

TEHNICI PWM (MID) UTILIZATE IN COMANDĂ INVERTOARELOR

2.1. Sisteme de comandă ce folosesc strategia de modulație PWM cu modulatori sinusoidală

2.1.1 Generalități

Folosirea unor dispozitive semiconductoare de putere din ce în ce mai performante (tranzistoare bipolare de putere, IGBT-uri, tranzistoare MOSFET de putere, etc.) în construcția invertoarelor, a implicat în ultimii ani scăderea complexității schemelor de comandă[24]. Termenul de comandă folosit în cazul acestor elemente implică pe lângă stabilirea momentelor de comutație între stările de conducție / blocare și logici de protecție a dispozitivelor cu rol de comutator.

Ca urmare a modului discret de funcționare a elementelor comandate din componența invertoarelor, formele de undă ale tensiunii și curenților de la intrarea sau ieșirea acestora se abat de la forma sinusoidală. Formele de undă ale curentului și tensiunii conțin pe lângă oscilația fundamentalei cu frecvența f_1 (50Hz, de exemplu) o serie de oscilații parazite cu frecvența $f = nf_1$ ($n=1,2,\dots$) numite armonici superioare, iar alte oscilații cu frecvențe inferioare valorii f_1 numite subarmonici [76]. Atenuarea oscilațiilor parazite se poate realiza cu ajutorul unor filtre. Această soluție nu este agreată în totalitate dacă se au în vedere dimensiunile de gabarit a acestor filtre și prețul de cost destul de ridicat.

Astfel, în condițiile sus menționate, pentru înlăturarea acestor neajunsuri s-a optat pentru realizarea unor tehnici de comandă a invertoarelor mai complexe, cum ar fi construirea formelor de undă a mărimilor electrice de interes din trepte sau pulsuri modulate în durată. În cadrul acestor tehnici de comandă, cele mai utilizate sunt tehnicile de comandă cu pulsuri modulate în durată (PWM).

Invertorul comandat cu ajutorul tehnicilor PWM, lucrează în general cu frecvență de comutație constantă și trebuie să permită modificarea valorii efective a fundamentalei tensiunii de ieșire în limite relativ mari, cu păstrarea constantă a tensiunii de intrare. Variația tensiunii de ieșire se obține tocmai prin comandă PWM a comutatoarelor invertorului și, totodată prin

această comandă se urmărește aducerea tensiunii de c.a. de la ieșire la o formă de undă cât mai apropiată posibil de forma de undă sinusoidală, pentru a ușura filtrarea.

Utilizarea tehnicilor PWM la invertoare permit obținerea unor tensiuni de ieșire calitativ mai bune[14], care sunt mai ușor de filtrat, deoarece se translează spre domeniul frecvențelor înalte armonicile tensiunii de ieșire.

În prezent cea mai utilizată tehnică PWM este cea sinusoidală. La acest tip de invertoare semnalele de comandă sunt generate comparând o undă triunghiulară $v_{tr}(t)$, având amplitudinea \hat{V}_{tr} și frecvența f_s , cu o undă de referință sinusoidală $v_r(t)$, având amplitudinea \hat{V}_r și frecvența f_l . Frecvența undei de referință este egală cu frecvența dorită a tensiunii alternative de la ieșirea inverterului, iar amplitudinea undei de referință este direct legată de valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de la ieșirea inverterului.

Tehnicile PWM pot fi:

- singulare, când dispozitivele semiconductoare de putere din componența inverterului primesc un singur impuls de comandă în timpul fiecărei perioade a tensiunii de ieșire. Durata de conducție poate fi modificată. Se spune ca inverterul lucrează cu undă rectangulară;

- multiple, când dispozitivele de putere primesc mai multe impulsuri de comandă în timpul fiecărei perioade a tensiunii de ieșire. Duratele de conducție dintr-o perioadă pot fi egale, când tensiunea de referință este constantă, sau variabile, când unda de referință este alternativă, mai precis sinusoidală.

O bună calitate a tensiunii de ieșire se obține atunci când se folosește modulația multiplă, cu undă de referință sinusoidală, cunoscută sub denumirea de tehnică PWM sinusoidală.

Parametrii care caracterizează o tehnică PWM sinusoidală sunt:

- raportul de modulare în frecvență:

$$m_f = \frac{f_s}{f_l}, \quad (2.1)$$

- raportul de modulare în amplitudine:

$$m_a = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_{tr}}. \quad (2.2)$$

Modulația se numește sincronă dacă $m_f \in \mathbb{N}$ și asincronă dacă $m_f \in \mathbb{R}$. În cazul modulației sincrone conținutul în armonici superioare depinde de m_f . Modulația asincronă apare în cazul

invertoarelor care funcționează cu frecvența f_l variabilă și cu frecvența f_s constantă. Este cazul invertoarelor care alimentează motoare de curent alternativ a căror turație trebuie reglată[32;64].

2.1.2 Invertoare monofazate in semipunte comandate PWM sinusoidal

Schema invertorului in semipunte este prezentată in figura 2.1.a., iar in figura 2.1.b. este explicat procedeul de obținere a semnalelor de comandă, in cazul unei unde de referință constante, prezentându-se totodată diagramele de conducție ale dispozitivelor de putere. Acest tip de inverter se mai numește inverter cu o singură ramură, el stând la baza invertoarelor in punte monofazată și trifazată.

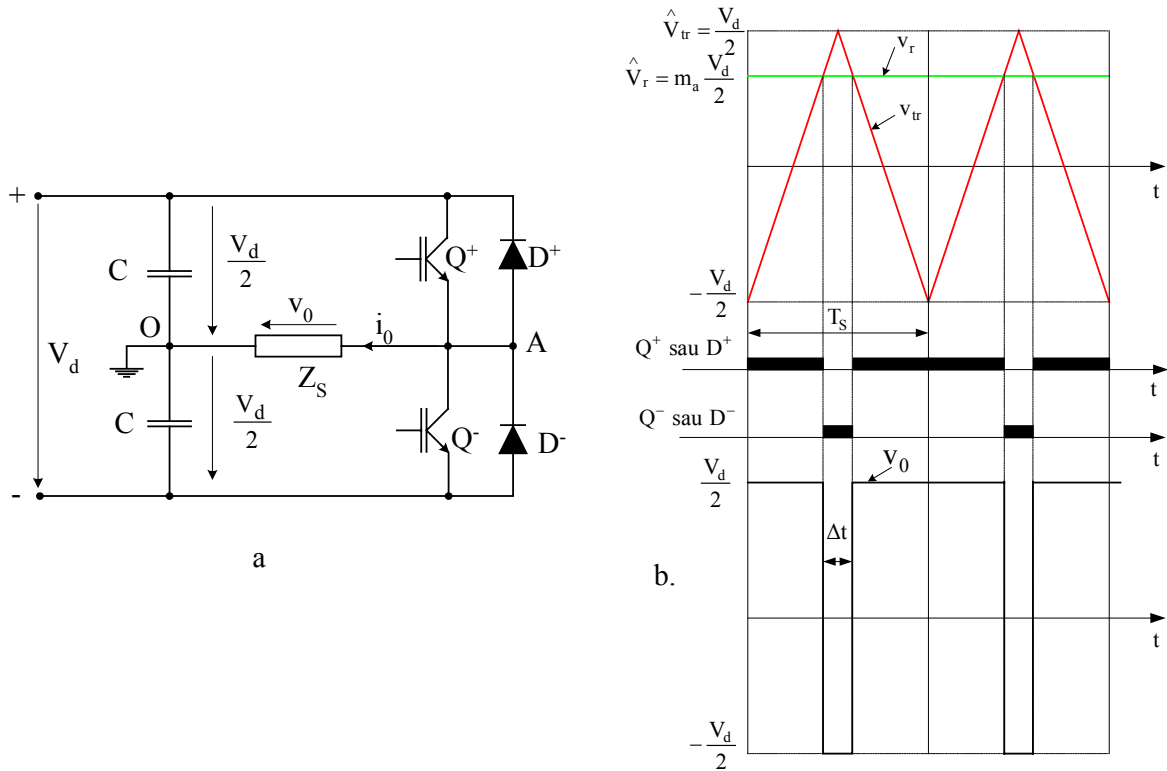


Fig. 2.1. a) Schema de forța a invertorului, b) Principiul de generare a semnalului de comandă

Punctul O este un punct median al sursei de tensiune continuă V_d care se obține printr-un divizor capacitiv. Dispozitivele de putere, Q^+ și Q^- sunt comandate cu semnale care se obțin prin compararea unei v_{tr} cu o tensiune de referință, care se presupune inițial constantă, in felul următor:

- pe intervalul de timp in care $v_r > v_{tr}$ se comandă Q^+ , rezultând o tensiune de ieșire:

$$v_0 = \frac{1}{2}V_d, \quad (2.3)$$

indiferent de sensul curentului i_0 .

