1.10 CONVERTOARE STATICE.

Majoritatea sistemelor de conversie electromecanică moderne sunt reglabile având parametrii de ieșire, viteză, cuplu sau poziție, variabili. Realizarea acestor sisteme de conversie presupune alimentarea mașinii electrice de la surse cu tensiune, curent și frecvență variabile, surse cunoscute sub numele de convertoare statice. Tipurile mai vechi sau mai noi de dispozitive semiconductoare de putere, precum și limitele în creștere ale tensiunilor și curenților de lucru au permis realizarea unei game deosebit de diversificate de convertoare atât în ceea ce privește tipul de conversie, c.a.-c.c., c.c.-c.a. și c.a.-c.a., cât și puterile, tensiunile și frecvențele de lucru.

1.13. CONVERTOARE C.C.-C.C.

Convertoarele c.c. - c.c. bidirecționale, de 4 cadrane, ca urmare a unor performanțe superioare, înlocuiesc convertoarele c.a. - c.c. comandate la puteri mici și medii. Performanțele deosebite a acestor convertoare constau în:

schemă mai simplă și deci costuri mai reduse ale echipamentelor;

funcționarea numai în conducție neîntreruptă;

frecvență de comutație ridicată, cu avantaje în spectrul de armonici al tensiunii și curentului de ieșire.

1.13.1 CONVERTOARE C.C. –C.C. CU MODULAȚIE ÎN LAȚIME BIPOLARĂ.

Schema unui convertor c.c. - c.c. bidirecțional este prezentată în fig.1.162, comutatoarele statice utilizate fiind IGBT. Convertorul poate fi realizat și cu tranzistoare bipolare sau MOSFET, precum și cu tiristoare GTO. Realizarea acestor convertoare cu tiristoare obișnuite, variantă



Fig.1.162 Convertor c.c.-c.c. bidirectional.

constructivă mai veche, este practic abandonată în prezent ca urmare a dificultății realizării stingerii forțate a conducției. Se consideră convertorul alimentat de la un circuit intermediar de tensiune continuă V_d constantă, asigurată printr-un condensator de filtrare C_F de valoare mare. La bornele de ieșire 1-2 este conectată o sarcină de tipul R+L sau R+L+E. Comanda convertorului este de tipul cu modulație în lățime, PWM, varianta cea mai utilizată în aplicații. O schemă bloc de comandă tipică are structura din fig.1.164. Elementele schemei tipice de comandă sunt

 G_{Δ} - generator de tensiune triunghiulară;

C - comparator;

GI - generator de impulsuri cu durată variabilă;

CG - circuit de comandă pe poartă

IG - izolare galvanică.

Generatorul de impulsuri GI furnizează două tensiuni de ieșire U_E și $\overline{U_E}$ în sistem logic. Circuitele de comandă pe poartă CG sunt specifice tipului de dispozitiv semiconductor de putere utilizat cuprinzând de obicei și anumite tipuri de protecție (supracurent, supratemperatură, etc.).

a



Fig.1.163 Schemă principială de comandă.

Izolarea galvanică se realizează de obicei prin optocuploare. Relativ recent s-au conceput circuite integrate specializate pentru comanda pe poartă a unui braț sau al întregului convertor, preluând cea mai mare parte a funcțiilor schemei din fig.1.163, izolarea galvanică realizându-se la nivelul tensiunilor U_E , respectiv $\overline{U_E}$. Principiul de funcționare al convertorului este prezentat în diagramele din fig.1.164. Logica de comandă a comutatoarelor statice rezultă din comparația tensiunii de comandă U_C , variabilă în limitele

y_(t)

Uε

$$-U_{CM} \le U_C \le +U_{CM}$$
, (1.234)

și tensiunea triunghiulară $v_{\Delta}(t)$, având perioada T, respectiv frecvența

$$f = \frac{1}{T},\tag{1.235}$$

și valoarea maximă

$$\widehat{V}_{\Delta} = U_{CM} \qquad (1.236)$$

Astfel, dacă

$$U_C \ge v_\Delta(t) \tag{1.237}$$

sunt comandate pentru intrarea în conducție CS_1^+ și CS_2^- , în timp ce CS_1^- și CS_2^+ sunt necomandate, deci blocate.

Întrucât CS_1^+ este în conductie, tensiunea

$$u_{1N}(t) = V_d \tag{1.238}$$

iar

$$u_{2N}(t) = 0. (1.239)$$

Pentru cazul când

$$U_C < v_{\Lambda}(t) \qquad (1.240)$$

comanda comutatoarelor statice se inversează, CS_1^+ și CS_2^- sunt deschise, iar CS_1^- și CS_2^+ sunt închise. Evident tensiunea

$$\frac{u_{1N}(t) = 0}{u_{2N}(t) = V_d}.$$
 (1.241)

 $\begin{array}{c} u_{\mathbf{x}_{1}}(t) \\ u_{\mathbf{z}_{N}}(t) \\ u_{\mathbf{$

Fig. 1.164 Funcționarea convertorului c.c.-c.c. bipolar.

Tensiunea la ieșirea convertorului este dată de $u(t) = u_{1N}(t) - u_{2N}(t)$

(1.242)

și are o variație de tip dreptunghiular între limitele $-V_d$, $+V_d$ motiv pentru care modulația se numește bipolară. Valoarea medie a tensiunii de ieșire U se calculează după relația (1.219) calculând valorile medii pentru tensiunile u_{1N} și u_{2N} . În acest scop se stabilește dependența tensiunii $v_{\Lambda}(t)$ în funcție de timp. Astfel, pentru intervalul

$$0 \le t \le \frac{T}{4},\tag{1.243}$$

se obține

$$v_{\Delta}(t) = \widehat{V}_{\Delta} \frac{t}{T/4} \,. \tag{1.244}$$

Punând condiția egalității tensiunii de comandă U_c cu $v_{\lambda}(t)$ se poate determina punctul A, fig.1.164, respectiv intervalul

$$t_1 = \frac{U_c T}{4\hat{V}_{\Delta}}.$$
(1.245)

Durata de conducție dintr-o perioadă T a comutatoarelor statice CS_1^+ și CS_2^- , care furnizează tensiunea $u_{1N}(t)$, este

$$T_{C} = 2t_{1} + \frac{T}{2} = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{U_{c}}{\hat{V}_{\Delta}} \right).$$
(1.246)

Se definește durata relativă de conducție a acestor două comutatoare statice prin

$$D_{1} = \frac{T_{C}}{2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_{c}}{\hat{V}_{\Delta}} \right).$$
(1.247)

Valoarea medie corespunzătoare tensiunii $u_{1N}(t)$ se calculează conform cu

$$U_{1N} = \frac{1}{T} \int_{0}^{t_{c}} u_{1N}(t) dt = \frac{T_{c}}{T} V_{d} = D_{1} V_{d} . \qquad (1.248)$$

În același mod se definește durata de conducție relativă pentru CS_1^- și CS_2^+ prin

$$D_2 = \frac{T - T_C}{T} = 1 - D_1, \qquad (1.249)$$

iar valoarea medie corespunzătoare tensiunii $u_{2N}(t)$ se calculează cu

$$U_{2N} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T-T_{c}} u_{2N}(t) dt = D_{2} V_{d}.$$
 (1.250)

Valoarea medie a tensiunii de ieșire a convertorului se calculează cu relația

$$U = U_{1N} - U_{2N} = V_d (2D_1 - 1) = V_d \frac{U_C}{\hat{V}_{\Delta}}.$$
 (1.251)

Expresia tensiunii medii U, având în vedere (1.251) și faptul că \hat{V}_{Δ} este constantă, arată că prin modificarea tensiunii de comandă în limitele (2.134) se obține variația continuă și liniară a acesteia în limitele

$$-V_d \le U \le +V_d \,, \tag{1.252}$$

adică un convertor bidirecțional cu caracteristica de comandă din fig.1.165. Caracterul bidirecțional este asigurat și la nivelul curentului de ieșire i(t), un sens fiind asigurat de CS_1^+ și CS_2^- , iar celălalt sens de CS_1^- și CS_2^+ . Conducția în convertor este însă mai complicată depinzând atât de starea comutatoarelor statice, cât și a sarcinii. Considerând



Fig. 1.165 Caracteristica de comandă.

