

II. COMANDA MOTOARELOR ASINCRONE PRIN IMPULSURI MODULATE ÎN DURATĂ (PWM)

II.1. CONVERTOARE STATICE DE FRECVENȚĂ CU CIRCUIT INTERMEDIAR DE CURENT CONTINUU

Dezvoltarea și diversificarea configurației instalațiilor de forță destinate comenzii motoarelor asincrone în vederea obținerii unor caracteristici superioare ale sistemelor de acționare variabile privind precizia și mărimea plajei de reglare a vitezei, reducerea pierderilor și a perturbațiilor, a gabariturii și a prețului de cost a fost posibilă prin creșterea continuă a performanțelor dinamice și energetice ale dispozitivelor semiconductoare de comutație de putere.

În funcție de armătura prin care se realizează comanda (stator sau rotor), structurile de bază utilizate frecvent pentru reglarea vitezei motoarelor asincrone pot fi structurate în modul următor:

1. sisteme cu comanda în circuitul statoric

- variatoare statice de curent alternativ;
- convertoare statice directe de frecvență (cicloconvertoare);
- convertoare statice de frecvență indirecte (convertoare statice cu circuit intermediar de curent continuu);

2. sisteme cu comanda în circuitul rotoric:

- cascada subsincronă;
- variatoare de curent alternativ;
- variatoare de curent continuu.

Variatoarele de curent continuu sau cele de curent alternativ folosite pentru comanda în circuitul rotoric a motoarelor asincrone cu inele sunt utilizate mai rar și anume la sistemele de acționare de puteri mici sau medii, deoarece nu sunt economice la puteri mari din cauza pierderilor energetice ridicate. Pentru puteri mari, de sute sau mii de kilowați, cascada subsincronă realizată integral cu contactoare statice sau cu elemente statice și mașini rotative recuperatoare, este competitivă din punct de vedere energetic altor sisteme de reglare, dacă nu se impune o gamă largă de reglare a vitezei.

Convertoarele statice de frecvență (CFS) cu circuit intermediar de curent continuu au ca element caracteristic o dublă conversie a energiei electrice:

- transformarea tensiunii alternative, de frecvență constantă a rețelei de alimentare într-o tensiune continuă de nivel constant sau variabil, prin intermediul unui redresor comandat sau necomandat;

- transformarea tensiunii continue din circuitul intermediar de curent continuu într-o tensiune alternativă de frecvență variabilă, utilizând un invertor static.

Sintetic, structura unui convertor static de frecvență se poate urmări în figura II.1.

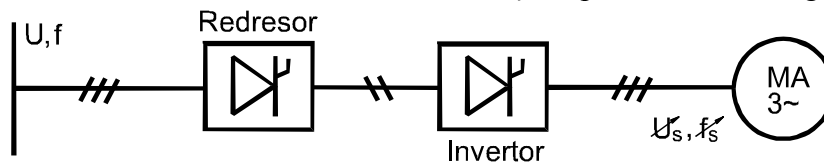


Fig. II.1. Structura unui convertor static de frecvență.

Relizarea dublei conversii a energiei electrice implică la toate convertoarele de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu, trei elemente de bază: redresorul, filtrul circuitului intermediar de curent continuu și invertorul.

Convertoarele statice de frecvență se pot clasifica în funcție de varianta constructivă și funcțiile îndeplinite de aceste trei elemente de bază, conform figurii II.2.

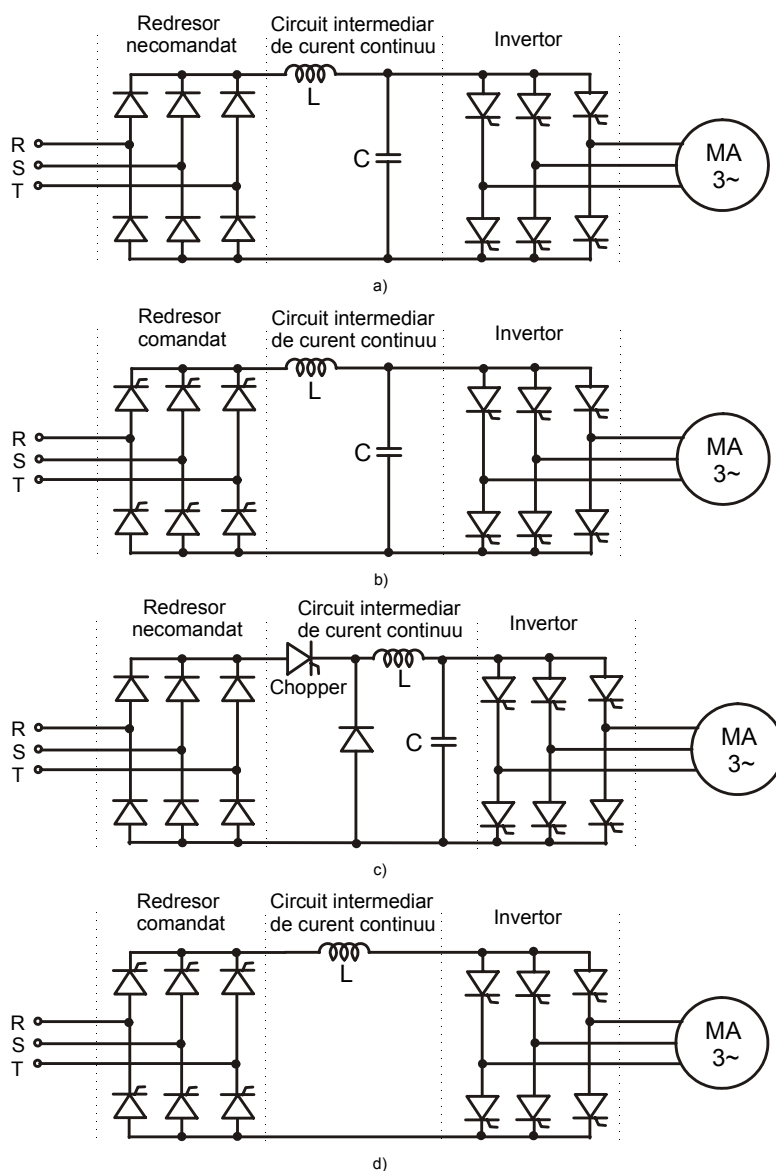


Fig. II.2. Structurile tipice ale convertoarelor statice de frecvență.

- a) După tipul filtrului din circuitul intermediar de curent continuu:
- cu circuit intermediar de tensiune continuă (fig. II.2. a, b, c);
 - cu circuit intermediar de curent continuu (fig. II.2. d).

În cazul CSF cu circuit intermediar de curent continuu (CSFI), filtrul este constituit dintr-o inductanță de valoare relativ mare, care netezește curentul furnizat de un redresor de obicei comandat, curent “imprimat” invertorului care dobândește în acest fel caracter de sursă de curent.

În cazul CSF cu circuit intermediar de tensiune continuă (CSFU), acest filtru conține o capacitate de valoare relativ mare și o inductanță de valoare relativ mică, la care se renunță de multe ori în practică pentru a se reduce gabaritul. Astfel, tensiunea căii de curent continuu devine aproximativ constantă în funcție de curent, iar invertorul capătă în acest fel caracter de sursă de tensiune.

- b) Nivelul tensiunii căii de curent continuu la CSFU, poate fi:
- constant (fig. II.2. a);
 - variabil (fig. II.2. b, c).

În primul caz, redresorul care intră în componența convertorului nu este comandat. De aceea, invertorul are rolul de a regla atât amplitudinea cât și frecvența tensiunii de ieșire (fig. II.2. a). Pentru a îndeplini această funcție, invertorul funcționează cu impulsuri modulate în durată. În al doilea caz, modificarea tensiunii la bornele căii de curent continuu va cădea în sarcina redresorului

comandat (fig. II.2. b), sau în sarcina chopperului plasat după redresorul care în acest caz este necomandat (fig. II.2. c).

Convertoarele statice de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu (CSFI) sunt utilizate în prezent numai pentru comanda motoarelor de puteri mari, de ordinul sutelor sau miilor de kilowați. Prezența redresorului comandat asigură posibilitatea recuperării în rețea a energiei de frânare, prin trecerea sa în regim de invertor. Invertorul care intră în componența acestor convertoare, numit *invertor de curent*, are o construcție mai simplă decât invertorul de tensiune al CSFU, fiind în majoritatea cazurilor un invertor cu stingere autonomă, care utilizează condensatoare de stingere conectate între faze. Simplitatea sa constructivă rezultă din posibilitatea utilizării tiristoarelor normale, din lipsa tiristoarelor de stingere și a diodelor de conducție inversă (de curent invers). Aceste elemente conferă posibilitatea atingerii unor puteri destul de mari. Principalul dezavantaj al acestor convertoare constă în forma dreptunghiulară (cvasitrapezoidală) a curentului, fapt care implică apariția cuplurilor oscilante la motoarele alimentate la frecvențe joase. Tehnica modulării în impulsuri a curentului se aplică uneori și la invertoarele de curent în scopul eliminării cuplurilor oscilante, însă frecvențele de comutare sunt limitate la valori relativ mici, în special în cazul unor valori mari ale curenților de sarcină, datorită apariției supratensiunilor de comutare mari.

În prezent, cea mai largă răspândire o au CSF cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, la care invertorul funcționează după principiul modulării impulsurilor în durată (PWM) și/sau în amplitudine (PAM). Prin utilizarea tiristoarelor rapide, a tiristoarelor cu stingere pe poartă (GTO) și în special a tranzistoarelor de putere realizate în tehnologii avansate (bipolare, unijonctiune, cu efect de câmp) se pot atinge frecvențe mari de comutare (20 – 25 kHz), ceea ce asigură obținerea unor performanțe superioare în ceea ce privește forma curentului (prin eliminarea armonicilor de joasă frecvență).

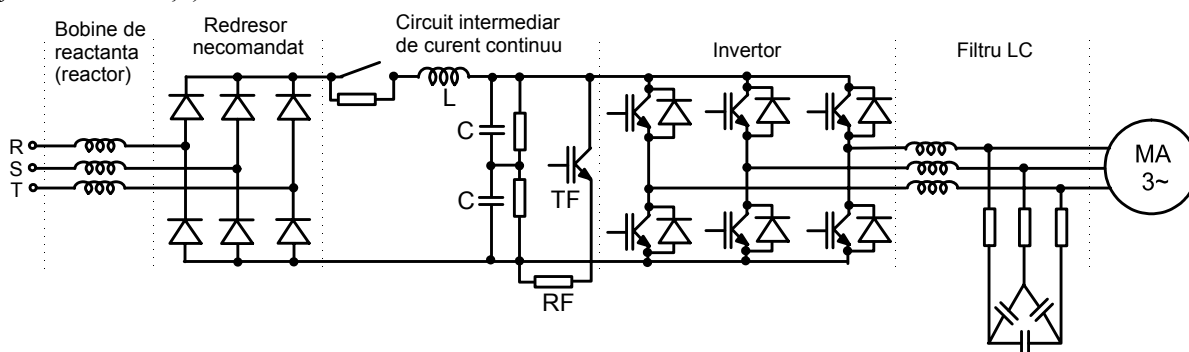


Fig. II.3. Schema de forță a CSFU prevăzută cu circuite de filtrare și rezistor de frânare.

Configurațiile de forță ale CSFU (figura II.3.) sunt prevăzute cu echipamente de filtrare în scopul reducerii perturbațiilor în rețeaua de alimentare (echipamente cu atât mai necesare cu cât puterea este mai mare) și a îmbunătățirii formei de undă a curentului de ieșire. Pentru puteri mari, de ordinul zecilor sau sutelor de kilowați, CSFU sunt completate cu echipamente de frânare dinamică sau de recuperare a energiei în rețea. În acest scop, CSF pot fi prevăzute cu un redresor antiparalel pentru recuperarea energiei de frânare în rețeaua de alimentare sau calea de curent continuu poate conține un circuit destinat disipării energiei de frânare. În figura II.2., acest circuit este compus din tranzistorul de frânare TR și rezistorul de frânare RF.

II.2. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE PENTRU COMANDA MOTOARELOR ASINCRONE

Dispozitivele semiconductoare de putere (contactoarele statice) care intră în componența structurilor electronice de putere destinate comenzii motoarelor asincrone, în special a invertoarelor care funcționează pe principiul impulsurilor modulate în durată (PWM), trebuie să confere performanțe deosebite în ceea ce privește frecvența de lucru, pierderile de comutație, simplitatea circuitelor de comandă și de protecție, valorile maxime ale tensiunilor și curenților de lucru și de vârf.

