

Comanda și controlul mașinilor cu comutație electronică

Vîrlan Bogdan

Cuprins

Cuprins	2
1 Introducere	4
1. Dispozitive electronice de putere	9
1.1 Dioda	10
1.2 Tiristorul	11
1.3 Triacul.....	13
1.4 GTO – tiristor cu semnal de oprire pe poartă	14
1.5 IGCT – Tiristorul integrat cu comutație pe poartă	15
1.6 Tranzistorul bipolar	16
1.7 Tranzistor cu efect de câmp MOSFET – metal oxid semiconductor.....	17
1.8 IGBT- tranzistoare bipolare cu poarta izolată	19
1.9 Semiconductoare SiC și GaN	20
Concluzii	21
2 Redresoarele.....	23
2.1 Redresoarele necontrolate.....	23
2.2 Redresor în punte.....	26
2.3 Redresor controlat în fază.....	29
2.4 Modul de intrare în conducție discontinuă	31
2.5 Redresor cu sarcină capacitivă	33
3 Invertoare	35
3.1 Invertor monofazat	35
3.2 Invertor trifazat.....	37
3.2.1 Secvența de comutare de 120°	37
3.2.2 Secvența de comutare de 180.....	39
3.2.3 Invertorul de sursă de tensiune în șase trepte (VSI).....	41
3.2.4 Invertorul sursă de curent în șase trepte (CSI).....	44
3.3 Invertoare PWM	47
3.3.1 Principiu: Invertoare PWM monofazate	47
3.3.2 Invertoare PWM trifazate	51
3.3.3 Principii de modulare PWM	51
4 Motoare de curent continuu fără perii.....	62
4.1 Introducere.....	62

4.2	Construcția motoarelor cu comutație electronică	64
4.3	Motorul BLDC	67
4.4	Motorul BLAC	75
4.5	Motor sincron comutat electronic excitat electromagnetic cu caracteristică similară motorului de curent continuu derivație	77
4.6	Motorul sincron cu excitație electromagnetică.....	78
5	Motoare sincrone cu comandă electronică.....	82
5.1	Motoare sincrone cu magneți permanenți.....	82
5.1.1	Controlul motorului sincron cu magneți permanenți	85
5.1.2	Controlul curentului prin histerezis	90
5.1.3	Implementarea controlului prin histerezis	94
6	Senzor de detecție a poziției rotorice	98
6.1	Detecția poziției rotorice utilizând senzorii HALL	98
6.1.1	Efectul Hall.....	98
6.2	Resolverul "sin-cos" funcționând ca traductor de poziție rotorică al unui motor sincron autocondus	103
6.2.1	Aspecte teoretice.....	103
6.2.2	Construcția și principiul de funcționare a resolverelor sin-cos.....	104
6.2.3	Funcționarea resolverului sin-cos în regim static	107
6.3	Funcționarea resolverului sin-cos în regim de rotație continuă.....	109
6.3.1	Demodularea și filtrarea.....	110
	Bibliografie:	118

Comanda și controlul mașinilor cu comutație electronică

1 Introducere

În limba română noțiunea de mașină electrică, auzită preponderent în limbajul uzual, ne duce cu gândul, pe mare parte dintre noi, la automobilul electric, acest aspect fiind de altfel dovedit și de nenumăratele reportaje, vizualizate în media și televiziune, ca urmare a dezvoltării accentuate a producției de astfel de sisteme de transport urban.

Însă, literatura de specialitate respectă întocmai termenii utilizați, în așa fel încât astfel de confuzii să nu devină general valabile, prin mașina electrică înțelegându-se în continuare acele sisteme electrice (convertoare electromecanice) mai mult sau mai puțin complexe, care convertesc de cele mai multe ori energie electrică în energie mecanică (motorul electric) sau invers, energia mecanică în energie electrică (generatorul electric). Unele mașini electrice, în anumite condiții pot funcționa în ambele regimuri, atât de motor cât și de generator, iar în funcție de tipul constructiv, acestea pot frâna disipând căldură acumulată la nivelul înfășurărilor.

Mașinile electrice, sunt tot mai prezente în jurul nostru, în special utilizate în regimul de motor. De la motoarele utilizate în aplicațiile casnice, până la motoarele utilizate pe autovehicule, acestea au devenit din ce în ce mai complexe constructiv. De asemenea, prin comanda și controlul, adoptat ca urmare a dezvoltării dispozitivelor semiconductoare de putere, mașinile electrice ating performanțe superioare care să răspundă nevoilor și condițiilor specifice de lucru. Spre exemplu, dacă ne gândim, la o servodirecție asistată electric, motorul adoptat și controlul specific al acestuia trebuie să răspundă unor cerințe impuse atât de servo-acționarea în sine, dar în special modul de acțiune trebuie să răspundă în principal celor mai stricte norme de securitate și siguranță în funcționare (1).

Încadrarea mașinilor electrice cu comutație electronică în rândul mașinilor electrice

Mașinile cu comutație electronică derivate din mașinile electrice clasice, sunt tot din categoria convertoarelor Electro-mecanice, constituite din elemente

electromagnetice și elemente mecanice capabile să transforme o formă de energie într-o altă formă de energie.

Categoria de mașini electrice cu comutație electronică este una specială, după cum numele îi spune, deoarece pe lângă convertorul electromecanic propriu-zis acestea au în componență și un sistem de alimentare-conectare-comandă-control. Acest sistem este interpus între convertorul electromecanic și sursa de energie și este constituit din componente electronice specializate ce au diferite roluri funcționale dispozitivele de semiconductoare de putere, sisteme de detecție a poziției rotorice, sisteme de monitorizare a vitezei, microcontrolere, etc.).

Formele de energie vehiculate de aceste mașini cu comutație electronică sunt energia electromagnetică și energia mecanică. Energia electromagnetică apare ca urmare a adoptării în construcția acestor convertoare electromecanice și a magneților permanenți. De cele mai multe ori mașinile cu comutație electronică sunt utilizate în regim de motor electric, situație în care energia electrică este transformată în energie mecanică iar de la acestea se dorește, de cele mai multe ori, și funcționarea lor în sistem recuperativ de energie situație în care vorbim de generator electric.

Schema bloc, data în figura 1, descrie în linii mari evoluția mașinilor electrice de construcție clasică către mașinile electrice ce sunt comandate și controlate electronic, fapt ce conduce utilizarea lor în aplicații complexe ce au nevoie de astfel de sisteme de acționare. Așa cum se poate observa în această figura, ca urmare a dorinței de a elimina din construcția mașinilor electrice sistemul perii colector, au fost astfel dezvoltate mașinile fără perii, mașini denumite în literatura de specialitate mașini cu comutație electronică.

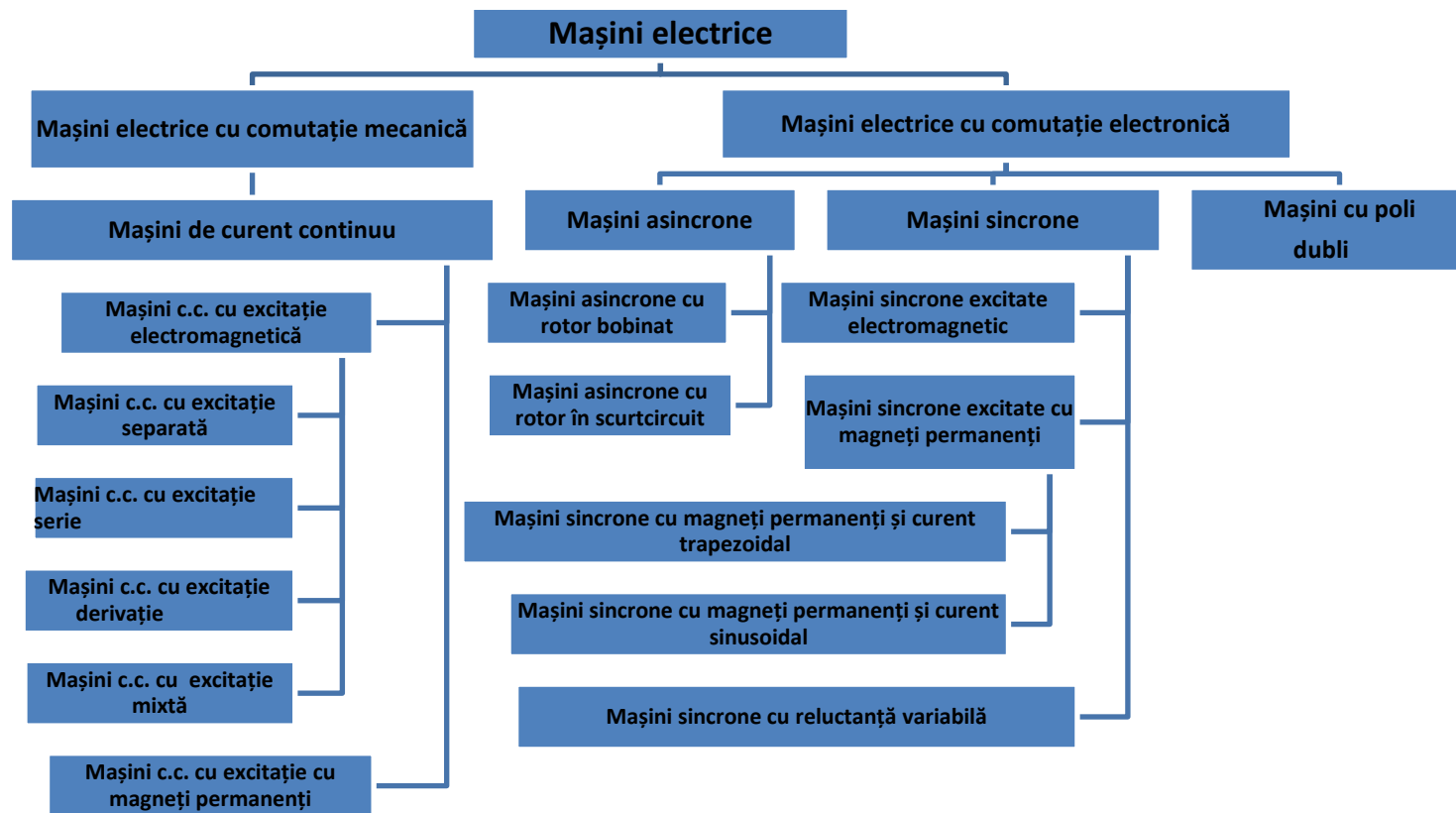


Fig. 1. Clasificarea mașinilor electrice în funcție de tipul de comutație

În acest sens se vor analiza o serie de exemple de convertoare de putere care sunt utilizate în acționările electrice, ce furnizează fie curent continuu sau curent alternativ la ieșire. Aceste sisteme analizate sunt alimentate fie de la o sursă de curent alternativ, spre exemplu rețeaua electrică, fie de la un sistem de tensiune continuă, acumulatori.

