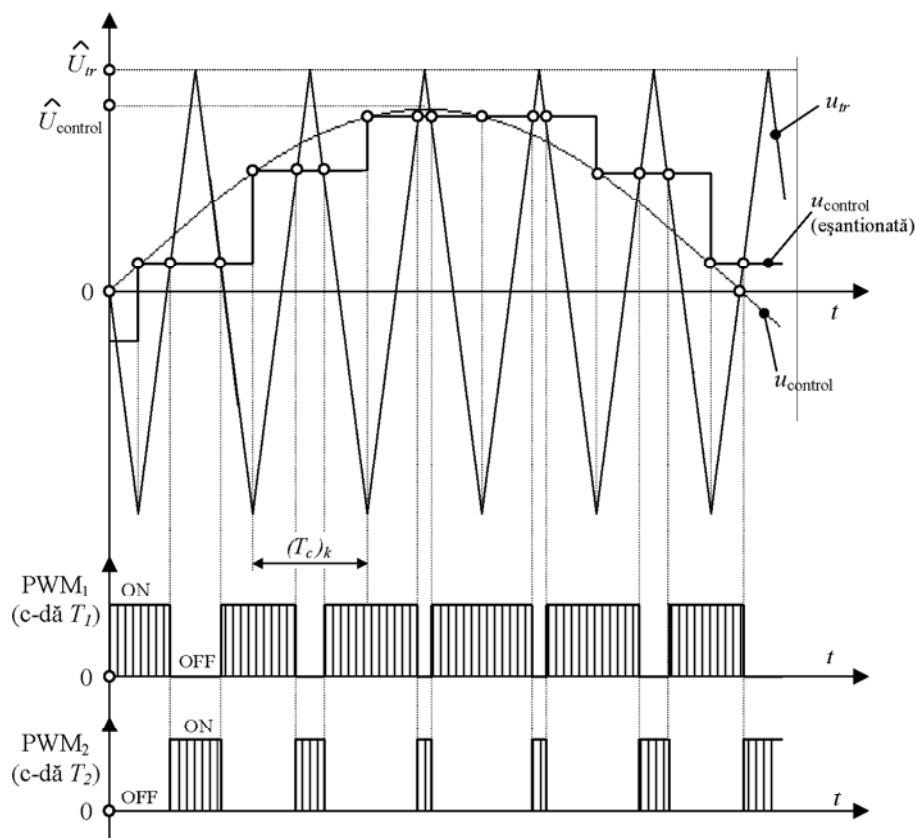


Fig. 25.5 Tehnica de modulare PWM care utilizează eșantionarea uniform-simetrică a unei modulatorie.

Tehnica de modulare care utilizează eșantionarea uniformă are avantajul că pulsurile de comandă pentru tranzistoarele inverterului sunt centrate în jurul vârfului pozitiv al semnalului triunghiular. Astfel, pulsul de comandă ON pentru tranzistorul inferior (T_2) este simetric față de acest vârf. În cazul modurii sinusoidale cu eșantionare naturală, prezentată în Fig.25.4, semnalele de comandă PWM se distribuie neuniform în timp. În consecință, frecvența de comutație a tranzistoarelor prezintă mici variații în jurul frecvenței f_c a unei purtătoare. Acesta determină o frecvență de lucru ușor variabilă a inverterului.

Unul din avantajele modurii PWM utilizând eșantionarea uniformă implementată numeric constă în posibilitatea achiziției valorii curentului din circuitul de sarcină fără erori. Astfel, măsura și conversia analog-digitală (A/D) a semnalului de

curent poate fi sincronizată cu vârfurile semnalului triunghiular, momente când nu au loc comutații ale tranzistoarelor de putere. În acest fel pot fi evitate perturbații care conduc la măsurări greșite.

Dacă se ține cont de aproximarea (25.11) și relația (25.10) este introdusă în expresia (25.4) a tensiunii medii instantanee de la ieșirea convertorului obținem:

$$\bar{u}_e(t_k) = U_d \cdot [2 \cdot d(t_k) - 1] = U_d \left[2 \cdot \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{\text{control}}(t_k)}{\hat{U}_{tr}} \right) - 1 \right] = \frac{U_d}{\hat{U}_{tr}} \cdot u_{\text{control}}(t_k) \quad (25.12)$$

Deoarece U_d și \hat{U}_{tr} sunt considerate constante rezultă din (25.12) că valoarea medie instantanee a tensiunii de ieșire va urmări evoluția în timp a semnalului modulator u_{control} . Fiindcă la ieșirea invertorului PWM se dorește obținerea unei tensiuni alternative sinusoidale se va alege expresia semnalului de control așa cum este dată în relația (25.7). În consecință, tensiunea de ieșire $u_e(t)$ va include o **armonică fundamentală și armonici superioare**.

Expresia armonicii fundamentale se obține dacă în relația (25.12) se trece de la timpul discret la timpul continuu și u_{control} se înlocuiește cu expresia (25.7):

$$\begin{aligned} u_{e(1)}(t) &= \frac{U_d}{\hat{U}_{tr}} \cdot \hat{U}_{\text{control}} \sin \omega t = \frac{\hat{U}_{\text{control}}}{\hat{U}_{tr}} \cdot U_d \sin \omega t \\ &= m_a U_d \cdot \sin \omega t = \hat{U}_{e(1)} \cdot \sin 2\pi \cdot f_1 \cdot t \end{aligned} \quad (25.13)$$

unde cu $u_{e(1)}$ a fost notată armonică fundamentală a tensiunii de ieșire, iar cu $\hat{U}_{e(1)}$ a fost notată amplitudinea (valoarea de vârf) a acesteia. Este partea utilă de la ieșirea invertorului care în Fig.25.4 este sinusoida reprezentată cu ajutorul unei linii întrerupte. Din relația (25.13) se observă că frecvența acestei unde este impusă de frecvența semnalului modulator u_{control} . De asemenea, valoarea efectivă sau amplitudinea acestei armonici poate fi controlată în mod direct prin intermediul indicelui de modulare în amplitudine m_a . Acest indice joacă rolul unui factor de amplificare sau a unui coeficient de reglare care poate fi ajustat în mod direct prin intermediul amplitudinii semnalului de control.

Dependența liniară dintre m_a și amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii de la ieșirea invertorului PWM este valabilă doar dacă amplitudinea unei modulator este mai mică sau cel mult egală cu vârful semnalului triunghiular. Din acest motiv variația indicelui de modulare în amplitudine în gama $m_a \leq 1$ poartă denumirea de **gamă liniară**. Astfel, se poate scrie:

$$U_{e(1)} = \frac{\hat{U}_{e(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{m_a \cdot U_d}{\sqrt{2}} \quad \text{pentru } m_a \leq 1 \quad (\hat{U}_{\text{control}} \leq \hat{U}_{tr}) \quad (25.14)$$

unde $U_{e(1)}$ este valoarea efectivă a armonicii fundamentale.

Pentru $m_a > 1$ relația (25.14) nu mai este valabilă. Astfel, în cazul așa numitei *supramodulări* în care amplitudinea undei modulatorie crește peste vârfurile semnalului triunghiular în scopul maximizării amplitudinii armonicii fundamentale a tensiunii de ieșire apare o dependență neliniară între m_a și $\hat{U}_{e(1)}$.

Calitatea conversiei sau ponderea armonicii fundamentale este influențată de valoarea indicelui de modulare în amplitudine m_a și a celui de modulare în frecvență m_f . Pentru a extrage armonica fundamentală și a rejecta armonicile superioare se prevăd filtre la ieșirea invertoarelor. În cazul unor sarcini *R-L* sau *R-L-E* se produce o filtrare a curentului datorită prezenței inductanței sarcinii. Dacă invertorul utilizează o frecvență de comutație ridicată și inductanța văzută la ieșire este suficient de mare, forma de undă a curentului va tinde spre forma sinusoidală a armonicii fundamentale $i_{e(1)}$ prezentată în ultima diagramă din Fig.25.4. Se observă că unda curentului este defazată în urma undei armonicii fundamentale a tensiunii datorită caracterului inductiv al sarcinii.