Ideal ar fi, ca la ieșirea invertoarelor utilizate la comanda motoarelor de curent alternativ să se obțină un curent cât mai apropiat ca formă de o sinusoidă, deoarece este cunoscut faptul că o formă de undă, cu cât este mai apropiată de o sinusoidă, cu atât are un conținut mai redus de armonici. Teoretic, pentru eliminarea totală a armonicilor, frecvența purtătoare care modulează o sinusoidă, ar trebui să tindă la infinit, ceea ce ar conduce la o frecvență de comutare a contactoarelor statice care tinde la infinit. Creșterea frecvenței de comutare conduce la creșterea aproximativ proporțional a pierderilor de energie pe dispozitivele semiconductoare ale invertoarelor, din care cauză, pentru invertoarele de uz industrial, frecvența de comutare este limitată în prezent la circa 20 kHz.

În scopul satisfacerii acestor cerințe, în ultimii ani s-au înregistrat progrese semnificative în tehnologia dispozitivelor semiconductoare de putere. Pe lângă dispozitivele semiconductoare convenționale – tiristoare normale și tranzistoare de putere bipolare – s-au fabricat noii serii de dispozitive semiconductoare de putere tip tiristor: tiristoare rapide, tiristoare cu blocare pe poartă (GTO), tiristoare cu blocare asimetrică (ASCR), tiristoare în tehnologie MOS (MCT, IEGT, MOSGTO), precum și de tip tranzistor: tranzistoare de putere cu efect de câmp unijonctiune (JFET) sau de tip MOS (MOSFET), tranzistoare cu structură mixtă, MOS – tranzistor bipolar (IGBT), etc.

În prezent, cea mai mare utilizare în construcția convertoarelor statice cu invertoare PWM, au tranzistoarele MOSFET și IGBT pentru puteri mici și medii și tiristoarele ultrarapide, GTO și de tip MOS, pentru puteri mari, de peste 80 kW.

Un număr mare de firme cum ar fi ABB, INTERNATIONAL RECTIFIER, SIEMENS, TOSHIBA, AEG, desfășoară o activitate de cercetare intensă și susținută pentru creșterea continuă a performanțelor dispozitivelor semiconductoare de putere, în ceea ce privește nivelul tensiunilor și a curenților de lucru și de vârf, a frecvenței de comutare, micșorarea pierderilor de comutare, simplificarea structurilor de comandă și micșorarea prețului de cost.

În tabelul de mai jos sunt prezentate comparativ câteva dispozitive semiconductoare de putere utilizate mai des și unele dintre caracteristicile acestora.

DISPOZITIVUL SEMICONDUCTOR	PUTEREA NOMINALĂ	FRECVENȚA DE COMUTARE	MODUL DE COMANDĂ
Diodă normală	mare ($I_C > 1000$ A)	mică ($f_C \leq 1$ kHz)	-
Diodă ultrarapidă	mare ($I_C > 1000$ A)	mare ($f_C \geq 2$ kHz)	-
Tiristor rapid	foarte mare	mică ($f_C \leq 1$ kHz)	comandă pe poartă și blocare cu curent anodic negativ
Tiristoare GTO, MCT	foarte mare	medie ($f_C \leq 10$ kHz)	comandă și blocare pe poartă
Tranzistorul MOSFET	medie ($I_C \leq 600$ A)	mare ($f_C \geq 20$ kHz)	comandă și blocare pe bază
Tranzistorul IGBT	medie ($I_C \leq 600$ A)	mare ($f_C \leq 20$ kHz)	comandă și blocare pe poartă

În ultimii ani, dintre toate contactoarele statice de putere, cea mai spectaculoasă evoluție tehnologică au înregistrat-o tranzistoarele IGBT. Cu toate că frecvența lor de comutare este inferioară tranzistoarelor MOSFET de putere, tranzistoarele IGBT au în prezent cea mai largă utilizare în construcția invertoarelor de mică și medie putere (de la puteri de ordinul sutelor de wați, la puteri de ordinul zecilor sau chiar sutelor de kilowați). Marile firme producătoare de astfel de dispozitive semiconductoare depun și în prezent eforturi pentru creșterea performanțelor acestui tip de tranzistor, în special în domeniul reducerii pierderilor de conducție și de comutare, creșterii capacității de conducție în curent și de blocare în tensiune.

În prezent, MITSUBISHI produce module IGBT pentru tracțiune, în gama de curenți $10 \div 1200$ A, pentru tensiuni inverse de până la 4500 V. frecvența de comutare este limitată la curenți de peste 200 A la valori de $1 \div 2$ kHz, datorită pierderilor mari de comutare și a căderilor de tensiune relativ mari în conducție. Se preconizează atingerea nivelului de 6,5 kV pentru tensiunea inversă repetitivă (SIEMENS SEMICONDUCTOR). Prin aceasta, tranzistoarele IGBT devin din acest punct de vedere competitive cu tranzistoarele bipolare IGCT și tiristoarele GTO (produse de ABB și MITSUBISHI).

Se poate remarca producția pe scară largă în prezent, a structurilor electronice de putere în construcție modulară, de tipul redresor cu diode sau tiristoare, invertoare monofazate sau trifazate cu

tranzistoare IGBT sau MOSFET și diode de recuperare, precum și a întregii configurații electronice de forță pentru convertoarele de frecvență, modulul cuprinzând redresorul, inverterul de conectare a rezistorului de frânare.

Integrarea în module de putere compacte s-a extins, aceste module cuprinzând pe lângă configurațiile de forță ale convertoarelor și circuitele de comandă ale contactoarelor statice (driver-ele), senzorii de măsură și protecție, circuite de supraveghere și protecție, blocuri de alimentare. S-au obținut așa numitele “**module de putere inteligente**” (IPM), produse de MITSUBISHI, HITACHI, INTERNATIONAL RECTIFIER. Un astfel de modul, produs de INTERNATIONAL RECTIFIER sub denumirea de “**POWIRTRAN**” și folosit la comanda motoarelor cu puteri cuprinse între 0,37 kW și 2,2 kW este prezentat în figura de mai jos.

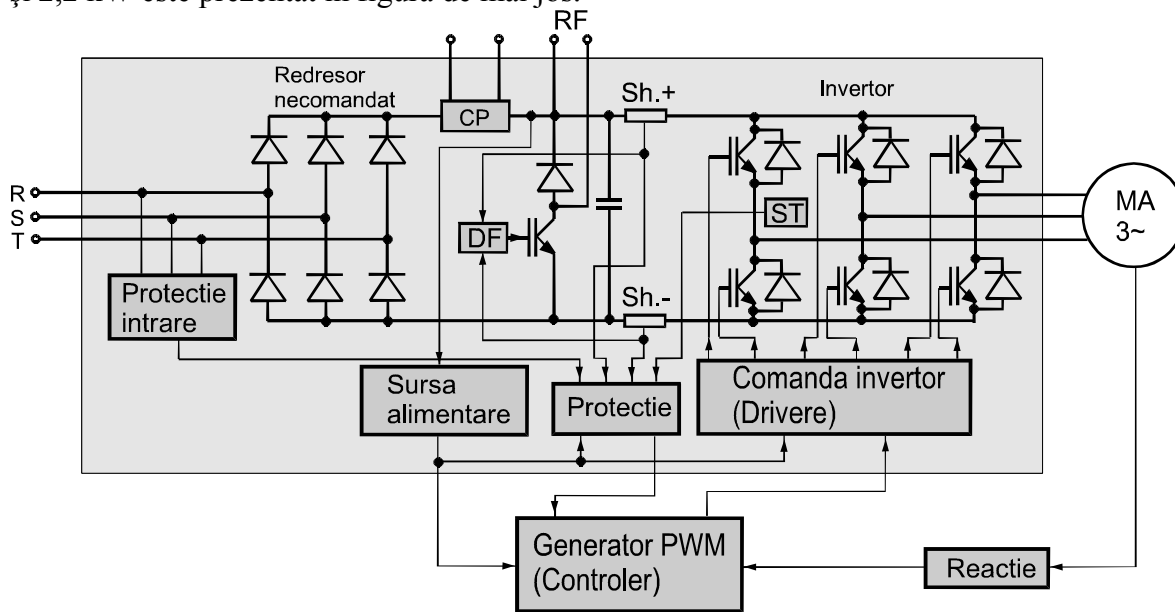


Fig. II.4. Configurația modulului de putere IPM – POWIRTRAN.

Modulul de putere IPM din figura II.4. conține următoarele componente:

- redresorul necomandat cu diode (punte trifazată cu diode). Pe bara pozitivă a circuitului intermediar de curent continuu, sunt scoase bornele de conectare a circuitului (CP) de preîncărcare a capacității de filtrare cu care este prevăzută calea de curent continuu. Rolul circuitului de preîncărcare este acela de a micșora curentul de vârf absorbit de capacitatea de filtrare în primele momente ale apariției tensiunii la bornele circuitului de curent continuu și prin acesta de a proteja diodele redresorului necomandat.

- inverterul în punte trifazată. Contactoarele statice ale inverterului sunt formate din perechi de tranzistoare IGBT cu diode de recuperare rapide HEXFRED. Structura IGBT – HEXFRED este optimizată în vederea reducerii pierderilor de comutare și a radiațiilor electromagnetice, fiind dimensionată să suporte supracurenți de până la 150 % din curentul nominal timp de 60 de secunde.

- circuitul de frânare. Acest circuit este compus dintr-un tranzistor IGBT și o diodă de descărcare, fiind prevăzut cu borne pentru conectarea rezistorului exterior de frânare RF. Tranzistorul de frânare este comandat de blocul de detecție al schimbării sensului de circulație a curentului pe calea de curent continuu DF. Schimbarea sensului de circulație pe calea de curent continuu are loc în momentul în care, în regim de frânare, tensiunea la bornele inverterului devine mai mare decât tensiunea la bornele redresorului. În acest moment, pentru a se evita creșterea tensiunii la bornele capacității de filtrare, tranzistorul de frânare se deschide și prin intermediul rezistorului de frânare RF, disipă energia de frânare.

- două șunturi de mică inductanță pe circuitul de curent continuu, cu rolul de a măsura curentul și de a detecta sensul de circulație al acestuia. Semnalele preluate de la aceste șunturi sunt utilizate pentru protecții și detectarea regimului de frânare.

- un senzor de temperatură ST plasat în secțiunea inverterului cu rolul de a detecta temperatura substratului în vederea asigurării protecției la suprasarcini de durată.
- sursa de alimentare a circuitelor de comandă (drive) și a circuitelor de protecție.

Modulele de putere inteligente, cu un grad înalt de integrare a circuitelor de forță și a circuitelor de comandă și protecție sunt produse și de alte firme (TOSHIBA, ANALOG DEVICE, etc.), ajungând chiar până la puteri de 10 – 15 kW. Apariția acestor module constituie un progres considerabil în tehnologia convertoarelor de putere, prin reducerea semnificativă a gabaritelor, creșterea fiabilității, simplificarea proiectării, reducerea prețului de cost. Pe lângă aceasta, modulele de putere inteligente sunt prevăzute cu interfețe adecvate care permit conectarea controlerelor. Prin aceasta se asigură o mare flexibilitate în concepția și implementarea sistemelor de reglare a vitezei pentru diverse tipuri de motoare asincrone.

II.3. TEHNICI DE MODULARE ÎN DURATĂ A IMPULSURILOR (TEHNICI PWM)

Pentru a pune în evidență principiul și particularitățile tehnicilor de modulare a impulsurilor în durată (tehnici PWM), se consideră util să se prezinte mai întâi comanda inverterului trifazat cu impulsuri dreptunghiulare. Această strategie a constituit de altfel și prima modalitate de comandă a inverterului trifazat.

2.3.1. Comanda inverterului trifazat cu impulsuri dreptunghiulare

Un inverter trifazat (de tensiune sau de curent) se compune în principiu din din trei invertoare monofazate în punte, cuplate în paralel. Comanda fiecărui braț este decalată astfel încât la ieșire să se obțină un sistem trifazat simetric de tensiuni. Analiza tensiunilor de la ieșirea inverterului se face prin raportarea lor la un punct median al căii de curent continuu, punct care poate fi real sau fictiv. Această metodă a fost adoptată deoarece, majoritatea schemelor utilizate în prezent, au pe calea de curent continuu un divizor capacitiv cu rol de filtru. Punctul neutru al acestuia se consideră punct de referință pentru tensiunile de la ieșirea inverterului. Schema unui astfel de inverter trifazat, cu specificarea tensiunilor și curenților este prezentată în figura II.5. Sarcina inverterului este înfășurarea statorică conectată în stea, a unei mașini asincrone trifazate.

Contactoarele statice ale inverterului pot fi tranzistoare bipolare de putere, tranzistoare MOS sau IGBT, tiristoare cu stingere individuală sau cu blocare pe poartă (GTO, MTC, etc). Indiferent de tipul elementului activ de comutare (tranzistor sau tiristor), contactorul static conține și o diodă rapidă de descărcare (de conducție inversă), conectată în antiparalel cu elementul activ de comutare.