– pe intervalul de timp in care $v_r < v_{tr}$ se comandă Q^- , rezultând tensiunea de ieșire:

$$v_0 = -\frac{1}{2}V_d \quad (2.4)$$

de asemeni independentă de sensul curentului i_0 .

Se observă că cele două dispozitive de putere nu se comandă simultan, iar tensiunea de ieșire v_0 variază între $+\frac{1}{2}V_d$ și $-\frac{1}{2}V_d$.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire:

$$V_{OAVR} = \frac{1}{T_s} \left[(T_s - \Delta t) \frac{V_d}{2} - \Delta t \frac{V_d}{2} \right] = \frac{1}{T_s} \left(T_s \frac{V_d}{2} - \Delta t V_d \right), \quad (2.5)$$

$$\frac{2\Delta t}{T_s} = \frac{\frac{V_d}{2} - \hat{V}_r}{\frac{V_d}{2}}, \quad \Delta t = T_s \frac{\frac{V_d}{2} - m_a \frac{V_d}{2}}{V_d} = T_s \frac{1 - m_a}{2}. \quad (2.6)$$

$$V_{OAVR} = \frac{V_d}{2} - (1 - m_a) \frac{V_d}{2} = \hat{V}_r \quad (2.7)$$

Acest rezultat justifică de ce unda de referință se alege sinusoidală. Dacă m_f este mare, pe o perioada T_s , tensiunea de referință se poate considera constantă. Această constantă va urmări o lege sinusoidală. La rândul său valoarea medie a tensiunii de ieșire, pe fiecare perioada T_s , va fi egală cu acea constantă, deci va urmări și ea o lege sinusoidală[8].

In figura 2.2. sunt date formele de undă triunghiulară și unda de referință sinusoidală precum și semnalul de comandă ale unei modulații PWM sinusoidale, aplicate aceluiași invertor în semipunte din figura 2.1, corespunzătoare unui raport de modulare în frecvență $m_f = 15$ și a unui raport de modulare în amplitudine $m_a = 0.8$. In figura 2.2.a sunt reprezentate unda, iar în figura 2.2.b. forma de undă a tensiunii de ieșire. In figura 2.2.c. sunt date amplitudinile normate ale armonicilor semnificative conținute de tensiunea de ieșire.

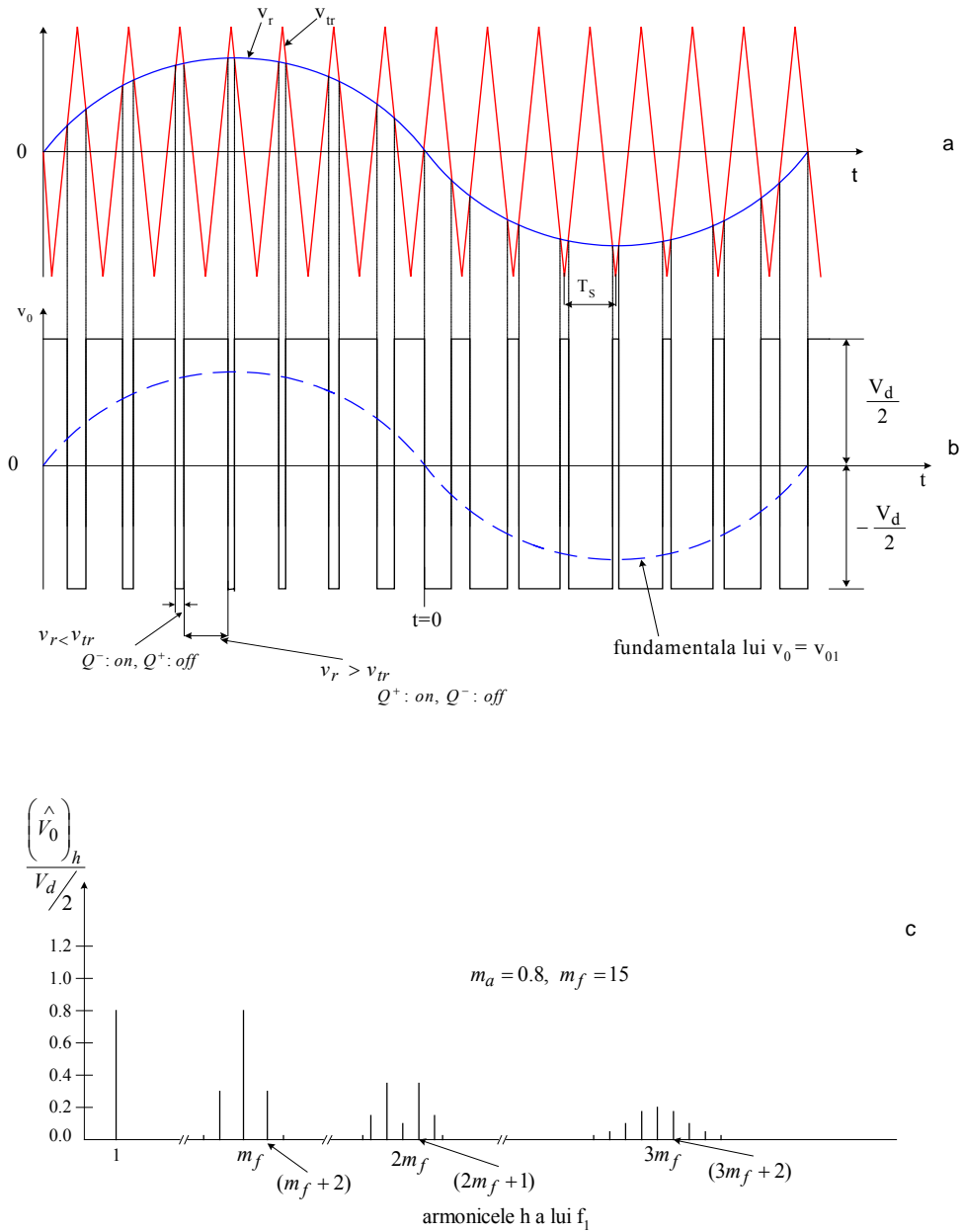


Fig. 2.2. PWM sinusoidală pentru inverterul monofazat

Ținând cont de rezultatele obținute în cazul unei de referință constante și în cazul unei de referință sinusoidale rezultă următoarele observații de esență:

a. Dacă amplitudinea unei triunghiulare \hat{V}_{tr} este $\frac{1}{2}V_d$ atunci amplitudinea fundamentalei tensiunii de ieșire \hat{V}_{01} este de m_a ori $\frac{1}{2}V_d$. Aceasta se explică prin rezultatele obținute în cazul unei de referință constante. Considerând unda de referință:

$$v_r = \hat{V}_r \sin \omega_1 t = m_a \hat{V}_{tr} \sin \omega_1 t \quad (2.8)$$

atunci fundamentala tensiunii de ieșire va fi:

$$\hat{V}_{01} = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_{tr}} \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sin \varpi_1 t = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \sin \varpi_1 t, \quad (2.9)$$

$$\hat{V}_{01} = m_a \cdot \frac{V_d}{2}, \quad (2.10)$$

Ultima relație arată că în cazul unei tehnici PWM sinusoidale, amplitudinea fundamentalei tensiunii de ieșire variază liniar cu m_a (presupunând $m_a \leq 1$). Din acest motiv domeniul lui m_a între 0 și 1 este denumit domeniu liniar și acesta este cel care se folosește în cazul surselor stabilizate de c.a.[113].

b. Armonicile conținute de tensiunea de la ieșirea convertorului, v_0 , apar ca benzi laterale centrate în jurul frecvenței f_s a unei triunghiulare (numită și frecvență de comutație) și a multiplilor săi, adică în jurul armonicilor de ordin m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc. Această observație rămâne valabilă pentru orice valoare a lui m_a în domeniul 0 – 1.