o sarcină de tip R+L+E, la aplicarea primului impuls pozitiv al tensiunii u(t), fig.1.164, curentul crește prin circuit după o variație exponențială. Având în vedere frecvența mare a tensiunii de modulație triunghiulară, de ordinul kHz sau zecilor de kHz, timpul t_1 este mult mai mic decât constanta de timp a circuitului

$$\tau = \frac{L}{R},\tag{1.253}$$

astfel că exponențiala se găsește pe porțiunea de început și poate fi aproximată printr-o dreaptă. Presupunând valoarea inițială a curentului I_0 , acesta crește la valoarea I_M , bobina din circuit acumulând energie. Evident, având în vedere comutatoarele comandate și faptul că i(t) > 0, conducția se închide prin CS_1^+ și CS_2^- . În intervalul imediat următor, tensiunea u(t) < 0 și sunt comandate CS_1^- și CS_2^+ , curentul i(t) începe să se micșoreze, fiind întreținut de energia acumulată anterior de inductivitatea L, rămânând pozitiv, închiderea conducției nu este posibilă prin comutatoarele comandate CS_1^- și CS_2^+ . Întrucât descărcarea bobinei trebuie să se producă, tensiunea de autoinducție a acesteia deschid diodele antiparalel D_1^- și D_2^+ , energia circulând de la sarcină spre sursa de alimentare V_d. La anularea curentului pot intra efectiv în conducție comutatoarele statice comandate CS_1^+ și CS_2^- , astfel că se produce din nou acumularea de energie în bobină. În intervalul următor i(t) < 0, deci nu se poate închide prin comutatoarele comandate CS_1^+ și CS_2^- , astfel că se produce deschiderea diodelor D_1^+ și D_2^- prin care are loc descărcarea energiei bobinei. În continuare conducția este preluată de CS_1^+ și CS_2^- ca urmare a faptului că i(t) > 0. Valoarea medie a curentului se calculează cu

$$I = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} i(t)dt,$$
 (1.254)

efectuând integrala pe fiecare porțiune separată de variație. Prezentarea de mai sus scoate în evidență faptul că indiferent de valoarea medie a curentului i(t) și de comutatoarele statice comandate, conducția se închide fie prin acestea, fie prin diodele antiparalel, în funcție de variația impusă curentului de către sarcină. Așadar, la acest tip de convertor conducția este întotdeauna neîntreruptă, având loc și recuperarea energiei acumulate de bobină. Spectrul de frecvențe conținut de u(t) este determinat de frecvența tensiunii modulatoare, armonicile fiind multiplu al acestei frecvențe. Având în vedere valoarea mare, de ordinul kHz sau zecilor de kHz a acestei frecvențe, armonicile apar în poziții înalte influențând mai puțin sarcina. Un alt avantaj al frecvenței mari de lucru sunt ondulațiile reduse ale curentului i(t), încadrabile în limitele admise de motoarele de c.c., de obicei fără prevederea de inductivități suplimentare.

1.13.2 CONVERTOARE C.C. –C.C. CU MODULAȚIE ÎN LAȚIME UNIPOLARĂ.

Realizarea unui convertor c.c.-c.c. cu modulație în lățime unipolară nu necesită modificări în schema din fig.1.162, ci numai în strategia de comandă. În primul rând sunt două tensiuni de comandă U_{Cl} și U_{c2} , fig.1.166, care îndeplinesc în permanență condiția

$$U_{c1} = -U_{c2} \,. \tag{1.255}$$



Fig.1.166 Funcționarea convertorului c.c.-c.c. bipolar.

În al doilea rând, logica de comandă presupune comanda brațului l, CS_1^+ și CS_1^- , prin comparația dintre U_{CI} și $v_{\Delta}(t)$, iar a brațului 2, CS_2^+ și CS_2^- , din comparația dintre U_{C2} și $v_{\Delta}(t)$. Astfel dacă

$$U_{C1} > v_{\Delta}(t)$$
 (1.256)

 CS_1^+ este comandat, iar CS_1^- deschis. La inversarea condiției (1.233) se inversează și starea celor două comutatoare . În același mod este comandat brațul 2, adică, dacă

$$U_{C2} > v_{\Delta}(t)$$
 (1.257)

atunci CS_2^+ este comandat iar CS_2^- deschis, starea comutatoarelor statice inversându-se odată cu inegalitatea (1.234). În fig. 1.166 rezultă, ca urmare a logicii de comandă de mai sus, formele de undă ale tensiunilor $u_{1N}(t)$ și $u_{2N}(t)$, precum și tensiunea de

ieșire u(t), calculată cu relația (1.248). Tensiunea de ieșire u(t) este formată de asemenea din pulsuri dreptunghiulare cu variație însă între 0 și $+V_d$, adică o variație unipolară. Valoarea medie a tensiunii de ieșire, U, se calculează după o relație asemănătoare cu (1.228) conducând la aceeași expresie, respectiv la caracteristica de comandă din fig.1.165. Deși la prima vedere rezultatele obținute nu se deosebesc mult de cele de la convertorul bipolar, convertorul cu modulație unipolară are câteva avantaje. Astfel, prezența în tensiunea de ieșire numai a pulsurilor unipolare conduce la micsorarea ondulațiilor curentului de ieșire, i(t), iar conducția în convertor este mai complexă. Astfel, considerând valoarea inițială a curentului i(t) ca fiind I_0 , în primul interval din fig. 1.166, i(t) > 0, ca urmare a faptului că u(t) > 0, conducția se închide prin CS_1^+ și $CS_2^$ comandate. În intervalul următor u(t) = 0 și curentul începe să se micșoreze fiind întreținut de energia acumulată în bobina sarcinii. Curentul nu se poate închide însă prin comutatoarele statice comandate CS_1^- și CS_2^- , ci prin CS_2^- și D_1^- , energia bobinei disipându-se pe sarcină și în interiorul convertorului. În intervalul următor, dacă sarcina este de tipul R+L+E, curentul i(t) devine negativ, iar conducția se închide prin CS_1^- comandat și dioda D_2^- , energia bobinei disipându-se tot pe sarcină și în interiorul convertorului. La comutarea comenzii de pe CS_1^- pe CS_1^+ acest circuit se întrerupe, iar curentul fiind negativ se va închide prin D_1^+ și D_2^- , recuperând energia bobinei prin transmiterea ei spre sursa de alimentare. În continuare conducția decurge alternativ prin comutatoarele statice și/sau diodele antiparalel în funcție de starea comenzii și sensul curentului de sarcină. Valoarea medie a curentului se calculează după relatia (1.231). Rezultă aşadar că și pentru acest convertor este asigurat regimul de curent neîntrerupt. Suplimentar, din analiza formelor de undă din fig.1.166, se constată că frecvența tensiunii și curentului de ieșire este dublă față de cazul convertorului bipolar și față de frecvența tensiunii de modulație $v_{\Lambda}(t)$. Acest lucru conduce la două avantaje:

frecvența dublă de comutație la nivelul tensiunii u(t), față de frecvența de comutație reală a comutatoarelor statice, ceea ce evident diminuează pierderile de putere din dispozitivele semiconductoare de putere datorate comutației;

armonicile de tensiune și curent apar la multiplu întreg al dublului frecvenței tensiunii modulatoare

1.13.3 CONVERTOARE C.C. –C.C. ÎN REGIM DE FRÂNARE.

Ambele convertoare permit regimul de frânare cu recuperare al maşinii de c.c. alimentate, care se realizează prin comandă adecvată a comutatoarelor statice. Problema care apare are în vedere destinația energiei recuperate. De obicei circuitul intermediar este alimentat de la un redresor necomandat, cu diode, care nu permite transferul energiei spre rețeaua de curent alternativ. În acest caz injectarea energiei recuperate în circuitul intermediar are ca loc de



Fig.1.167 Convertor c.c.-c.c. cu circuit de disipare a energiei de frânare.

acumulare capacitatea de filtrare C_F. Având în vedere că energia acumulată de acest condensator se calculează cu

$$W_{CF} = \frac{1}{2} C_F V_d^2 \tag{1.258}$$

efectul va fi creșterea tensiunii V_d la valori care pot fi dăunătoare atât pentru condensator, cât și pentru dispozitivele semiconductoare de putere. La puteri mici, unde energia recuperată nu are valori însemnate, se introduce în circuitul intermediar o rezistență de frânare R_F , având ca destinație disiparea energici suplimentare, fig.1.167. În fapt acest circuit este un convertor c.c.-



Fig.1.168 Comanda CS_F.

c.c. de un cadran realizat cu comutatorul static CS_F. Comanda acestuia se realizează printr-un regulator de tensiune, care menține tensiunea din circuitul intermediar în limitele $V_d \pm \Delta V_d$. Comanda CS_F este prezentată în fig.1.168. Când tensiunea reală la bornele condensatorului depășește valoarea maximă din $V_d + \Delta V_d$ comutatorul static CS_F trece în starea ON, iar la atingerea limitei $V_d - \Delta V_d$ trece în starea OFF.