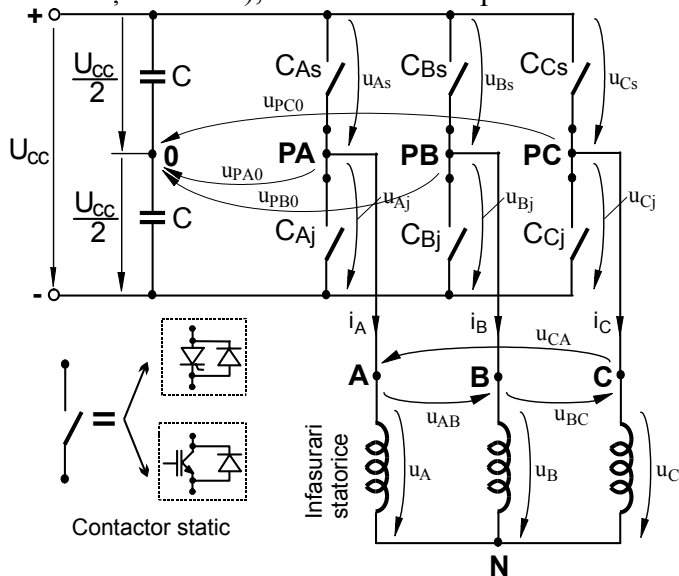


Fig. II.5. Schema de principiu a inverterului trifazat.

În cele ce urmează, se consideră contactoarele statice din componența inverterului ca fiind contactoare ideale. Un contactor static ideal se caracterizează prin:

- timpi de comutare (din stare blocată în stare saturată și invers) nuli;
- cădere de tensiune la borne zero în conducție directă (rezistență nulă în stare de conducție);
- rezistență infinită în stare de blocare, curenți reziduali nuli;
- pierderi nule în cele două stări între care se face comutarea;
- pierderi nule în regimul de trecere între cele două stări.

Punctul median al fiecărei ramuri (punctul comun al celor două contactoare, unde se conectează sarcina), poartă numele de pol al ramurii respective. Cum fiecărei ramuri îi corespunde câte un pol, inverterul trifazat este cunoscut în literatura de specialitate și sub denumirea de inverter cu trei poli sau inverter tripolar.

Comanda inverterului cu impulsuri dreptunghiulare se poate face în principiu în două moduri. În figura II.6, se prezintă cazul în care fiecare contactor static conduce câte un interval de $(1/2)T$ (T fiind perioada fundamentalei tensiunii de la ieșire), ceea ce corespunde unui unghi de conducție de 180° electrice. După cum se poate remarca urmărind programul de comutare al contactoarelor, comutările pe cele trei ramuri se produc la intervale de timp de $(1/6)T$. În acest fel, conducția este realizată în orice moment de câte trei contactoare aflate în stare de conducție (închise). Tensiunile polilor inverterului relativ la punctul de referință "O", sunt reprezentate în figura II.5 a).

Pentru deducerea tensiunilor de linie de la ieșirea inverterului se utilizează în mod evident relațiile:

$$u_{AB} = u_{PAO} - u_{PBO} ; \quad u_{BC} = u_{PBO} - u_{PCO} ; \quad u_{CA} = u_{PCO} - u_{PAO} . \quad (2.1)$$

Relațiile (2.1) permit obținerea tensiunilor de linie prin compunerea grafică a semnalelor u_{PAO} , u_{PBO} , u_{PCO} , tensiuni reprezentate în figura II.6 b).

Tensiunile de fază ale mașinii, u_A , u_B și u_C pot fi determinate știind că:

$$u_{AB} = u_A - u_B ; \quad u_{BC} = u_B - u_C ; \quad u_{CA} = u_C - u_A . \quad (2.2)$$

Din condiția: $u_A + u_B + u_C = 0$ (deoarece sistemul trifazat este echilibrat), rezultă:

$$u_A = \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) ; \quad u_B = \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) ; \quad u_C = \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) . \quad (2.3)$$

Relațiile (2.3) permit obținerea tensiunilor de fază ale mașinii prin compunerea tensiunilor de linie, rezultând undele reprezentate în figura II. 6 c). În aceeași figură au fost reprezentați și curenții de fază corespunzători. Formele de undă ale curenților au fost obținute pentru o mașină asincronă trifazată cu următorii parametri: $P_n = 2,2$ kW, $U_n = 220$ V (tensiunea de fază), $n_n = 1450$ rpm. Mașina funcționează în sarcină, cuplul rezistent la arbore fiind egal cu cuplul nominal, iar tensiunea căii de curent continuu este $U_{CC} = 322$ V.

Pentru claritate, tensiunile și curenții din figura II. 6 c), au fost reprezentați la scări diferite.

Contribuția diodelor de conducție in-versă la formele tensiunilor este mascată de contribuția elementelor active care sunt în conducție o întregă semiperioadă.

Comutarea contactoarelor statice după programul de comutare din figura II. 6 prezintă dezavantajul că, în condițiile unei sarcini cu caracter pronunțat inductiv și la valori ridicate ale curentului de sarcină, se pot afla în conducție simultană ambele contactoare de pe aceeași ramură a inverterului, rezultând un scurtcircuit net al căii de curent continuu.

Pentru evitarea scurtcircuitului net al căii de curent continuu, se poate utiliza programul de comutare prezentat în figura II. 7. Conform acestui program, fiecare contactor este închis (în conducție) câte un interval egal cu $(1/3)T$. Unghiul maxim de conducție este în acest caz de 120° electrice, conducția fiind realizată în fiecare moment de câte două contactoare. Pentru sarcini inductive, formele de undă ale tensiunilor sunt aproape identice cu cele din figura II. 6, deosebirea constând în timpii diferiți de conducție ai elementelor active și ai diodelor de descărcare. Pentru același unghi de defazaj al curentului (același factor de putere al sarcinii), se constată o solicitare mai mare a diodelor de descărcare. Dacă unghiul de defazaj este mai mic de 30° electrice, există posibilitatea apariției regimului de curent întrerupt, ceea ce constituie un dezavantaj al acestei metode, deoarece conduce la o distorsionare mai accentuată a tensiunilor de fază ale mașinii.

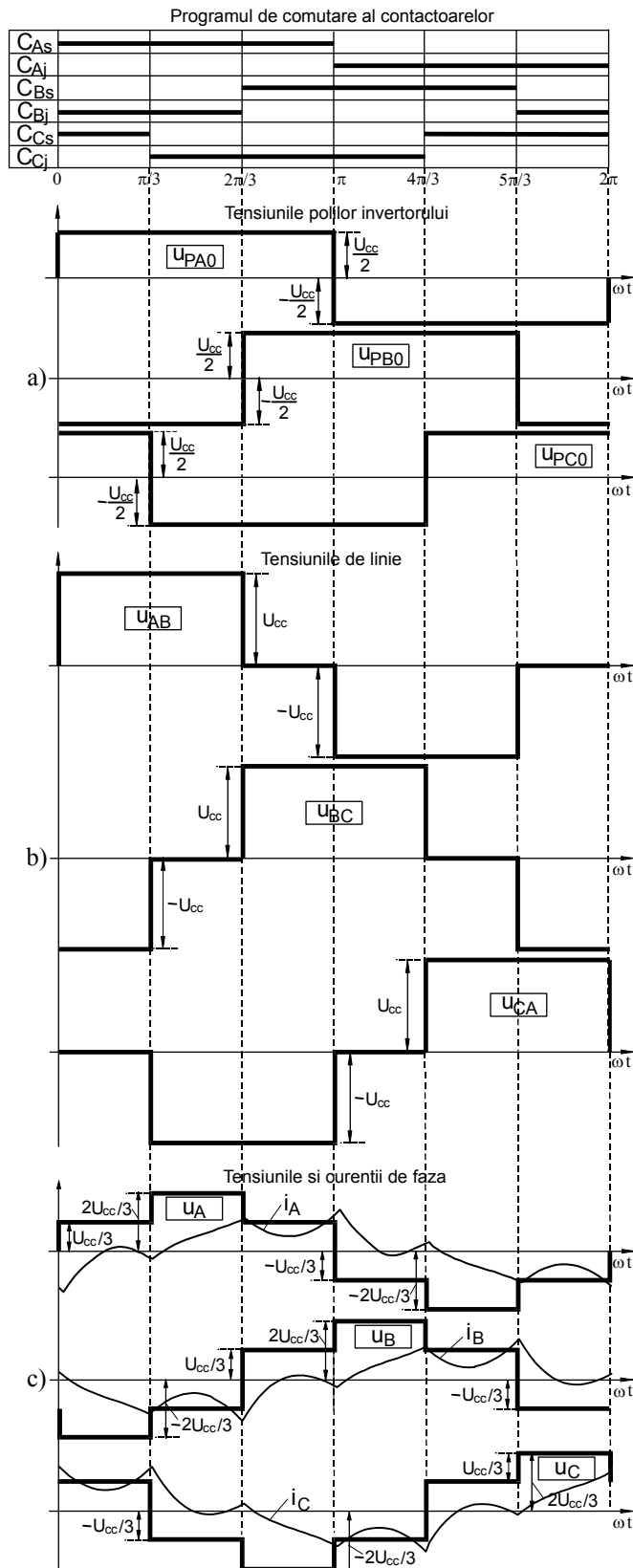


Fig. II.6. Comanda în impulsuri dreptunghiulare de durată $T/2$.

calcula cu relația:

$$\sqrt{2}U_{lv} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/3} u_1(\omega t) \sin(v\omega t) d(\omega t) = \frac{4U_{cc}}{v\pi} \cos\left(v \frac{\pi}{6}\right), \quad (2.7)$$

din care rezultă expresia analitică a tensiunii de linie:

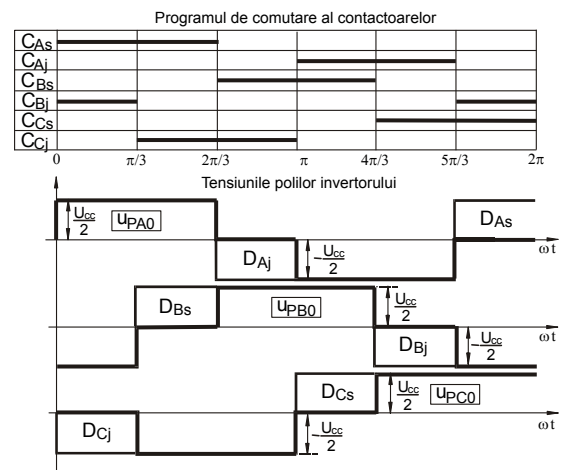


Fig. II.7. Comanda în impulsuri dreptunghiulare de durată $T/3$.

Urmărind forma tensiunilor de linie și de fază la funcționarea invertorului pe o sarcină inductivă echilibrată (figura II. 6), se constată că aceste tensiuni sunt funcții alternativ simetrice impare și dezvoltările lor în serie Fourier vor conține numai armonicile impare în sinus, fiind de forma:

$$u(\omega t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sqrt{2}U_v \sin(v\omega t), \quad (2.4)$$

în care $v = 2k + 1, k = 0, 1, 2, \dots$

Amplitudinile armonicilor se calculează cu relația :

$$\sqrt{2}U_v = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin(v\omega t) d(\omega t). \quad (2.5)$$

Coeficientul total de distorsiuni THD (Total Harmonic Distorsion) este raportul dintre suma valorilor efective ale armonicilor ($v \geq 2$) și suma valorilor efective ale tuturor componentelor alternative:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v^2}}{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_v^2}}. \quad (2.6)$$

Analiza armonică a tensiunilor de linie

Ținând cont de simetriile unei tensiunii de linie față de ordonată și față de abscisă (figura II. 6), amplitudinile armonicilor se pot

$$u_1(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{cc} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \frac{1}{11} \sin 11\omega t \pm \dots \right), \quad (2.8)$$

relație din care se constată absența armonicilor de ordin 3 și multiplu de trei.

Valoarea efectivă a fundamentalei este:

$$U_{11} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{cc} \cong 0,78 U_{cc}. \quad (2.9)$$

Valoarea efectivă a tensiunii de linie este:

$$U_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_1^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} U_{cc}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{cc} = 0,82 U_{cc}, \quad (2.10)$$

iar coeficientul total de distorsiuni în procente, rezultă:

$$THD = \frac{\sqrt{U_1^2 - (U_{11}^2)}}{U_1} 100 = \frac{\sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}}}{\sqrt{\frac{2}{3}}} 100 = 29,7\%. \quad (2.11)$$

Analiza armonică a tensiunilor de fază

Ca și în cazul tensiunilor de linie, efectuând integrarea pe intervale, rezultă pentru amplitudinile armonicilor expresia:

$$\sqrt{2} U_{fv} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/6} u_f(\omega t) \sin(v\omega t) d(\omega t) = \frac{4U_{cc}}{v\pi} \left[1 + \cos\left(v \frac{\pi}{3}\right) \right]. \quad (2.12)$$

Expresia analitică a tensiunii de fază rezultă:

$$u_f(\omega t) = \frac{2}{\pi} U_{cc} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \frac{1}{11} \sin 11\omega t \pm \dots \right). \quad (2.13)$$

Valoarea efectivă a fundamentalei și valoarea efectivă a tensiunii de fază se determină imediat, ținând cont de faptul că acestea sunt de $\sqrt{3}$ ori mai mici decât valorile respective pentru tensiunea de linie, calculate anterior. Rezultă astfel:

$$U_{f1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{cc} \cong 0,54 U_{cc}; \quad U_f = \frac{\sqrt{2}}{3} U_{cc} \cong 0,47 U_{cc}. \quad (2.14)$$

Coeficientul total de distorsiuni este același: $THD = 29,7\%$.