În practică există diferite tipuri de convertoare, toate acestea bazându-se pe o formă de comutare electronică. Astfel se întrevide pentru aceste tipuri de convertoare necesitatea de a adopta o strategie de comutare, care nu întotdeauna este una fericită pentru funcționarea corespunzătoare a motorului electric, situațiile prezentate relevând faptul că formele de undă vizualizate sunt mai puțin ideale. În această ordine de idei se va concluziona faptul că procesul de comutație este esențial pentru a obține o conversie cu eficiență ridicată a puterii.

Pentru a discuta despre convertoarele electronice de putere, trebuie să avem în vedere structura unui sistem electric acționare de putere în care acesta este utilizat. Acest sistem este prezentat sub formă de diagramă bloc în figura următoare. Convertorul prezentat în diagrama are rolul de a prelua energie electrică de la rețea și mai departe să o furnizeze la motor la orice tensiune și frecvență necesare pentru a obține cuplul mecanic la turația dorită.

Prima etapă în conversia energiei, în schema bloc prezentată este aceea prin care tensiunea alternativă este redresată, de un simplu redresor necomandat construit cu diode, iar în următoarea etapă este utilizat un invertor trifazat pentru a putea modifica tensiunea și frecvența la ieșire în scopul modificării turației de lucru.

În general sistemele de alimentare a motoarelor din sistemele electrice acolo unde este necesar controlul vitezei sau a cuplului sunt constituite din două părți: partea de forță care vehiculează tensiunile și curenții de forță, și respectiv partea de control care gestionează semnalele de control care de cele mai multe ori sunt semnale sub formă de tensiuni analogice de putere redusă sau semnale digitale. Marea majoritate a convertoarelor sunt capabile să gestioneze și semnalele de feedback, ele fiind de asemenea de putere redusă, semnale provenite de la dispozitivele de măsură: senzori hall, revolvere, senzori hall de curent, transformatoare de măsură, senzori incrementali, etc.

Spre exemplu, în diagrama bloc prezentată, se compară semnalul de intrare, cel de viteză și semnalul de feedback. Utilizând un controller de viteză se menține rezultatul impus, adică viteză, în anumite limite prin ajustarea tensiunii. Acest tip de control, se numește control în buclă închisă.

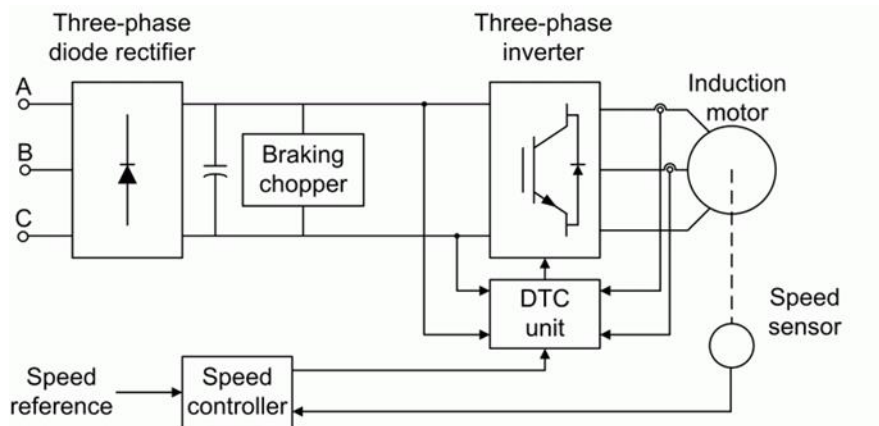


Fig. 2 Diagrama bloc a unui sistem de control motor de inducție

Trebuie menționată caracteristica convertoarelor electronice de putere de a nu avea capacitatea de stocare a energiei iar sistemele în care acestea sunt utilizate au de asemenea, o capacitate foarte mică de stocare a energiei. Acest aspect afectează sistemul prin faptul ca o schimbare bruscă a puterii are loc de cele mai multe ori cu o putere mare absorbită de la sursă. Practic vehicularea energiei de la convertor la motor se traduce printr-o creștere bruscă curentului absorbit de la sursa de alimentare și implicit va provoca o scădere momentană a tensiunii de alimentare. Aceste „spîțuri,, de curent ce au ca efect o scădere a tensiunii la borne se vor regăsi și la consumatorii învecinați. O altă consecință în lipsa de stocare a energiei a convertoarelor de putere este ca poate apărea în funcționare o întârziere forțată înainte ca sursa poată relua furnizarea de putere suplimentară.

Ar fi ideal dacă în convertor ar putea fi stocată o cantitate semnificativă de energie astfel compensându-se cererile de energie pe termen scurt. Dar, din păcate, acest lucru nu este pur și simplu economic: majoritatea convertoarelor au un mic aport de stocare de energie în inductoarele și condensatoare de filtrare, dar cantitatea nu este suficientă pentru a compensa căderile de tensiune și pentru a consumatorii de fluctuațiile pe termen scurt.

Cursul de față abordează principalele sisteme electronice de putere pentru acționări electrice: redresoare, choppere, cicloconvertoare și invertoare utilizate în alimentarea motoarelor/ servomotoarelor de curent continuu și de curent alternativ. Trebuie adăugat faptul că această curs nu este conceput ca un curs fundamental ce se dorește a detalia electronica de putere și proiectarea acesteia. În cazul proiectării circuitelor electronice de putere, există manuale mult mai detaliat ce sunt disponibile.

1. Dispozitive electronice de putere

Acest capitol de curs are ca scop să ofere o recapitulare asupra principalelor componente electronice de putere utilizate în acționările electrice și rețele electrice.

Scopul acestui capitol nu este acela de a prezenta ca un curs componentele electrice de putere ci mai degrabă să facă o introducere, reamintind baza pentru capitolele ulterioare. În acest capitol vor fi în evidență dispozitivele electronicii de putere care stau la baza circuitelor electronice de putere, cum ar fi redresor, chopper sau inverter, și suplimentar se va de descrie plecând de la componentele tradiționale (de exemplu: diodă, tiristor, IGBT) și alte componente noi dezvoltate de tip Si-C și GaN.

În majoritatea cazurilor, dacă nu toate, componentele electronice de putere sunt operate ca întrerupătoare ideale.

O reprezentare generală este dată în Fig. 1., caz în care anodul și catodul (sau sursa și drena) sunt bornele principale, în timp ce cealaltă conexiune adică baza (sau poarta), dacă este prezentă, este folosită pentru a controla curentul între bornele principale.

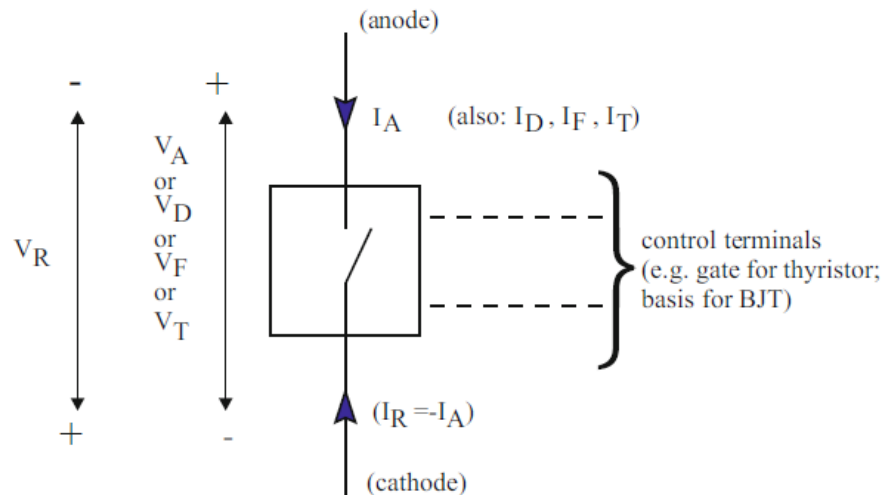


Fig. 1.1 Reprezentarea generală a unui dispozitiv întrerupător electronic de putere

În principal componentele electronice de putere pot fi clasificate ca:

- **ventile electronice simple, comutate natural:** reprezentată în principal de DIODĂ, care permite intrarea curentului într-o singură direcție, cu condiția ca acesta să fie polarizată corect. O diodă va permite trecerea curentului de la anod la catod dacă tensiunea aplicată anod-catod este pozitivă, iar dacă această tensiune va fi negativă doar un curent neglijabil de mic ca străbate dioda de la catod către anod (stare de blocare).

- **ventile electronice care pot fi pornite dar nu și oprite:** un dispozitiv electronic de putere care se comportă astfel este tiristorul. Cu o tensiune pozitivă aplicată între anod și catod un curent ca străbate dispozitivul de la anod la catod doar dacă se aplică o tensiune sau un curent mică pozitivă pe poartă. Odată ce a început circulația curentului nu mai este necesar o menținere a tensiunii sau curentului pe poartă. La fel ca dioda, stare de blocare este obținută pe tiristor în condițiile în care între anod și catod se aplică o tensiune negativă, caz în care poate apărea un curent de valoare neglijabilă între cele două borne

- **ventile electronice de putere care pot fi pornite și oprite:** electronica de putere a condus la realizarea unor dispozitive vitale pentru comanda și controlul mașinilor electrice: tiristoare cu blocare pe poartă (GTO), tranzistoare bipolare cu joncțiune (BJT), tranzistoare de putere cu efect de câmp metal oxid semiconductor (MOSFET), tranzistoare bipolar cu poartă izolată IGBT, sau IGCT.

1.1 Dioda

O diodă este un element semiconductor cu joncțiune p-n cu două straturi. Aceste dispozitive sunt simbolizate conform Fig. 2.2.a. iar curentul electric este realizat atât de purtătorii majoritari de sarcină cât și de cei minoritari.

Caracteristica tipică de funcționare este ilustrată în Fig. 2.2c. Cu o tensiune aplicată suficient de mare ca amplitudine, și pozitivă, între anod și catod, p – n-, joncțiunea va fi polarizată direct și astfel un curentul ($I_A = I_F > 0$), va trece prin diodă, acest fapt conducând și la apariția unei cădere de tensiune pe aceasta care are valoare destul de mică. Odată cu apariția tensiunii la bornele diodei, aceasta ar trebui să fie în continuare mai mare decât tensiunea minimă de punere în conducție pragul V_{F0} astfel încât să se obțină o cădere de tensiune mică care de cele mai multe ori neglijabilă.