În cazul puterilor medii și mari această soluție nu este economică, apelându-se la alimentarea circuitului intermediar de la un convertor comandat bidirecțional cu tiristoare sau de la un redresor PWM.

1.13.4 TIMPUL MORT AL CONVERTOARELOR C.C. –C.C.

Strategia de comandă a celor două tipuri de convertoare descrise mai sus realizează o comandă în antifază a comutatoarelor statice de pe un braț, de exemplu CS^+ și CS^- , fig.1.167. Întrucât un dispozitiv semiconductor de putere nu comută din starea de conducție în starea blocată instantaneu ci într-un timp finit t_{OFF} . În acest interval, primind comandă și celălalt comutator static de pe brațul în discuție, se creează un circuit prin care sursa V_d este scurtcircuitată. Evident, regimul de avarie care apare nu este fericit nici pentru sursa de alimentare și nici pentru

70 ELECTRONICA DE PUTERE SI ACTIONARI REGLABILE

dispozitivele semiconductoare de putere. Eliminarea acestui inconvenient se realizează prin introducerea așa-numitului timp mort, t_d , între comanda de stingere a unui comutator static și cea de intrare în conducție pentru celălalt comutator static de pe braț. Evident timpul mort trebuie să îndeplinească condiția

$$t_d > t_{OFF} \,. \tag{1.259}$$

Se consideră brațul l din convertorul din fig.1.167, tensiunea și curentul de ieșire având sensurile din desen, iar modulația bipolară. În fig.1.169 suprafețele hașurate indică comanda pentru intrare în conducție a lui CS_1^+ respectiv CS_1^- , iar t_{d1} , respectiv t_{d2} , timpul mort între aceste comenzi. În intervalul t_1 , cât CS_1^+ este comandat, tensiunea

$$u_{1N}(t) = V_d \,. \tag{1.260}$$

În intervalul t_2 , când CS_1^- este închis, curentul i(t) fiind pozitiv conducția se va închide prin D_1^- și D_2^+ , astfel că

$$u_{1N}(t) = 0. (1.261)$$

Același lucru se întâmplă însă și pe intervalul t_{dI} , fiind în conducție în continuare aceleași diode. Pe intervalul t_{d2} , curentul fiind pozitiv, iar CS_1^+ neprimind încă comandă tensiunea $u_{1N}(t) = 0$ (1.262)

conducția fiind în continuare prin aceleași diode. Tensiunea furnizată de braț capătă valoarea $u_{1N}(t) = V_d$ (1.263)

abia la începutul intervalului t_3 când CS_1^+ intră în conducție. Așadar, față de forma de undă a tensiunii $u_{1N}(t)$ din fig.1.164, introducerea timpului mort produce o micșorare a tensiunii cu spațiul aferent intervalului t_{d2} , reducere care se calculează cu

$$\Delta u_{1N}(t) = -\frac{t_d}{T} V_d \tag{1.264}$$

unde feste perioada tensiunii modulatoare, iar

$$t_d = t_{d1} = t_{d2} \,. \tag{1.265}$$



Fig.1.169 Efectul timpului mort pentru i(t) > 0.



Fig.1.170 Efectul timpului mort pentru i(t)<0.

Efectul timpului mort pentru cazul i(t) < 0 și același braț al convertorului este prezentat în fig.1.170. Pe intervalul t_1 , deși CS_1^+ este comandat, întrucât i(t) < 0, conducția se închide prin D_1^+ și D_2^- , iar tensiunea

$$u_{1N}(t) = V_d \,. \tag{1.266}$$

Pe intervalul t_2 , ca urmare a intrării în conducție a lui CS_1^- tensiunea

$$u_{1N}(t) = 0. (1.267)$$

Pe intervalul t_{d2} , ca urmare a blocării conducției comutatorului statice CS_1^- , conducția revine prin diodele D_1^+ și D_2^- , tensiunea având valoarea

$$\mu_{1N}(t) = V_d \,. \tag{1.268}$$

Intervalul t_3 , identic d.p.d.v. al conducției cu t_1 , este caracterizat prin valoarea tensiunii $u_{IN}(t)$ sub forma relației (1.243). Față de forma de undă din fig.1.164 apare intervalul t_{d2} cu creșterea de tensiune dată de

$$\Delta u_{1N}(t) = \frac{t_d}{T} V_d \,. \tag{1.269}$$

La nivelul tensiunii de ieșire a convertorului se obține o creștere sau o micșorare a tensiunii de ieșire în funcție de sensul curentului i(t). Astfel dacă i(t) este pozitiv, fig.1.169, pentru brațul i(t) este de asemenea pozitiv și apare o micșorare a tensiunii după relația (1.264), iar pentru brațul 2, curentul fiind negativ, apare o creștere a tensiunii egală cu cea din relația (1.269). Pe ansamblul convertorului va avea loc o micșorare a tensiunii

$$\Delta U = \Delta U_{1N} - \Delta U_{2N} = -\frac{2t_d}{T} V_d \,. \tag{1.270}$$

În cazul i(t) < 0, făcând același raționament, rezultă o creștere a tensiunii de ieșire cu

$$\Delta U = \Delta U_{1N} - \Delta U_{2N} = \frac{2t_d}{T} V_d \,. \tag{1.271}$$



Fig.1.171 Caracteristica de comandă ținând cont de timpul mort.

Caracteristica de comandă a convertorului, luând în considerare efectele timpului mort, se modifică ca în fig.1.171. Efectele timpului mort în cazul modulației unipolare sunt identice, deci conduc la aceleași rezultate. Anularea efectelor timpului mort se poate realiza prin modificarea comenzii U_C în sensul creșterii acesteia pentru i(t) > 0 și micșorarea pentru i(t) < 0, astfel încât să se compenseze variațiile de tensiune ΔU . Modificarea comenzii ΔU se face cu valori fixe întrucât variația de tensiune, relațiile (1.247) și (1.248), nu depind de mărimea curentului, ci numai de valoarea timpului mort, care este

constant pentru un convertor dat. Întrucât variațiile de tensiune sunt relativ mici, cel mult de ordinul 1..2%, iar compensarea prin modificarea tensiunii de comandă este relativ dificil de realizat, cel mai adesea se utilizează convertoarele c.c. - c.c. fără compensarea timpului mort.

1.13.5 FUNCȚIA DE TRANSFER A CONVERTOARELOR C.C. – C.C.

Modelul matematic al convertoarelor c.c. - c.c. se realizează în aceleași condiții ca la convertoarele c.a. – c.c. comandate. Neglijând efectele timpului mort și luând în considerație că prin proiectare limitele $\pm V_d$ nu se ating în funcționarea normală, funcția de transfer a convertorului rezultă din (1.228) sub forma

$$Y_{C}(s) = \frac{U(s)}{U_{C}(s)} = \frac{V_{d}}{\hat{V}_{\Delta}} = k, \qquad (1.272)$$

adică convertorul este un amplificator de putere liniar. Întrucât la aceste convertoare nu apare necesitatea sincronizării între faza de comandă și tensiunea colector - emitor (drena - sursă), comanda devine efectivă chiar în momentul generării ei. Ca urmare între intrare și ieșire nu există întârzieri, convertorul fiind neinerțial.

1.14 CONVERTOARE C.C. – C.A. INVERTOARE.

Convertoarele c.c. - c.a., numite curent invertoare, s-au dezvoltat în ultimul deceniu ca urmare a progreselor din tehnica dispozitivelor semiconductoare de putere și a performanțelor superioare oferite de mașinile de c.a. în raport cu cele de c.c. Pentru sistemele de conversie electromecanică, ca unul din domeniile de utilizare a acestor convertoare, se folosesc invertoare trifazate de tensiune sau de curent cu o mare varietate de tipuri de scheme si comandă (modulație). Se remarcă faptul că tehnicile de comandă permit funcționarea acestor convertoare atât în regimul propriu-zis de invertor, conversie c.c. - c.a., cât și în regim de redresor, conversie c.a.-c.c. Varietatea deosebită a schemelor și tehnicilor de modulație ale invertoarelor utilizate în prezent nu poate fi cuprinsă în cadrul și obiectivul acestui manual. Ca urmare se vor prezenta tipuri fundamentale de invertoare și tehnici de modulație, cu scopul stabilirii proprietăților principale, reglarea tensiunii și frecvenței și conținutul de armonici, și pentru a se putea aprecia influența acestora în conducerea unui sistem de conversie electromecanică.