Din cele prezentate se constată că, la inverterul cu șase pulsuri (cu tensiune nemodulată), tensiunile de linie și de fază aplicate sarcinii nu conțin armonici multiplu de trei, ci numai armonicele impare de ordin $v = \pm 6k + 1$, în care semnul “-” indică semnul armonicii din dezvoltarea în serie Fourier.

În figura II. 8 se prezintă spectrul tensiunilor de linie a) și de fază b), pentru valoarea tensiunii căii de curent continuu $U_{cc} = 322 \text{ V}$.

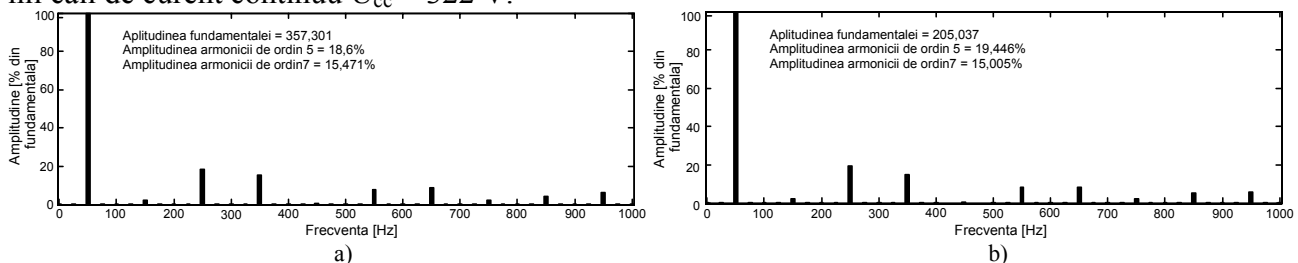


Fig. II.8. Spectrul tensiunilor de linie a) și de fază b).

Analizând undele tensiunilor de la ieșirea inverterului, se poate constata că forma lor este aproximativ sinusoidală, formată din impulsuri dreptunghiulare de durate egale cu durata de conducție a contatoarelor de putere. Astfel de unde au un conținut de armonici de joasă frecvență (5, 7, 11) cu pondere însemnată (amplitudini relativ mari).

II.3.2. Modulația impulsurilor în durată (PWM)

Din cele prezentate anterior, se poate afirma că funcționarea invertoarelor de tensiune cu impulsuri dreptunghiulare (prin conducția continuă a contactoarelor statice pe durate corespunzătoare unor unghiuri de 180° sau de 120°), prezintă două dezavantaje semnificative:

- un conținut ridicat de armonici de joasă frecvență al unde tensiunii de ieșire;
- imposibilitatea reglării simultane a amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire, numai prin intermediul invertoarelor.

Armonicile de joasă frecvență produc cupluri oscilante care determină înrăutățirea performanțelor dinamice ale motorului alimentat de la convertorul static de frecvență și ale întregului sistem de acționare. Pe de altă parte, procesul de reglare a vitezei motorului asincron impune modificarea amplitudinii tensiunii de alimentare, concomitent cu modificarea frecvenței. Acest lucru nu se poate obține numai prin intermediul invertoarelor, fiind necesară pentru modificarea tensiunii căii de curent continuu o sursă de tensiune reglabilă, redresor comandat sau chopper.

În majoritatea sistemelor de acționare electrică cu viteză reglabilă actuale, pentru modificarea în limite largi a frecvenței simultan cu modificarea amplitudinii tensiunii de alimentare a motoarelor asincrone și pentru reducerea conținutului de armonici de joasă frecvență a acestei tensiuni, se utilizează modularea în durată a impulsurilor de tensiune, cunoscută sub denumirea de comandă PWM (Pulse Width Modulation). În principiu, această metodă constă în fragmentarea duratei de conducție a contactoarelor statice în scopul reducerii conținutului de armonici de joasă frecvență al tensiunii de la ieșirea invertoarelor.

Metoda modulației în durată a impulsurilor se aplică în principal la invertoarele de tensiune. Uneori, se aplică și pentru invertoarele de curent, însă numărul de impulsuri de curent modulate în durată pe intervalul de 120° electrice este limitat datorită apariției supratensiunilor periculoase datorate întreruperii curentului. În cele ce urmează, se va face referire la metoda modulației impulsurilor în durată aplicată impulsurilor de tensiune (la convertoarele statice de tensiune).

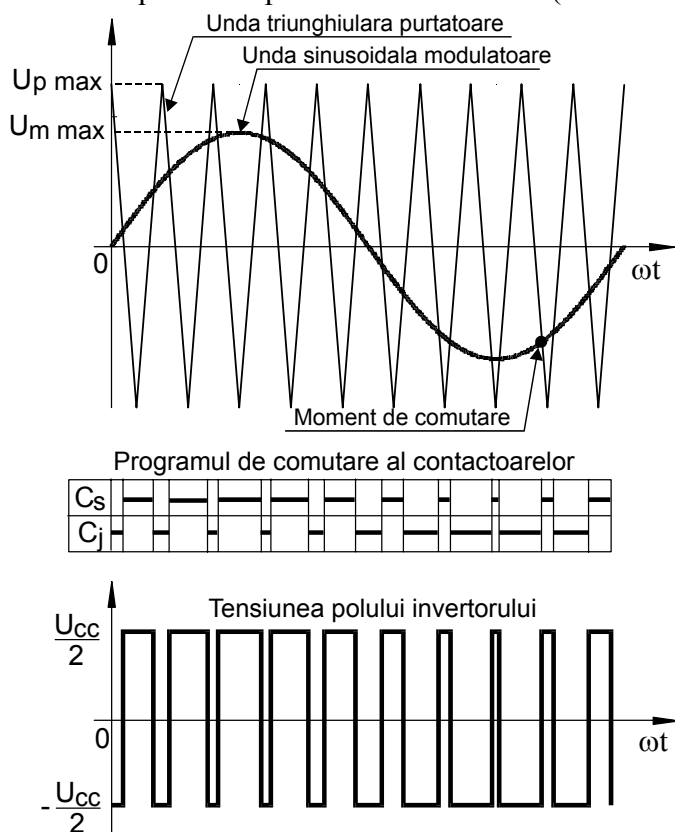


Fig. II.9. Principiul modulării impulsurilor în durată cu semnal sinusoidal.

Principial, tehnicile de modulare în durată pot fi împărțite în două categorii:

1. modularea după o lege sinusoidală;
2. modularea bazată pe controlul curentului.

Tehnicile din prima categorie includ metodele în care semnalul modulator este un semnal sinusoidal sau metodele prin care determinarea poziției și a lățimii impulsurilor pe durata unei perioade se face în scopul reducerii conținutului de armonici de joasă frecvență din undele de tensiune sau de curent de la ieșirea invertoarelor.

Tehnicile din a doua categorie sunt aplicate în general la controlul în curent a invertoarelor de tensiune, unde impulsurile de tensiune modulate în durată se obțin în urma comparării valorilor instantanee ale curenților impuși de sistemul de control cu valorile instantanee ale curenților reali de la ieșirea invertoarelor.

Principiul modulării în durată cu semnal sinusoidal

Metoda modulării impulsurilor de tensiune în durată cu semnal sinusoidal este una dintre primele metode utilizate pentru comanda PWM a invertoarelor de tensiune. În principiu,

această metodă constă în compararea analogică a două semnale: un semnal modulator sinusoidal de frecvență egală cu frecvența fundamentalei tensiunii de ieșire și un semnal purtător triunghiular de frecvență mai mare, după cum se poate observa în figura II. 9.

Pentru intervalele de timp în care unda sinusoidală modulatorie este mai mare decât unda purtătoare triunghiulară, este comandat să conducă contactorul static conectat la bara pozitivă a căii de curent continuu, deci contactorul din partea superioară a laturii inverterului, C_s . Pentru intervalele de timp complementare, este comandat să conducă contactorul static conectat la bara negativă a căii de curent continuu, deci contactorul plasat în partea de jos a laturii inverterului, C_j .

Unda sinusoidală modulatorie u_m constituie semnalul de referință pentru tensiunea de fază de la ieșirea inverterului, având frecvența corespunzătoare acestei tensiuni.

Unda purtătoare triunghiulară u_p are frecvența egală cu frecvența pulsurilor modulate în durată (lățime), deci cu frecvența de comutare a inverterului.

Modularea se numește *sincronă*, dacă frecvența purtătoarei f_p este în permanență multiplu întreg al frecvenței fundamentalei tensiunii de la ieșirea inverterului, care este egală cu frecvența modulatoriei f_m , și *asincronă* dacă frecvența purtătoarei f_p rămâne constantă la modificarea frecvenței f_m . Parametrii caracteristici ai acestei metode de modulare a impulsurilor de tensiune în durată sunt:

→ *gradul de modulație în amplitudine*, definit ca raportul dintre amplitudinea semnalului modulator sinusoidal și amplitudinea semnalului purtător triunghiular: $k = U_{m \max} / U_{p \max}$;

→ *gradul de modulație în frecvență*, definit ca raportul dintre frecvența semnalului purtător triunghiular și frecvența semnalului modulator sinusoidal: $m = f_p / f_m$.

În cazul modulării asincrone, factorul de modulație în frecvență m este constant, fiind un multiplu întreg al frecvenței tensiunii de ieșire f_1 care este egală cu frecvența modulatoriei f_m . În cazul modulării sincrone, factorul de modulație în frecvență se modifică corelat cu frecvența f_1 , fiind întotdeauna un multiplu întreg sau chiar fracționar al acesteia. Dacă m și deci frecvența purtătoarei este un multiplu întreg impar al frecvenței tensiunii de ieșire pentru orice valoare a acestei frecvențe, pulsurile corespunzătoare celor două alternanțe, pozitivă și negativă, sunt identice.

Valoarea maximă a frecvenței de comutare este impusă de caracteristicile contactoarelor statice, în principal de frecvența maximă de comutare a acestora, la tensiunile și curenții de funcționare a inverterului. Pe măsură ce crește frecvența de comutare a inverterului, scade conținutul de armonici de joasă frecvență a tensiunii de la ieșire, dar crește ponderea armonicilor de înaltă frecvență, scăzând *randamentul în tensiune* al inverterului. Frecvența de comutare este limitată de creșterea pierderilor de comutare ale contactoarelor statice. Pe de altă parte, caracteristicile dinamice ale contactoarelor impun adoptarea unui grad de modulație în amplitudine redus la frecvențe mari ale tensiunii de ieșire. Pentru frecvențe mari ale tensiunii de ieșire și valori mari ale factorului de modulație în amplitudine k , pot rezulta intervale de conducție pentru contactoarele statice ale inverterului, mai mici decât timpii de intrare și ieșire din conducție ai acestora. Este motivul pentru care, la toate aplicațiile practice se prevede un timp minim de conducție, numit *timp de gardă*. Respectarea acestui timp de gardă impune fie limitarea frecvenței de comutare, fie o anumită valoare a gradului de modulație la o frecvență de comutare dată.

Principiul modulării impulsurilor în durată pentru un inverter trifazat, este prezentat în figura II. 10.

Conform figurii II. 10, pentru inverterul trifazat, pentru obținerea tensiunilor de fază se folosesc trei unde modulatorie sinusoidale defazate corespunzător

În general, se utilizează aceeași undă purtătoare triunghiulară pentru modularea impulsurilor în durată pentru toate cele trei faze ale inverterului.