Pentru un raport de modulare în frecvență $m_f \geq 9$ (caz întâlnit frecvent în practică, exceptând valori de puteri foarte mari), amplitudinile armonicilor sunt aproape independente de raportul de modulare în frecvență m_f , deși m_f definește frecvența la care ele apar. Teoretic, frecvențele la care apar armonicile de tensiune sunt date de relațiile:

$$f_h = (r \cdot m_f \pm k) f_1 \quad (2.11)$$

în care ordinul h corespunde benzii laterale k a frecvenței centrale de valoare $r \cdot m_f$:

$$h = r \cdot m_f \pm k \quad (2.12)$$

Frecvența fundamentalei tensiunii de ieșire corespunde la $h = 1$.

c. Raportul de modulare în frecvență m_f este bine să fie un întreg impar. Respectând această condiție și alegând originea de timp ca în figura 2.2.b, va rezulta o simetrie impară [$v_0(-t) = -v_0(t)$] și o simetrie față de semiperioadă [$v_0(t) = -v_0(t + \frac{1}{2} T_1)$, $T_1 = 1 / f_1$][74;75]. Ca urmare, tensiunea de la bornele inverterului v_0 va conține doar armonici impare, iar seria Fourier va conține doar termeni în sinus.

Datorită ușurinței relative în filtrarea armonicilor de frecvențe mari este de dorit să se folosească frecvențe de comutație f_s cât mai mari posibile. Aceasta va conduce la creșterea pierderilor în comutație din inverter, care sunt proporționale cu f_s . ca urmare în cele mai multe aplicații, frecvența de comutație este aleasă puțin sub 6KHz, sau mai mare de 20KHz, pentru a fi în afara domeniului audio[111;70].

2.1.3. Invertor monofazat în punte comandat PWM sinusoidal

Schema invertorului monofazat în punte, este prezentată în figura 2.3.

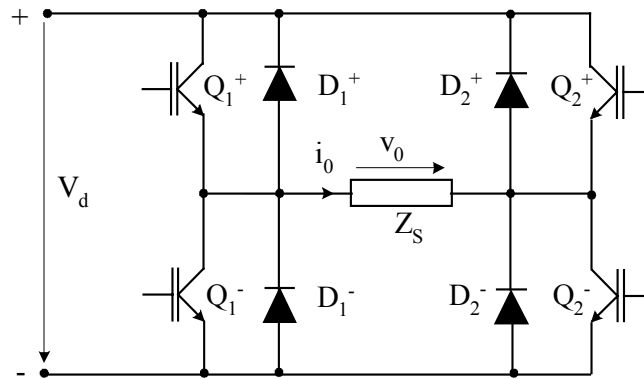


Fig. 2.3. Invertor monofazat în punte

Spre deosebire de invertorul în semipunte, invertorul în punte conține două ramuri și se folosește în cazul puterilor mijlocii și mari.

Cu aceeași tensiune de intrare de c.c., tensiunea maximă de ieșire a invertorului în punte este dublă față de cea a invertorului în semipunte. Aceasta face ca, pentru aceeași putere, curentul de ieșire și curentul prin dispozitivele electronice de putere să reprezinte jumătate din curenții invertorului în semipunte. La nivele de puteri mari, aceasta este un avantaj important, deoarece reduce numărul dispozitivelor conectate în paralel.

2.1.4 Comanda PWM sinusoidală a invertorului în punte având tensiunea comutată bipolară

Formele de undă și diagramele de conducție ale dispozitivelor de putere care caracterizează această tehnică PWM sunt date în figura 2.4.

Se constată că în cazul acestei tehnici se comandă simultan două dispozitive de putere și anume cele opuse pe diagonală, astfel:

- dacă $V_r > V_{tr}$ se comandă Q_1^+ și Q_2^- și $V_0 = V_d$;
- dacă $V_r < V_{tr}$ se comandă Q_1^- și Q_2^+ și $V_0 = -V_d$;

În funcție de sensul real al curentului de sarcină, acesta va circula fie prin tranzistoare, fie prin diode. Tensiunea de la ieșirea invertorului, reprezentată în figura 2.4.b, este dublă față de cea a invertorului în semipunte, iar forma de undă este absolut similară. Ca urmare, analiza

făcută la inverterul în semipunte se aplică întru totul și inverterului în punte, dacă raportarea armonicilor se face la V_d și nu la $V_d/2$ [59]. Amplitudinea fundamentalei tensiunii de ieșire va fi dată de relația:

$$\hat{V}_{01} = m_a \cdot V_d, \quad m_a \leq 1. \quad (2.13)$$

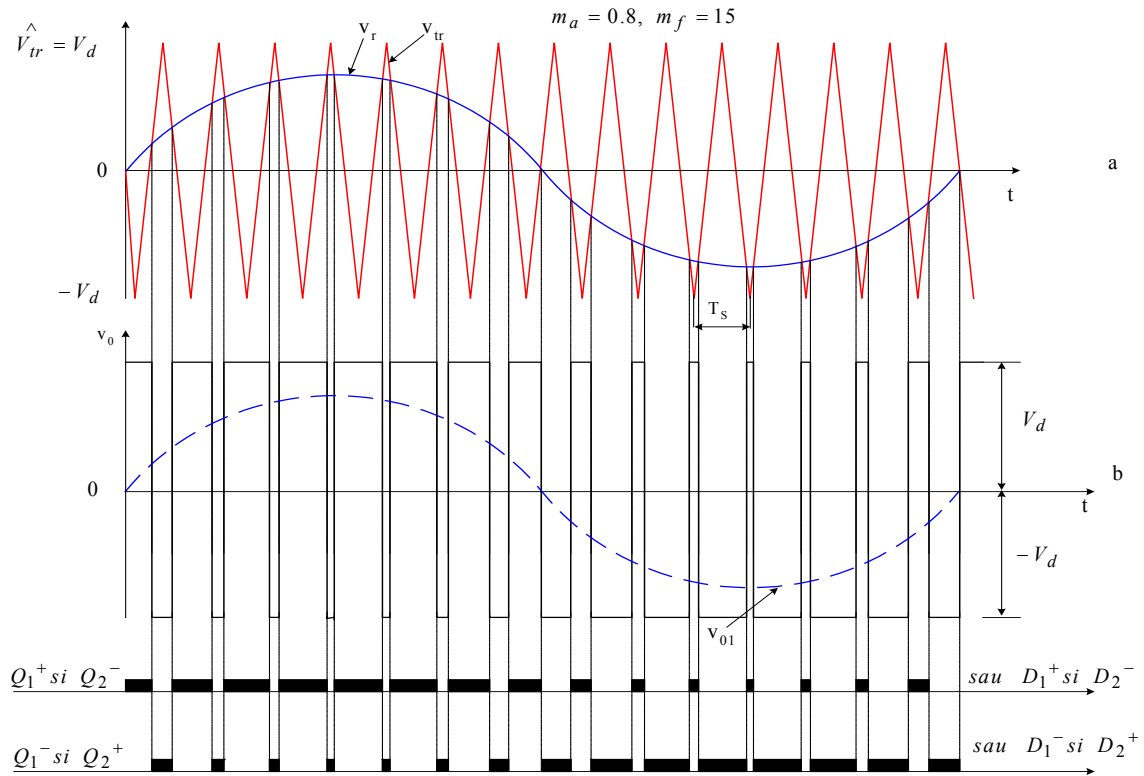


Fig 2.4 Tehnica PWM sinusoidală având tensiunea comutată de ieșire

2.1.5 Comanda PWM sinusoidală a inverterului în punte având tensiunea comutată unipolară

Formele de undă și diagramele de conducție ale dispozitivelor electronice de putere pentru cazul $m_f = 14$, $m_a = 0,8$ sunt date în figura 2.5.