Dacă una din cele două variabile, tensiunea sau curentul, este sinusoidală puterea electrică activă și reactivă se transmite numai prin intermediul armonicii fundamentale a celeilalte variabile deformate. Astfel, pentru cazul în care curentul de la ieșirea invertorului PWM este bine filtrat, doar armonica fundamentală a tensiunii de ieșire $u_{e(1)}$ contribuie la transferul celor două puteri între convertor și sarcină. Sensul de circulație al energiei poate fi apreciat pe baza semnului puterii electrice instantanee de ieșire corespunzătoare armonicilor fundamentale:

$$p_e(t) = u_{e(1)} \cdot i_{e(1)} \quad (25.15)$$

Conform celor prezentate în Fig.25.4 (ultima diagramă) pe intervalele (b), (d) armonica fundamentală a tensiunii $u_e(t)$ și curentul de sarcină au același semn rezultând o putere instantanee pozitivă ($p_e > 0$) ceea ce are semnificația unei energii transmise prin invertor de la intrarea de c.c. către ieșirea de c.a. Pe intervalele (a) și (c) putere instantanee este negativă ($p_e < 0$) ceea ce corespunde unei energii transmise în sens invers, de la sarcina de c.a. spre intrarea c.c. Pe baza acestor observații se poate aprecia că invertorul PWM este un convertor bidirecțional din punct de vedere al circulației energiei electrice (funcționează în patru cadrane).

Având în vedere că unda tensiunii de la ieșirea invertorului PWM apare sub forma unui tren pulsuri modulate în durată, pe lângă armonica fundamentală $u_{e(1)}$ apar *armonici superioare și subarmonici*. Ambele tipuri cauzează efecte negative asupra sarcinii alimentate de invertor și chiar asupra convertorului însuși prin vehicularea unei puteri deformante fără utilitate. O discuție asupra armonicilor de tensiune și curent de la ieșirea unui invertor PWM se face în funcție de valorile indicilor de modulare în amplitudine și în frecvență, respectiv în funcție de felul în care se face modularea. În primul rând, contează gama în care se află indicele de modulare în amplitudine m_a :

- pentru $m_a \leq 1$, în *gama liniară*, apar cu precădere armonici superioare de frecvențe ridicate grupate în benzi centrate în jurul frecvenței de comutație f_c și în jurul multiplelor acesteia conform relației:

$$f_h = (j \cdot m_f \pm i) \cdot f_1 = j \cdot m_f \cdot f_1 \pm i \cdot f_1 = j \cdot f_c \pm i \cdot f_1 \quad (25.16)$$

unde f_h este frecvența armonicii de ordin $h = j \cdot m_f \pm i \rightarrow j$ și i sunt numere întregi 1,2,3... cu precizarea că, atunci când j este impar i este par și vice versa. Spectrul de armonici pentru cazul în care invertorul funcționează în gama liniară cu $m_a = 0,8$ este dat în Fig.25.6.

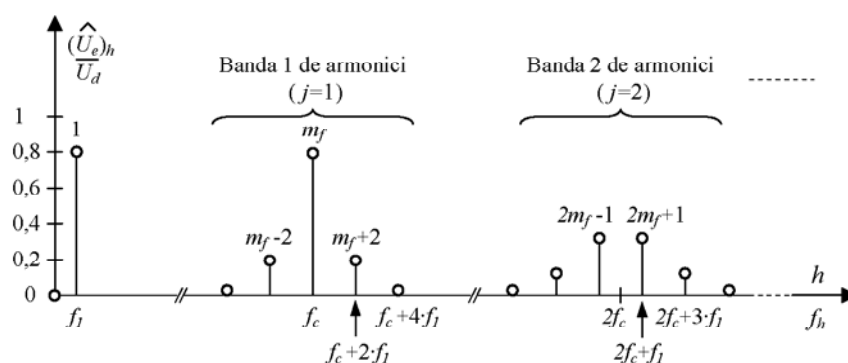


Fig. 25.6 Spectrul armonicilor de tensiune la ieșirea unui invertor PWM funcționând în gama liniară ($m_a = 0,8$).

Figura 25.6 prezintă amplitudinile normate (împărțite la tensiunea U_d) ale armonicii fundamentale și armonicilor superioare numai pentru primele două benzi ($j = 1$ și $j = 2$). Literatura de specialitate apreciază că *amplitudinile armonicilor se modifică odată cu indicele de modulare în amplitudine m_a , dar nu se modifică odată cu indicele de modulare în frecvență dacă $m_f \geq 9$* . Ultima condiție este îndeplinită cu ușurință de invertoarele industriale moderne deoarece frecvența maximă a tensiunii alternative de la ieșire acestora este de obicei 200Hz, iar frecvențele de comutație sunt de peste 5kHz ($m_{f(\min)} = 5000/200 = 25$).

Tot literatura de specialitate fixează și o altă valoare de referință pentru indicele de modulare în frecvență $m_f = 21$. Astfel:

- pentru $9 \leq m_f \leq 21$ se recomandă o *modulare PWM sincronizată* la care m_f trebuie să fie un întreg impar. Aceasta înseamnă că perioada tensiunii alternative $T = 1/f_1$ trebuie să cuprindă exact un număr impar de perioade T_c ale semnalului triunghiular (în Fig.25.4 s-a prezentat cazul $m_f = 11$). În plus, trecerea prin zero a undei modulatorie sinusoidale u_{control} simultan cu trecerea prin zero a undei purtătoare

triunghiulare u_{tr} trebuie să se facă în sensuri diferite, așa cum se prezintă în Fig.25.4. Dacă pentru valori mici ale m_f nu se utilizează o modulare PWM sincronizată apar subarmonici ale tensiunii (cu frecvențe mici, apropiate de zero) care pot determina curenți mari în cazul unor sarcini de tip $R-L$ sau $R-L-E$ la care ponderea cea mai mare în limitarea curentului o au inductanțele și mai puțin rezistențele (la frecvențe mici reactanțele inductive tind spre zero). Modularea PWM sincronizată este dificil de implementat în practică mai ales dacă frecvența unei modulate este variabilă.

- pentru $m_f > 21$ se poate utiliza modularea PWM nesincronizată fără pericolul apariției unor subarmonici importante. Acest tip de modulare este mai simplu de implementat și așa cum s-a exemplificat mai sus, poate fi utilizată în invertoarele moderne cu tranzistoare IGBT deoarece aceste dispozitive pot lucra fără pierderi importante în comutație la frecvențe de peste 5kHz. În cazul modulării PWM nesincronizate semnalul purtător triunghiular se menține constant și se modifică numai unda modulate, fără a mai păstra o corelație strictă între frecvența celor două semnale. Un alt avantaj al acestui tip de modulare constă în păstrarea frecvenței de lucru a convertorului relativ constantă cu posibilitatea estimării precise a pierderilor de comutație pentru dispozitivele semiconductoare și utilizării acestora la o frecvență cât mai ridicată.

În gama liniară și în cazul unei modulări PWM sincronizate există o simetrie impară a tensiunii de la ieșirea inverterului PWM monofazat și o simetrie la jumătate de perioadă:

$$\begin{aligned} u_e(-t) &= -u_e(t) \\ u_e(t) &= -u_e\left(t + \frac{T}{2}\right) \end{aligned} \quad (25.17)$$

Dacă sunt îndeplinite relațiile (25.17) se demonstrează că, pe lângă armonica fundamentală, apar numai armonicile superioare impare. În plus, coeficienții funcției cosinus din seria Fourier a tensiunii $u_e(t)$ sunt nuli, rămânând doar armonicile impare date de funcția sinus.

Cu toate că modularea PWM nesincronizată poate fi implementată imediat ce indicele de modulare în frecvență m_f depășește valoarea 21 și amplitudinea armonicilor nu este dependentă de acest indice în gama liniară se preferă ca m_f să fie cât mai ridicat (f_c cât mai mare) pentru a se obține o filtrare cât mai eficientă a curentului, eventual a tensiunii, cu ajutorul unor filtre simple și ieftine. Un avantaj important al modulării în gama liniară îl reprezintă faptul că ponderea principală a armonicilor o reprezintă armonicile

din jurul frecvenței de comutație și a multiplilor acestei frecvențe. Fiind armonici de frecvențe ridicate acestea pot fi ușor rejectate cu ajutorul filtrelor.

- pentru $m_a > 1$, în cazul **supramodulării**, o pondere importantă o capătă armonicele joase 3,5,7,9,11,13... așa cum sunt prezentate în Fig.25.7. Pentru acestea sunt necesare filtre importante trece-jos în scopul reducerii influențelor negative asupra sarcinii legate la ieșirea invertorului. Astfel, dacă această sarcină este un motor de c.a. înfășurările acestuia nu pot filtra curentul suficient de bine ceea ce determina apariția unor pulsații ale cuplului electromagnetic, respectiv apariția unor pierderi suplimentare în mașină.