Conform celor prezentate anterior, în cazul modulației sinusoidale cu un factor de modulare în frecvență m număr întreg impar, impulsurile de tensiune de la ieșirea inverterului sunt identice ca formă dar de semn contrar pentru cele două semialternanțe ale semnalului modulator sinusoidal (figura II. 9). De aceea, unda tensiunii polului inverterului este o undă alternativ simetrică impară, iar dezvoltarea Fourier a acestei unde va conține numai armonicile impare:

$$u_f(t) = U_{f1m} \sin \omega t + U_{f3m} \sin(3\omega t) + U_{f5m} \sin(5\omega t) + \dots \quad (2.15)$$

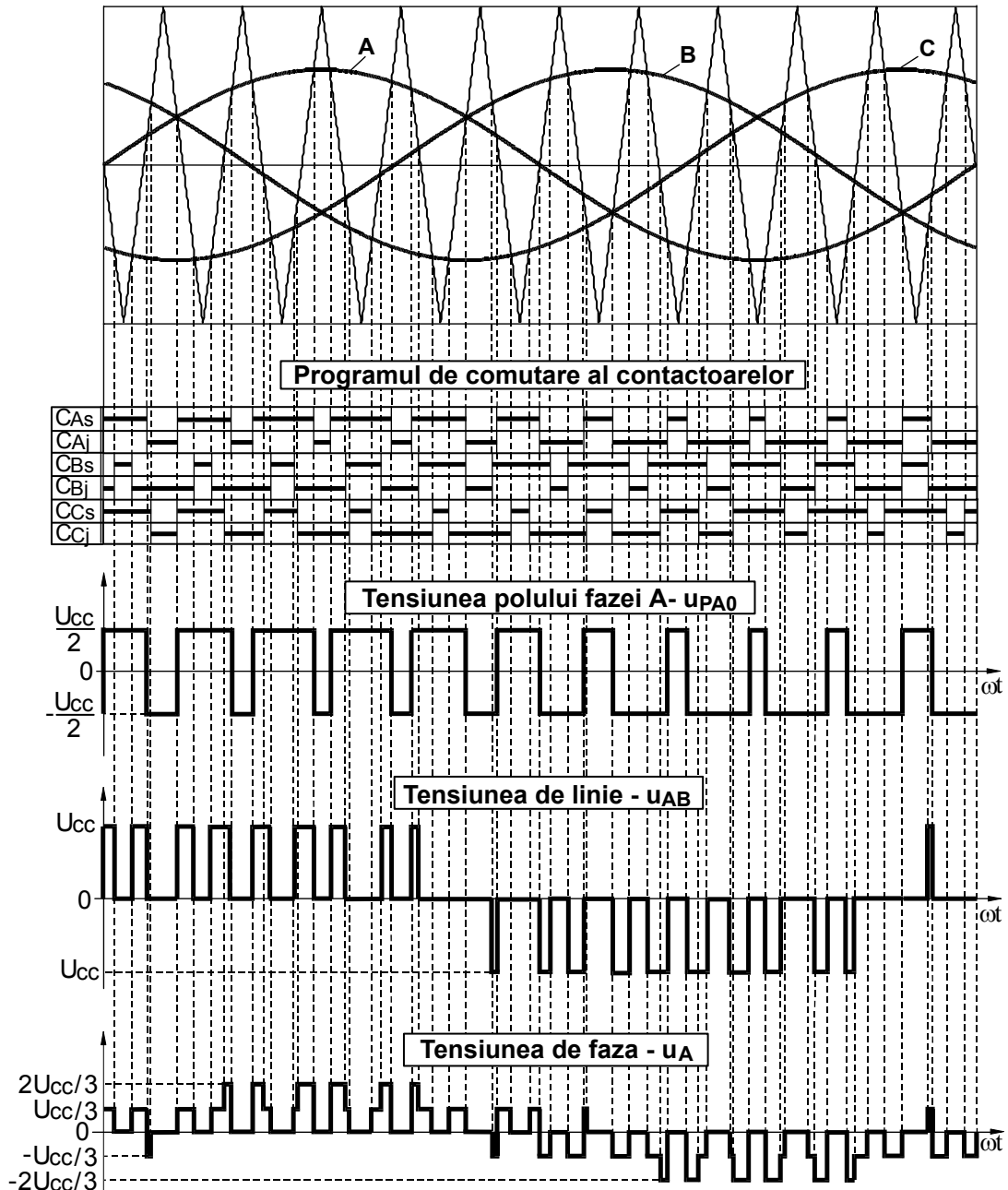


Fig. II.10. Modularea impulsurilor în durată pentru un invertor trifazat.

Amplitudinile armonicilor se pot calcula prin integrare pe numai un sfert de perioadă:

$$U_{fv m} = \sqrt{2}U_{fv} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/4} u_f(\omega t) \sin(v\omega t) d(\omega t), \quad v = 2k+1, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16)$$

Pentru forma de undă din figura II. 9, obținută pentru un drad de modulație în frecvență $m = 11$, amplitudinile armonicilor se calculează cu relația:

$$U_{fv m} = \sqrt{2}U_{fv} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{cc}}{v} [1 - 2\cos(v\omega t_1) + 2\cos(v\omega t_2) - 2\cos(v\omega t_3) + 2\cos(v\omega t_4) - 2\cos(v\omega t_5)], \quad (2.17)$$

deoarece într-un sfert de perioadă există cinci momente de comutare (cinci puncte de intersecție ale purtătoarei triunghiulare cu modulatora sinusoidală). În cazul general, pentru un factor de modulație m oarecare impar, se poate scrie:

$$U_{fv m} = \sqrt{2}U_{fv} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{cc}}{v} [1 - 2\cos(v\omega t_1) + 2\cos(v\omega t_2) - 2\cos(v\omega t_3) + 2\cos(v\omega t_4) - 2\cos(v\omega t_5) + \dots + 2\cos(v\omega t_{\frac{m-1}{2}})]. \quad (2.18)$$

În figura II.11, sunt prezentate rezultatele analizei Fourier pentru tensiunile de linie și de fază rezultate prin modularea sinusoidală cu grad de modulație în amplitudine constant și grad de modulație în frecvență variabil.

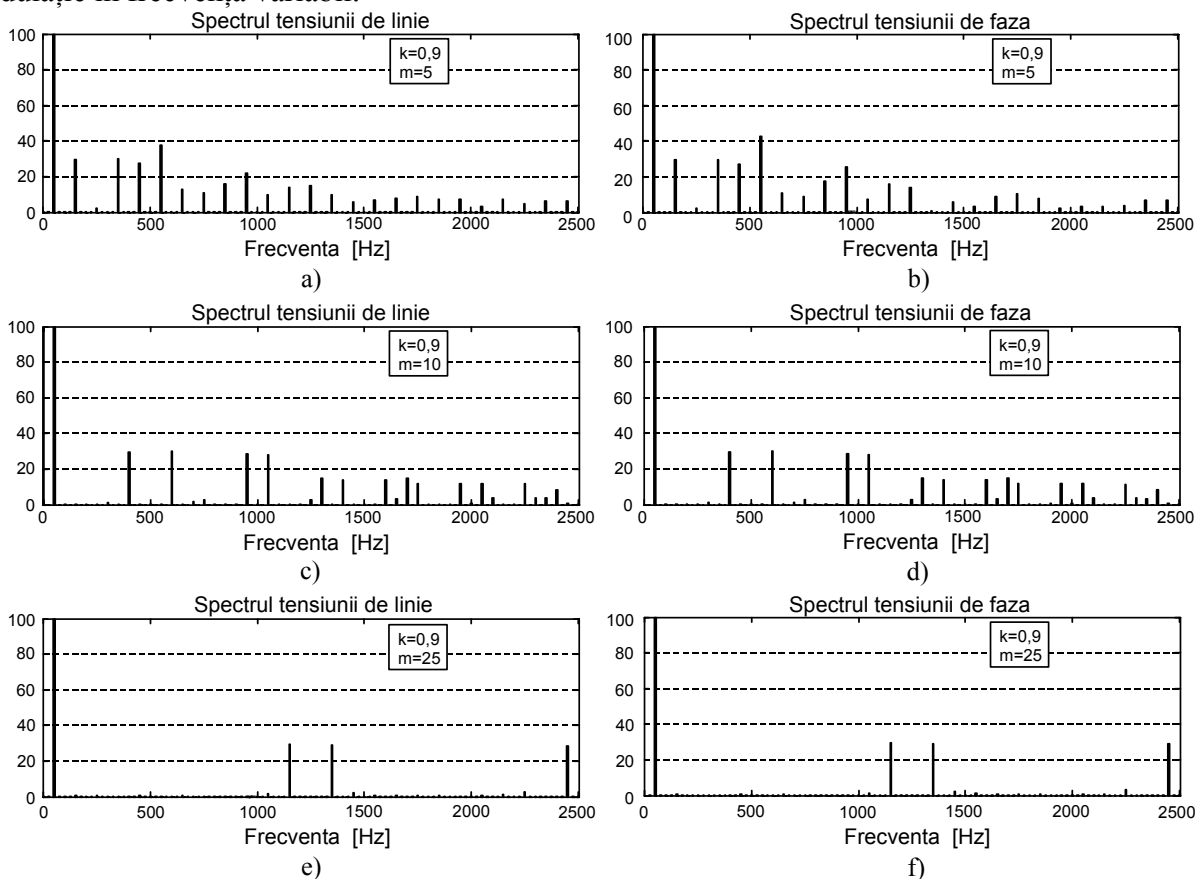


Fig. II.11. Spectrul de armonici al tensiunii de la ieșirea inverterului pentru grade de modulație în frecvență diferite.

Amplitudinile frecvențelor sunt calculate procentual în raport cu amplitudinea fundamentalei. Frecvența modulatorii este de 50 Hz, iar gradul de modulație în amplitudine este $k = 0,9$.

Din analiza Fourier a semnalelor rezultate prin această metodă de generare a impulsurilor modulate în durată și examinând figura de mai sus, se pot trage următoarele concluzii:

➔ pentru un grad de modulație în frecvență m număr întreg impar, tensiunile de linie și de fază de la ieșirea inverterului, care alimentează o mașină asincronă trifazată simetrică conectată în stea cu nulul izolat, nu conțin armonici de ordin par;

➔ dacă numărul de impulsuri pe o perioadă a tensiunii sinusoidale modulatorii (m) este un număr impar întreg multiplu de trei (3,9,15), din spectrul tensiunilor de linie și de fază lipsesc armonicile de ordin trei și multiplu de trei, însă conține restul armonicilor impare de ordin $v = 6k \pm 1$, unde $k = 0, 1, 2, \dots$;

➔ dacă gradul de modulație în frecvență m este număr întreg impar, fără a fi multiplu de trei (5, 25 – fig. II.11 a), b), e), f)), în spectrul tensiunilor de ieșire apar și armonicile de ordin trei și multiplu de trei. Explicația apariției acestor armonici constă în faptul că unda purtătoare triunghiulară fiind comună, este defazată cu unghiuri diferite față de cele trei unde modulatorii sinusoidale care formează un sistem trifazat simetric. Undele modulatorii fiind defazate între ele cu o terime de perioadă, acest defazaj devine identic pentru cele trei faze numai în cazul în care m este un multiplu de trei;

➔ pentru m număr par, deci pentru modularea cu un număr par de impulsuri pe perioadă, undele tensiunilor de linie și de fază conțin și armonici de ordin par ($m = 10$ – fig. II.11 c), d)). Și în acest caz, dacă m este multiplu de trei ($m = 6, 12, \dots$) armonicile de ordin trei și multiplu de trei vor lipsi din spectrul tensiunilor de linie și de fază;

➔ pe măsură ce crește numărul de impulsuri pe o perioadă a unei modulatori, (m crește), frecvența de comutație a inverterului crește. Distorsiunea tensiunilor rămâne practic constantă (coeficientul total de distorsiuni THD se modifică nesemnificativ). În schimb, conținutul de armonici se deplasează către frecvențe mai ridicate (ordinul armonicilor crește), începând din jurul frecvenței de comutare (a frecvenței purtătoare dreptunghiulare). Acest fapt constituie un avantaj din punct de vedere al posibilității de filtrare și al amplitudinilor armonicilor de curent, deoarece reacțanța inductivă a înfășurărilor mașinii crește pe măsură ce frecvența tensiunii de alimentare crește;

➔ pentru gradul de modulație în frecvență minim ($m = 3$), se obțin valori maxime pentru fundamentalele tensiunilor de linie și de fază. Pe măsură ce gradul de modulație în frecvență crește ($m \geq 5$), amplitudinile fundamentalelor tensiunilor de linie și de fază variază aproximativ liniar cu gradul de modulație în amplitudine k ;

➔ spectrul de armonici al tensiunilor aplicate fazelor mașinii asincrone trifazate simetrice este identic cu cel al tensiunilor de linie, amplitudinile armonicilor tensiunilor de fază fiind de $\sqrt{3}$ ori mai mici decât amplitudinile armonicilor omoloage ale tensiunilor de linie.

Caracterizarea randamentului în tensiune al inverterului comandat cu impulsuri PWM impune raportarea amplitudinii fundamentalei tensiunii de linie de la ieșirea inverterului PWM la amplitudinea fundamentalei tensiunii de linie de la ieșirea inverterului comandat cu impulsuri dreptunghiulare (cu comandă la 180° electrice sau 120° electrice).