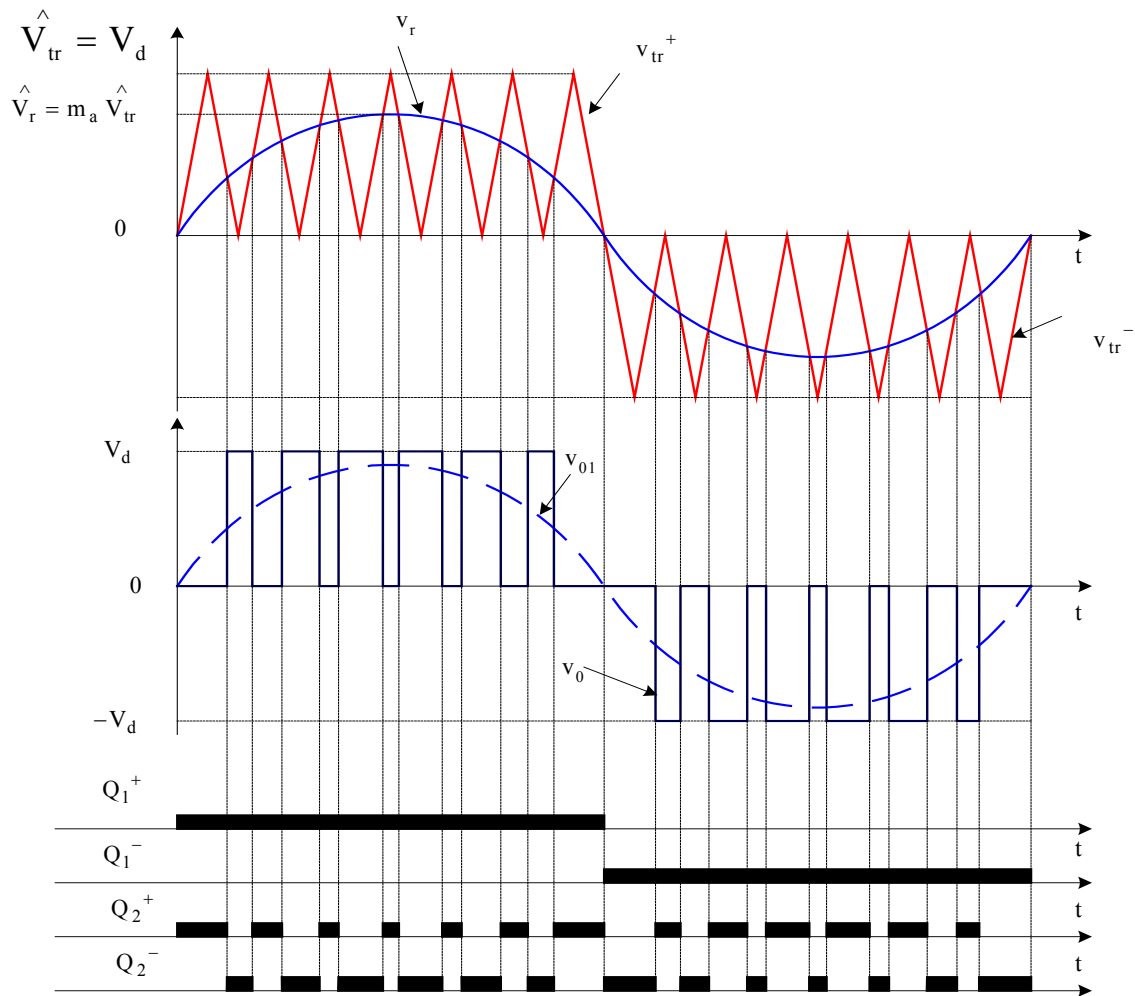


Fig. 2.5. Tehnica PWM sinusoidală având tensiunea comutată de ieșire unipolară

Spre deosebire de tehnica anterioară, în cazul tehnicii PWM sinusoidale cu tensiunea comutată de ieșire unipolară nu se mai comută toate dispozitivele de putere. Totodată în procesul de formare a semnalelor de comandă se folosesc două unde triunghiulare. În alternanța pozitivă a unei de referință v_r se folosesc undele triunghiulare V_{tr}^+ , iar semnalele de comandă se determină astfel:

- tranzistorul Q_1^+ se comandă în permanență;
- dacă $V_r > V_{tr}^+$ se comandă Q_2^- și $V_0 = +V_d$;
- dacă $V_r < V_{tr}^+$ se comandă Q_2^+ și $V_0 = 0$;

Bineînțeles că în funcție de sensul curentului de sarcină, acesta va circula fie prin tranzistoare, fie prin diode.

În alternanța negativă a unei de referință V_r se folosesc undele triunghiulare V_{tr}^- , iar semnalele de comandă se determină astfel :

- tranzistorul Q_1^- se comandă în permanență;

- dacă $V_r > V_{tr}^-$ se comandă Q_2^- și $V_0 = 0$;
- dacă $V_r < V_{tr}^-$ se comandă Q_2^+ și $V_0 = -V_d$;

Principalul avantaj al comenzii PWM sinusoidale având tensiunea comutată de ieșire unipolară, constă într-un număr mai mic de comutații ale dispozitivelor de putere, deci vor rezulta pierderi de comutație mai reduse. Conținutul în armonici al tensiunii de ieșire este comparabil cu cel de la tehnica PWM anterioară.

2.1.6 Comanda PWM sinusoidală a invertorului trifazat în punte

În cazul în care sarcina este trifazată, circuitul care permite modificarea tensiunii de la ieșire este un invertor trifazat. Schema invertorului este cea din figura 2.6.

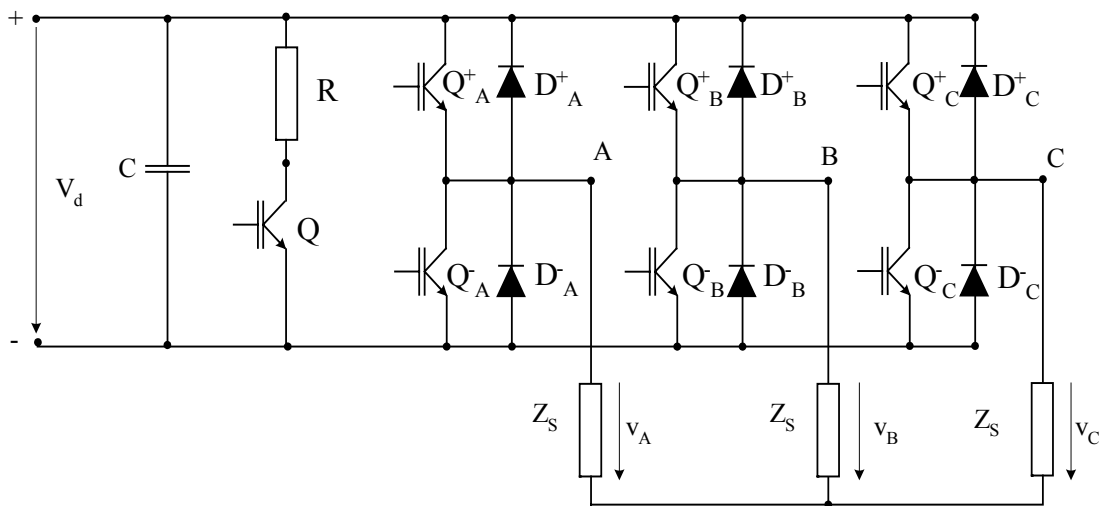


Fig. 2.6. Invertorul trifazat în punte cu ramură de descărcare a condensatorului.