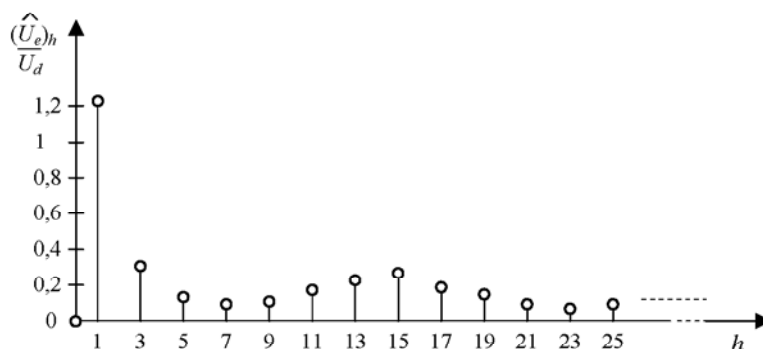


Fig. 25.7 Spectrul armonicilor joase de tensiune la ieșirea unui invertor PWM în cazul supramodulării ($m_a > 1$).

Spre deosebire de gama liniară, în cazul supramodulării amplitudinile armonicilor depind, atât de valoarea indicelui de modulare în amplitudine m_a cât de valoarea indicelui de modulare în frecvență m_f .

Supramodularea urmărește creșterea amplitudinii armonicii fundamentale peste maximul ce poate fi obținut în gama liniară. Modul în care se aplică tehnica de modulare sinusoidală în cazul supramodulării este prezentat în Fig.25.8. Se observă că amplitudinea undei modulatoare u_{control} este mai mare decât valoarea de vârf a undei purtătoare triunghiulare:

$$\hat{U}_{\text{control}} > \hat{U}_r \Rightarrow m_a > 1 \quad (25.18)$$

În aceste condiții numărul de pulsuri modulate în lățime de pe durata unei perioade a armonicii fundamentale se reduce datorită apariției unui puls mai lat în dreptul vârfului fiecărei semialternanțe, impuls care cumulează mai multe perioade de comutație T_c . La limită, dacă indicele de modulare în amplitudine depășește o anumită valoare care este în funcție de indicele de modulare în frecvență, convertorul se transformă în **invertor cu undă plină**. Practic, sinusoida undei modulatoare nu mai intersectează semnalul triunghiular decât în punctele de trecere prin zero dacă modularea sinusoidală este sincronizată. Ca urmare, forma de undă a tensiunii la

ieșirea inverterului $u_e(t)$ apare dreptunghiulară cu un singur puls de amplitudine $+U_d$ și lățime $T/2$ pentru semialternața pozitivă, respectiv un singur puls de amplitudine $-U_d$ și lățime $T/2$ pentru semialternața negativă. În concluzie, se poate afirma că inverterul cu undă plină este tot un inverter PWM care se află într-o anumită stare particulară de funcționare.

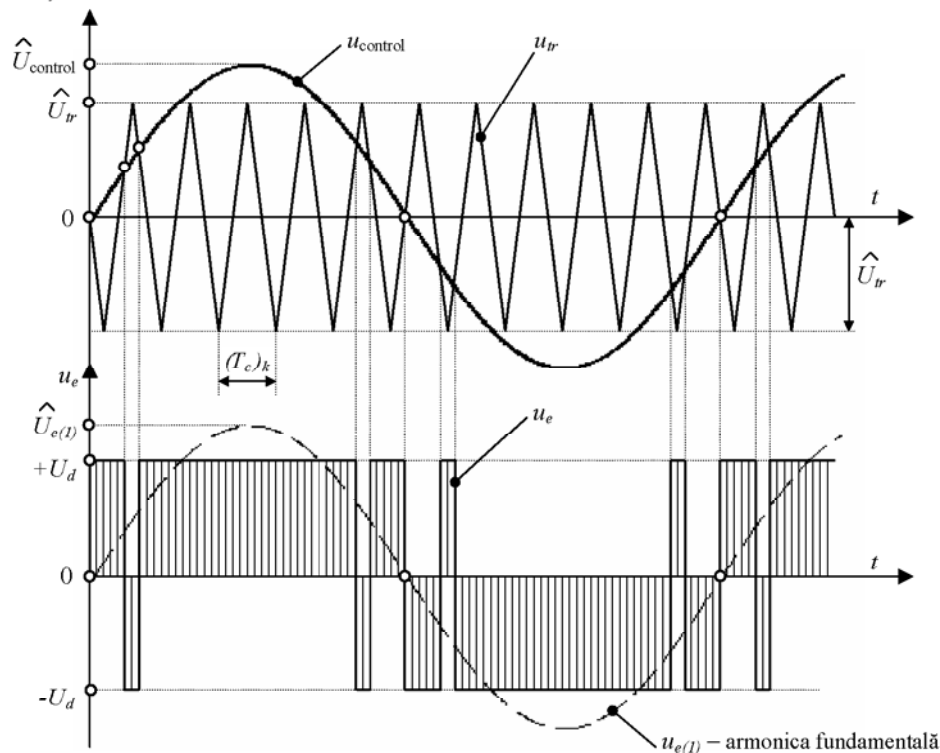


Fig. 25.8 Supramodularea în cazul tehnicii de modulare PWM sinusoidale ($m_a > 1$, $m_f = 11$).

Din a doua diagramă a figurii 25.8 se observă că valoarea de vârf a armonicilor fundamentale $u_{e(1)}$ depășește valoarea tensiunii duble $\pm U_d$ ce alimentează inverterul PWM braț de punte, performanță care nu se putea obține în gama liniară, așa cum reiese din Fig.25.4 și relația (25.14). Modificarea amplitudinii armonicilor fundamentale de tensiune la ieșirea inverterului se poate face tot prin intermediul indicelui de modulare în amplitudine m_a cu precizarea foarte importantă că dependența:

$$\hat{U}_{e(1)} = \sqrt{2} \cdot U_{e(1)} = f(m_a) \quad (25.19)$$

este *neliniară*, așa cum se prezintă în Fig.25.9, iar neliniaritatea este în funcție de indicele de modulare în frecvență m_f . Valoarea maximă care poate fi obținută pentru amplitudinea armonicilor fundamentale este de:

$$(\hat{U}_{e(1)})_{\max} = \frac{4}{\pi} \cdot U_d = 1,27 \cdot U_d \quad (25.20)$$

atunci când invertorul PWM supramodulat funcționează la limită, cu undă plină.

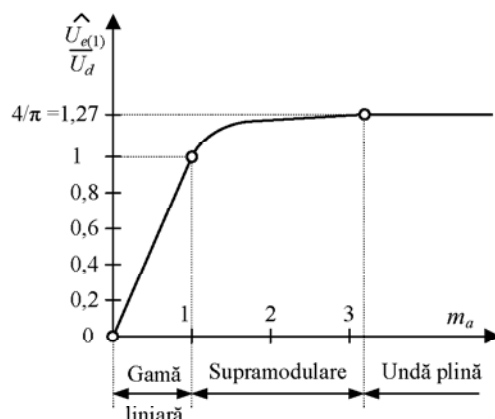


Fig. 25.9 Dependența dintre amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii și indicele de modulare în amplitudine m_a .

Conform celor menționate la secțiunea dedicată armonicilor, în cazul supramodulării, pe lângă armonicile de înaltă frecvență grupate în benzi, apar și armonici joase impare, mai greu de îndepărtat prin filtrare. De asemenea, tot în cazul supramodulării se recomandă cu insistență utilizarea modulării PWM sincronizate chiar și la valori mari ale indicelui de modulare în frecvență. Argumentele sunt aceleași cu cele prezentate la funcționarea invertorului în zona liniară la un indice de modulare în frecvență mic ($m_f \leq 21$).

4. Invertorul PWM monofazat în punte H (*full bridge*)

Ca și în cazul chopper-ului cu funcționare în patru cadrane, în practică este preferată structura în punte H pentru invertorul PWM monofazat în loc de structura braț de punte deoarece:

- nu este necesară o sursă dublă de tensiune continuă sau un divizor capacitiv pentru obținerea acestei tensiuni;
- pentru o aceeași tensiune continuă aplicată la intrare invertorului (vezi Fig.25.3) amplitudinea tensiunii alternative de la ieșire structurii în punte H este dublă față de tensiunea de la ieșire structurii braț de punte. În consecință, pentru o aceeași putere necesară sarcinii curentul se înjumătățește. Astfel, invertoarele PWM monofazate în punte H sunt indicate în aplicații de puteri

mari deoarece solicitarea în curent a tranzistoarelor de putere este mult diminuată.