La inverterul comandat cu impulsuri dreptunghiulare, amplitudinea fundamentalei tensiunii de linie, conform relației (2.7) va fi:

$$U_{11m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{cc} \cong 1.1U_{cc}, \quad (2.19)$$

iar în cazul inverterului comandat PWM, valoarea maximă teoretică a amplitudinii fundamentalei obținută pentru un grad de modulație în amplitudine $k = 1$ este:

$$U_{11mPWM} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{cc} \cong 0,87U. \quad (2.20)$$

Din relațiile de mai sus rezultă că prin modularea PWM sinusoidală, căderea de tensiune relativă minimă teoretică exprimată în procente din amplitudinea fundamentalei este:

$$\Delta U_{11} = \left(1 - \frac{U_{11mPWM}}{U_{11m}}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \cdot 100 = 21,46\% . \quad (2.21)$$

Căderea de tensiune a fost numită teoretică deoarece în realitate, această cădere de tensiune este mult mai mare. În aplicațiile practice, trebuie luate în considerare și timpurile de comutație ai contactoarelor statice, respectiv timpurile de intrare în conducție și timpurile de stingere. Existența acestor timpi de comutare ai contactoarelor statice reale impune prevederea unui timp minim de conducție pentru fiecare dispozitiv de comutare, precum și un interval de întârziere, numit interval (timp) de gardă la comanda intrării în conducție a contactoarelor de pe aceeași ramură a inverterului, în scopul evitării scurtcircuitării căii de curent continuu. Ținând cont de aceste elemente, valoarea medie reală a tensiunii modulate în durată este mai mică decât cea dedusă teoretic când s-au considerat contactoarele statice ale inverterului ca fiind ideale. Pe lângă aceasta, gradul de modulație în amplitudine nu mai poate atinge valoarea unu, fiind limitat la o valoare cu atât mai redusă, cu cât gradul de modulație în frecvență este mai mare.

II.3.3. Tehnica PWM sinusoidală cu injecție de armonici

Pentru utilizarea mai eficientă a tensiunii circuitului intermediar de curent continuu, deci pentru creșterea randamentului în tensiune al inverterului, în multe realizări practice se utilizează injecția de armonici superioare în unda sinusoidală modulatori. Această metodă se bazează pe constatarea că tensiunile de linie și de fază aplicate mașinii asincrone trifazate simetrice nu conțin armonici de ordinul trei chiar dacă aceste armonici există în undele tensiunilor de fază ale inverterului în raport cu neutrul căii de curent continuu (undele tensiunilor polilor inverterului).

Punând condiția ca amplitudinea unei astfel de unde modulatori să nu depășească valoarea $U_{cc}/2$, rezultă:

$$u_m(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{cc}}{2} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right]. \quad (2.22)$$

Pentru un factor de modulație în amplitudine oarecare k , unele modulatori optimizați prin injecția armonicii de ordin trei corespunzătoare tensiunilor de fază, vor avea expresiile:

$$\begin{cases} u_{mA} = k \frac{U_{cc}}{2} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right] \\ u_{mB} = k \frac{U_{cc}}{2} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right] \\ u_{mC} = k \frac{U_{cc}}{2} \left[\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (2.23)$$

Obținerea unei modulatori cu injecția armonicii de ordin trei se prezintă în figura II.12, în care s-a reprezentat și unda purtătoare triunghiulară, cu ajutorul căreia se obțin momentele de comutare.

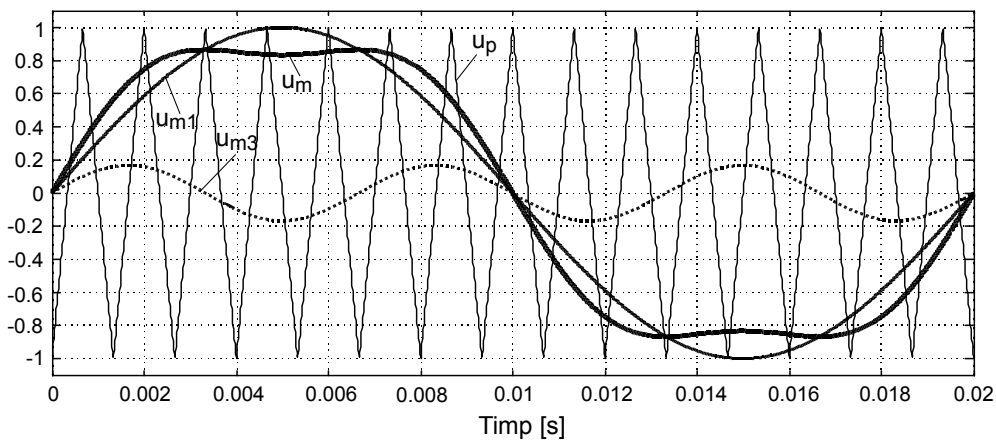


Fig. II.12. Unda modulatori obținută prin injecția armonicii de ordin trei.

Respectând condiția ca amplitudinea unei modulatori rezultante să nu depășească jumătate din tensiunea căii de curent continuu, rezultă că în acest caz, gradul de modulație în amplitudine poate lua teoretic valoarea $2/\sqrt{3} \approx 1,55$, față de valoarea maximă egală cu unu, în cazul modulației sinusoidale. Acest fapt conduce la concluzia că prin injecția armonicii de ordin trei, căderea de tensiune în raport cu fundamentala tensiunii de linie devine:

$$\Delta U_{11} = \left(1 - \frac{U_{11m \text{ PWM}}}{U_{11m}} \right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \right) \cdot 100 = 9,31\% . \quad (2.24)$$

Raportată la tensiunea căii de curent continuu U_{cc} , amplitudinea fundamentalei tensiunii de linie crește în cazul de față de la $0,8U_{cc}$ la U_{cc} și amplitudinea fundamentalei tensiunii de fază aplicate mașinii crește de la valoarea $0,5U_{cc}$ la valoarea $0,57U_{cc}$ datorită creșterii valorii maxime a gradului de modulație în amplitudine de la valoarea 1 la valoarea 1,55. Prin aceasta se poate utiliza mai eficient tensiunea căii de curent continuu.

În figura II.13, se prezintă comparativ, spectrele de armonici ale tensiunilor de fază și ale curenților de fază în cazul modulării cu undă sinusoidală (figura II.13. a)) și în cazul modulării cu injecția armonicii trei (figura II.13., b)).

Analizând figura de mai jos se poate constata, că la același grad de modulație în amplitudine ($k = 0,9$), se înregistrează o creștere a amplitudinii fundamentalei atât în cazul tensiunii de fază cât și în cazul curentului de fază al mașinii. Din spectrul curentului de fază se poate remarca faptul că amplitudinile armonicilor superioare de curent sunt cu atât mai mici față de cele corespunzătoare ale tensiunii, cu cât rangul armonicii crește. Prin aceasta, se pune în evidență comportarea de tip filtru trece jos pentru armonicile de frecvență ridicată a mașinii asincrone.

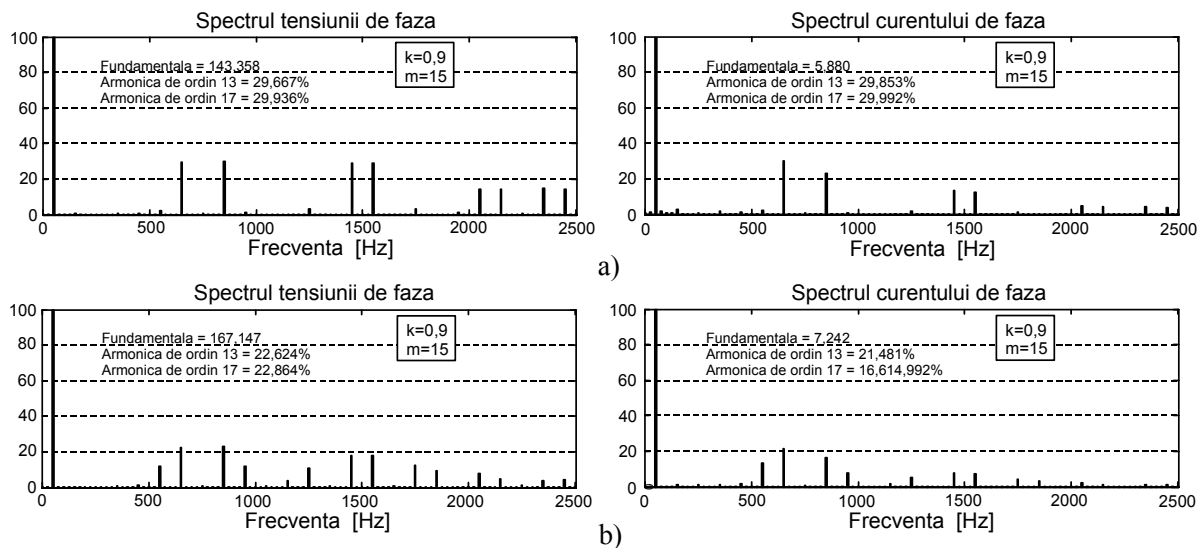


Figura II.13. Analiza spectrală a tensiunilor de fază și a curenturilor: a) modulație sinusoidală; b) modulație cu injecția armonicilor de ordin trei.

Metoda se poate extrapola prin injecția și altor armonici, de exemplu a armonicilor de ordin nouă, fapt care conduce la o îmbunătățire a conținutului de armonici a tensiunii de fază, în raport cu injecția armonicilor de ordin trei.

Tehnicile de modulare cu injecție de armonici prezintă avantajul unei implementări hard relativ ușoare, dar au dezavantajul că pentru un factor de modulație în frecvență care nu este număr întreg impar multiplu de trei, crește amplitudinea armonicilor de ordin trei. În condițiile în care aceste tehnici de modulare se folosesc pentru comanda mașinilor trifazate conectate în stea cu nulul izolat, majorarea amplitudinii armonicilor de ordin trei nu are implicații nefavorabile în funcționarea sistemului. Fenomenul poate însă deveni stânjenitor în cazul mașinilor asincrone bifazate sau monofazate, la care eliminarea armonicilor de ordin trei din spectrul curentului nu se mai realizează prin modul de conectare a înfășurărilor mașinii.

II.3.4. Modulația delta

Modulația *delta* este o variantă a modulației impulsurilor în cod (PCM), folosită la transmiterea numerică a informației, fiind cea mai simplă metodă de conversie analog-digitală a informației. Sistemul se pretează la codarea semnalelor analogice care prezintă o corelație puternică între eșantioanele consecutive.

În cadrul modulației delta, diferența dintre două eșantioane consecutive poate fi numai $+\Delta$ sau $-\Delta$, corespunzător celor două stări ale contactoarelor statice din invertor: “închis” sau “deschis”. Cea mai simplă variantă a acestui procedeu este cunoscută sub denumirea de *modulație delta liniară*. Principiul modulației delta liniare este prezentat în figura II.14.

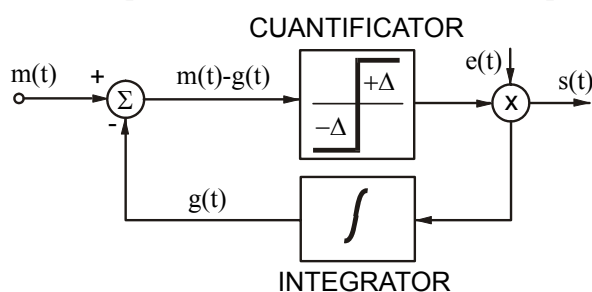


Fig. II.14. Principiul modulației delta

pentru ca semnalul decodat local $g(t)$ să urmărească semnalul de intrare $m(t)$.

Semnalul analogic $m(t)$ de la intrare, este codat de către modulatorul delta în impulsuri. Aceste impulsuri sunt decodate local în semnalul analogic $g(t)$ cu integratorul de pe calea de reacție, după care sunt scăzute din semnalul inițial $m(t)$. Eroarea $m(t) - g(t)$ este cuantificată în unul din cele două nivele posibile: (închis” – “deschis”, “1” – “0” sau “ $U_{cc}/2$ ” - “ $-U_{cc}/2$ ”), în funcție de polaritatea ei. Bucla de reacție este astfel concepută, încât polaritatea impulsurilor să fie impusă de semnul semnalului de eroare,

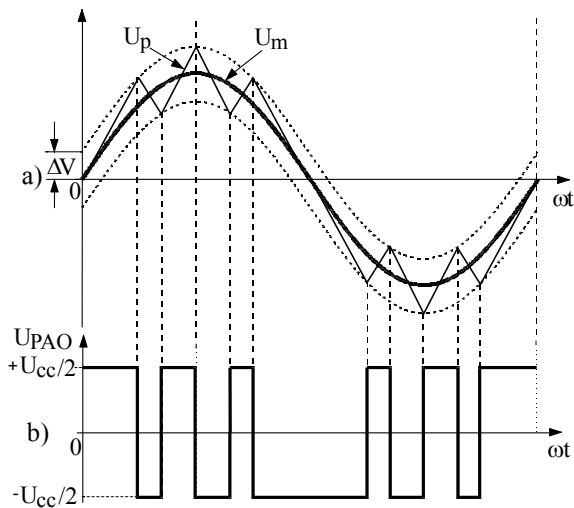


Fig. II.15. Obținerea impulsurilor PWM prin modulația delta.