Pragul de tensiune de la care diodele intră în conducție este cuprinsă în intervalul 0,7 . . . 1,2 V. Căderea de tensiune pe diodă directă în stare de conducției, $V_A = V_F > 0$, depinde de tipul de material semiconductor și este bineînțeles dependent de amplitudinea curentului ce străbate dioda. Pentru curentul nominal al diodei, căderea de tensiune este de ordinul 0,3-1V peste tensiunea de intrare în conducție V_{F0} .

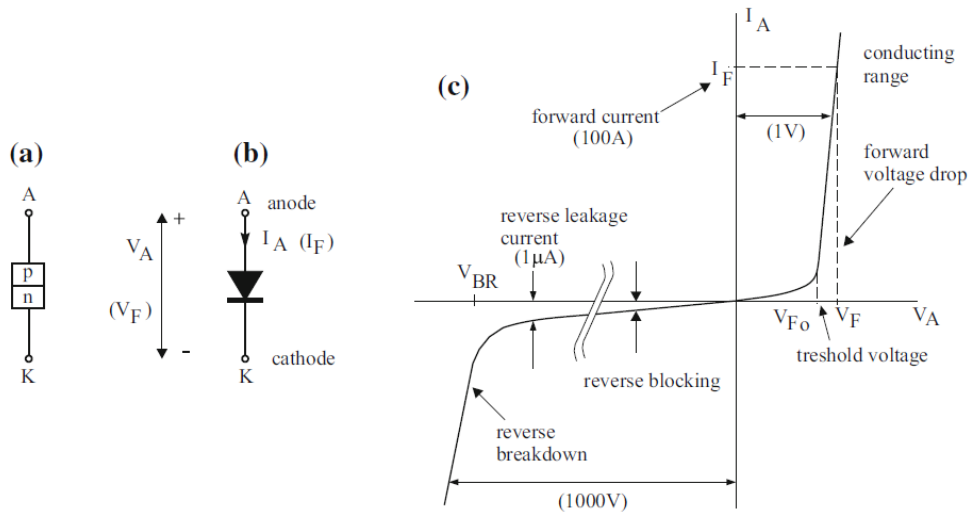


Fig. 1.2 Dioda – simbolizare și caracteristica de funcționare

Tensiunile negative aplicate diodei $V_A = -V_R < 0$ vor avea ca rezultat doar un curent negativ foarte mic ($I_A = -I_R < 0$), ceea ce înseamnă că acestea se comportă în esență ca un circuit deschis, deoarece joncțiunea p – n– blochează curentul. În cazul aplicării unei tensiuni negative foarte mare $V_R > V_{BR}$, se manifestă o străpungere a diodei, prin apariția unui curent negativ mare. Tensiunea maximă inversă ce o poate suporta dioda, V_{BR} este în mod normal ridicată; în funcție de materialul semiconductor, și poate avea valori ordinul unor zeci de volți până la valori de ordinul kilovolților.

Când dioda trece din starea de conducție în condițiile apariției unei tensiuni inverse foarte mari, aceasta va fi parcursă de curent invers foarte mare mare. Acest curent va avea ca efect eliminare sarcinilor din joncțiune astfel încât ajung să blocheze curentul.

1.2 Tiristorul

Tiristorul este elementul semiconductor de putere care prezintă joncțiuni cu patru straturi p – n – p – n. Simbolul, schema și caracteristica de funcționare sunt prezentate în Figura 1.3. Raportându-ne la diodă, un tiristor prezintă trei terminale: în plus față de terminalele de putere, anod și catod, își face apariția terminalul de poartă care servește la controlul conducției.

Ca și dioda, tiristorul conduce curentul într-o singură direcție, de la anod la catod. În cazul apariției unei tensiuni inverse între anod și catod tiristorul rămâne în starea de blocare.

Pentru ca tiristorul să intre în stare de conducție, pe lângă tensiunea pozitivă aplicată între anod și catod, $V_A = V_F$, este necesar un semnal de valoare redusă aplicat pe poartă. Astfel, în cele mai multe cazuri, este necesar a aplica semnalul pe poartă pentru a „porni”, tiristorul și ulterior se aplică tensiune pozitivă între anod și catod.

Când se aplică o tensiune anodică pozitivă, fără curent de poartă ($i_g = i_G = 0$), curentul ce străbate tiristorul rămâne mic (liniile roșii). Astfel, tiristorul rămâne în starea de blocare înainte. Dacă în același timp se aplică semnalul de poartă, de intrare în conducție, suficient mare ca amplitudine i_g ($I_{G1} > 0$ sau $I_{G2} > 0$ sau $I_{G3} > 0$), tiristorul intră în conducție, cu un curent anodic ridicat și o cădere tensiune mică pe acesta. Acest interval se numește regiune de înaltă conducție.

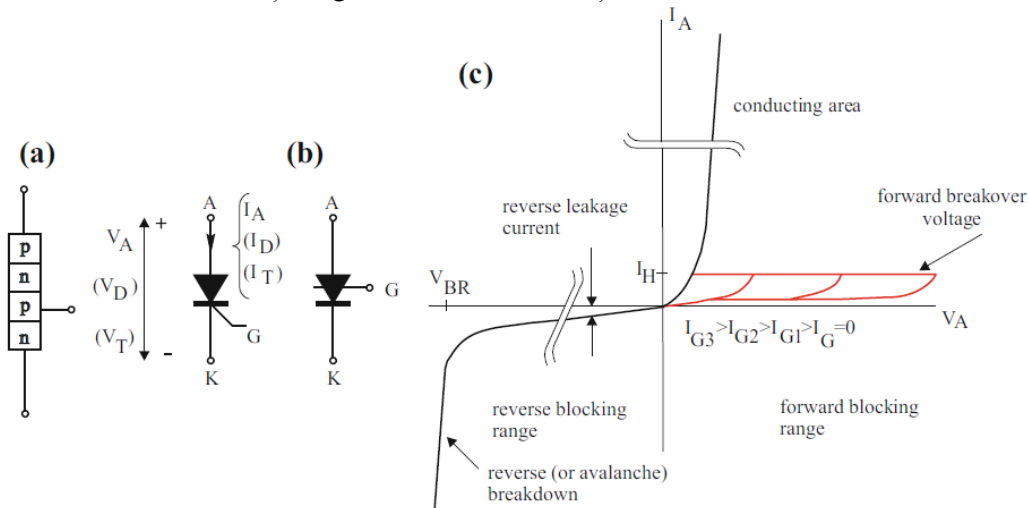


Fig. 1.3 Dioda – simbolizare și caracteristica de funcționare

La aplicarea unei tensiuni între anod și catod, prea mare ca amplitudine poate cauza, totuși, intrarea tiristorului în conducție fără a fi necesar un semnal pe poartă. Astfel, această tensiune se numește tensiune de străpungere directă.

Un tiristor va ieși din conducție în condițiile în care valoarea curentului din acesta va scădea sub o valoare denumită curent de menținere I_H .

Pentru tensiuni negative aplicate între anod la catod, tiristorul va prezenta doar un curent invers negativ, de valoare mică (această stare este numită starea de blocare inversă). În acest stadiu joncțiunile J_1 și J_3 sunt polarizate invers, iar joncțiunea J_2 este

polarizată direct. O tensiune negativă aplicată între anod și catod, va valoare prea mare conduce la o descărcare inversă și astfel, să distrugă tiristorul.

Când un tiristor trebuie să iasă din starea conducție, acestuia trebuie aplicată o tensiune negativă între anod la catod, astfel încât se permite acumularea de electroni de blocare pe joncțiunea J_2 . În practică, acest lucru se realizează prin descărcarea unui condensator cu sarcina corectă (negativă) la anodul tiristorului sau prin injectarea unui curent negativ în anod. În ambele situații sunt utilizate circuite rezonante L-C (numite circuite de stingere). Acest proces este numit **comutație forțată**, în timp ce **comutarea naturală** sau **scoaterea din conducție natural** se referă la situația când consumator sau sursa de alimentare a circuitului provoacă o inversare a tensiunii, reducând astfel curentul prin circuit sub curentul de menținere I_H .

Un tiristor poate intra în conducție și în alte situații de funcționare anormale, exceptând depășirea tensiunii de străpungere aplicate de la anod la catod:

- printr-o variație accelerată a dV_A/dt , ceea ce duce la o aprindere capacitivă;
- după un interval de conducție, tensiunea pozitivă de la anod la catod revine imediat, fără un timp de stingere.

Cel din urmă fenomen, în special, limitează viteza de comutare a unui tiristor. Pentru a permite acumularea sarcinii de blocare pentru joncțiunea J_2 , tensiunea de la anod la catod trebuie să fie negativă pentru o perioadă minimă de timp, numită **timp de necesar ieșire totală din conducție** (t_{rr}). Acest timp de ieșire din conducție reprezintă cea mai mare parte a întârzierii minime înainte ca o tensiune pozitivă de la anod la catod să poată fi aplicată din nou. La acest timp de recuperare se adaugă și alte întârzieri (mai mici). Întârzierea minimă totală între momentul în care curentul anodic devine zero și momentul în care dispozitivul este capabil să blocheze din nou tensiunea înainte este numită **timp de oprire** (turn-off time).

1.3 Triacul

Un triac poate fi considerat ca două tiristoare conectate în antiparalel. Figura 2.3 prezintă simbolul și caracteristicile. Triacul are caracteristici ceva mai puțin performante decât tiristoarele propriu-zis, cum ar fi tensiuni mai mici de blocare directă și inversă, și un timp de oprire mai mare. Ele nu sunt utilizate în acționări cu valori ridicate de tensiune și curent, dar sunt mai economice decât două tiristoare în antiparalel. De cele mai multe ori, triacele sunt utilizate în multe aplicații de putere mică (de exemplu, blendere, aspiratoare).

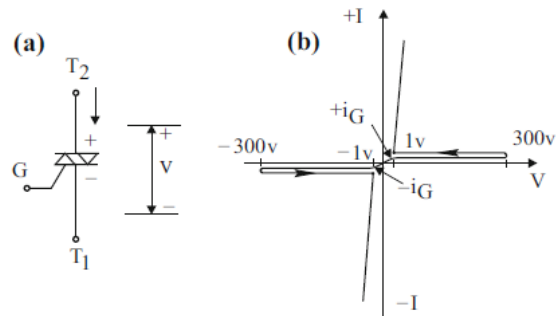


Fig. 1.4 Triacul – simbolizare și caracteristică de funcționare

1.4 GTO – tiristor cu semnal de oprire pe poartă

Un tiristor cu semnal oprire pe poartă (GTO) este, în esență, un dispozitiv similar cu tiristorul, dar care, spre deosebire de acesta, poate fi oprit printr-un impuls de curent negativ pe poartă. Figura 1.5 arată simbolurile și caracteristica de oprire.