Structura inverterului PWM în punte H este prezentată în Fig.25.10. Aceasta este formată din două brațe de punte notate cu A și B. $T_1 \div T_4$ sunt dispozitive semiconductoare de putere controlabile (tranzistoare BJT, MOSFET, IGBT etc.). Între ieșirile celor două brațe s-a conectat o sarcină de c.a. de tip $R-L$. Structura este alimentată de la o tensiune continuă U_d . La intrarea inverterului se prevede obligatoriu o capacitate capabilă să preia rapid curenții de descărcare după blocarea tranzistoarelor.

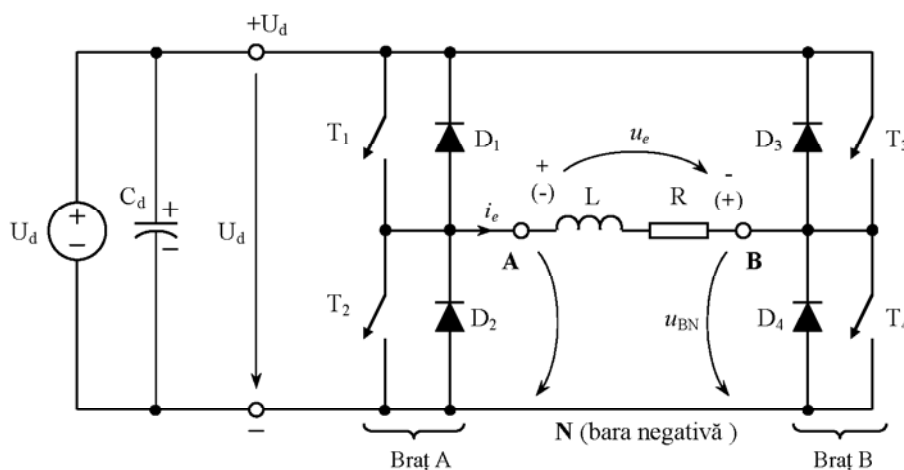


Fig. 25.10 Topologia inverterului PWM monofazat în punte H (*full bridge*)

În Referatele 20 și 21 s-au prezentat două strategii de comandă PWM pentru puntea H:

- Comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșirea punții;
- Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșirea punții.

Și în cazul inverterului PWM monofazat în punte H se pot aplica aceste strategii cu avantajele și dezavantajele menționate la *chopper-e*. În continuare vor fi tratate cele două tehnici din punctul de vedere al inverteoarelor.

4.1 Comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii

Conform celor prezentate în Referatul 20 pentru comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii sunt comandate simultan tranzistoarele de pe diagonalele punții. Astfel, când este comandată pentru deschidere perechea (T_1, T_4) perechea (T_2, T_3) este blocată și viceversa. În consecință, pentru cele patru tranzistoare de putere sunt necesare doar două semnale de comandă modulate în lățime: PWM₁

pentru (T_1, T_4) și PWM₂ pentru (T_2, T_3) . În practică se folosesc semnale PWM complementare cu timp mort.

În cazul modulării sinusoidale pentru implementarea tehnicii de comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii semnalul de bază PWM₁ se obține prin compararea unei purtătoare triunghiulare cu un semnal modulator u_{control} sinusoidal așa cum se prezintă în Fig.25.4 și în Fig.25.5. Semnalul de comandă PWM₂ se poate obține imediat din PWM₁ pe baza complementarității într-o perioadă de comutație T_c . În practică se pot folosi: generatoare de timp mort, arii programabile, microcontrolere, procesoare de semnal DSP etc.

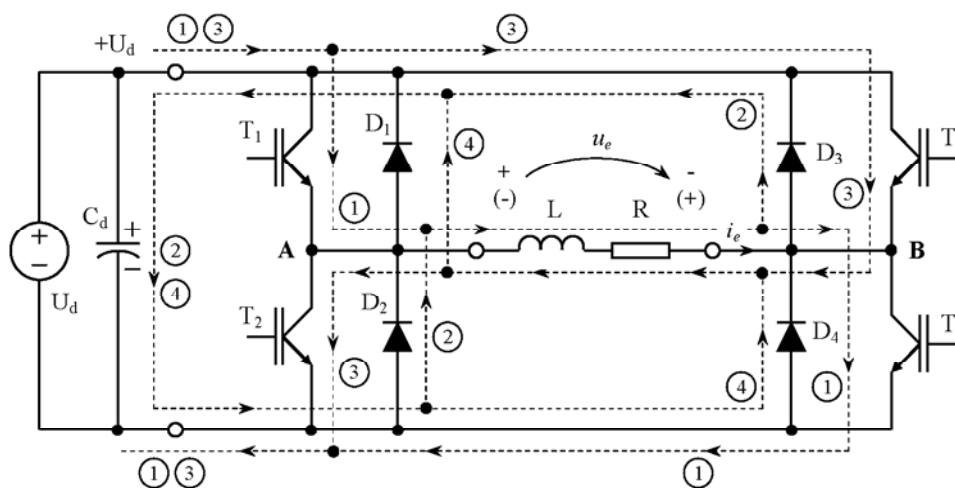


Fig. 25.11 Traseele curentilor printr-un invertor monofazat în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

Ca și în cazul structurii braț de punte în funcție de sensul curentului alternativ i_e și în funcție de combinația de comandă a tranzistoarelor se pot pune în evidență patru trasee ale curentului prin invertor (vezi Fig.25.11):

- pentru $i_e > 0$:
 - dacă (T_1, T_4) ON și (T_2, T_3) OFF → traseul (1) → sarcina $R-L$ preia energie de la U_d ;
 - dacă (T_1, T_4) OFF și (T_2, T_3) ON → traseul (2) → inductanța L cedează energie capacității C_d ;
- pentru $i_e < 0$:
 - dacă (T_1, T_4) OFF și (T_2, T_3) ON → traseul (3) → sarcina $R-L$ preia energie de la U_d ;
 - dacă (T_1, T_4) ON și (T_2, T_3) OFF → traseul (4) → inductanța L cedează energie capacității C_d ;

Tehnicile de modulare în cazul inverterului PWM monofazat în punte H sunt cele prezentate la inverterul PWM braț de punte. În cazul modulării sinusoidale sincronizate sau nesincronizate avem logica de comandă, deja cunoscută:

- pentru $u_{\text{control}} > u_{\text{tr}} \Rightarrow (T_1, T_4)$ deschise (on), (T_2, T_3) blocate (off) și $u_e = +U_d$;
- pentru $u_{\text{control}} < u_{\text{tr}} \Rightarrow (T_1, T_4)$ blocate (off), (T_2, T_3) deschise (on) și $u_e = -U_d$.

Se observă că valorile tensiunii de ieșire pe intervale sunt fixate exclusiv prin combinația de comandă a celor două perechi de tranzistoare, indiferent de sensul curentului i_e . În consecință, formulele de undă corespunzătoare inverterului în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii, sunt identice cu cele prezentate în Fig.25.4 pentru inverterul PWM braț de punte alimentat cu o tensiune dublă $\pm U_d$. Rezultă că, *toată analiza efectuată pentru inverterul PWM braț de punte rămâne valabilă și pentru inverterul în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii, atât pentru armonica fundamentală a tensiunii de ieșire, cât și pentru armonicile superioare, atât în gama liniară, cât și în cazul supramodulării.*

4.2 Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii

Conform celor prezentate în Referatul 21, strategia de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii utilizează un control independent a celor două brațe A și B care formează puntea H. Așa cum se prezintă în Fig.25.12, în cazul modulării sinusoidale perechea de semnalele complementare (PWM₁, PWM₂) pentru comanda tranzistoarelor (T_1, T_2) din brațul A se obține prin compararea unei purtătoare u_{tr} cu un semnalul modulator sinusoidal $u_{\text{control}(A)}$, iar perechea de semnalele complementare (PWM₃, PWM₄) ce comandă tranzistoarele (T_3, T_4) din brațul B se obține prin compararea aceleiași unde purtătoare cu un semnalul modulator:

$$u_{\text{control}(B)} = -u_{\text{control}(A)} \quad (25.21)$$

Datorită faptului că cele două brațe de punte sunt comandate independent este util a se lua în calcul tensiunile de la ieșirea fiecărui braț luate față de un punct de referință comun pentru a determina tensiunea de ieșire a inverterului. Dacă, de exemplu, se ia ca referință potențialul barei negative notate cu N în Fig.25.10 tensiunea de ieșire rezultă ca o diferență între tensiunea de la ieșirea primului braț u_{AN} și tensiunea de la ieșirea celui de-al doilea braț u_{BN} :

$$u_e(t) = u_{AN}(t) - u_{BN}(t) \quad (25.22)$$

Deoarece tensiunea instantanee la ieșirea brațelor de punte este fixată prin combinația de comandă a celor două tranzistoare din braț, indiferent de sensul curentului, obținem:

- pentru $u_{\text{control}(A)} > u_{\text{tr}} \Rightarrow T_1$ deschis (on), T_2 blocat (off) și $u_{AN} = U_d$;
- pentru $u_{\text{control}(A)} < u_{\text{tr}} \Rightarrow T_1$ blocat (off), T_2 deschis (on) și $u_{AN} = 0$;

- pentru $u_{\text{control}(B)} > u_{\text{tr}} \Rightarrow T_3$ deschis (on), T_4 blocat (off) și $u_{BN} = U_d$;
- pentru $u_{\text{control}(B)} < u_{\text{tr}} \Rightarrow T_3$ blocat (off), T_4 deschis (on) și $u_{BN} = 0$.