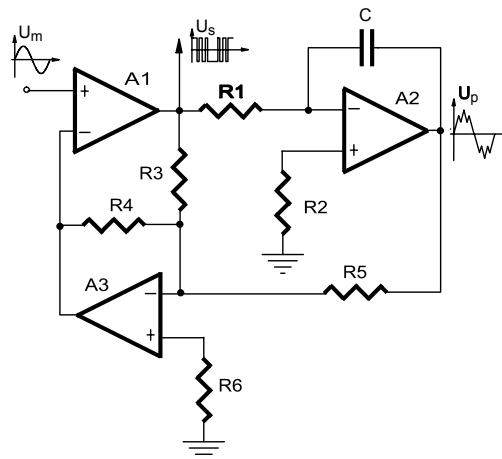


Fig. II.16. Schema modulatorului PWM delta.

Figura II.15. a), ilustrează modul în care se obțin impulsurile PWM la ieșirea modulatorului (impulsurile U_s prezentate în figura II.15. b) prin metoda modulației delta, iar în figura II.16., este prezentată schema modulatorului.

Unda triunghiulară U_p constituie estimarea unei modulatori U_m și i se permite să oscileze într-un domeniu ΔV deasupra și sub unda de referință U_m . Punctul în care se modifică panta undei triunghiulare U_p , constituie momentul de comutare al contactoarelor statice din inverter. Studiul acestui procedeu conduce la următoarele concluzii.

- armonicile de ordin superior ale tensiunii de ieșire apar în apropierea frecvențelor riplurilor purtătoare triunghiulare;
- amplitudinea acestor armonici descrește pe măsură ce frecvența modulatorii crește;
- modificarea amplitudinii modulatorii, modifică spectrul de armonici al tensiunii de ieșire;
- modificarea amplitudinii modulatorii, conduce la modificarea numărului de comutări pe perioadă, la frecvență constantă. Creșterea nivelului modulatorii reduce numărul de comutări, iar scăderea nivelului acesteia, conduce la creșterea acestui număr.

Pentru a reduce amplitudinea armonicilor de ordin mic (cele mai apropiate de fundamentală), care au efectele cele mai pronunțate și nedorite, se folosește un modulator delta în două etaje, prezentat în figura II.17.

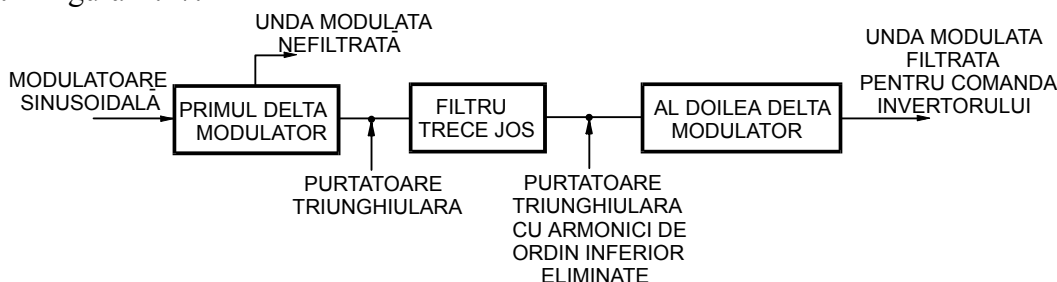


Fig. II.17. Schema bloc a modulatorului delta în două etaje.

Principiul constă în utilizarea unui modulator delta suplimentar, care modulează purtătoarea filtrată de la ieșirea primului modulator, în scopul elaborării programului de comandă pentru contactoarele statice ale inverterului.

Purtătoarea triunghiulară generată de primul modulator este filtrată și folosită ca modulatorii la intrarea celui de-al doilea etaj (al doilea modulator delta). Ordinul armonicilor ce urmează a fi eliminate sau reduse ca amplitudine este la latitudinea proiectantului și impune banda de trecere a filtrului. Schema modulatorului delta în două etaje este prezentată în figura II.18. Ea permite

comanda inverterului în timp real, fără a fi nevoie de o formă de undă (un program de comutare) aprioric elaborată.

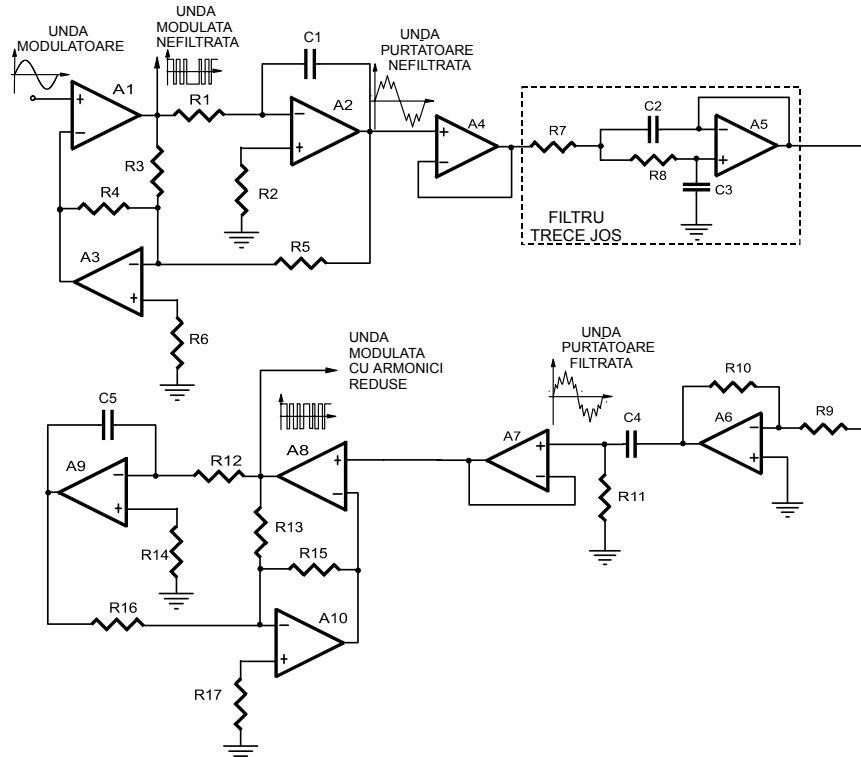


Fig. II.18. Schema modulatorului delta în două etaje.

Metoda permite controlul individual al nivelului armonicilor pentru frecvențe de funcționare fixe. La funcționarea inverterului cu frecvențe diferite, controlul nivelului armonicilor stabilite se poate face prin utilizarea filtrelor numerice cu bandă de trecere variabilă. Pe lângă această, trebuie să se țină cont de faptul că numărul de impulsuri al tensiunii de la ieșirea inverterului crește considerabil prin utilizarea celui de-al doilea modulator delta, ceea ce conduce la un regim de funcționare mai greu pentru contactoarele inverterului (deoarece crește frecvența de comutare a acestora).

Modulatorul delta obișnuit, prezintă fenomenul de derivă în timp (momentele de comutare suferă variații periodice relativ mici, în jurul unei valori medii). Pentru invertoarele monofazate sau

bifazate, la care fazele mașinii sunt comandate separat, acest fenomen nu perturbă esențial regimul de comutare al contactoarelor statice. În cazul invertoarelor trifazate, un-dele modulatori trebuie sincronizate corespunzător, la fel ca și momentele de comutare.

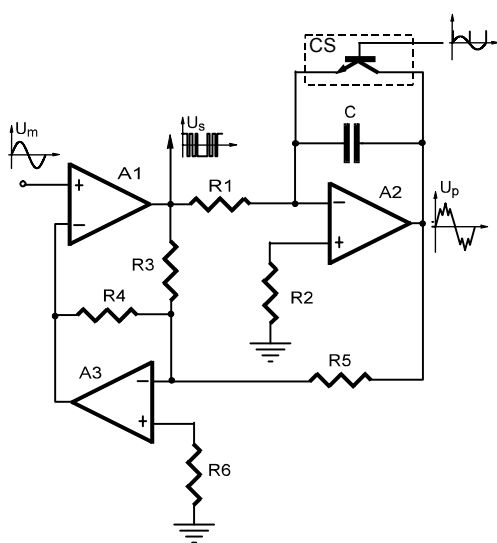


Fig. II.19. Modulator delta pentru inverterul trifazat.

Pentru ca procesul de modulare pentru fiecare semiperioadă să demareze în momentul trecerii prin zero a modulatorii, fiecare din cele trei circuite modulatorii corespunzătoare celor trei faze, sunt prevăzute cu un contactor suplimentar, conform figurii II.19.

Contactorul CS conectat în paralel cu condensatorul C, funcționează numai pentru intervale de timp foarte scurte, la începutul și sfârșitul fiecărei semiperioade, pentru descărcarea condensatorului. Prin aceasta se asigură condiția ca fiecare din cele trei modulatori să înceapă procesul de modulare în momentul trecerii prin zero a sinusoidii de la intrarea sa, menținând prin aceasta sincronizarea dintre ele.

Principiul modulației delta poate fi implementat și prin intermediul microsystemelor, caz în care se vor simplifica mijloacele de sincronizare și simetrizare pentru cele trei unde rezultante, precum și mijloacele de control ale inverterului.

Din cele prezentate mai sus, rezultă că modulația delta oferă următoarele avantaje:

- ➔ posibilitatea realizării controlului $U/f = \text{const.}$ pentru o plajă prestabilită de frecvențe;
- ➔ posibilitatea unei tranziții ușoare între comanda PWM și comanda cu impulsuri dreptunghiulare;

- ➔ atenuare bună a armonicilor de ordin mic din spectrul tensiunii de ieșire.

II.3.5. Modulația în trepte – staircase PWM

Modulația în trepte este asemănătoare în principiu cu modulația sinusoidală. Diferența constă în faptul că unda modulatorie nu mai este de această dată o sinusoidă, ci o undă în trepte, care aproximează o sinusoidă, conform figurii II.20.

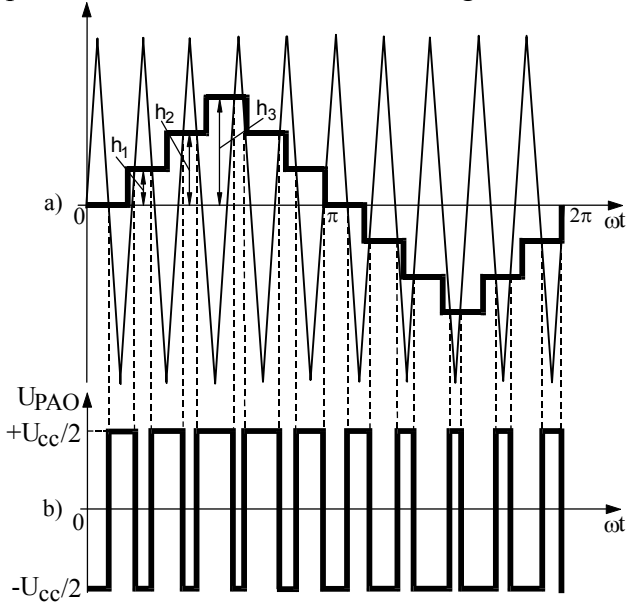


Fig. II.20. Principiul staircase PWM.

Modulatoarea în trepte poate constitui o aproximare eșantionată a unei sinusoidă de la ieșirea unui convertor D/A, sau poate fi rezultatul unor procedee prin care se urmărește anularea armonicilor de un anumit ordin și mărirea amplitudinii fundamentalei tensiunii de la ieșirea inverterului.

Momentele de comutare se stabilesc pentru un interval egal cu o semiperioadă, iar prin intermediul unei logici integrate sau cablate se folosesc și pentru cealaltă semiperioadă.

Numărul de trepte și raportul dintre frecvențe (gradul de modulație în frecvență) sunt parametri impuși de calitatea tensiunii dorite la ieșirea inverterului. Nivelurile treptelor (h_1, h_2, h_3 , din figura II. 20. a)) se stabilesc în așa fel încât să se anuleze sau să se reducă armonicile de un anumit ordin. Presupunem unda modulatorie ca în figura de mai sus, formată din 12 impulsuri pe perioadă, corespunzând intervalelor $\omega_1 t = \pi/6$ (ω_1 fiind pulsația fundamentalei).