Atunci când se aplică un impuls de curent negativ pe poartă pentru ieșirea din conducție, curentul anodic scade brusc, în timp ce tensiunea de la anod la catod începe să crească. Mai apoi, curentul anodic scade mai încet până la zero. Acesta este un curent rezidual ce conduce la pierderi relativ mari, deoarece tensiunea de la anod la catod este deja ridicată.

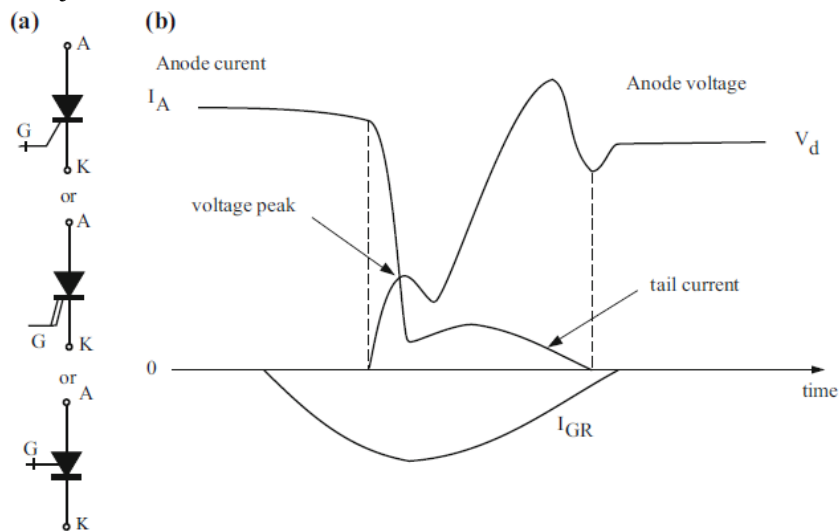


Fig. 1.5 Simbolurile GTO și comanda de oprire

Este important de știut faptul ca în timp ce curentul de poartă (pozitiv) necesar pentru a-l porni este destul de mic, curentul de poartă negativ necesar pentru a-l scoate din starea de conducție este destul de mare. De obicei, raportul dintre curentul anodic și curentul negativ de pe poartă pentru oprire este de doar 3 până la 5. De exemplu, pentru a opri un curent anodic de 1000 A, este necesar un curent negativ de poartă de 250 A.

Caracteristicile maxime ale GTO-urilor sunt oarecum mai mici decât cele ale unui tiristor (de exemplu, $V_{DRM} \approx 4000$ V, $I_{TRM} \approx 4000$ A). Cu toate acestea, atunci când este necesară comutația forțată, GTO-urile sunt utilizate în prezent în locul tiristoarelor cu circuite suplimentare de scoatere din conducție. Un alt dezavantaj major al GTO-urilor sunt pierderile relativ mari la scoaterea din conducție a acestora, din cauza curentului rezidual.

1.5 IGCT – Tiristorul integrat cu comutație pe poartă

Tiristorul integrat cu comutație pe poartă (IGCT) este un dispozitiv relativ nou, inventat și brevetat de ABB la începutul acestui secol. Simbolul și structura de bază pot fi găsite în Fig. 1.6.

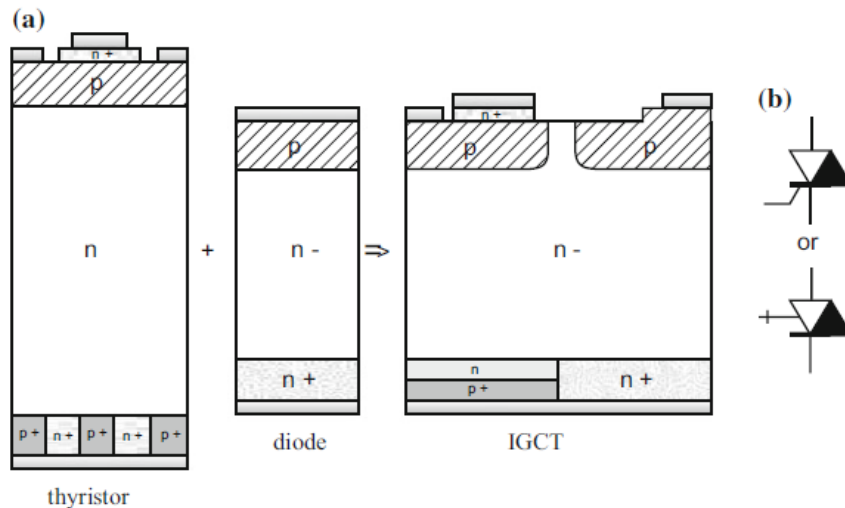


Fig. 1.6 IGCT – Componentă și simbolizare

În esență, IGCT-ul este un dispozitiv similar cu GTO-ul, dar cu mai multe îmbunătățiri. Ca rezultat, atunci când dispozitivul este comutat pornit (sau oprit),

distribuția curentului este mai uniformă, evitând astfel densitățile locale ridicate de curent. În al doilea rând, circuitul de control al porții este integrat în pachet, evitând inductanțele de scăpări pe capetele terminalelor de comandă pe poartă. În al treilea rând, majoritatea tipurilor au o diodă antiparalelă integrată, care facilitează oprirea.

Ca rezultat în raport cu GTO-urile, sunt posibile frecvențe de comutație mai mari, de până la 2 kHz sau chiar mai mult, circuitele de protecție pot fi evitate datorită diodei antiparalele, pierderile de conducție și de comutație sunt mai mici, iar pierderile de putere pentru poartă sunt reduse, în special pentru oprire.

1.6 Tranzistorul bipolar

Tranzistorul bipolar cu joncțiune (BJT sau BT) este un dispozitiv cu trei straturi n-p-n sau p-n-p. În Figura 1.7 sunt prezentate structura, simbolul și caracteristicile acestuia. Cele trei terminale se numesc colector, emițător și bază.

În aplicațiile de electronică de putere, tranzistorul este utilizat de obicei ca un comutator, furnizând un curent pe bază suficient atunci când este pornit. Când curentul de bază I_B este zero, BJT-ul funcționează practic ca un comutator deschis, circuitul din care face parte este deschis, având o tensiune colector-emițător ridicată V_{CE} și un curent pe colector I_C mic. Pentru un curent de bază suficient de mare, tranzistorul intră în saturație și se comportă aproximativ ca un comutator închis, cu o cădere de tensiune relativ mică.

Un tranzistor este controlat de curent: curentul de bază determină starea de deschis sau închis. Pentru a menține tensiunea colector-emițător suficient de mică, curentul de bază trebuie să fie destul de mare; pentru curenți de colector mari, raportul I_C/I_B poate deveni mai mic de 10. Un raport mult mai mare, 100 sau mai mult, poate fi obținut folosind o pereche Darlington, așa cum este ilustrat în (c) din Fig 1.7.

Tranzistoarele bipolare au timpi de comutare mult mai mici decât tiristorii (de exemplu, 1 μ s pentru intrarea în stare de conducție și 3 μ s pentru ieșirea din stare de conducție) și pot fi utilizați pentru frecvențe de până la 100 kHz. Un alt avantaj este că BJT-urile pot fi oprite destul de ușor pe când tiristoarele necesită circuite de protecție suplimentare, iar în cazul GTO-urile sunt necesari curenți negativi destul de mari pe poartă. În plus, protecția împotriva supra-curenților poate fi realizată într-un mod destul de simplu, iar pierderile de comutare sunt mai mici decât la tiristori sau GTO-uri.

Pe de altă parte, tranzistoarele bipolare nu sunt disponibile pentru tensiuni și curenți mari (de exemplu, maximum 500V și 2000 A). În plus, pentru tensiuni și curenți mai mari, sunt foarte scumpi, în comparație cu GTO-urile. Tensiunea de

blocare inversă este, de asemenea, destul de limitată, iar necesarul de putere pentru controlul bazei este relativ mare comparativ cu tiristorii sau GTO-urile. În prezent, tranzistorii bipolari aceștia sunt înlocuiți în mare parte de MOSFET-uri (pentru puteri mici) sau IGBT-uri (pentru aplicații de mare putere).

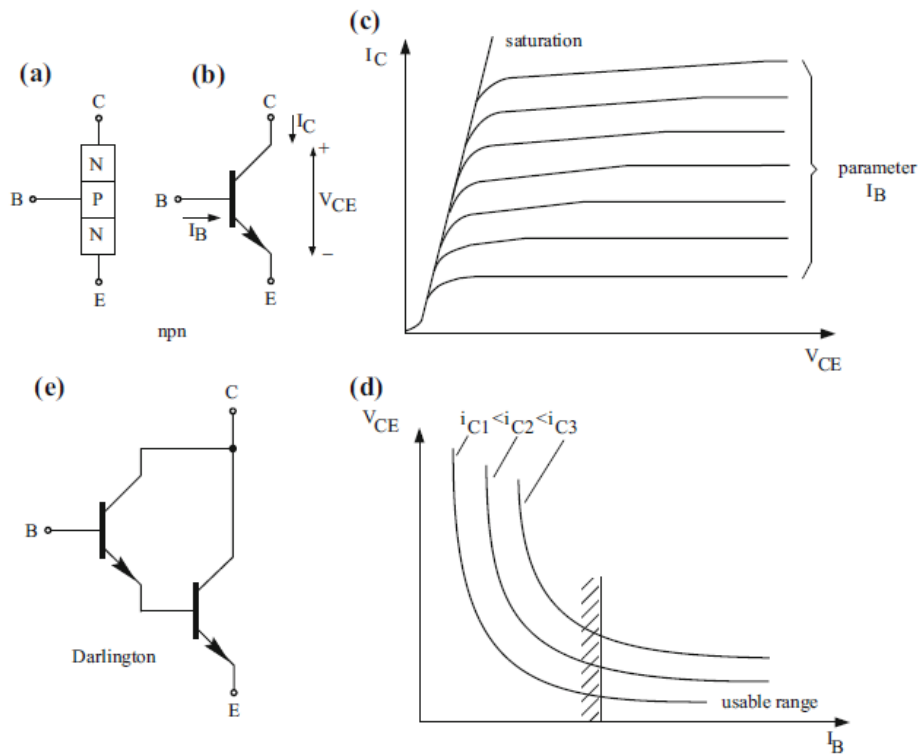


Fig. 1.7 BJT – simbolizare și caracteristici

1.7 Tranzistor cu efect de câmp MOSFET – metal oxid semiconductor

MOSFET-ul de putere este un dispozitiv unipolar, ceea ce înseamnă că curentul este transportat exclusiv de purtătorii de sarcină majoritari (în contrast cu tiristorii, GTO-urile sau BJT-urile). Figura 1.8 prezintă configurația de bază, simbolul și caracteristicile unui MOSFET cu canal N.