1.14.1 INVERTOARE MONOFAZATE CU MODULAȚIE ÎN UNDĂ DREPTUNGHIULARĂ

Schema unui astfel de invertor, de tip punte și cu ieșire în tensiune, este prezentată în fig.1.172, fiind identică cu cea a unui convertor c.c.-c.c. de 4 cadrane. Se consideră alimentarea invertorului de la o sursă de tensiune continuă având $V_d = cst$. Considerând că se dorește obținerea unei tensiuni de ieșire $u_0(t)$, de frecvență f_c, se definește perioada de comandă

$$T_c = \frac{1}{f_c} \,. \tag{1.273}$$



Fig.1.172 Invertor monofazat de tensiune în punte.

Comanda comutatoarelor statice ale invertorului se face după logica:

- pe prima jumătate de perioadă T_c, T_1^+, T_2^- închise, T_1^-, T_2^+ deschise;
- pe a doua jumătate de perioadă T_c, T_1^+, T_2^- deschise, T_1^-, T_2^+ închise.

Comanda și forma de undă a tensiunii $u_0(t)$ sunt prezentate în fig.1.173, din care rezultă că $u_0(t)$ este o tensiune alternativă, dar cu o variație dreptunghiulară. Semnalul obținut se poate descompune în serie de armonici, fundamentală fiind de forma

$$u_0^1(t) = \hat{U}_0^1 \sin 2\pi f_c, \qquad (1.274)$$

unde

$$\widehat{U}_{0}^{1} = \frac{4}{\pi} V_{d} = 1,273 V_{d}.$$
(1.275)

Având în vedere forma lui $u_0(t)$ armonicile superioare care apar sunt de rang impar, iar amplitudinea armonicii de rang h este dată de

$$\widehat{U}_{0}^{h} = \frac{\widehat{U}_{0}^{1}}{h}.$$
(1.276)

Concluziile care rezultă din această sumară descriere sunt:

- tensiunea de ieșire a invertorului este constantă, modificarea acesteia însemnând utilizarea unei surse V_d variabile;

- frecvența se poate regla în limite largi prin modificarea perioadei de comandă;

- conținutul de armonici este important iar prima armonică, de ordinul 3, este semnificativă ca valoare, fiind o treime din fundamentală. Forma curentului $i_0(t)$ va depinde de sarcina de la ieșirea convertorului, conținutul de armonici al acestuia putând fi diferit doar ca amplitudine fața de cel al tensiunii $u_0(t)$. Sarcina fiind de obicei de tip R+L, apare un defazaj între curent și tensiune ceea ce face necesară prevederea diodelor antiparalel în scopul asigurării conducției neîntrerupte prin sarcina. Conducția prin comutatoarele statice sau prin diodele antiparalel se desfășoară ca la convertorul c.c. - c.c. de 4



Fig.1.173 Forme de undă pentru invertorul în undă dreptunghiulară.

cadrane.

1.14.2 INVERTOARE

TRIFAZATE CU MODULAȚIE ÎN UNDĂ DREPTUNGHIULARĂ.

74 ELECTRONICA DE PUTERE SI ACTIONARI REGLABILE

Un astfel de invertor s-ar putea realiza prin conectarea trifazată, de obicei în stea, a trei invertoare monofazate de tipul celui din fig.1.172. Varianta utilizată în practică, mult mai economică, este prezentată în fig.1.174. Invertorul se consideră alimentat de la o tensiune continuă $V_d = cst.$, iar sarcina, trifazată simetrică, de tipul R+L, conectată în stea, cu nulul O



Fig.1.174 Invertor trifazat de tensiune.

izolat. Comanda convertorului se realizează pe fiecare braț, în antifază, ca la convertorul monofazat. Comandă pe cele trei brațe, A, B si C sunt decalate cu $2\pi/3$, așa cum este prezentat în fig.1.175. Tensiunile u_{AN} , u_{BN} și u_{CN} rezultă cu ușurință analizând starea comutatoarelor statice de pe fiecare braț.

Tensiunile de linie la ieșirea convertorului se calculează cu

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$$
$$u_{BC} = u_{BN} - u_{CN}$$
$$u_{CA} = u_{CN} - u_{AN}$$

și au o forma fig.1.175, de tip bipolar, cu variație între $+V_d$ și $-V_d$. Tensiunea pe faza A a receptorului, u_{AO} , se poate calcula conform modelului următor. Tensiunile pe cele trei faze rezultă din

$$u_{AO} = u_{AN} - u_{ON}$$

$$u_{BO} = u_{BN} - u_{ON}$$

$$u_{CO} = u_{CN} - u_{ON}$$

(1.278)

Însumând relațiile (1.256) rezultă

$$u_{ON} = \frac{u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}}{3},$$

$$u_{AO} = u_{AN} - \frac{u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}}{3}$$
(1.279)

întrucât datorită conexiunii trifazate există relația

$$u_{AO} + u_{BO} + u_{CO} = 0 (1.280)$$

Aplicând relația (1.279) pentru fiecare interval $T_c/6$ rezultă o variație în trepte a tensiunii u_{AO} de forma celei



Fig.1.175 Formele de undă pentru invertorul trifazat.

prezentate în fig.1.175. Armonicile de ordinul l ale tensiunilor de linie $u_{AB}^1, u_{BC}^1, u_{CA}^1$ formează un sistem trifazat simetric de tensiuni de succesiune directă, având faza inițială $-\pi/6$. Valoarea maximă a tensiunii de linie se calculează cu

$$\widehat{U}_{AB}^{1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{4}{\pi} V_{d}, \qquad (1.281)$$
efectivă după

iar valoarea efectivă după
$$U^1 = \widehat{U}^1_{AB} = 0.78V$$

 $U_{AB}^{1} = \frac{O_{AB}}{\sqrt{2}} = 0,78V_{d}$ (1.282) Conținutul de armonici superioare al tensiunilor furnizate de brațele invertorului este de la invertorul monofazat, adică întregul spectru de armonici impare. Ca urmare a

același de la invertorul monofazat, adică întregul spectru de armonici impare. Ca urmare a conexiunii trifazate, în spectrul de armonici al tensiunilor de linie dispar armonicile multiplu de trei, reducând sensibil deformarea acestora în sensul apariției, în afara fundamentalei, doar a armonicilor 5, 7, 11, 13 ș.a.m.d. Armonicile fundamentale ale tensiunilor de fază formează de asemenea un sistem trifazat simetric de succesiune directă, defazat față de sistemul de tensiuni de linie cu $\pi/6$ în urmă, adică caracteristic unui sistem trifazat standard. Se poate arăta că similitudinea există și la nivelul valorilor tensiunilor. Astfel valoarea maximă a tensiunii în fază este

$$\hat{U}_{AO}^{1} = \frac{\hat{U}_{AB}^{1}}{\sqrt{3}} = \frac{2}{\pi} V_{d}, \qquad (1.283)$$

respectiv valoarea efectivă

$$U_{AO}^{1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{d} \,. \tag{1.284}$$

Conținutul de armonici al tensiunilor de fază conține însă întreg spectrul armonicilor impare. Rezultă că proprietățile acestui tip invertor nu sunt prea favorabile în sensul că:

nu se poate regla tensiunea de ieșire;

conținutul de armonici este bogat și aflat în apropierea fundamentalei.

Astfel de scheme de invertoare se realizează cu tiristoare lente cu stingere forțată și în general la puteri mari. Pentru reglarea tensiunii se apelează la alimentarea circuitului intermediar printr-un convertor c.a-c.c. comandat.