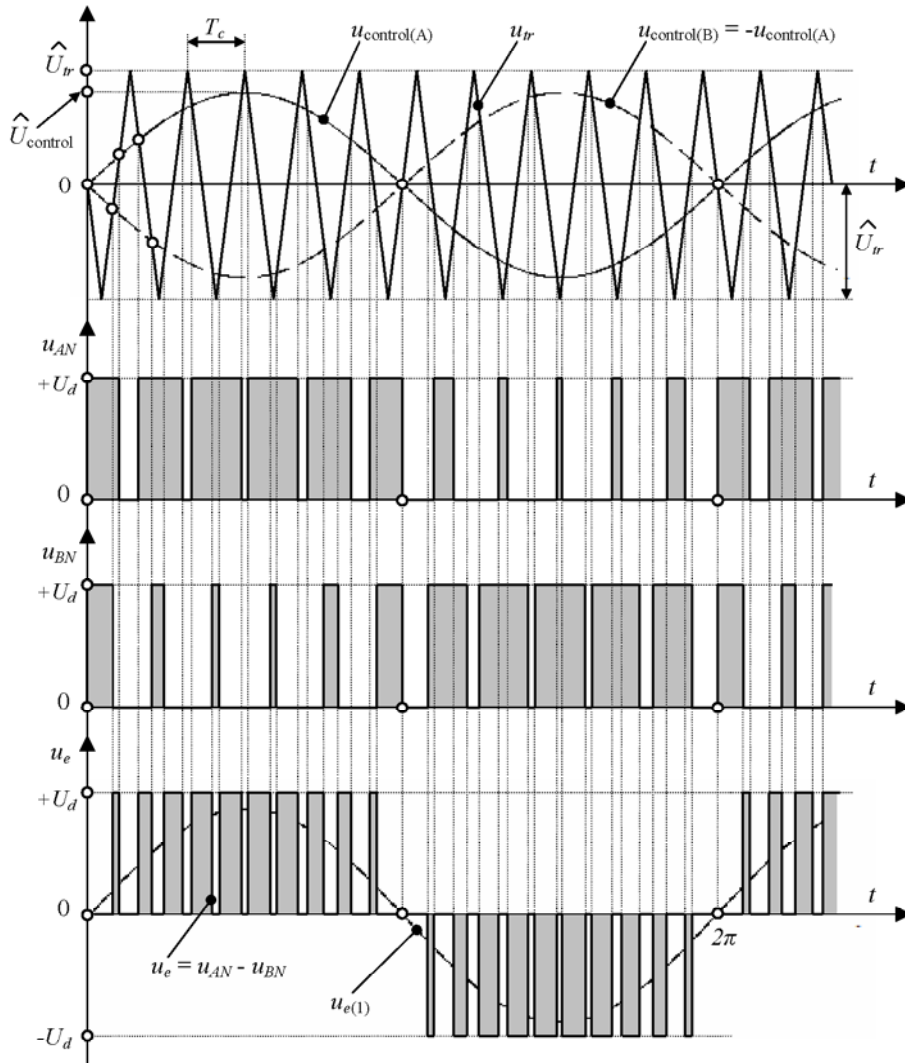


Fig. 25.12 Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii aplicată unui invertor monofazat în punte H.

Formele de undă pentru cele două tensiuni u_{AN} și u_{BN} din Fig.25.12 au rezultat în urma modulării sinusoidale respectând condițiile de mai sus. Forma de undă pentru tensiunea u_e a fost obținută grafic prin aplicarea relației (25.22). Se observă că

tensiunea de ieșire rezultă asemeni unui tren de pulsuri modulate în lățime cu variații unipolare:

- între 0 și $+U_d$ pe durata semialternanței *pozitive* a armonicii fundamentale;
- între 0 și $-U_d$ pe durata semialternanței *negative* a armonicii fundamentale.

Frecvența acestor pulsuri este dublă frecvenței de comutație f_c . Conform celor analizate în Referatul 21 funcționarea *chopper*-ului în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii este mai complicată decât în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. La inverterul PWM succesiunea subciclurilor dintr-o perioadă de comutație este în funcție de polaritatea semialternanței armonicii fundamentale a tensiunii alternative de ieșire $u_{e(1)}$ și în funcție de sensul curentului alternativ de ieșire i_e . Datorită caracterului inductiv al sarcinii avem o rămânere în urmă a sinusoidelor curentului filtrat față de unda armonicii fundamentale a tensiunii așa cum prezintă ultima diagramă din Fig.25.4. În consecință, pe durata unei semialternanțe a $u_{e(1)}$ avem, atât porțiuni pozitive, cât și porțiuni negative din unda curentului. Trebuie remarcat că, spre deosebire de varianta funcționării ca *chopper* a punții H, în varianta funcționării ca inverter PWM cu sarcină inductivă avem un curent strict pozitiv sau negativ pe durata mai multor perioade de comutație T_c .

În Fig. 25.13 sunt prezentate traseele curenților prin structura în punte H pe durata *semialternanței pozitive* a $u_{e(1)}$ după cum urmează:

- pentru $i_e > 0$:
 - traseul (1) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = +U_d$;
 - traseul (2) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = 0$;
 - traseul (3) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = 0$;

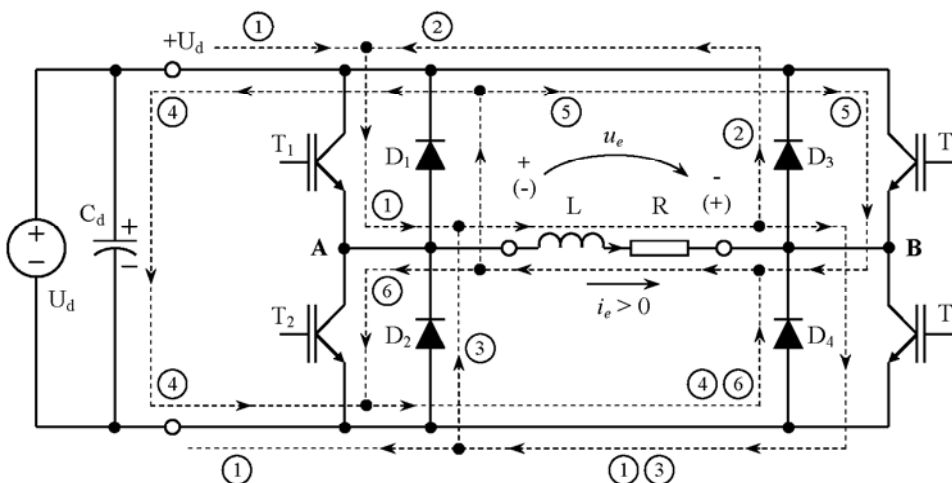


Fig. 25.13 Traseele curenților printr-un inverter monofazat în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii în cazul semialternanței pozitive a $u_{e(1)}$.

- pentru $i_e < 0$:
 - traseul (4) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = +U_d$;
 - traseul (5) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = 0$;
 - traseul (6) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = 0$;

Pentru semialternanța pozitivă a $u_{e(1)}$, atunci când $u_{control(A)} = -u_{control(B)} > 0$, se obțin la ieșirea structurii în punte H numai pulsuri pozitive deoarece tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii va stabili în acest caz doar următoarele combinații de comandă pentru deschiderea tranzistoarelor (on): T_1 cu T_4 , T_1 cu T_3 și T_2 cu T_4 . Atunci când sunt comandate pentru deschidere tranzistoarele de pe diagonala punții, T_1 cu T_4 , acestea vor putea prelua curentul pozitiv de sarcină ($i_e > 0$) și tensiunea de ieșire este tot pozitivă $+U_d$. Curentul este întreținut de sursa U_d și sarcina preia energie de la aceasta. Atunci când sunt comandate pentru deschidere tranzistoarele de pe aceeași parte a punții T_1 cu T_3 , respectiv T_2 cu T_4 , curentul va circula în bucle de descărcare pe seama energiei inductive a sarcini, iar tensiunea la ieșire se va anula întotdeauna indiferent de sensul curentului.