Terminalele: pozitiv și negativ se numesc drenă și sursă. Curentul circulă de la drenă la sursă. Prin aplicarea unui semnal de tensiune pozitiv, care pornește de la o amplitudine 3 ... 4V până la 10 ... 15V la poartă, se formează o cale de conducție de tip

N între drenă și sursă. Deoarece poarta este cuplată doar capacitiv, curentul de poartă este minim, iar puterea necesară pentru a controla un MOSFET este neglijabilă.

O diferență foarte semnificativă între MOSFET-uri și tranzistoarele bipolare este că MOSFET-urile sunt controlate prin tensiune, nu prin curent. Datorită stratului de oxid dintre poartă și regiunea de inversie, în regim staționar, nu există curent care să circule de la terminalul de control, spre deosebire de tranzistoarele bipolare. Practic, un MOSFET poate susține sute de amperi cu un curent de poartă de zero, în timp ce un tranzistor bipolar de putere necesită aplicarea a cel puțin o sută din curentul de drenă pe baza sa.

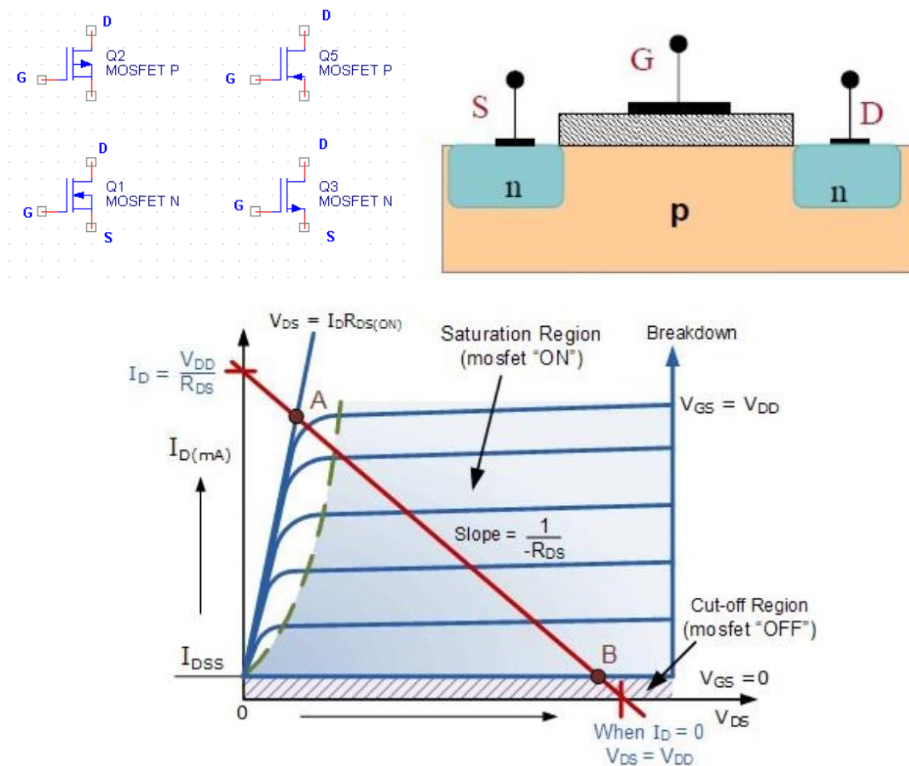


Fig. 1.8 MOSFET – simbolizare și caracteristici

Deși MOSFET-urile nu sunt controlate prin curent, valoarea capacității pe grilă nu trebuie neglijată. Aceasta valoare de capacitate poate atinge valori de până la 10 nF în cazul MOSFET-urilor de putere mare. Această valoare ridicată a capacității poate întârzia intrarea în saturație a acestui sau poate influența semnalul de la intrare. Din acest motiv, tranzistoarele MOS de putere trebuie să fie comandate de circuite speciale

denumite „gate driver”. Totuși, acestea au puteri mai mici comparativ cu cele utilizate pentru tranzistoarele bipolare.

1.8 IGBT- tranzistoare bipolare cu poarta izolată

Transistorul bipolar cu poartă izolată (IGBT) poate fi considerat o combinație între un tranzistor bipolar simplu pentru partea de forță și o structură de tip MOS pentru control. Astfel, acesta combină avantajele unui BJT și a unui MOSFET-urilor, adică pierderi în conducție reduse și de asemenea, pierderi de control scăzute. Figura 1.9 ilustrează structura, simbolul și un exemplu al caracteristicilor sale.

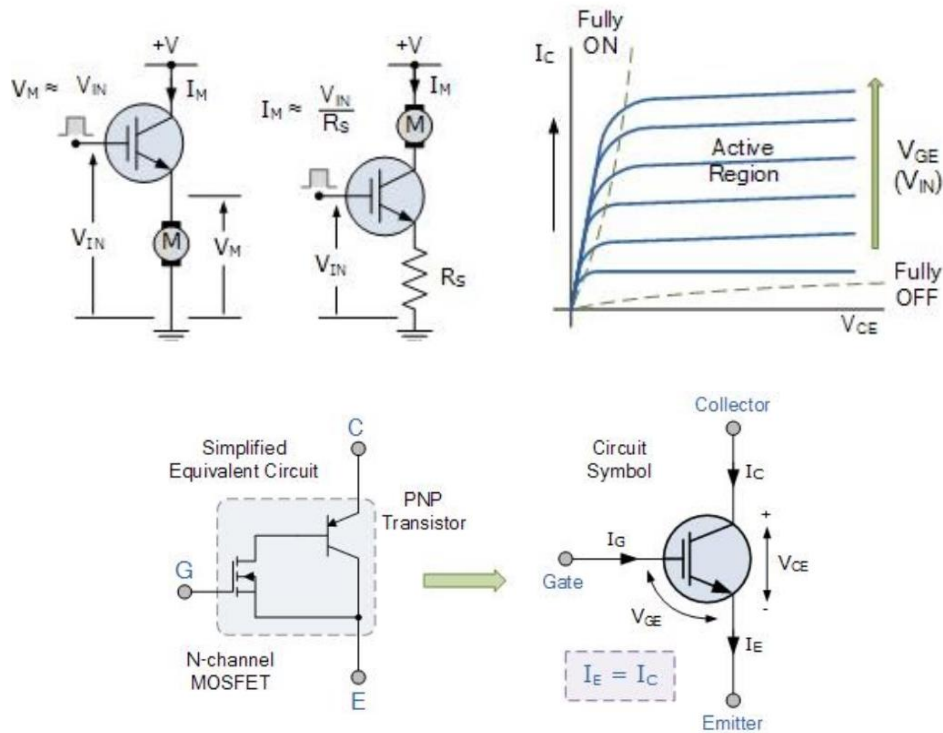


Fig. 1.9 IGBT – simbolizare și caracteristici

Viteza de comutație, puterea vehiculată și robustețea sunt comparabile cu cele ale unui MOSFET, în timp ce proprietățile de conducție sunt asemănătoare cu cele ale unui BJT (adică pierderile de conducție sunt mult mai mici decât la un MOSFET).

IGBT-urile sunt mai avantajoase decât MOSFET-urile pentru niveluri mai mari de tensiune (>500 V) și frecvențe care nu sunt foarte ridicate. În aplicațiile cu

tensiuni mai mici, IGBT-urile oferă avantaje minore, deoarece MOSFET-urile au, de asemenea, o rezistență de conducție scăzută. În ultimii ani, gama de aplicații pentru IGBT-uri a fost extinsă atât la aplicații de putere mai mari, cât și la cele de putere mai mici.

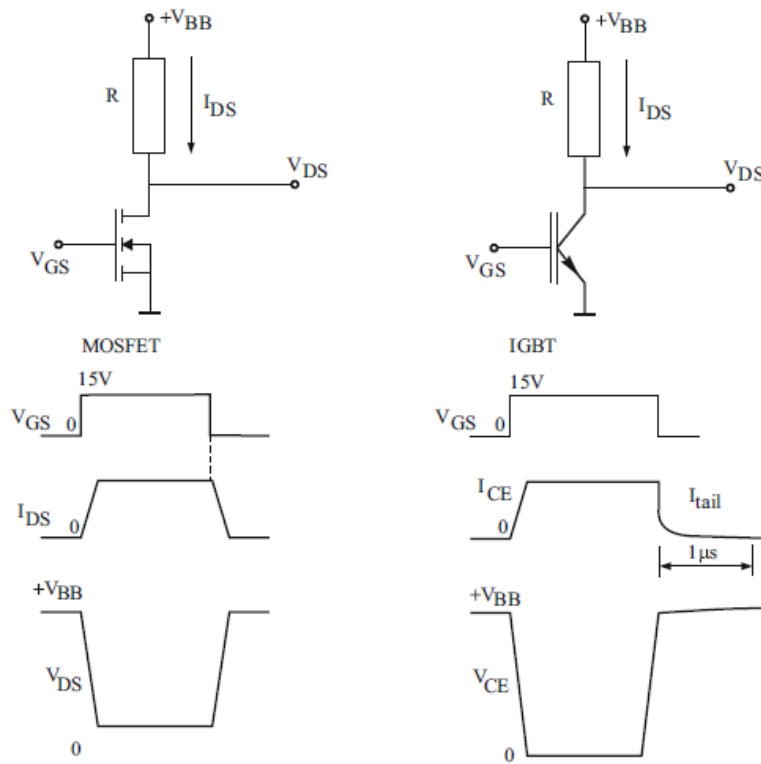


Fig. 1.10 Comutația unui MOSFET

Fig. 1.11 Comutația unui IGBT

1.9 Semiconductoare SiC și GaN

Semiconductoarele de Carbura de Siliciu (SiC) și Nitruro de Galium (GaN) sunt dispozitive semiconductoare relativ noi. Au intrat pe piață acum câțiva ani și sunt în prezent dezvoltate în continuare pentru tensiuni și intervale de putere mai mari.