1.14.3 INVERTOARE MONOFAZATE DE TENSIUNE CU MODULAȚIE ÎN LĂȚIME A PULSURILOR (PWM).

Se consideră un invertor monofazat în punte alimentat de la o sursă de c.c. de tensiune $V_d=cst.$, fig.1.172. Modulația în lățime a pulsurilor, curent numită PWM, se realizează în două



variante: bipolară și unipolară. Astfel, în cazul modulației sinusoidale bipolare, comanda comutatoarelor statice rezultă din comparația tensiunii de comandă

 $u_{c}(t) = \hat{U}_{c} \sin 2$

unde f_c este frecvența tensiunii de ieșire dorită, cu o tensiune modulatorie de tip triunghiular, de amplitudine \hat{V}_{Δ} și frecvență f_{Δ} constante, asemănătoare cu cea de la convertoarele c.c. - c.c.,

Fig.1.176 Modulația sinusoidală bipolară.

fig.1.176. Logica de comandă, rezultată din comparația menționată mai sus, decurge după:

- pentru cazul când $u_c(t) \ge v_{\Delta}(t) T_1^+, T_2^-$ - închise, iar T_1^-, T_2^+ deschise;

- pentru cazul când $u_c(t) < v_{\Delta}(t)$ funcționarea comutatoarelor statice se inversează. Tensiunea de ieșire $u_0(t)$ fig.2.60, este formată din pulsuri dreptunghiulare cu variație bipolară, între + V_d și $-V_d$. Evident numărul de pulsuri depinde de frecvența f_{Δ} , iar lățimea lor este variabilă în funcție de variația tensiunii de comandă $u_c(t)$. Tensiunea de ieșire $u_0(t)$ conține o fundamentală $u_0^1(t)$ având frecvența egală cu a tensiunii de comandă și o sumă de armonici superioare. În fig.1.176, din motive de simplificare a desenului, s-a adoptat

$$f_{\Delta} = 7f_c, \qquad (1.286)$$

în realitate însă $f_{\Delta} \gg f_c$. Ca urmare pentru determinarea amplitudinii tensiunii de ieșire se poate adopta metoda de calcul de la convertoarele c.c. - c.c. de 4 cadrane, PWM bipolare, considerând că pentru două pulsuri triunghiulare alăturate tensiunea de comandă u_c(t) nu se modifică semnificativ. Astfel se poate scrie

$$u_0^1(t) = \frac{V_d}{\widehat{V}_\Delta} u_c(t) = \frac{V_d}{\widehat{V}_\Delta} \widehat{U}_c \sin 2\pi f_c, \qquad (1.287)$$

rezultând o tensiune sinusoidală având frecvența și faza inițială a tensiunii de comandă. Această relație este corectă pentru cazul când

$$\widehat{U}_c \le \widehat{V}_{\Delta},\tag{1.288}$$

numit domeniu de modulație în amplitudine liniară. Se definește modulația în amplitudine prin

$$m_A = \frac{\widehat{U}_c}{\widehat{V}_\Delta}.$$
(1.289)

În cazul modulației liniare, ecuația (1.288), rezultă

$$0 \le m_A \le 1, \tag{1.290}$$

iar tensiunea de ieșire

$$\widehat{U}_0^{'} = m_A V_d \tag{1.291}$$

va fi cuprinsă în intervalul $[0, V_d]$. S-a obținut o primă caracteristică favorabilă a acestui tip de modulație constând în variația tensiunii de ieșire în limite largi prin simpla modificare a amplitudinii tensiunii de comandă. Pentru tensiuni de comandă

$$\hat{U}_c > \hat{V}_\Delta \tag{1.292}$$

numai sunt intersectate toate tensiunile triunghiulare, astfel că relația (1.287) nu mai este valabilă, modulația devenind neliniară. La o anumită valoare a tensiunii \hat{U}_c pe întreaga semiperioadă T_c/2, $u_c(t)$ nu intersectează nici o tensiune triunghiulară și tensiunea de ieșire este formată dintr-un singur puls dreptunghiular cu durată T_c/2, convertorul aflându-se în cazul modulației în undă dreptunghiulară, fig.1.177. Se definește modulația în frecvență prin

$$m_F = \frac{f_A}{f_c}.$$
 (1.293)

Conținutul de armonici superioare al tensiunii $u_0(t)$ este determinat de modulația în frecvență adoptată pentru convertor. Astfel rangul h al armonicilor superioare este dat de

$$h = j.m_F \pm k , \qquad (1.294)$$

unde pentru j par, k este impar și invers. Spectrul de armonici este prezentat în fig.1.178.

Din (1.294) rezultă că modulația în frecvență este bine să fie cât mai mare pentru ca prima armonică superioară să fie cât mai departe de fundamentală. Alegerea modulației în frecvență mai



Fig.1.177 Caracteristica de comandă.

depinde și de alți factori. Astfel o frecvență f_{Δ} foarte mare conduce la o frecvență de comutație de aceeași mărime pentru comutatoarele statice, ceea ce înseamnă o solicitare termică importantă a acestora. Pe de altă parte trebuie evitată apariția armonicilor importante în spectrul audio în scopul micșorării poluării sonore. Acest deziderat se realizează diferit în funcție de strategia de modulație aleasă. Prima, numită modulație sincronă, este caracterizată prin $m_F = cst$. și tensiunile de comandă și modulatoare sincronizate, ca fază inițială, ca în fig.1.176 . Considerând motorul alimentat la o frecvență maximă de 100Hz, pentru încadrarea primelor armonici în afara spectrului audio se adoptă

$$m_{\rm F} < 21,$$
 (1.295)

astfel că prima armonică apare în jurul frecvenței de 2kHz, nesesizabilă audio. A doua, numită modulație asincronă, lucrează cu tensiune modulatoare de frecvență constantă și modulație în frecventa m_F variabilă, cele două tensiuni $u_c(t)$ și $v_{\Delta}(t)$ nemaifiind sincronizate. In acest caz se adopta în general

$$m_F > 21$$
 (1.296)

astfel ca primele armonici superioare să apar peste frecvența maximă audio de 20kHz. Modulația asincronă are dezavantaje la frecvențe mici când conținutul de armonici crește în amplitudine și se găseste în spectrul audio. În concluzie modulatia în lătime are câteva avantaje importante:

- reglarea independentă a tensiunii și frecvenței de ieșire, preferându-se modulația în amplitudine liniară;

- posibilitatea controlului conținutului de armonice prin modulația în frecvență adoptată;

- posibilitatea modificării fazei inițiale a tensiunii de ieșire prin faza inițială a tensiunii de comandă;

- realizarea tensiunii de ieșire, asemănător ca la convertoarele c.c. - c.c., fără întârziere în timp.

Performantele obținute prin modulația bipolară se îmbunătățesc în cazul variantei unipolare. Comutatoarele statice de pe cele două brațe l și 2 se comandă independent prin compararea tensiunii triunghiulare cu două tensiuni de comandă $u_{c1}(t)$ si $u_{c2}(t)$, fig.1.179, care îndeplinesc conditia de antifază

$$u_{c1}(t) = -u_{c2}(t). \tag{1.297}$$

Logica de comandă se stabilește într-un mod asemănător ca pentru modulația bipolară. Astfel pentru

Fig.1.178 Spectrul de armonici.

$$u_{c1}(t) \ge v_{\Delta}(t) \tag{1.298}$$

 T_1^+ este închis, iar T_1^- deschis. La inversarea inegalității (1.298) se modifică și starea comutatoarelor statice. Pentru brațul 2 dacă

$$u_{c2}(t) \ge v_{\Delta}(t) \tag{1.299}$$

 T_2^+ este închis, respectiv T_2^- deschis, având loc de asemenea inversarea stării la inversarea inegalității (1.276). În fig.1.179 sunt prezentate formele de undă rezultate pentru $u_{1N}(t)$ și $u_{2N}(t)$, precum și pentru

$$u_0(t) = u_{1N}(t) - u_{2N}(t) . (1.300)$$

Cea mai mare parte din concluziile stabilite la modulația bipolară rămân valabile. Proprietățile noi constau în:

- variația unipolară, între 0 și $+V_d$, pe o semiperioadă a tensiunii de ieșire, ceea ce va conduce la o ondulație a curentului $i_0(t)$ mult mai mică;

- frecvența de comutație din convertor este dublă față de frecvența tensiunii modulatoare, ceea ce influențează favorabil ondulațiile curentului;

- îmbunătățirea apreciabilă a spectrului de armonici.



Fig.1.179 Modulația în lățime unipolară.

Astfel tensiunile $u_{1N}(t)$ și $u_{2N}(t)$ conțin spectrul de armonici caracteristice modulației bipolare. Ca urmare a relației de calcul a tensiunii u_0 , armonicile pare din cele două tensiuni, $u_{2N}(t)$ și $u_{2N}(t)$ care sunt în fază, se anulează. Dacă se adoptă o modulație în frecvență m_F pară, atunci spectrul de armonici care apar este de forma $2m_F \pm 1, \pm 3,$ ş.a.m.d.