Pe intervalul în care curentul are semn opus tensiunii, pentru cazul luat în discuție $i_e < 0$, puterea este negativă și invertorul transferă energie în sens invers de la ieșire către intrare. Acest proces are loc numai atunci când sunt comandate tranzistoarele de pe diagonala punții care nu pot prelua curentul datorită sensului său. În cazul exemplificat sunt comandate pentru deschidere T_1 cu T_4 , acestea nu pot prelua curentul negativ motiv pentru care acesta va devia pe traseul diodelor D_1 , D_4 (traseul 4) și o anumită cantitate de energie este transmisă înapoi capacității C_d . Dacă mărimea acestui interval este mai mică decât jumătate din semialternanță (defazajul este sub 90° el.), într-o perioadă a armonicii fundamentale energia electrică transferată în sens invers prin invertor este mai mică decât energia transferată în sens direct. Energia întoarsă pe unda sinusoidală a curentului dă puterea reactivă, iar energia păstrată la nivelul sarcinii dă puterea activă (putere = energie / unitate de timp). Putem vorbi în acest caz de o putere activă pozitivă consumată efectiv la nivelul sarcinii pentru a fi transformată în altă formă de energie cum ar fi energia de mișcare dacă sarcina este un motor electric de c.a.

Există și posibilitatea ca printr-o comandă adecvată a invertorului să se obțină un defazaj al curentului mai mare de 90° el., situație în care puterea activă este negativă ceea ce înseamnă că, în unitatea de timp, sarcina cedează mai multă energie decât primește. Acest proces poate avea loc doar dacă *sarcina este activă* (are o sursă proprie de energie). Este cazul, de exemplu al motorului de c.a. aflat în regim de frânare la care tensiunea electromotoare, ca o expresie a mișcării rotorului, este cea care determină curentul. Spunem că *invertorul funcționează în regim de redresor* deoarece avem un transfer energetic din partea de c.a. în partea de c.c. Dacă în partea de c.a. aplicăm tensiunea rețelei și convertorul PWM are rolul exclusiv de a realiza procesul de redresare atunci acesta va căpăta denumirea de *redresor PWM*. Aplicând

tehnica de modulare în lățime a impulsului la aceste convertoare se urmărește modelarea *activă* a formei curentului în partea de c.a. astfel încât acesta se aproprie cât mai mult de o sinusoidă în fază cu forma de undă a tensiunii. În acest fel redresorul devine „ecologic”, nu mai poluează armonic rețeaua publică de distribuție a energiei electrice și nici nu absoarbe o putere reactivă. Redresoarele PWM fac parte din categoria *redresoarelor active* și sunt studiate într-un capitol distinct al electronicii de putere.

În Fig. 25.14 sunt prezentate traseele curenților prin structura inverterului monofazat, comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii, pe durata *semialternanței negative* a $u_{e(1)}$ după cum urmează:

- pentru $i_e < 0$:
 - traseul (1) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = -U_d$;
 - traseul (2) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = 0$;
 - traseul (3) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = 0$;
- pentru $i_e > 0$:
 - traseul (4) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = -U_d$;
 - traseul (5) → dacă (T_1 on, T_2 off) și (T_3 on, T_4 off) → $u_e(t) = 0$;
 - traseul (6) → dacă (T_1 off, T_2 on) și (T_3 off, T_4 on) → $u_e(t) = 0$;

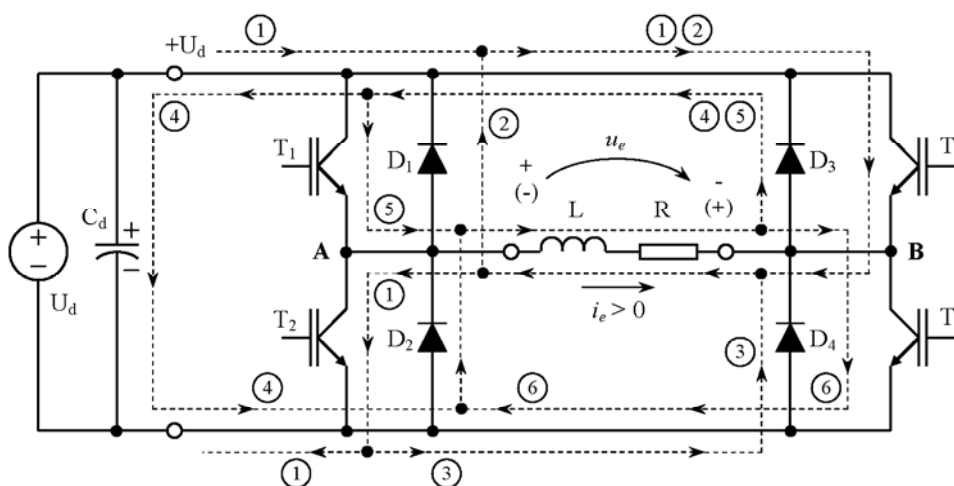


Fig. 25.14 Traseele curenților printr-un inverter monofazat în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii în cazul semialternanței negative a $u_{e(1)}$.

Pentru semialternanța negativă a $u_{e(1)}$, atunci când $u_{control(A)} = -u_{control(B)} < 0$, tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii impune doar următoarele combinații de comandă pentru deschiderea tranzistoarelor (on): T_2 cu T_3 , T_1 cu T_3 și T_2 cu T_4 . Succesiunea subciclurilor, traseele curenților, valorile tensiunilor etc. pot explicate pe baza acelorași fenomene care au fost analizate mai sus pentru cazul semialternanței pozitive a fundamentalei.

Deoarece frecvența pulsurilor este dublă frecvenței de comutație f_c în gama liniară de funcționare a unui invertor monofazat comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii vor apare în forma de undă a tensiunii de ieșire, pe lângă armonica fundamentală, armonici superioare de frecvență mare grupate în benzi centrate în jurul valorilor $2f_c$, $4f_c$, $6f_c$ etc. așa cum se prezintă în Fig.25.15.

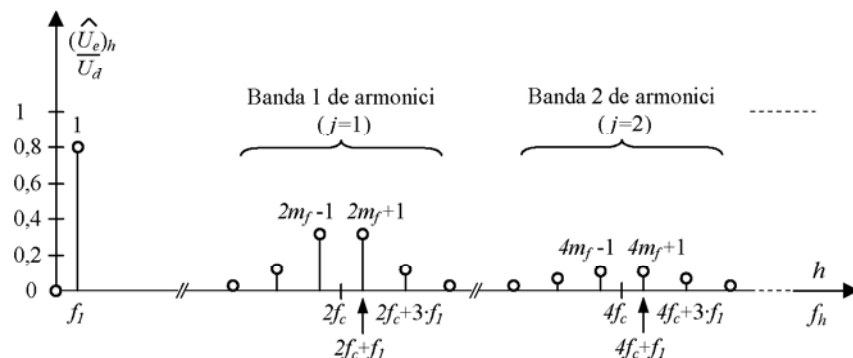


Fig. 25.15 Spectrul armonicilor de tensiune la ieșirea unui invertor monofazat în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii ($m_a \leq 1$).

Ordinul armonicilor este dat de relația:

$$h = j \cdot (2m_f) \pm i \tag{25.23}$$

Conform simetriilor exprimate de egalitățile (25.17) apar numai armonici impare de unde rezultă că pentru orice întreg pozitiv j , valorile întregului i trebuie să fie pozitive și impare.

Valoarea efectivă a armonicii fundamentale a tensiunii de ieșire U_e în cazul strategiei de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii și în gama liniară este dată de aceeași relației (25.14) ca în cazul strategiei de comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

Având în vedere frecvența dublă a pulsurilor și faptul că acestea au variații unipolare tensiunea, respectiv curentul la ieșirea invertorului PWM monofazat pot fi mult mai eficient filtrate. Dacă, de exemplu, se va utiliza o sarcină $R-L$ sau $R-L-E$ forma de undă a curentului i_e va fi mult mai apropiată de o sinusoidă în cazul comenzii PWM cu o comutație unipolară a tensiunii decât în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

5. Montajul de laborator

Schema instalației de laborator pe care va fi studiată funcționarea inverterului PWM monofazat este prezentată în Fig.25.16.