Aceasta conține trei ramuri, câte una pentru fiecare fază. În cazul în care redresorul care furnizează tensiunea continuă V_d este necomandat, iar invertorul alimentează un motor de c.a. care se poate frâna (prin micșorarea frecvenței invertorului sub cea corespunzătoare turației motorului) transferul de energie se va face de la invertor către condensatorul C. În această situație tensiunea de pe condensatorul C poate crește periculos de mult. Pentru evitarea acestei situații a fost introdusă o ramură suplimentară, care conține tranzistorul Q și rezistența de putere R. În momentul în care tensiunea pe condensator depășește o anumită valoare se comandă intrarea în conducție a lui Q, iar condensatorul C se va descărca pe R.

In figura 2.7. se prezintă modul de generare a semnalelor de comandă a tranzistoarelor

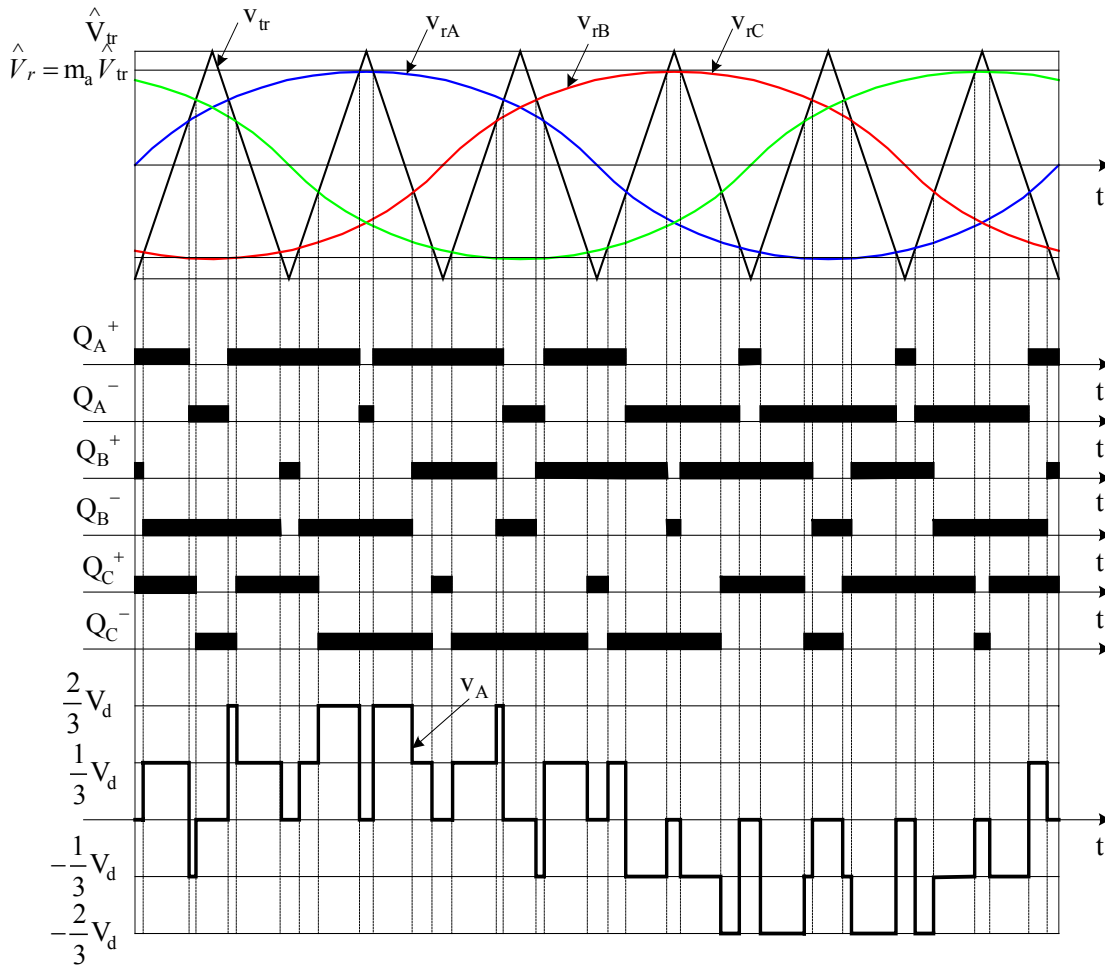


Fig. 2.7. Generarea semnalelor de comandă pentru tehnica PWM sinusoidală trifazată și forma de undă a tensiunii de pe faza A , v_A .

inverterului din figura 2.6 și forma de undă a tensiunii v_A de la ieșirea inverterului.

Tensiunile v_B și v_C vor avea forme de undă identice, însă vor fi defazate în urma în urma tensiunii v_A cu $\frac{2\pi}{3}$ rad și respectiv $\frac{4\pi}{3}$ rad. În procesul de generare a semnalelor de comandă se folosesc trei unde sinusoidale de referință:

$$v_A = \hat{V}_r \sin \omega_1 t \quad , \quad (2.14)$$

$$v_B = \hat{V}_r \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \quad , \quad (2.15)$$

$$v_C = \hat{V}_r \sin(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}) \quad , \quad (2.16)$$

Toate aceste unde se compară cu o undă triunghiulară unică, v_{tr} . Semnalele de comandă se generează respectând următoarea logică:

- dacă $v_{rA} > v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^+_A ;
- dacă $v_{rA} < v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^-_A ;
- dacă $v_{rB} > v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^+_B ;
- dacă $v_{rB} < v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^-_B ;
- dacă $v_{rC} > v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^+_C ;
- dacă $v_{rC} < v_{tr}$ se comandă tranzistorul Q^-_C .

Rezultă astfel diagrama de conducție din figura 2.7. pe baza căreia se pot genera formele de undă ale tensiunii de la ieșirea inverterului. La trasarea formelor de undă a tensiunii v_A s-a presupus că impedanțele de sarcină sunt egale.

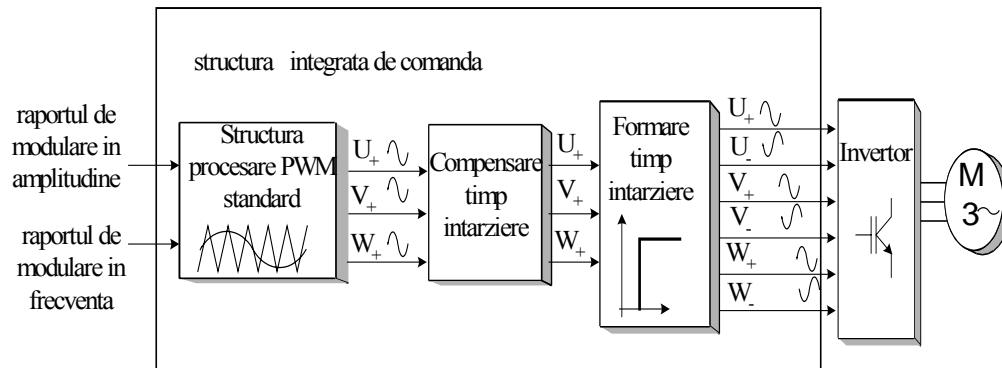


Fig.2.8. Schema bloc de comanda a unui inverter realizata cu ajutorul modulației PWM sinusoidale

În figura 2.8. este prezentat sugestiv modul de realizare în practică a sistemului de comandă implementat cu ajutorul unei structuri integrate de comandă (microcontrolere) pentru un sistem trifazat[15].

2.1.7 Tehnici de modulație cu injecție de armonici

Pentru creșterea amplitudinii fundamentalei tensiunii de la ieșirea unui inverter PWM cu modulație sinusoidală, fără a se ajunge în zona de supramodulație se crește valoarea raportului de modulare în amplitudine spre unu[38]. Dacă se consideră tensiunea de intrare în inverter V_d și raportului de modulare în amplitudine unu, pentru o sarcină cu conexiunea în stea, maximul amplitudinii fundamentalei tensiunii de fază este $V_d/2$. Valoarea efectivă corespunzătoare

tensiunii de linie pentru inverterul trifazat comandat pe principiul modulației PWM sinusoidale este $0.61V_d$ față de $0,78V_d$ pentru inverterul cu 6 pulsuri.