Atât SiC-urile, cât și GaN-urile sunt dispozitive cu bandă interzisă mare (WBG). Banda interzisă ce reprezintă distanța dintre banda de conducție și banda de valență este aproximativ de trei ori mai mare decât cel pentru siliciu (Si). Ca urmare, materialele permit câmpuri electrice mari, cu regiuni de epuizare care pot fi foarte scurte sau înguste, astfel încât structurile dispozitivelor pot avea o densitate mare de

purtători de sarcină și pot fi compactate foarte dens. Spre deosebire de majoritatea dispozitivelor semiconductoare pe bază de siliciu, SiC și GaN sunt unipolare și folosesc doar purtători de sarcină majoritari. O limitare în prezent este că dispozitivele semiconductoare de SiC și GaN trebuie să fie crescute pe substraturi de siliciu, ceea ce poate introduce dislocații. Totuși, se așteaptă ca, în timp, GaN-ul lateral să înlocuiască FET-urile pe bază de siliciu, iar SiC-ul vertical să înlocuiască IGBT-urile pe bază de siliciu.

SiC a demonstrat o capacitate excelentă de a funcționa la tensiuni mult peste 1 kV și chiar peste 10 kV în unele aplicații. Un alt avantaj este că temperatura de operare poate ajunge la 250–300 °C (comparativ cu 125 °C pentru siliciu). Este optim pentru aplicații de putere mai mare (10 kW până la 1 MW) și tensiuni de la 1 la 7 kV, astfel înlocuind tranzistorii bipolari cu poartă izolată (IGBT) din siliciu. Semiconductoarele SiC pot beneficia de o structură verticală pentru a reduce la minimum rezistența și de pierderile de comutare semnificativ reduse (vezi Fig. 6.15). La tensiuni mai mici, FET-urile SiC devin limitate de mobilitatea relativ scăzută a canalului, de stresurile electrice ridicate în dielectricele de poartă și de rezistența mare a substratului. Un avantaj al semiconductoarelor SiC este conductivitatea termică mai mare a acestora (comparativ cu siliciul), ceea ce duce la un sistem de răcire mai bun și mai eficient.

Concluzii.

Tehnologia semiconductorilor pentru electronica de putere este într-o continuă evoluție. Prin urmare, este destul de dificil să descriem starea actuală a tehnologiei.

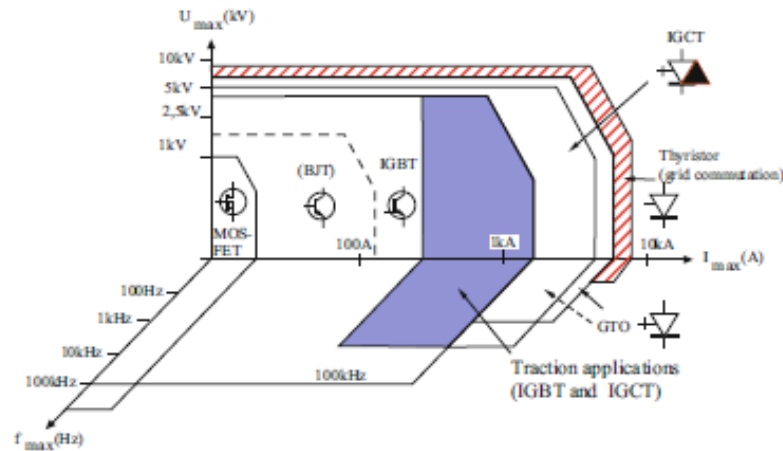


Fig. 1.12 Încadrarea semiconductoarelor de putere în ceea ce privește tensiune, curentul și frecvența de comutație

Fig. 1.12 oferă o imagine de ansamblu generală asupra domeniului de aplicare industrial al celor mai comune semiconductoare de putere în acest moment.

Semiconductoarele SiC și GaN nu sunt încă menționate în această figură, dar acest lucru s-ar putea schimba în câțiva ani.

Tabelele de mai jos oferă date suplimentare ilustrative despre semiconductoarele de putere comune.

Tabel 1-1 Clasificarea semiconductoarelor de putere

Semiconductor	Unipolar	Bipolar
Conducția este realizată de:	<i>purtători majoritari de sarcină</i>	<i>purtători majoritari și minoritari</i>
Tip	<i>Dioda Schottky, MOSFET, JFET</i>	<i>Dioda, tiristorul, BJT, IGBT, GTO, IGCT,</i>
Intrarea în conducție	<i>None</i>	<i>Injecția de purtători de sarcină</i>
Căderea de tensiune în conducție	<i>Mare</i>	<i>Mică</i>
Viteza de comutație	<i>Mică</i>	<i>Medie/ Mare</i>
Frecvența de comutație	<i>Mare</i>	<i>Mică/Medie</i>
Controlat	<i>In tensiune</i>	<i>Curent/ Tensiune pentru IGBT</i>
Puterea necesară pentru control	<i>Mică</i>	<i>Mare/ Mică pentru IGBT</i>
Costul driver-ului	<i>Mică</i>	<i>Mare/ Mică pentru IGBT</i>
Costul semiconductorului	<i>Mare</i>	<i>Mică</i>

Tabel 1-2 Proprietățile principalelor semiconductoare de putere

Tip semiconductor	Vmax [V]	I_{max} [A]	I_{off} [us]	P_{max}[kVA]	Freq [kHz]
BJT	1400	300	15-25	500	0.5 - 5
	600	500	5 - 10	150	0.5 - 5
	1000	80	1 -3	40	2 -50
IGBT	3000	1000	0.5 - 3	3000	to 150
	1000	2000	0.5 - 3	2000	to 150
MOSFET	1000	20	0.1 - 3	20	to 3000
	60	150	0.1 -3	20	to 3000
GTO	4500	3000	10 - 25	10000	0.2 to 1
IGCT	6000	3000	2 - 5	10000	0.5 to 2

2 Redresoarele

Acest capitol are în vedere redresoarele clasice. Începând cu redresorul cu diode, se abordează mai apoi redresorul controlat (ambele fiind utilizate în principal pentru sarcini inductive). O secțiune este dedicată și funcționării cu sarcini capacitive.

Există două tipuri de redresoare clasice: **redresoare cu diode necontrolate** și **redresoare controlate**. Ambele tipuri transformă tensiunea sinusoidală al rețelei electrice în tensiune continuă.

Primul tip, redresorul cu diode necontrolate, este cel mai simplu redresor, deoarece relația dintre tensiunea continuă și tensiunea alternativă este fixă. Fluxul de energie se îndreaptă întotdeauna de la partea alternativă la partea continuă.

Al doilea tip, redresorul controlat, permite adaptarea, prin reducerea tensiunii continue în comparație cu tensiunea continuă obținută de la redresorul necomandat. De asemenea, permite inversarea fluxului de energie, astfel încât să meargă de la partea continuă la partea alternativă. Cu toate acestea, așa cum va fi explicat mai departe, prezența unei rețele alternative capabile să furnizeze energie reactivă pentru a comuta comutatoarele electronice de putere (dioda, tiristoarele) rămâne esențială: un redresor nu poate converti o tensiune continuă în tensiune alternativă. Ambele tipuri vor fi discutate în secțiunea următoare.

2.1 Redresoarele necontrolate

Fig. 2.1 prezintă configurația unui redresor mono-alternanță, alimentat de la mai multe surse de tensiune alternativă. În stânga, în (a), tensiunile alternative figurate de surse sunt reprezentate ca fiind ideale, surse $v_{s1}, v_{s2}, \dots, v_{sm}$. De regulă, aceste tensiuni alternative sunt tensiunile provenite de pe secundare ale unui transformator, așa cum este ilustrat în dreapta, în (b).

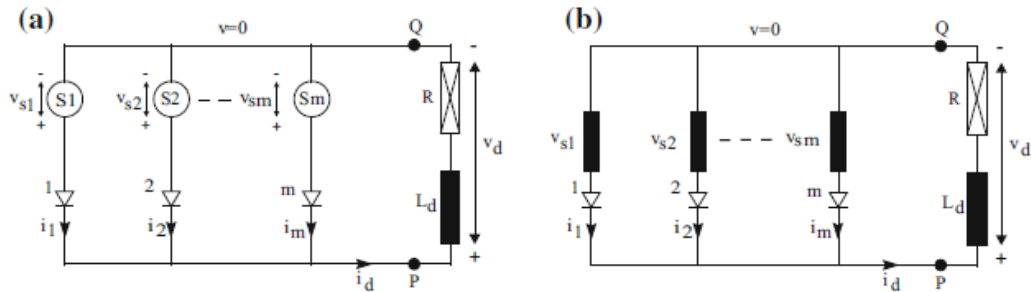


Fig. 2.1 Redresor mono-alternanță alimentat de la o sursă de tensiune cu mai multe faze

Aici, sursa de tensiune cu m faze este conectată în Y . În serie cu fiecare sursă de tensiune de fază, putem observa câte o diodă. Se poate observa din figură cum anozii sunt conectați la sursele de tensiune, în timp ce catodii tuturor diodelor sunt conectați la polul masa circuitului intermediar de curent continuu. Potențialul pozitiv al circuitului de curent continuu este conectat la punctul comun al sursei de tensiune alternativă cu m faze.

Se consideră faptul că la momentul $t_1 = 0$ (Fig. 2.2) tensiunea instantanee v_{s1} este mai mare decât celelalte tensiuni ale sursei. Astfel, dioda $D1$ este polarizată direct și conduce curentul către sarcina de curent continuu, în timp ce toate celelalte diode sunt polarizate invers și astfel sunt blocate. La momentul $t_2 = T/2m$, tensiunea instantanee v_{s2} devine mai mare decât tensiunea v_{s1} . Dioda $D2$ devine polarizată direct și începe să conducă curentul către sursă. În acest moment, un curent de scurtcircuit începe să curgă în circuitul dinspre $v_{s2} - D2 - D1 - v_{s1}$. Acest curent instantaneu, de scurtcircuit curge doar într-un interval foarte scurt de timp și conduce la blocarea diodei $D1$. Apoi, de la $t_2 = T/2m$ la $t_3 = 3T/2m$ (când v_{s3} preia controlul), doar v_{s2} va furniza curent continuu la sarcină (prin dioda $D2$). Dacă presupunem că inductanța de sarcină este foarte mare, atunci curentul continuu $i_d = I_d$, poate fi considerat constant. Curentul rezultat (constant) pe circuitul de curent continuu este deci compus din m blocuri de durată T/m (sau în radiani $2\pi/m$) lățime, fiecare furnizat de una dintre cele „ m „ surse de curent alternativ, așa cum este ilustrat în Fig. 2.2.