Această realizare îndepărtează mult primele armonici de fundamentală, astfel că, deși valoarea lor este însemnată, influența asupra mașinii se reduce considerabil.

1.14.4 INVERTOARE TRIFAZATE DE TENSIUNE CU MODULAȚIE ÎN LĂȚIME A PULSURILOR (PWM).

Schema unui astfel de invertor este identică cu cea din fig.1.174. Comanda celor trei brațe ale invertorului se face prin compararea tensiunii modulatoare de formă triunghiulară $v_{\Delta}(t)$ cu trei tensiuni de comandă de forma, fig.1.180,

$$u_{AC}(t) = U_c \sin 2\pi f_c$$

$$u_{BC}(t) = \hat{U}_c \sin(2\pi f_c - \frac{2\pi}{3}).$$

$$u_{CC}(t) = \hat{U}_c \sin(2\pi f_c - \frac{4\pi}{3})$$

(1.301)

Pe fiecare brat al invertorului logica de comandă a comutatoarelor statice rezultă după modelul de la invertorul monofazat de tensiune. Modul de determinare a tensiunilor furnizate de cele trei brațe, a tensiunilor de linie și a celor de fază este identic cu cel utilizat la același tip de invertor cu modulație în undă dreptunghiulară. Pentru exemplificare în fig.1.180, s-au determinat grafic două tensiuni de braț, $u_{AN}(t)$ și $u_{BN}(t)$ și tensiunea de linie $u_{AB}(t)$. O primă concluzie rezultă din forma tensiunilor de linie care au o variație unipolară. Dacă se construiesc și celelalte două tensiuni de linie, $u_{BC}(t)$ și $u_{CA}(t)$ se constată că armonicile de ordinul l ale acestora formează tot un sistem trifazat simetric cu același defazaj față de începutul comenzii ca la modulația în undă dreptunghiulară. Sistemul de tensiuni de fază se calculează cu relatii de forma (1.280), rezultând tot tensiuni sub formă de trepte, ca în fig.1.175. Diferența esențială constă în forma tensiunilor obtinute, care sunt compuse din pulsuri de lătime variabilă, determinată de valoarea tensiunilor de comandă. Modulațiile în frecvență și amplitudine se definesc la fel ca la invertorul monofazat și au aceleași proprietăți. Calculul tensiunilor de linie și fază se face în ipotezele de la invertorul PWM monofazat, cu observația că fiecare braț al invertorului lucrează separat ca urmare a comenzii independente. In fig.1.181 este prezentată funcționarea brațului A. Având în vedere comanda tensiunea de ieșire $u_{AO'}$, considerând O' ca un punct median al sursei V_d , are o variație bipolară în domeniul $[+V_d/2, -V_d/2]$. Similar lucrează și celelalte două brațe B și C. Ca urmare relația (1.265), în condițiile modulației liniare, capătă forma



Fig. 1.180 Invertor trifazat de tensiune cu modulație în lățime.

$$u_{AO'}^{1}(t) = \frac{\widehat{U}_{c}}{\widehat{V}_{\Delta}} \frac{V_{d}}{2} \sin 2\pi f_{c} = m_{A} \frac{V_{d}}{2} \sin 2\pi f , \qquad (1.302)$$

unde valoarea efectivă a tensiunii de fază, la nivelul primei armonice, este dată de

$$U_{AO}^{1} = m_{A} \frac{V_{d}}{2\sqrt{2}}, \qquad (1.303)$$

iar a tensiunii de linie de

$$U_{AB}^{1} = \sqrt{3}U_{AO}^{1} = 0,612m_{A}V_{d}.$$
 (1.304)

În cazul supramodulației, $m_A > l$, la limită se ajunge la modulația în undă dreptunghiulară, când valoarea efectivă a tensiunii de linie este dată de ecuația (1.283). Conținutul de armonici al tensiunii de fază $u_{AO}(t)$ este cel caracteristic invertoarelor PWM monofazate. Având în vedere că o tensiune de linie se calculează conform cu

$$u_{AB}(t) = u_{AO}(t) - u_{BO}(t)$$
(1.305)

și ca urmare a defazajului de $2\pi/3$ dintre cele două tensiuni, armonicile multiplu de 3 au aceeasi fază şi deci prin operatiunile de scădere din ecuatia (1.305)se anulează. Aşadar spectrul de armonici al tensiunilor de linie este sensibil redus fată de un invertor monofazat, depinzând de modulația în frecvență m_F după relația (1.295). Dacă se alege modulația în frecvență multiplu de trei spectrul de armonici este și mai favorabil în sensul că dispar armonicile de tipul jm_{E} , care



Fig.1.181 Schema unui braț de invertor trifazat.

sunt cele mai importante ca amplitudine, rămânând numai armonicile din benzile laterale de tipul $jm_F \pm 1, \pm 2...$, care au amplitudini reduse.

1.14.5 ONDULAȚIILE TENSIUNII ȘI CURENTULUI LA IEȘIREA INVERTOARE.

Așa cum s-a specificat anterior ondulațiile curentului de ieșire al unui invertor sunt sensibil diferite față de cele ale tensiunii ca urmare a sarcinii. Într-un sistem de conversie electromecanică sarcina este de tipul $R+L+e_0(t)$, unde $e_0(t)$, este o t.e.m. sinusoidală produsă de motor, fig.1.181. De obicei rezistența înfășurării motorului, având valoarea mică, se neglijează în raport cu reactanța acesteia. Din fig.1.181 se poate scrie

$$u_{AO}(t) = e_{AO}(t) + L \frac{di_A(t)}{dt}.$$
 (1.306)

Cum t.e.m. $e_{AO}(t)$ produsă de mașină este sinusoidală, ecuația (1.306) se poate scrie la nivelul armonicii fundamentale sub forma

$$u_{AO}^{1}(t) = e_{AO}(t) + L \frac{di_{A}^{1}(t)}{dt}, \qquad (1.307)$$

sau sub forma fazorilor complecși

$$\underline{U}_{AO}^{1} = \underline{E}_{AO} + j\omega L \underline{I}_{AO}^{1} .$$
(1.308)

Puterea electromagnetică dezvoltată de mașină este dată de

$$P = E_{AO}I_A^1, \tag{1.309}$$

ceea ce indică faptul că numai armonica fundamentală a curentului produce putere activă. Ca urmare ondulația tensiunii de ieșire, compusă din armonicile superioare, este dată de

$$u_o(t) = u_{AO}(t) - u_{AO}^{1}(t)$$
(1.310)

și nu produce decât putere cu caracter reactiv (deformant). Utilizând (1.308), (1.309) și (1.310) rezultă

$$u_{o}(t) = L \frac{di_{A}(t)}{dt} - L \frac{di_{A}^{1}(t)}{dt}, \qquad (1.311)$$

adică tensiunea pe bobina L, conține întreaga ondulație din tensiunea de ieșire inclusiv căderea de tensiune datorată armonicii fundamentale. Notând prin $i_0(t)$ ondulația curentului de fază, adică

$$i_0(t) = i_A(t) - i_A^1(t) \tag{1.312}$$

aceasta se poate calcula din

$$i_0(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_0(t) dt + i_0(0).$$
(1.313)

Alegând convenabil momentul t = 0 astfel încât

$$i_0(0) = 0, (1.314)$$

atunci

$$i_0(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_0(t) dt.$$
(1.315)

Ondulația de tensiune se pot rescrie sub forma

$$u_{0}(t) = \sum_{h>1} \widehat{U}_{0}^{h} \sin(h\omega_{c}t + \varphi_{h})$$
(1.316)

unde h este rangul armonicii superioare. Cu această precizare armonica h, conținută în ondulația curentului, devine

$$i_{0}^{h}(t) = \frac{\widehat{U}_{0}^{h}}{h\omega_{c}L}\sin(h\omega_{c}t + \varphi_{h} - \pi/2), \qquad (1.317)$$

indicând reducerea substanțială a armonicelor de curent cu creșterea rangului acestora, respectiv o



Fig.1.182 Forma ondulației de curent pentru un invertor monofazat.