Creșterea liniară a tensiunii la ieșirea inverterului peste valoarea $0,61V_d$ se poate face prin utilizarea unor unde de referință nesinusoidale, de exemplu unde de formă trapezoidale[102].

O soluție destul de eficientă în acest caz constă în adăugarea la modulatoarea sinusoidală componenta armonică a 3-a. Armonicile de ordinul 3 sunt prezente în tensiunea de fază, însă cele de linie (obținute ca diferență a două faze) nu conțin armonici triple.

Considerând schema inverterului din figura 2.6 unda modulatoare pentru o ramură (de ex. A) este:

$$v_{3rA} = m_a^* (\sin \omega t + k \sin 3\omega t) \quad (2.17)$$

Unda de modulatoare are 2 puncte de maxim pe o jumătate de perioadă, corespunzătoare la fiecare trecere prin 0 a unei modulatoare triple. Determinarea constantei k se face din condiția ca unda modulatoare să conțină un maxim la $\frac{\pi}{3}$:

$$\frac{du_{rA}}{d\omega t} = m_a^* (\cos \omega t + 3k \cos 3\omega t)_{\omega=\frac{\pi}{3}} = 0 \Rightarrow k = \frac{1}{6} \quad (2.18)$$

În figura 2.9. este prezentată modalitatea de obținere a semnalului sinusoidal ce conține armonică a 3-a.

Prin impunerea condiției ca valoarea maximă a unei modulatoare să nu depășească amplitudinea unei purtătoare la $\frac{\pi}{3}$, valoarea maximă a raportului de modulare în amplitudine este:

$$m_a^* \left(\sin \frac{\pi}{3} + \frac{1}{6} \sin 3\frac{\pi}{3} \right) = 1 \Rightarrow m_a^* = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \quad (2.19)$$

Cu m_a^* și k determinați se obține expresia unei modulatoare ce conține și armonică 3:

$$v_{3rA} = 1.15 \left(\sin \omega t + \frac{1}{6} \sin 3\omega t \right) \quad (2.20)$$

În figura 2.10. sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor de referință obținute prin injecția armonică a 3-a și semnalele de comanda pentru tranzistoare.

Principiul de generare al semnalelor de comanda pentru tranzistoarele punții trifazate, folosind strategia cu injecția armonică a-3-a este identic cu cel descris în paragraful (§).

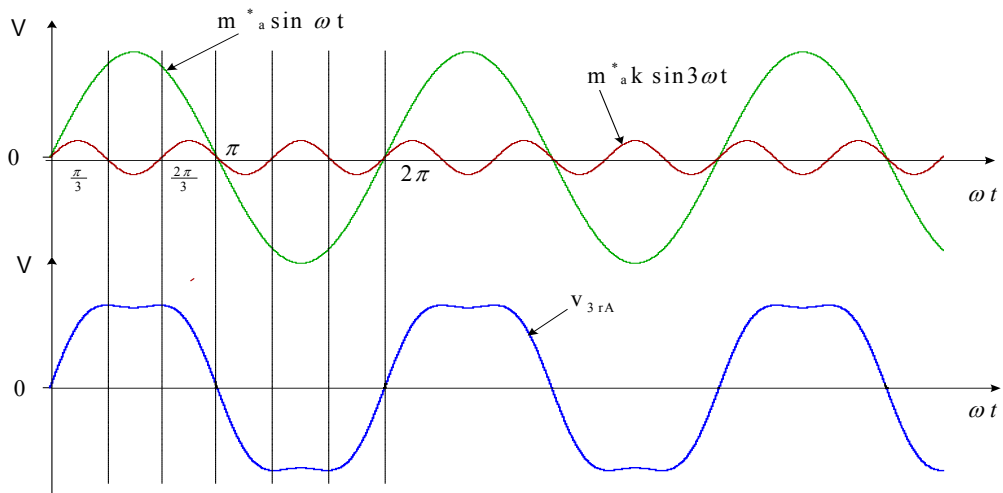


Fig. 2.9. Principiu de generare a semnalului modulator ce conține armonica a 3-a.

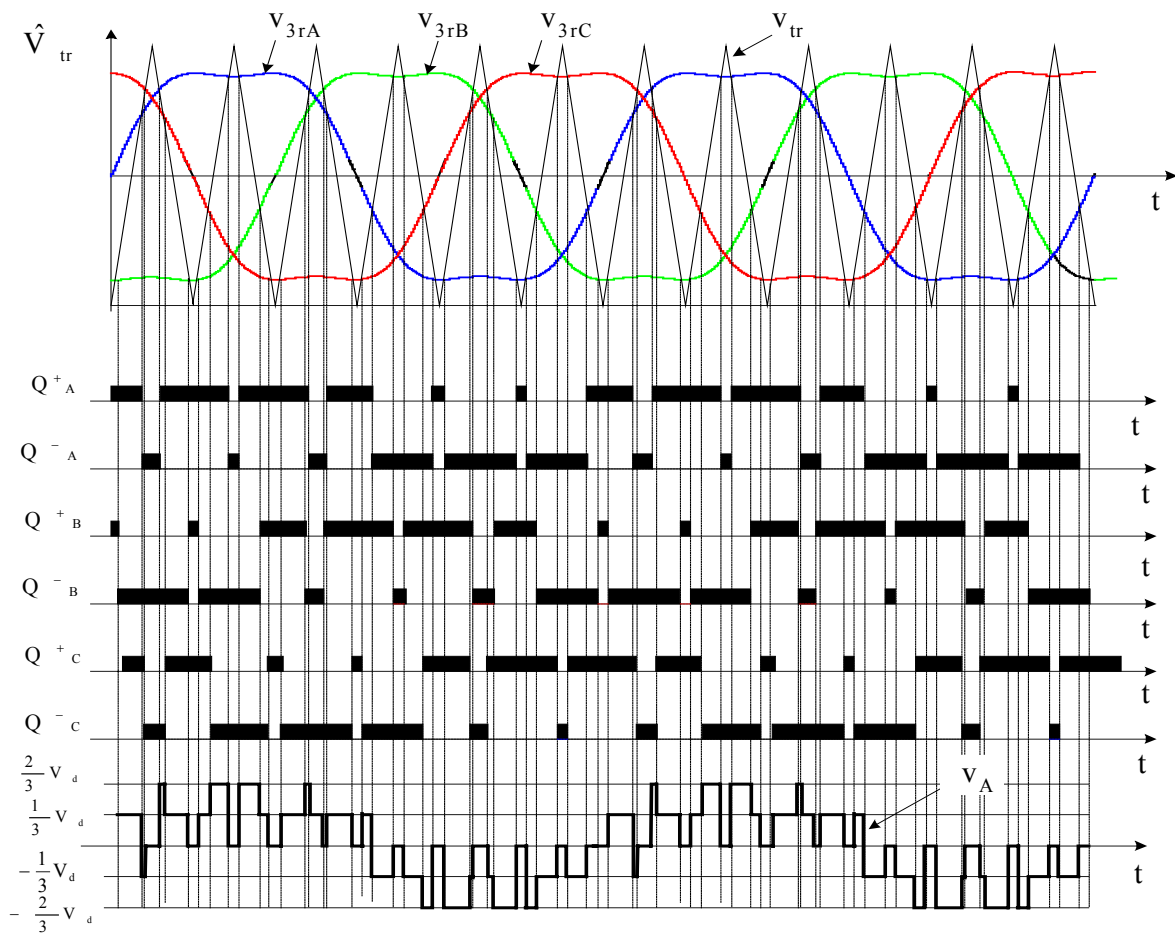


Fig. 2.10. Generarea semnalelor de comandă pentru inverterul trifazat folosind injecția armonicii a-3-a și forma de undă a tensiunii de pe faza A , V_A .