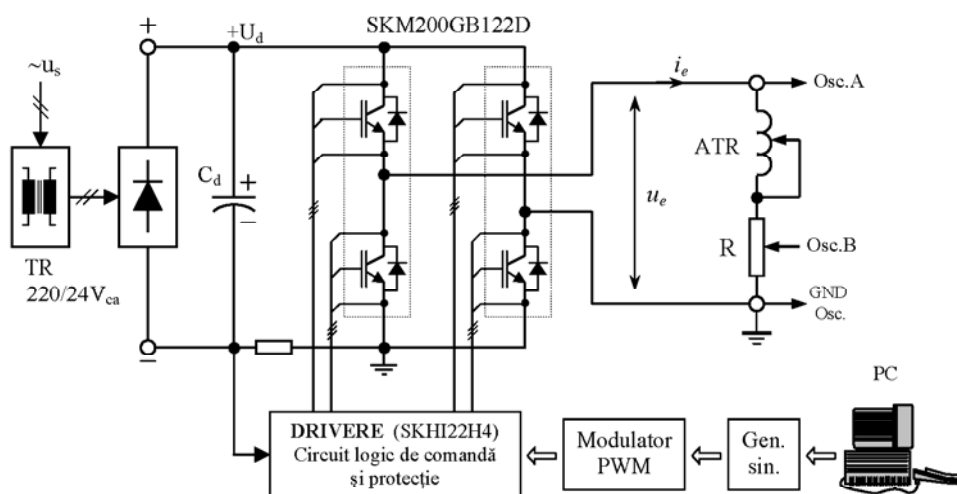


Fig. 25.16 Montajul de laborator pentru studiul inverterului PWM monofazat.

Elementul central al instalației este structura în punte H realizată cu tranzistoare IGBT. Este puntea descrisă în Referatul 21 care utilizează module de putere braț de punte fabricate de firma *Semikron* de tip SKM200GB122D (200A, 1200V). Pentru comanda grilei celor două IGBT-uri din structura fiecărui braț de punte se utilizează modulele specializate fabricate tot de firma *Semikron* de tip SKHI22H4 (descrise în Referatul 6).

Puntea H este alimentată cu o tensiune continuă U_d de valoare mică (max. $34V_{cc}$) obținută cu ajutorul unui redresor monofazat necomandat prevăzut cu un filtru capacitiv la ieșire (C_d). Redresorul este alimentat la rândul lui de la rețea prin intermediul unui transformator monofazat (TR : 220/24V_{ca}, 300VA). Alimentarea cu separare galvanică a schemei și alegerea unei tensiuni relativ mici permite experimentarea fără nici un risc de electrocutare, respectiv oscilografiera directă a semnalelor fără sonde speciale sau module de măsură cu izolație.

Ca sarcină la ieșirea inverterului PWM s-a utilizat un circuit pasiv $R-L$ obținut prin înscrierea unui autotransformator (ATR) și a unui reostat (R). Cu ajutorul cursorului autotransformatorului se poate regla valoarea inductanței L pentru a pune în evidență efectul de filtrare al curentului de la ieșirea inverterului. Totodată, prin modificarea inductanței (a reactanței inductive) se obține și modificarea amplitudinii armonicii fundamentale a curentului de sarcină. Pentru a îndepărta riscul apariției unui curent de sarcină prea mare este de preferat legarea în circuit a reostatului cu întreaga

sa rezistență. De pe cursorul acestuia se poate prelua un semnal de tensiune mai redus, proporțional cu valoarea curentului. Astfel, la canalul B (*Osc.B*) al osciloscopului cu două spoturi se vizualizează forma de undă a curentului $i_e(t)$. Cu ajutorul canalului A (*Osc.A*), conectat așa cum se prezintă în Fig.25.16, se va oscilografia forma de undă a tensiunii $u_e(t)$.

Conform celor prezentate în Referatul 21 convertorul în punte H utilizat a fost conceput pentru a recepționa semnale de comandă PWM de la orice structură numerică: interfețe specializate, microcontrolere, DSP-uri etc. Din motive didactice aceste semnalele sunt preluate de la modulatorul PWM descris în Referatul 24. Acesta implementează tehnica de modulare sinusoidală în variantă analogică, exact așa cum este descrisă în prezentul referat. Modulatorul include un generator de semnal triunghiular la care pot fi reglate cu ajutorul unor semireglabile amplitudinea și frecvența. Pentru că a fost conceput să poată comanda și un invertor PWM trifazat modulatorul prezintă trei canale identice controlate cu ajutorul a trei semnale modulatorie furnizate de un generator de semnale sinusoidale (Gen sin.). La rândul lor cele trei semnalele de control sinusoidale pot fi reglate, atât în ceea ce privește frecvența, cât și în ceea ce privește amplitudinea, de la tastatura unui calculator PC. De asemenea, tot prin intermediul portului paralel al calculatorului și a unui program adecvat, înaintea pornirii generatorului pot fi înscrise în memoria RAM a acestuia profilul celor trei semnale generate. De exemplu, pentru comanda invertorului PWM trifazat semnalele trebuie să fie sinusoidale formând un sistem trifazat echilibrat și simetric (unde cu aceeași amplitudine, frecvență și defazate între ele cu 120° el.).

Pentru comanda invertorului monofazat utilizând tehnica de **comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii** este suficient un singur semnal sinusoidal și în acest scop va fi folosit numai o undă a sistemului trifazat ($u_{\text{control(A)}}$) și primul canal al modulatoarelor PWM. La ieșirea acestuia se obțin două semnale PWM logice complementare cu timp mort (de amplitudine 5V). Între modulatorul PWM și structura în punte H legătura se face prin intermediul unui cablu cu două cuple de 9 pini la capete. În Fig.25.17 se prezintă cupla din partea invertorului. Deoarece pentru tehnica de comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii semnalul logic PWM₁ comandă și tranzistorul T_4 , iar semnalul logic PWM₂ comandă și tranzistorul T_3 , jumper-ii J_1 și J_2 de pe placa de comandă a invertorului vor fi puși în poziția 1.

Pentru comanda invertorului monofazat utilizând tehnica de **comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii** modulatorul are nevoie de două semnale modulatorie sinusoidale în opoziție. În acest scop se va rula un alt program pentru generatorul de semnale sinusoidale. Acesta va înscrise în memoria RAM a primelor două canale formele de undă a două sinusoide defazate cu 180° el: $u_{\text{control(A)}} = -u_{\text{control(B)}}$. Cele patru tranzistoare ale punții H se vor comanda cu semnale modulate în lățime distincte. Acestea sunt PWM₁ și PWM₂ date de primul canal, respectiv PWM₃ și PWM₄ date de al doilea canal al modulatoarelor PWM. Jumper-ii J_1 și J_2 de pe placa de comandă a invertorului vor fi puși în poziția 2.

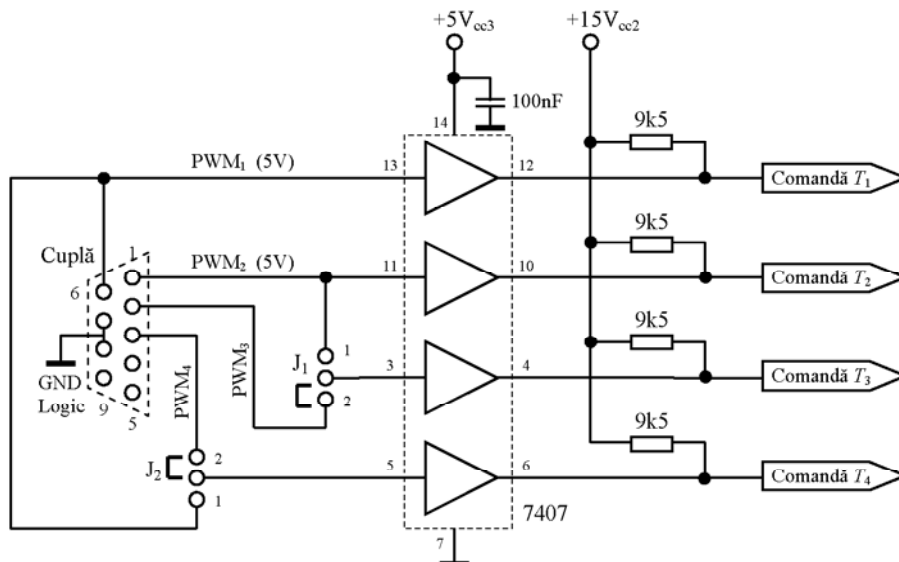


Fig. 25.17 Poziționarea *jumper*-ilor J_1 și J_2 în cazul celor două tehnici de comandă a inverterului PWM monofazat: 1- comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii, 2- comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii.