Prin descompunere în serie Fourier, rezultă amplitudinile armonicilor de forma:

$$U_{mv}(t) = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/12}^{\pi/4} h_1 \sin(v\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \frac{2}{\pi} \int_{9\pi/12}^{11\pi/12} h_1 \sin(v\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \frac{2}{\pi} \int_{\pi/4}^{5\pi/4} h_2 \sin(v\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \frac{2}{\pi} \int_{7\pi/12}^{9\pi/12} h_2 \sin(v\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \frac{2}{\pi} \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} h_3 \sin(v\omega_1 t) d(\omega_1 t). \quad (2.25)$$

Semnalul modulator va avea expresia:

$$u_m(t) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4h_3 \sin\left(v \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(v \frac{\pi}{12}\right)}{v\pi} \left[\frac{2h_1}{h_3} \cos\left(v \frac{\pi}{3}\right) + \frac{2h_2}{h_3} \cos\left(v \frac{\pi}{6}\right) + 1 \right] \cdot \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{12}\right). \quad (2.26)$$

Din relația (2.26) rezultă că armonicile de ordin par lipsesc din componența semnalului modulator. Pentru a elimina armonicile de ordin 3 și multiplu de 3, este necesar ca $h_1/h_3 = 1/2$. Armonicile de ordin $6(2k + 1) \pm 1$, cu $k = 0, 1, 2, \dots$ vor fi eliminate dacă $h_2/h_3 = \sqrt{3}/2$. În aceste condiții, unda modulatorie va respecta ecuația:

$$u_m(t) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4h_3 \sin\left(v \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(v \frac{\pi}{12}\right)}{v\pi} \left[\cos\left(v \frac{\pi}{3}\right) + \sqrt{3} \cos\left(v \frac{\pi}{6}\right) + 1 \right] \cdot \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{12}\right). \quad (2.27)$$

Această undă modulatorie are fundamentală de valoare maximă, iar armonicile de ordin 11 și 13 reprezintă 1/11 și respectiv 1/13 din valoarea fundamentalei, putând fi considerate neglijabile în majoritatea aplicațiilor practice.

Amplitudinea fundamentalei tensiunii de fază aplicată mașinii se poate modifica prin variația amplitudinii h_3 între zero și $U_{cc}/2$ și implicit a valorilor amplitudinilor h_1 și h_2 conform relațiilor de mai sus.

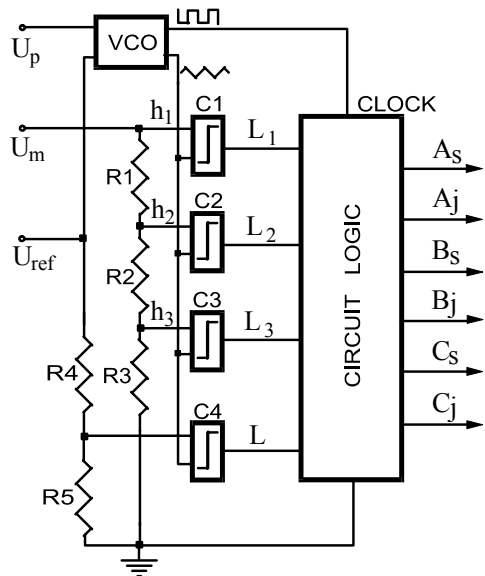


Fig. II.21. Generator staircase PWM în trepte.

În figura II.21 se prezintă schema unui generator staircase PWM cu trei trepte, pentru un inverter trifazat.

Tensiunea U_m care impune valoarea indicelui de modulație este aplicată divizorului rezistiv R_1, R_2, R_3 pentru a obține nivelurile h_1, h_2, h_3 , care sunt comparate cu tensiunea triunghiulară de la ieșirea oscilatorului comandat în tensiune VCO, prin comparatoarele C_1, C_2, C_3 . Frecvența oscilatorului este controlată cu tensiunea U_{ref} , iar amplitudinea cu tensiunea U_p . Ieșirile comparatoarelor se află în stările logice L_1, L_2, L_3 , care sunt 1 dacă nivelul tensiunii de la intrare este mai mare decât unda triunghiulară și 0 dacă este mai mic. Variabila logică L are rolul de a limita intervalul minim de comutație la o frecvență dată a undei triunghiulare. Ieșirile comparatoarelor sunt conectate la un circuit logic care poate fi implementat în diverse variante (circuite CMOS standard sau circuite specializate LSI).

Intrarea circuitului logic este un numărător în inel cu un număr de pași egal cu numărul impulsurilor triunghiulare pe semiperioadă (10 pentru exemplul din figura II.21).

Fiecare ieșire a numărătorului reprezintă unul din intervalele determinate de semiperioada semnalului triunghiular. Semnalele corespunzătoare celor trei faze, vor avea nivelul 1, dacă unda triunghiulară nu intersectează nici unul din nivelurile de treaptă, sau valoarea uneia dintre variabilele L_1, L_2 sau L_3 dacă unda triunghiulară intersectează una din treptele h_1, h_2 sau h_3 . Restul circuitului logic realizează programul de comutare PWM trifazat, conform principiului deja prezentat.

II.3.6. Modulația cu eșantionare uniformă

Odată cu dezvoltarea tehnologiei LSI, a apărut și tendința generală de a crea și dezvolta strategii PWM care să permită utilizarea microprocesoarelor pentru comanda și controlul motoarelor asincrone. O astfel de tehnică este modulația cu eșantionare uniformă, care poate fi realizată în două variante: simetrică și asimetrică.

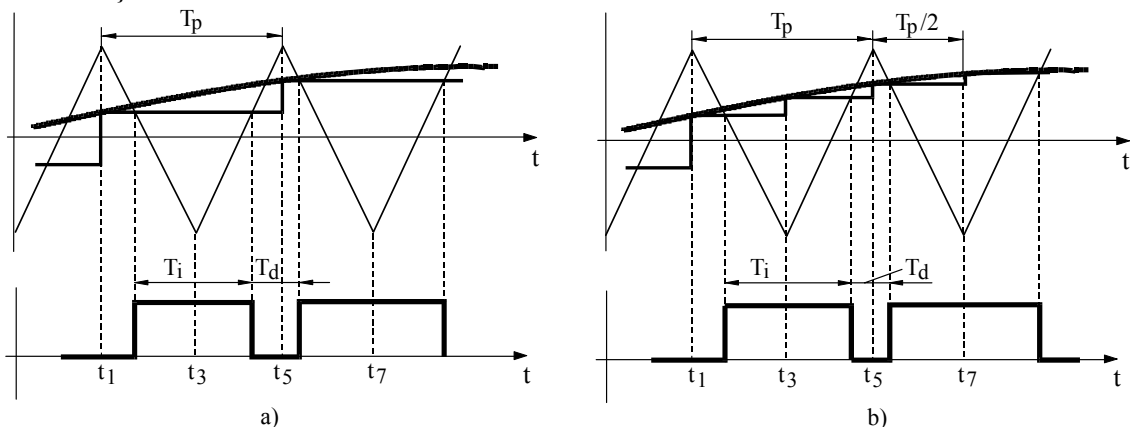


Fig. II.22. Eșantionarea uniformă: a) simetrică; b) asimetrică.

Principiul eșantionării uniforme simetrice este prezentat în figura II.22. a). eșantioanele se realizează la momentele t_i care variază în trepte: $t_i = T_p/2, 3T_p/2, 5T_p/2, \dots$ (t_1, t_5, \dots în figura II.22. a)), impuse de perioada unei triunghiulare. Se obține prin eșantionare o undă în trepte care aproximează suficient de bine modulatoarea sinusoidală. Compararea semnalului în trepte cu purtătoarea triunghiulară determină duratele de comutare T_i (de închidere) și respectiv T_d (de deschidere) ale contactoarelor din invertor. Unda modulatoare în trepte are valoare constantă între momentele de eșantionare și prin aceasta, lățimea impulsului va fi proporțională cu amplitudinea eșantionului respectiv. Impulsurile modulate în durată, vor fi uniform distribuite, fiind axate pe momentele $t_i + T_p/2$. Prin această metodă, impulsurile obținute sunt perfect predeterminabile ca poziție și ca lățime.

Intervalul T_i (în care contactorul este închis), va avea expresia:

$$T_i = \frac{T_p}{2} [1 + k \sin(\omega_1 t_1)], \quad (2.28)$$

în care T_p este perioada semnalului triunghiular, k este gradul de modulație în amplitudine, iar ω_1 este pulsația fundamentalei semnalului modulator (a semnalului eșantionat), care este aceeași cu pulsația sinusoidei modulatoare inițiale. Intervalul T_d (pe parcursul căruia contactorul este deschis), va rezulta:

$$T_d = \frac{T_p}{2} \left[1 - \frac{k}{2} \sin(\omega_1 t_1 + \omega_1 t_5) \right]. \quad (2.29)$$

Ecuțiile (2.28) și (2.29) stabilesc momentele de comutare pentru o fază (de exemplu faza A). Decalând impulsurile cu 120° electrice și respectiv 240° electrice se vor determina momentele de comutare corespunzătoare fazelor B și C.

În figura II.22. b), este prezentat principiul eșantionării uniforme asimetrice. Conform acestei figuri, începutul impulsului de comandă este determinat prin compararea semnalului triunghiular cu un anumit nivel al eșantionului provenit din semnalul sinusoidal, iar sfârșitul aceluiași impuls este determinat prin compararea purtătoarei cu un alt nivel (un alt eșantion) al semnalului sinusoidal.

Intervalul T_i va fi în acest caz de forma:

$$T_i = \frac{T_p}{2} \left[1 + \frac{k}{2} \sin(\omega_1 t_1 + \omega_1 t_3) \right], \quad (2.30)$$

iar intervalul T_d va rezulta:

$$T_d = \frac{T_p}{2} \left[1 - \frac{k}{2} \sin(\omega_1 t_3 + \omega_1 t_5) \right]. \quad (2.31)$$

în care: $t_1 = T_p/2, 3 T_p/2, 5 T_p/2, \dots, t_3 = t_1 + T_p/2, t_5 = t_3 + T_p/2$.

Dându-se indicele de modulație în amplitudine k , indicele de modulație în frecvență m și frecvența modulatoare ω_1 , ecuațiile (2.30) și (2.31) permit calcularea momentelor de comutare pentru faza A, după care, prin defazarea lor corespunzătoare se determină momentele de comutare și pentru celelalte două faze.

Concluzii privind tehnicile de comandă PWM aplicate invertoarelor

► Reglarea vitezei mașinilor asincrone impune pe lângă variația frecvenței f_s a tensiunii, care se realizează prin metode specifice de comandă a contactoarelor statice și variația amplitudinii tensiunii U_s , pentru a se evita saturarea ($U_s/f_s = \text{const.}$). Modificarea amplitudinii tensiunii de la ieșirea invertorului se poate face în principal prin trei metode distincte:

- variația tensiunii căii de curent continuu U_{cc} , care prezintă următoarele particularități:

- permite obținerea unei forme constante a tensiunii la ieșirea invertorului, indiferent de amplitudinea ei, dar impune utilizarea redresorului comandat, ca sursă de curent continuu;

- se utilizează cu precădere în schemele de reglare care funcționează pe principiul controlului orientat după câmp, iar contactoarele statice sunt tranzistoare. Dacă invertorul este realizat cu tiristoare, la variația în limite largi a tensiunii, capacitatea de comutare scade pe măsura scăderii tensiunii de încărcare a condensatoarelor de stingere, din care cauză, în unele aplicații se folosesc surse de curent continuu auxiliare, pentru încărcarea condensatoarelor de stingere.

- variația tensiunii U_s la ieșirea din invertor

- se utilizează relativ rar în acționările electrice reglabile, deoarece la tensiuni reduse, conținutul de armonici a tensiunii aplicate mașinii este nesatisfăcător;

- variația tensiunii în inverter prin utilizarea tehnicilor PWM
 - este cea mai folosită metodă atât în cazul controlului scalar, cât și în cazul controlului cu orientare după câmp, în acest ultim caz fiind folosită împreună cu prima metodă;
 - Tehnicile de comandă PWM prezintă două avantaje esențiale care le-au impus în domeniul metodelor de comandă folosite pentru invertoarele care intră în configurația convertoarelor statice de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu:
 - nu necesită componente suplimentare în inverter, dar blocul de comandă a convertorului devine mai complex;
 - permit reducerea semnificativă sau chiar eliminarea armonicilor de ordin mic (cele mai apropiate de fundamentală), chiar la evoluții în limite largi ale tensiunii și frecvenței.
 - Tehnicile de comandă PWM au constituit obiectul unor cercetări deosebit de susținute în ultimele trei decenii. Ca rezultat al acestor cercetări au apărut o multitudine de metode diferite din punct de vedere al principiului modulării, și al performanțelor pe care acestea le oferă. Implementarea acestora în proiectarea sistemelor de comandă și control destinare acționărilor reglabile cu mașini asincrone depinde de tipul mașinii, de gama de puteri și de dispozitivele semiconductoare utilizate.
 - Alegerea tehnicii de comandă PWM ce urmează a fi utilizată într-un sistem de acționare dat, este determinată de optimizarea raportului dintre performanțele sistemului și prețul de cost.