2.2 Strategii numerice de comandă

2.2.1. Modulația sinusoidală cu eșantionare regulată simetrică

La eșantionarea regulată simetrică[9], forma de undă a modulatorii este în trepte, trepte ce se modifică la intervale de timp egale cu frecvența de eșantionare (frecvența purtătoarei). În figura 2.11 se prezintă o strategie de modulație cu eșantionare regulată simetrică. Se observă că pentru comparație cu purtătoarea triunghiulară se folosește o undă obținută prin eșantionarea modulatorii sinusoidale în fiecare perioadă a purtătoarei.

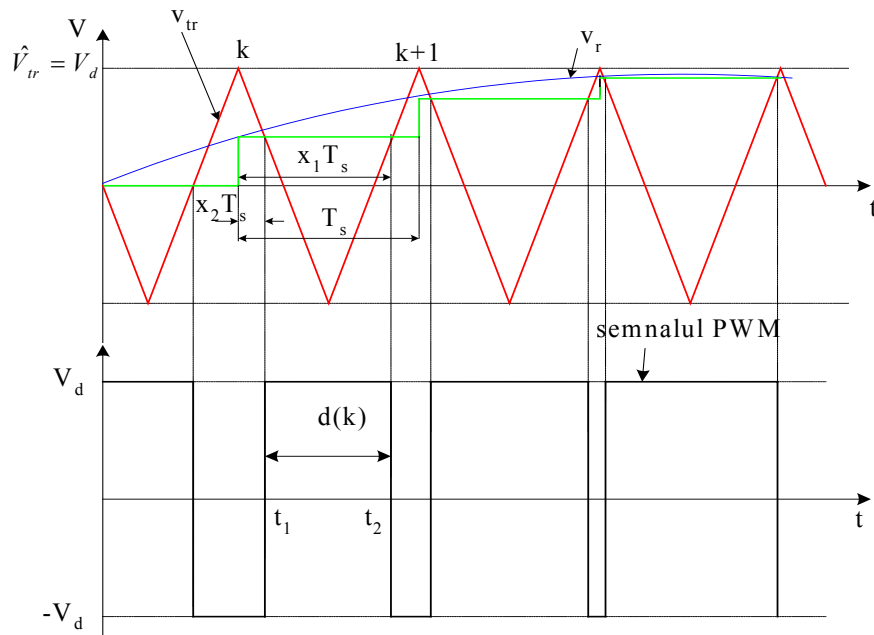


Fig. 2.11 . Modulația sinusoidală cu eșantionare regulată simetrică.

Această strategie de modelare prezintă următoarele caracteristici[11]:

- eșantionarea tensiunilor de referință se face la intervale regulate, corespunzătoare vârfurilor pozitive (negative) ale unei purtătoare,
- valoarea tensiunii de referință obținută în urma eșantionării este menținută constantă până la următoarea eșantionare,
- forma unei de referință rezultată reprezintă o aproximare prin trepte a unei unde sinusoidale,
- permite o implementare în timp real.

Determinarea momentelor de comutație se face rezolvând practic numai o ecuație liniară pentru structura inverterului din figura 2.3, într-o perioadă a purtătoarei triunghiulare.

Pentru deducerea timpilor de comutație și implicit a duratei $d(k)$ se determină mai întâi expresia undei purtătoare triunghiulare:

Ecuția dreptei cu pantă negativă este:

$$\frac{t}{T_s} = \frac{v_{tr}(t) - V_d}{-V_d} \Rightarrow v_{tr}(t) = -\frac{4}{T} t V_d + V_d \quad (2.21)$$

Înlocuind timpul t cu expresia acestuia de la momentul t_1 și ținând cont că $t = (k + x)T_s$ ecuația de mai sus devine:

$$v_{tr}((k + x_2)T_s) = -\frac{4}{T_s} x_2 T_s V_d + V_d \Rightarrow \quad (2.22)$$

$$v_{tr}((k + x_2)T_s) = -4V_d x_2 + V_d$$

Ecuția dreptei cu pantă pozitivă este:

$$\frac{t - \frac{3T_s}{4}}{T_s - \frac{3T_s}{4}} = \frac{v_{tr}(t)}{V_d} \Rightarrow v_{tr}(t) = \frac{4V_d}{T_s} t - 3V_d \quad (2.23)$$

Înlocuind timpul t cu expresia acestuia de la momentul t_2 , ecuația devine:

$$v_d((k + x_1)T_s) = \frac{4V_d}{T_s} x_1 T_s - 3V_d \Rightarrow \quad (2.24)$$

$$v_{tr}((k + x_1)T_s) = 4V_d x_1 - 3V_d$$

Având în vedere că unda purtătoare și unda modulatoare, care este sinusoidală, sunt egale la momentele de timp t_1 respectiv t_2 , și ținând cont de relațiile deduse mai sus avem:

$$\begin{aligned} V_r \sin(\omega t_1) &= -4V_d x_2 + V_d \\ V_r \sin(\omega t_2) &= 4V_d x_1 - 3V_d \end{aligned} \quad (2.25)$$

Durata impulsului de comandă se calculează în parte pentru fiecare perioadă de comutație:

$$\begin{aligned} d(k) &= t_2 - t_1 = (x_1 - x_2)T_s = [(V_r \sin(\omega t_1) + 3V_d) \frac{1}{4V_d} + (V_r \sin(\omega t_1) - V_d) \frac{1}{4V_d}] T_s \\ d(k) &= \frac{T_s}{4V_d} V_r (\sin(\omega t_1) + \sin(\omega t_2)) + \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Din relația de mai sus se observă că lățimea impulsului de comandă $d(k)$ este proporțională cu valorile tensiunilor de referință la momentele de eșantionare t_1 și t_2 .

Este important de remarcat că:

- lățimea impulsului de comandă ($t_2 - t_1$) se modifică după o lege sinusoidală,
- impulsurile de comandă sunt simetrice în raport cu centrul perioadei de eșantionare,
- momentele de eșantionare sunt distanțate regulat și nu depind de procesul de modulare.

2.2.2 Modulația sinusoidală cu eșantionare regulată asimetrică

Modulația sinusoidală cu eșantionarea regulată asimetrică este asemănătoare cu modulația sinusoidală cu eșantionarea regulată simetrică, numai că de această dată unda modulatoră sinusoidală este eșantionată la fiecare semiperioadă a purtătoarei, iar deducerea timpilor de comutație se face prin rezolvarea a două ecuații liniare pentru fiecare perioadă a unei triunghiulare. Semnalul PWM de această dată este asimetric față de purtătoarea triunghiulară[72]. În figura 2.12 se prezintă principiul eșantionării asimetrice. Deși eșantionare asimetrică presupune un efort suplimentar în ceea ce privește deducerea timpilor de comutație în comparație cu eșantionarea simetrică, avantajul principal al acesteia îl constituie semnalul de ieșire ce are un spectru îmbunătățit.

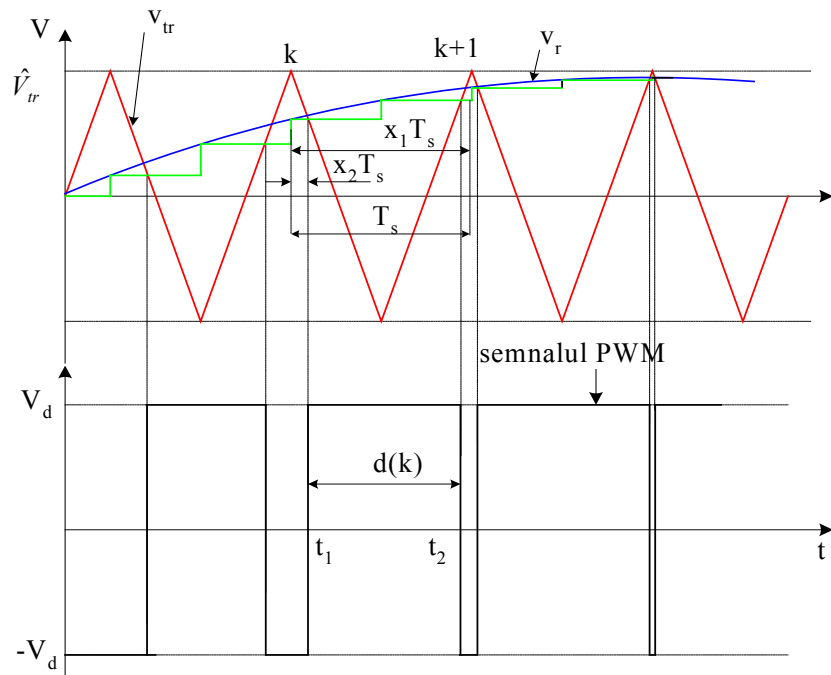


Fig. 2.12 Modulația sinusoidală cu eșantionare regulată asimetrică.