Deoarece curentul continuu este constant (ca urmare a unei sarcini de inductanțe infinite pe partea de curent continuu), curentul alternativ în fiecare fază este, de asemenea, un curent bloc cu o lățime de T/m (sau în radiani $2\pi/m$), separat de intervale de $(m-1)T/m$ (sau în radiani $((m-1)2\pi/m)$). Pe lângă o armonică fundamentală

cu frecvența AC, curentul AC conține, prin urmare, și o componentă DC, precum și armonici de curent cu ordinul $km \pm 1$. Valoarea efectivă a fundamentalei este dată de:

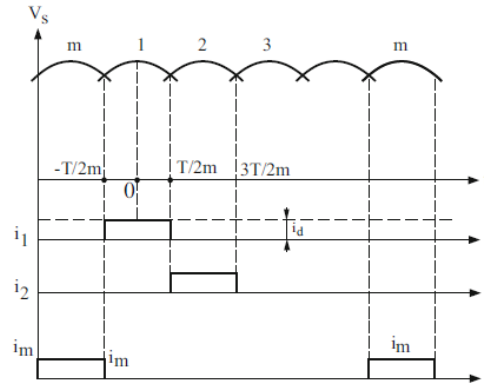


Fig. 2.2 Parametrii de ieșire în cazul unui redresor mono-alternanță alimentat de la o sursă de tensiune cu mai multe faze

Deoarece curentul continuu este constant (din cauza presupunerii unei inductanțe infinite pe partea de curent continuu), curentul alternativ în fiecare fază este, de asemenea, un curent bloc cu o lățime de T/m (sau în radiani $2\pi/m$), separat de intervale de $(m-1)T/m$ (sau în radiani $(m-1)2\pi/m$). Pe lângă o armonică fundamentală de frecvența tensiunii alternative, curentul alternativ conține, prin urmare, și o componentă continuă, precum și armonici de curent cu ordinul $km \pm 1$. Valoarea efectivă a fundamentalei este dată de:

$$I_{f1} = I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \cdot \sin \frac{\pi}{m}$$

Valoarea efectivă (totală) a acestor curenți este $I_d \sqrt{m}$. Valoarea medie a curenților de fază este I_d/m , ceea ce înseamnă că pentru o conexiune în stea a sursei de tensiune alternativă, fiecare fază de pe partea de curent alternativ a redresorului conține o componentă DC diferită de zero. Prin urmare, un redresor conectat în stea necesită un transformator adecvat între rețea și redresor pentru a elimina componenta continuă din rețea.

Curentul prin fiecare comutator semiconductor are, de asemenea, o valoare instantanee (adică maximă) I_d , o valoare medie I_d/m și o valoare efectivă (responsabilă pentru pierderile de putere prin conducție) de I_d / m . De asemenea, trebuie știut că tensiunea continuă nu este constantă, dar conține armonici de ordinul km .

Valoarea medie a tensiunii continue V_{d0} este dată de relația:

$$V_{d0} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \frac{\sin\pi/m}{\pi/m}$$

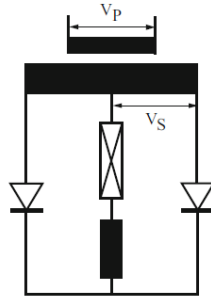


Fig. 2.3 Redresor mono-alternanță alimentat cu transformator cu priză mediană

Cu o inductanță suficient de mare ca valoare pe de curent continuu, riplul tensiunii V_d se găsește în principal pe inductanță și pe rezistența de sarcină R.

De exemplu, în Fig. 2.3, este prezentat redresorul monofazat (numit și bifazat) ce este constituit dintr-un transformator cu priză mediană și două diode. Armonicile sunt mult mai semnificative și de ordin inferior celor ale unui redresor trifazat.

2.2 Redresor în punte

Un dezavantaj major al redresorului în mono-alternanță prezentat în mai sus este componenta continuă prezentă în curentul alternativ. Pentru a evita această componentă este necesar un transformator supradimensionat. Acesta este motivul pentru care un al doilea tip de redresor cu diodă necontrolat, redresorul în punte, este de preferat.

În Fig. 2.4 a) se prezintă schema unui redresor în punte trifazat (numit și punte Graetz). Aici, curentul străbate circuitul în partea dreaptă de la prima fază a transformatorului, unde tensiunea este maximă în acel moment, prin dioda în serie până la punctul P al sarcinii, apoi prin sarcină până în punctul Q și apoi înapoi la sursa de tensiune alternativă prin dioda care este conectată cu acea fază în care tensiunea este minimă în acel moment. Diodele din dreapta comută între ele, astfel încât P este întotdeauna conectat la potențialul transformatorului cu cea mai mare tensiune în acel moment; în mod similar, diodele din partea stângă comută între ele, astfel încât Q este întotdeauna conectat la potențialul transformatorului cu cea mai mică tensiune în acel moment. Rezultatul este prezentat în Fig. 7.4.b), unde tensiunea pe sarcină urmează valorile maxime ale tensiunilor linie la linie U-V, V-W, W-U și inversul acestora.

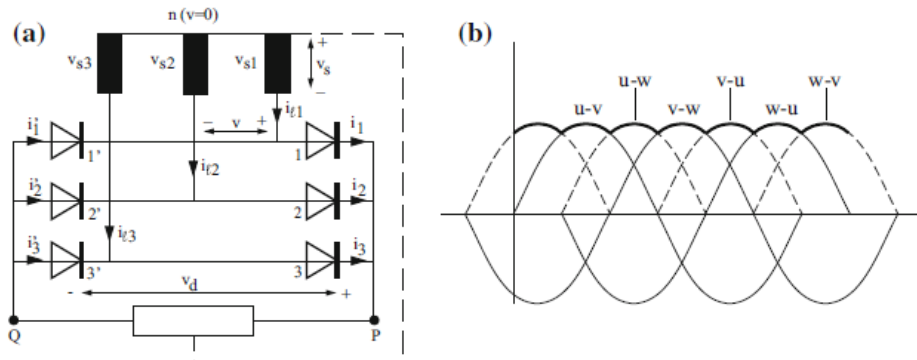


Fig. 2.4 Redresorul trifazat în punte

În ceea ce privește punctul de nul al sursei de curent alternativ, potențialul de tensiune v_P al punctului P urmează vârfurile pozitive ale tensiunilor de la linie la neutru $U-n$, $V-n$ și respectiv, $W-n$, în timp ce potențialul de tensiune v_Q , urmează vârfurile negative ale acestor tensiuni de la linie la neutru. Tensiunea de sarcină v_d este diferența dintre v_P și v_Q (vezi (b) în Fig. 2.5).

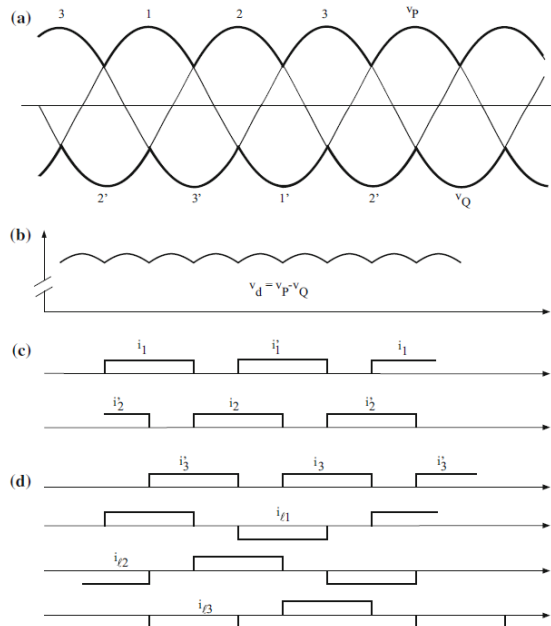


Fig. 2.5 Redresorul trifazat în punte

Într-adevăr, în ceea ce privește tensiunea de ieșire, redresorul în punte poate fi considerat, de asemenea, ca o conexiune în serie a două redresoare în Y (vezi linia întreruptă în (a) în Fig. 2.4). Prin urmare, pentru tensiunea de ieșire DC putem scrie, atât pentru redresor în Y, cât și pentru punte:

$$V_{d0} = s \cdot \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \frac{\sin\pi/m}{\pi/m}$$

unde $s=1$ pentru o conexiune stea și $s=2$ pentru o conexiune în punte. În de mai sus, m reprezintă numărul de intrări în conducție. Acesta este numărul de comutări pe perioadă într-un grup de diode care comută. Pentru puntea B6, $m=3$ atât pentru diodele din stânga cât și pentru cele dreapta. În cele mai multe cazuri, numărul de comutări este egal cu numărul de faze. O excepție este puntea monofazată din Fig. 2.6, unde $m=2$ și unde pentru aplicarea ecuației de mai sus tensiunea rezultată este jumătate din tensiunea secundară V_s al transformatorului.

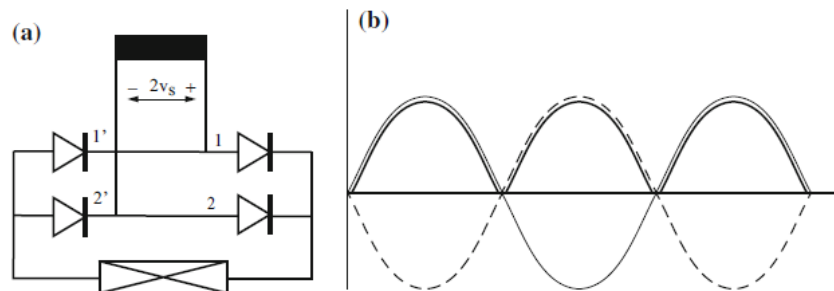


Fig. 2.6 Redresorul monofazat în punte

Armonicile din tensiunea de ieșire nu depind de numărul de intrărilor în conducție „ m ”, ci de numărul de un impuls „ p ”. Numărul impulsurilor este numărul total de comutații nesimultane pe perioadă. Pentru puntea trifazată, $p=6$ deoarece comutarea diodelor superioare și inferioare nu sunt coincidente. În general, pentru un redresor în punte cu m impar, $p=2m$. Pentru o punte cu m par, $p=m$ este valabil (de exemplu, puntea monofazată din Fig. 2.6, denumită și punte bifazată).

Considerând din nou că inductanța de sarcină este foarte mare ca valoare, astfel încât curentul de sarcină de curent continuu poate fi considerat constant atunci curenții de diodă sunt din nou blocuri de lățime T/m (vezi (c) în Fig. 2.5).