Deoarece nivelul acceptat pentru intrările modulelor SKHI este de 15V s-a realizat o schemă de interfață cu ajutorul circuitelor *buffer* 7407 (ieșire *open collector*) pentru a obține o adaptare de nivel de la +5V la +15V a semnalelor de comandă furnizate de modulatorul PWM.

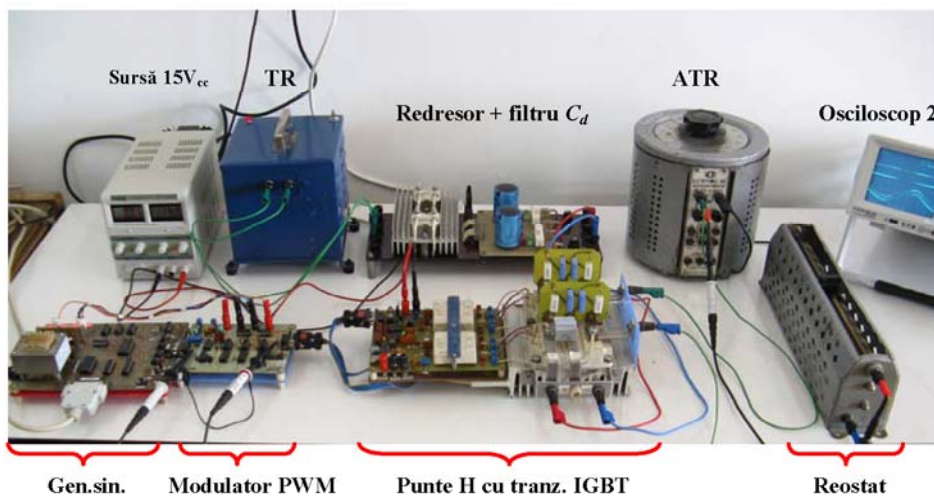


Fig. 25.18 Imaginea montajului de laborator a inverterului PWM monofazat.

Pentru a realiza montajul de laborator mai sunt necesare două osciloscopae cu două spoturi în scopul oscilografierii semnalelor modulatorie, a semnalelor PWM complementare cu timp mort, respectiv pentru oscilografierea simultană a tensiunii și curentului de ieșire. Al doilea osciloscop trebuie să prezinte funcția de analiză armonică a semnalelor. Imaginea montajului de laborator este prezentată în Fig.25.17.

5. Modul de lucru

1. Se vor analiza posibilitățile de conversie continuu – alternativ a energiei electrice;
2. Pe structura braț de punte (*half bridge*) se vor studia aspectele teoretice generale referitoare la funcționarea invertoarelor PWM și la tehnica de comandă a acestor convertoare utilizând modularea sinusoidală;
3. Se va studia funcționarea invertorului în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșire și se va analiza spectrul de armonici în gama liniară și în cazul supramodulării;
4. Se va studia funcționarea invertorului în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșire;
5. Se va realiza montajul experimental al invertorului PWM în punte H pe baza schemei din Fig.25.16 și a imaginii din Fig.25.18. Se vor pune *jumper*-ii J_1 și J_2 de pe placa de comandă a invertorului pe poziția 1, se va porni calculatorul și se vor alimenta blocurile componente ale montajului;
6. Se va lansa programul de generare a semnalelor modulatorie pentru tehnica de comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii și se va oscilografia cu ajutorul primului osciloscop semnalele sinusoidale decalate cu 120° el. Se va pune în evidență posibilitatea modificării frecvenței și amplitudinii acestora;
7. Se va oscilografia semnalul de control sinusoidal $u_{\text{control(A)}}$ împreună cu semnalul triunghiular de pe placa modulatorului PWM pentru a pune în evidență tehnica de modulare sinusoidală nesincronizată. Înaintea începerii experimentului se va fixa frecvența semnalului sinusoidal la valoarea de 50Hz și amplitudinea imediat sub valoarea vârfului semnalului triunghiular pentru fi în gama liniară de funcționare a invertorului;
8. Se vor schimba sondele primului osciloscop la ieșirea primului canal al modulatorului PWM, se va apăsa butonul de start al acestuia și se vor vizualiza formele de undă ale celor două semnale complementare PWM₁ și PWM₂ utilizate la comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. Se va observa modificarea continuă a factorului de umplere prin realizarea unor capturi succesive a semnalelor;

9. Se va verifica prezența tensiunii U_d la bornele structurii în punte H, se va fixa cursorul autotransformatorului din circuitul de sarcină la $1/3$ din cursa maximă;
 10. Se va porni al doilea osciloscop, se va fixa gama tensiunilor de pe cele două canale și se va fixa baza de timp corespunzătoare unei perioade a armonicii fundamentale dată de perioada semnalului modulator sinusoidal;
 11. Se va porni inverterul apăsând butonul de START al acestuia și se vor vizualiza cu ajutorul osciloscopului forma de undă a tensiunii u_e în corespondență cu forma de undă a curentului i_e . Acestea care vor trebui să rezulte asemănătoare cu undele reprezentate în Fig.25.4;
 12. Se va observa efectul de filtrare al curentului prin modificarea valorii inductanței din circuitul de sarcină (modificarea poziției cursorului ATR);
 13. Se va observa efectul de modificare al frecvenței și amplitudinii undei curentului prin modificarea în sens descrescător al frecvenței, respectiv a amplitudinii undei modulare sinusoidale, cu ajutorul programului rulat pe calculator. În acest scop pe un canal al primului osciloscop se va vizualiza sinusoida $u_{\text{control(A)}}$;
 14. La o anumită frecvență și amplitudine a semnalului modulator se va captura cu ajutorul osciloscopului 2 semnalul tensiunii de ieșire și se va face o analiză armonică apăsând butonul FFT (*Fast Fourier Transform*). Se vor pune în evidență benzile de armonici conform formulei (25.16) și Fig. 25.6.
 15. Se va bloca inverterul, respectiv modulatorul cu ajutorul butonului de STOP a fiecăruia pentru a pregăti montajul pentru strategia de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii;
 16. Se vor pune *jumper*-ii J_1 și J_2 de pe placa inverterului pe poziția 2;
 17. Se va lansa programul de generare a semnalelor modulare pentru tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii și se va oscilografia simultan sinusoidalele $u_{\text{control(A)}}$ și $u_{\text{control(B)}}$ care trebuie să fie defazate cu 180° el.;
 18. Se va apăsa butonul de START al modulatorului PWM și se vor vizualiza semnale de comandă PWM₁, PWM₂, PWM₃ și PWM₄;
 19. Se va porni inverterul apăsând butonul de START al acestuia și se vor vizualiza forma de undă a tensiunii u_e în corespondență cu forma de undă a curentului i_e . Acestea care vor trebui să rezulte asemănătoare cu undele reprezentate în Fig.25.12;
 20. Pentru a aceeași poziție a cursorului autotransformatorului de $1/3$ din cursa maximă se va observa că filtrarea curentului este mult mai eficientă decât în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii datorită dublării frecvenței pulsurilor modulate în lățime și datorită variației unipolare a acestora;
-

21. Se va observa și în acest caz efectul de modificare al frecvenței și amplitudinii unei curentului prin modificarea în sens descrescător al frecvenței, respectiv a amplitudinii undelor modulate sinusoidale, cu ajutorul programului rulat pe calculator;
22. La o anumită frecvență și amplitudine a semnalelor modulate se va captura cu ajutorul osciloscopului 2 semnalul tensiunii de ieșire și se va face o analiză armonică a acestuia. Se vor pune în evidență benzile de armonici conform formulei (25.23) și Fig. 25.15 și se va aprecia amplitudinea armonicilor fundamentale;
23. Păstrând frecvența fixată anterior se va crește amplitudinea undelor modulate peste vârful semnalului triunghiular pentru ca invertorul PWM să funcționeze supramodulat. Se va face analiza armonică în acest caz, se va reevalua amplitudinea armonicilor fundamentale se vor trage concluziile adecvate.

În Fig.25.19 se prezintă imaginea montajului experimental al invertorului PWM monofazat în timpul funcționării.



Fig. 25.19 Imaginea de ansamblu a montajului de laborator pentru studiul invertorului PWM monofazat.