Eliminarea armonicilor nedorite din spectrul curentului de sarcină se face de cele mai multe ori de către sarcină care este de obicei inductivă. În cazul modulației asincrone apar armonici a căror frecvență este inferioară fundamentalei. Filtrarea lor este dificil de realizat, iar pentru reducerea amplitudinilor acestora se alege în tehnica de modulație o purtătoare triunghiulară a cărei frecvență este de cel puțin 20 ori mai mare decât frecvența undei modulatoră[16].

Pentru deducerea lărimi impulsului de comandă $d(k)$ se are în vedere că unda modulată este eșantionată la momentele kT și $(k+1/2)T$ [24]. Metoda folosită pentru determinare duratei $d(k)$ este identică cu cea folosită în cazul modulației sinusoidale cu eșantionare regulată simetrică, de asemenea notațiile folosite anterior rămân valabile și în cazul de față.

În aceste condiții avem:

$$\begin{aligned} V_r \sin(kT_s) &= -4V_d x_2 + V_d \\ V_r \sin\left(\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right) &= 4V_d x_1 - 3V_d \end{aligned} \quad (2.27)$$

Durata de conducție este:

$$d(k) = t_2 - t_1 = (x_1 - x_2)T_s = \frac{V_r \sin\left(\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right) + 3V_d}{4V_d} T_s - \frac{-V_r \sin(kT_s) + V_d}{4V_d} T_s \Rightarrow \quad (2.28)$$

$$d(k) = \frac{T_s}{4V_d} \left[V_r \sin(kT_s) + V_r \sin\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s \right] + \frac{T_s}{2}$$

Pentru un sistem trifazat ce folosește modulația sincronă, este necesar ca indicele de modulație să fie multiplu impar de 3 în vederea obținerii simetriei pentru toate fazele.

O modalitate de aflare a spectrului unui semnal este prezentat în figura 2.13. Această metodă constă în descompunerea unui semnal PWM în o serie de unde simetrice elementare, pentru care determinarea spectrului nu prezintă probleme deosebite. Spectrul semnalului PWM este dedus din suprapunerea spectrelor undelor elementare[69].

Unda $a(t)$ este rezultatul comparației purtătoarei triunghiulare cu unda obținută prin eșantionarea modulatorii sinusoidale în punctele în care semnalul triunghiular trece prin zero.

Din figură se poate observa că semnalul $a(t)$ poate fi exprimat ca o sumă a undelor elementare $b(t)$, $c(t)$, $d(t)$ și $e(t)$ unde semnalul $b(t)$ este un semnal dreptunghiular cu factorul de umplere 0.5 și are perioada egală cu perioada semnalului purtător, $c(t)$ este unda PWM obținută cu modulatorii sinusoidală eșantionată simetric, $d(t)$ și $e(t)$ sunt semnale dreptunghiulare derivate din semnalul $c(t)$ folosind proprietăți de simetrie. După cum am precizat anterior, modulația asimetrică [75] este mai performantă decât modulația simetrică. Dacă modulația simetrică prezintă avantaje legate de modalitatea simplă de determinare a semnalelor de comandă, aceasta prezintă și o serie de dezavantaje. Dezavantajul principal al acestui mod îl constituie frecvența de comutație ce trebuie să fie destul de mare pentru a putea elimina componentele spectrale

nedorite ale tensiunii sau curentului de sarcină, fapt ce conduce la creșterea puterii disipate pe dispozitivul semiconductor, precum și la generarea de zgomote de înaltă frecvență.

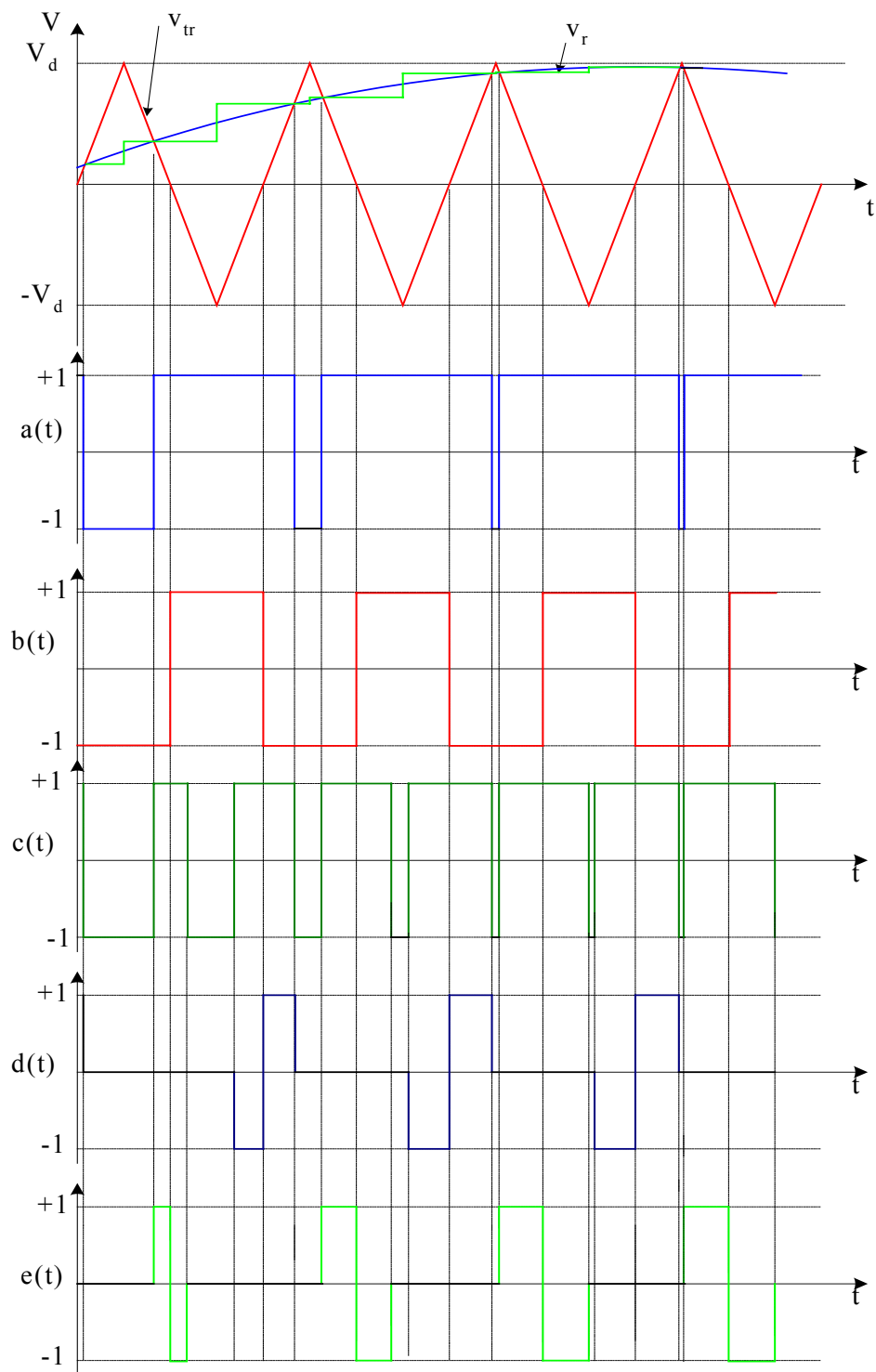


Fig.2.13. Descompunerea unei PWM obținută prin modulație asimetrică.