Având în vedere constanta de timp a înfășurării

ondulație mai redusă a curentului în raport cu tensiunea. Pentru exemplificare grafică, în fig.1.182 se forma ondulatiei prezintă $i_0(t)$ corespunzător unui invertor monofazat PWM, considerând un defazaj φ între $i_0^1(t)$ și $u_0^1(t)$ ca urmare a sarcinii de tip R+L. Datorită acesteia pulsurile cu lățime variabilă ale tensiunii $u_0(t)$ provoacă, dacă sunt pozitive, o creștere exponentială a curentului, iar dacă sunt negative o descreștere de același fel.

$$\tau = \frac{L}{R},\tag{1.318}$$

care este mult mai mare decât lățimea pulsurilor de tensiune, practic curentul are mici variații în jurul fundamentalei $i_0^1(t)$ fiind evident mult mai aproape de un semnal sinusoidal.

1.14.6 TIMPUL MORT AL INVERTOARELOR.

Timpul mort t_d între comanda de blocare a conducției pentru comutatoarele statice superioare și comanda de intrare în conducție a comutatoarelor statice inferioare de pe același braț al invertorului și reciproc este necesar, din aceleași considerente ca la convertoarele c.c.-c.c. Mai mult, efectele acestuia se calculează în același mod, concluziile fiind evident aceleași, adică apare o creștere sau o scădere a tensiunii de linie, respectiv de fază, în funcție de semnul curentului $i_0(t)$. La nivelul fundamentalei curentului și tensiunii efectul timpului mort este prezentat în fig.1.183. Variația de tensiune Δu_0^1 este independentă de curentul de sarcină, fiind determinată de mărimea



fig.1.183 Efectele timpului mort asupra fundamentalei.

timpului mort t_d . Compensarea acestui efect se poate realiza prin modificarea amplitudinii comenzii după

$$u_c(t) = \left(\hat{U}_c \pm \Delta U_c\right) \sin \omega t , \qquad (1.319)$$

unde ΔU_c se determină în funcție de Δu_0^1 . Realizarea concretă este însă mult mai dificilă decât la convertoarele c.c. - c.c. ca urmare a ondulațiilor curentului și tensiunii, care fac dificilă aprecierea intervalului în care curentul este pozitiv sau negativ. Dacă însă sunt însă utilizate dispozitive semiconductoare de putere cu timpi de blocare mici, cum ar fi IGBT-uri sau MOSFET-uri, efectul timpului mort poate fi neglijat, variația de tensiune Δu_0^1 fiind nesemnificativă ca valoare.

1.14.7 ALTE TIPURI DE MODULAȚIE PENTRU INVERTOARE.

Îmbunătățirea performanțelor invertoarelor, îndeosebi în ceea ce privește conținutului de armonici, a determinat realizarea unor variante modificate ale tipului de comandă PWM. Una dintre variantele de comandă constă în **programarea eliminării unor anumite armonici**, care se



realizează prin calculul unghiurilor $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, fig.1.184, respectiv a lățimii pulsurilor de tensiune, în funcție de rangul armonicilor care trebuie eliminate. Astfel pentru eliminarea armonicilor de ordinul 5 și 7 trebuie calculate unghiurile $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, fig.1.184, a căror valoare depinde de cea dorită pentru fundamentală, adică de valoarea modulației în amplitudine. Implementarea acestei comenzi se poate realiza numai cu utilizarea unor circuite integrate specializate, cum ar fi HEF 4752 (Philips) sau de microcontrolere. Evident metoda se poate extinde pentru eliminarea unui număr mai mare de armonici, caz în care și numărul de unghiuri de tip α_i , care trebuie calculate, crește.

O altă variantă de comandă are în vedere **programarea ondulațiilor curentului**. Astfel, fig.1.185, dacă se dorește o anumită variație $i_0^1(t)$ a fundamentalei curentului, se admite o variație a curentului real $i_0(t)$, prin ondulațiile produse de comandă, în limitele

$$i_0^1(t) - \Delta i_0 \le i_0 \le i_0^1(t) + \Delta i_0.$$
(1.320)

La fiecare intersecție a valorii curentului real $i_0(t)$ cu cele două anvelope poziționate inferior și superior se comandă începutul, respectiv sfârșitul, pulsului pozitiv de tensiune unipolar. Realizarea acestui tip de comandă necesită achiziționarea curentului real $i_0(t)$ și compararea lui cu valoarea impusă $i_0^*(t)$ pentru fundamentală într-un comparator având histerezisul $\pm \Delta i_0$, fig.1.186.



Fig.1.186 Schemă bloc de comandă pentru programarea ondulațiilor curentului.

În sfârșit una din tehnicile cele mai noi de comandă este cunoscută sub numele de **modulație fazorială (vectorială).** Acest mod de comandă este strâns legat de modelul cu orientare după câmp al mașinilor trifazate de c.a.. Astfel pentru invertorul de tensiune din fig.1.187 comutatoarele statice sunt comandate în așa fel încât fazorul tensiune impus \underline{u}^* , pentru mașina de curent alternativ, să fie aproximat cât mai bine prin fazorul real

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \left(u_{A0} + u_{B0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{C0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right),$$
(1.321)

în condițiile existenței unor restricții de comandă și anume:

- comutarea simultană a numai două comutatoare statice;

- comutările să aibă loc în același braț;

- să existe în permanență, prin comutatoarele statice sau diodele antiparalel, un circuit de închidere a curentului.

Fazorul de tensiune impusă \underline{u}^* are o variație continuă, descriind un cerc cu diametrul variabil, în timp ce fazorul tensiune de ieșire a convertorului poate să ia 7 valori discrete,

în funcție de starea comutatoarelor statice, respectiv conducției, și anume

$$\underline{u}_{k} = \frac{2}{3} V_{d} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$$
(1.322)

cu k = l,..., 6, adică un sistem hexafazat de tensiuni la care se adaugă, pentru k=0, $\underline{u}_0 = 0$.Realizarea celor 7 fazori conduce la următoarea secvență de comandă



Fig.1.187 Invertor de tensiune.

$$\underline{u}_{0} \rightarrow 4, 6, 2;
 \underline{u}_{1} \rightarrow 1, 6, 2;
 \underline{u}_{2} \rightarrow 1, 3, 2;
 \underline{u}_{3} \rightarrow 4, 3, 2;
 \underline{u}_{4} \rightarrow 4, 3, 5;
 \underline{u}_{5} \rightarrow 4, 6, 5;
 \underline{u}_{6} \rightarrow 1, 6, 5;
 \underline{u}_{0} \rightarrow 1, 3, 5.$$
(1.323)

Din această secvență se constată că fazorul \underline{u}_0 se poate realiza în două moduri, fie prin comanda celor trei comutatoare statice "sus"; fie a celor trei "jos". Intre cei 6 fazori, posibil de obținut se delimitează 6 sectoare, fig.1.188, în care fazorul tensiune impusă \underline{u}^* poate să se găsească la un moment dat. Pentru exemplificare în fig.1.189 acest fazor se găsește în sectorul l, fiind, în coordonate polare, determinat prin

$$\underline{u}^* = Ue^{j0^*}.$$
 (1.324)

Există posibilitatea de aproximare a acestuia, indiferent de sectorul în care se găsește, prin duratele de conectare ale comutatoarelor statice, respectiv ale nivelelor de tensiune adiacente sectorului. Astfel pentru sectorul l, tensiunile care trebuie luate în calcul aproximării sunt $\underline{u}_1, \underline{u}_2$ și \underline{u}_0 . Perioada de eșantionare în care se face aproximarea se determină în funcție de frecvența de comutație a convertorului, f_c , cu

$$T_e = \frac{1}{2f_c} \,. \tag{1.325}$$

Media valorilor celor trei fazori $\underline{u}_1, \underline{u}_2, \underline{u}_0$, ponderată cu duratele de aplicare t_1, t_2, t_0 pentru aceștia, trebuie să fie egală cu fazorul tensiune impus, adică să existe ecuația

$$\underline{u}_1 t_1 + \underline{u}_2 t_2 + \underline{u}_0 t_0 = \underline{u}^* T_e, \qquad (1.326)$$





Fig.1.188 Fazorul tensiune.

Fig.1.189 Aproximarea fazorului impus.

unde evident

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_e \,. \tag{1.327}$$

Din triunghiul ABC se pot scrie relațiile

$$\underline{AC} = \frac{t_1}{T_e} \underline{U}_1$$

$$\underline{CB} = \frac{t_2}{T_e} \underline{U}_2,$$
(1.328)

sau

1(4)

$$\frac{AC}{\sin(\pi/3-\theta^*)} = \frac{CB}{\sin\theta^*} = \frac{AB}{\sin\pi/3} = \frac{U^*}{\sqrt{3}/2}$$
(1.329)

Dar având în vedere valorile pentru fazorii $\underline{u}_1, \underline{u}_2$, care sunt date de

$$U_1 = U_2 = \frac{2}{3}V_d \tag{1.330}$$

și ecuația (1.329) rezultă relațiile

$$\frac{2}{3} \frac{t_1}{T_e} V_d = \frac{2U^*}{\sqrt{3}} \sin(\pi/3 - \theta^*)$$

$$\frac{2}{3} \frac{t_2}{T_e} V_d = \frac{2U^*}{\sqrt{3}} \sin\theta^*.$$
(1.331)

Din ecuațiile (1.327), (1.328) și (1.331) se pot calcula duratele de aplicare după

$$t_{1} = \frac{\sqrt{3}U^{*}}{V_{d}} T_{e} \sin(\pi / 3 - \theta^{*})$$

$$t_{2} = \frac{\sqrt{3}U^{*}}{V_{d}} T_{e} \sin \theta^{*}$$

$$t_{0} = T_{e} - t_{1} - t_{2}.$$

(1.332)

3(6) 5(2)

Fig.1.190 Calculul duratelor de conectare.

Realizarea celor trei fazori este reprezentată în fig.1.190. Primul interval $t_0/2$ corespunde realizării fazorului \underline{u}_0 prin conectarea comutatoarelor statice 2,4 și 6. Al doilea interval t_1 corespunde realizării fazorului \underline{u}_1 prin conectarea comutatoarelor statice 1,6 și 2, iar al treilea interval t_2 corespunde realizării fazorului \underline{u}_2 prin conectarea comutatoarelor statice 1,3, 2. In

ultimul interval $t_0/2$ se realizează din nou fazorul \underline{u}_0 , dar prin conectarea comutatoarelor statice l,

3 și 5. Astfel duratele de conectare reale pentru comutatoarele statice ale convertorului rezulta din relațiile

$$\tau_{1} = T_{e} + t_{1} + t_{2}$$

$$\tau_{2} = T_{e} - t_{1} + t_{2}$$

$$\tau_{0} = T_{e} - t_{1} - t_{2}.$$

(1.333)

Aceste durate de conectare se calculează pentru fiecare perioadă de eșantionare și fiecare sector în care se găsește fazorul impus prin relații asemănătoare, în felul acesta se obține o bună aproximare a fazorului impus, ceea ce constituie un avantaj evident d.p.d.v. al reglării sistemului de conversie. Există și variante evoluate ale acestui sistem de comandă care au în vedere minimizarea numărului de comutații astfel încât să se reducă pierderile de putere în comutație. Realizarea acestui tip de comandă presupune utilizarea unui microcontroler integrat în sistemul de reglare aferent celui de conversie electromecanic.

1.14.8 FUNCȚIONAREA INVERTOARELOR ÎN REGIM DE REDRESOR

Se consideră braţul de invertor prezentat în fig.1.181. Dacă convertorul alimentează un motor asincron trifazat, atunci sarcina, pe lângă caracterul R+L oferit de înfășurarea de fază, conține și t.e.m. $e_{A0}(t)$, care se poate considera sinusoidală. Neglijând rezistența R, care este mult mai mică decât reactanța ωL , și luând în considerație numai fundamentele tensiunii și curentului de fază, funcționarea în regim de invertor este prezentată, la nivelul fazorial, în fig.1.191.



Defazajul φ al curentului \underline{I}_{A0} , față de t.e.m. \underline{E}_{A0} , caracterizează funcționarea mașinii în regim de motor, ceea ce presupune transferul de putere de la invertor spre mașină, caracteristic funcționării convertorului în regim de invertor propriu-zis. Componenta \underline{I}_{AQ} a curentului, în fază cu t.e.m. \underline{E}_{A0} , generează puterea electromagnetică a mașinii, care are valoarea pozitivă. Pentru obținerea regimului de redresor trebuie ca puterea electromagnetică să fie negativă, adică mașina să funcționeze în regim de generator. În acest caz, fig.1.192, componenta \underline{I}_{AQ} a curentului va fi în opoziție de fază cu t.e.m. \underline{E}_{A0} . Realizarea acestui defazaj se poate obține într-un singur mod și anume prin generarea de către invertor a unei tensiuni de fază cu defazajul $\delta_2 \neq \delta_1$. Rezultă așadar, având în vedere că faza tensiunii \underline{U}_{A0} poate fi modificată prin faza inițială a tensiunii de comandă pe faza A, $u_{AC}(t)$, trecerea din regimul de invertor în cel de redresor se poate realiza prin fazele inițiale ale celor trei tensiuni de comandă, corelate cu fazele inițiale ale t.e.m. ale masinii.

Deși la prima vedere ar rezulta o comandă deosebit de complicată, utilizarea reglării în circuit închis evită necesitatea cunoașterii fazei inițiale a t.e.m., trecerea dintr-un regim în altul realizându-se prin impunerea de curent necesară cuplului dezvoltat de mașină. Un al doilea lucru care trebuie avut în vedere se referă la transmiterea energiei recuperate în circuitul intermediar. Dacă circuitul intermediar este alimentat printr-un convertor unidirecțional atunci este necesar, la

fel ca la convertoarele c.c. - c.c., prevederea unui circuit de disipare a energiei recuperate de forma celui din fig.1.193.

1.14.9 INVERTOARE DE TENSIUNE ȘI CURENT.

O schemă completă de invertor trifazat de tensiune utilizând IGBT-uri este prezentată în fig.1.193. Redresorul de alimentare a circuitului intermediar, la puteri mici și mijlocii, este de obicei monofazat în punte. Filtrul din circuitul intermediar este de tensiune, capacitatea C_F având rolul de a menține tensiunea V_d constantă. Bobina L_F este prevăzută în scopul ameliorării formei curentului absorbit de redresor și a factorului global de putere. În schema invertorului este



Fig.1.193 Schema unui invertor trifazat de tensiune.

prevăzut și convertorul c.c. - c.c. de un cadran, format din T_F și R_F , pentru a disipa energia în cazul funcționării în regim de redresor ocazionat de frânarea mașinii de c.a. alimentate. La puteri mici și mijlocii se utilizează invertoare de curent, fig.1.194, ca urmare a costurilor mai mici dar și a unor avantaje funcționale. Principalele diferențe intre cele două tipuri de invertoare constau in:

- circuitul intermediar este un circuit de curent, unde, prin intermediul bobinei de filtrare L_F, curentul I_d este menținut practic constant;

- absența diodelor antiparalel, ca urmare a faptului că în acest caz comutatoarele statice comută direct curentul, iar tensiunile de linie, respectiv fază, rezultă ca urmare a trecerii acestuia



Fig.1.194 Schema unui invertor de curent.

prin impedantele receptorului.

La puteri foarte mari se mai utilizează scheme de invertoare cu tiristoare obișnuite, comutația acestora făcându-se prin scheme de stingere forțată autonomă sau independentă. În sfârșit în ultima perioadă s-au dezvoltat mult invertoarele de tipul rezonant având ca scop principal reducerea puterii disipate în comutatoarele statice.

1.14.10 MODELUL MATEMATIC AL INVERTOARELOR.

Din punct de vedere al mărimilor de ieșire, tensiune și frecvență, invertoarele, indiferent de tip, asigură comanda complet independentă a acestora. Dacă în privința frecvenței de ieșire, caracteristica de comandă este de tipul liniar și neinerțial, convertorul fiind practic un amplificator liniar, în ceea ce privește tensiunea de ieșire trebuie luate în considerație următoarele lucruri:

- neliniaritatea pentru supramodulație în amplitudine, $m_A > 1$;

- efectele timpului mort care transformă caracteristica de comandă din fig.1.177 în cea din fig.1.195.

În domeniul modulației în amplitudine liniare și neglijând efectul timpului mort, funcția de transfer a convertorului poate fi scrisă sub forma

$$Y_C(s) = \frac{U_0(s)}{U_C(s)} = k, \qquad (1.334)$$

adică un amplificator liniar și neinerțial. Dacă în ceea ce privește neglijarea efectului timpului mort, așa cum s-a menționat mai sus, nu se comite o abatere prea mare de la realitate, supramodulația în amplitudine determină un puternic caracter neliniar convertorului cu toate consecințele ce decurg de aici pentru partea de control în circuit închis. Și acesta este un motiv pentru care la cele mai multe tipuri de invertoare se utilizează în exclusivitate numai modulația liniară.



Fig.1.194 Caracteristica de comandă reală.