Pentru valoarea medie și efectivă a curenților de diodă, sunt valabile aceleași ecuații ca mai înainte. Cu toate acestea, acum curenții de linie secundară (i_{l1} , i_{l2} , i_{l3} vezi (d) în Fig. 2.5) nu conțin o componentă continuă. Pentru fundamentala curentului de linie secundară, obținem:

$$I_{l1} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \cdot \sin \frac{\pi}{m} = s \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \cdot \sin \frac{\pi}{m}$$

unde $s=1$ pentru puntea redresoare monofazată și respectiv $s=2$ pentru puntea redresoare trifazată.

2.3 Redresor controlat în fază

În cazul redresoarelor cu diodă din secțiunea anterioară, în cadrul unui grup, diodele comută automat de la o fază la alta când tensiunea de următoarea fază devine mai mare în partea anodului (sau mai mică pentru cei diodele conectate la catodi). Acest lucru are ca rezultat o tensiune de curent continuu care este fixă pentru o anumită valoare tensiune de curent alternativ la intrare.

Dacă înlocuim diodele cu semiconductoare care pot fi pornite, cum ar fi tiristoarele, momentul de intrare în conducție poate fi întârziat cu un unghi α (numit unghi de întârziere sau unghi fază). Un astfel de redresor se numește **redresor controlat**.

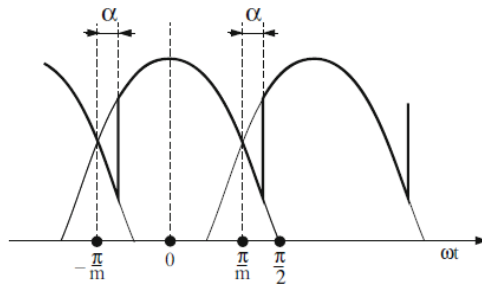


Fig. 2.7 Redresorul mono-alternanță controlat

Pentru un redresor mono-alternanță conectat în stea, obținem așadar o diagramă de tensiune ca în Fig. 2.7. Tensiunea medie de ieșire continuă devine acum:

$$V_{d\alpha} = V_s \cdot \frac{\sin \pi/m}{\pi/m} \cdot \cos \alpha$$

V_s - de această dată fiind tensiune de

vârf.

Pentru un redresor mono-alternanță, se produc valori instantanee negative ale tensiunii pentru $\alpha > 30^\circ$; în mod similar, pentru $\alpha \geq 150^\circ$, nu rămân valori pozitive instantanee pozitive ale tensiunii (vezi (b) în fig. 2.8).

Pentru un redresor în punte, (de obicei) atât comutatoarele inferioare, cât și cele superioare sunt întârziate cu același unghi (vezi (a) în Fig. 2.8). Tensiunea de ieșire pentru punte poate fi scris ca:

$$V_{d\alpha} = V_{d0} \cdot \cos\alpha$$

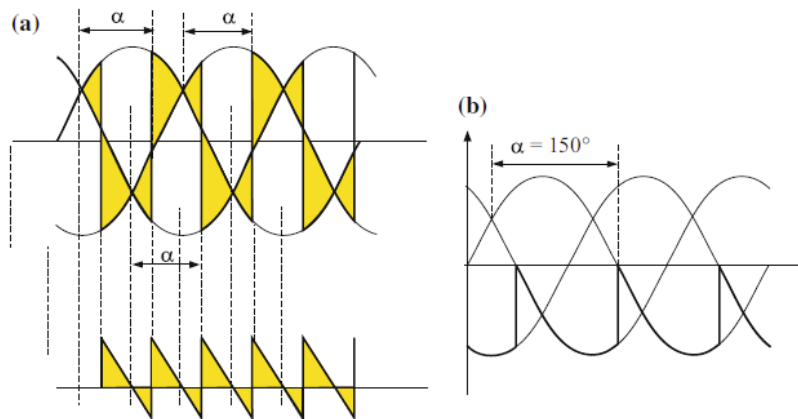


Fig. 2.8 a) Tensiunea la ieșire unui redresor comandat în punte cu $\alpha=80^\circ$ și b) Tensiunea la ieșire unui redresor comandat în punte cu $\alpha=150^\circ$

În Fig. 7.8 a) sunt ilustrate tensiunile pentru un redresor în punte cu $\alpha = 80$. Pentru o punte cu $\alpha > 60$, tensiunea instantanee prezintă intervale cu valori negative (vezi Fig. 7.9). Pentru $\alpha > 90$ tensiunea medie devine negativă. Aceasta implică faptul că în circuitul de curent continuu („pe sarcină”) trebuie să fie prezentă tensiune electromotoare adecvată, deoarece direcția curentului (I_d sau media lui i_d) este limitată de tiristoare. Mai mult, o astfel de tensiune este necesară și pentru a inversa fluxul de putere de la circuitul de curent continuu la circuitul de curent alternativ.

Teoretic, valoarea maximă a lui α pentru un redresor în punte este 180° , dar în realitate durata finită a comutării (vezi mai jos) limitează α la aproximativ 150° .

Întârzierea comutației peste un unghi α afectează, de asemenea, forma de undă a tensiunii și, prin urmare, armonicile din partea de curent continuu.

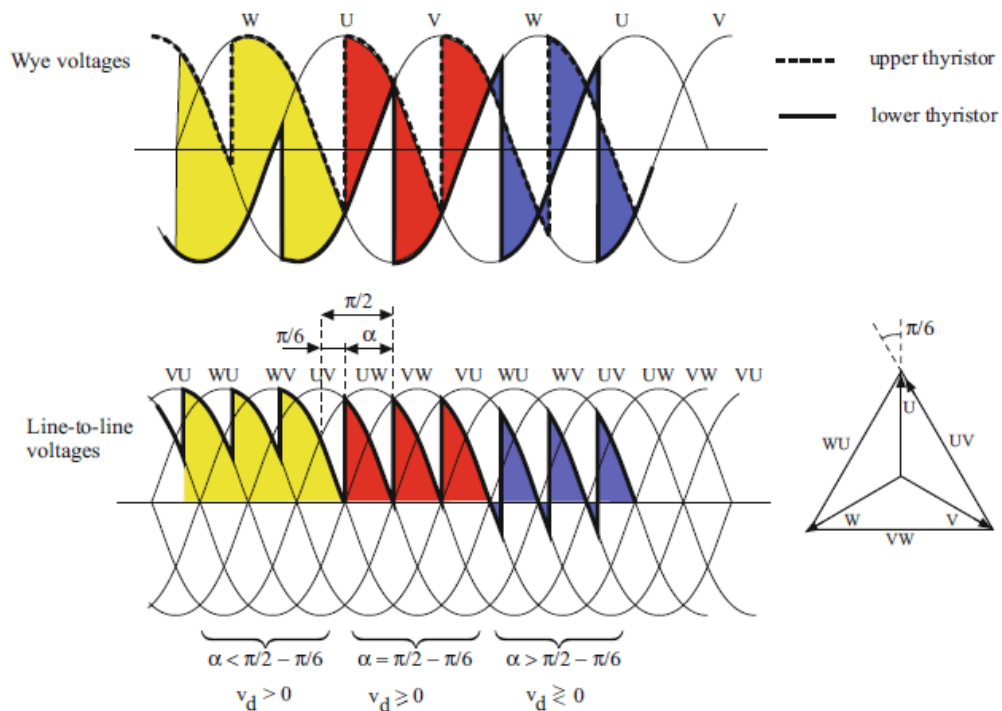


Fig. 2.9 Tensiunea la ieșire unui redresor comandat pentru mai multe unghiuri de întârziere

În ceea ce privește curentul pe partea de curent alternativ, este clar că, pentru o inductanță foarte mare forma de undă a curentului nu s-a schimbat odată cu întârzierea de intrare în conducție, adică încă vedem blocuri de curent de T/m lățime cu amplitudine I_d .

Cu toate acestea, din cauza întârzierii de comutare, aceste blocuri de curent, precum și armonicile (inclusiv fundamentală) s-au deplasat cu un unghi de α . Ca urmare, s-a schimbat și puterea de intrare, corespunzând cu scăderea tensiunii continue, pe de o parte, și scăderea puterii de ieșire (pentru aceeași I_d) pe de altă parte.

Deoarece unghiul de întârziere nu poate fi negativ, redresorul controlat va absorbi întotdeauna puterea reactivă.

2.4 Modul de intrare în conducție discontinuă

În secțiunile anterioare, am presupus că inductanța pe circuitul de curent continuu a fost foarte mare, permițându-ne să considerăm curentul continuu ca constant (și astfel continuu). În realitate desigur, inductanța este finită.

Dacă tensiunea pe circuitul de curent continuu prezintă intervale cu tensiuni negative instantanee, curentul poate scădea la zero în timpul acestora intervale în care diodele sau tiristoarele vor înceta să conducă. Diodele vor începe să conducă din nou dacă tensiunea de curent continuu devine din nou pozitivă sau în cazul tiristoare dacă în același timp este prezent un semnal de poartă. Desigur, acest lucru va afecta tensiunea pe sarcină, ca în intervalele cu curent zero, astfel ieșirea, adică tensiunea, va fi zero (și nu negativă).

Acest fenomen poate apărea atât cu diode, cât și cu tiristoare (redresoare controlate în fază). Pentru un redresor cu diodă, poate apărea numai dacă o tensiune contra-electromotoare este prezentă în circuitul de curent continuu.

Pentru o sarcină pur rezistivă, diodele sau tiristoarele redresoare vor fi blocate de îndată ce tensiunea instantanee este negativă, adică pentru $\alpha > \pi/2 - \pi/m$ pentru un redresor în mono alternanță și $\alpha > \pi/2 - \pi/2m$ pentru un redresor în punte (acest lucru se întâmplă pentru un redresor mono-alternanță sau unul punte, la 30° și respectiv, 60°). Apoi, intrarea și ieșirea nu mai sunt conectate și tensiunea de ieșire este zero. Dacă tensiunea devine din nou pozitivă, diodele vor începe să conducă, dar tiristoarele vor necesita, de asemenea, un nou semnal de poartă în acel moment.

Această conducere discontinuă poate apărea și pentru o sarcină rezistiv-inductivă dacă inductanța este insuficientă pentru a împiedica curentul să atingă zero în timpul intervalelor de tensiune negativă.

Conducția discontinuă poate apărea chiar și pentru unghiuri de întârziere mici, $\alpha < \pi/2 - \pi/m$ sau $\alpha > \pi/2 - \pi/2m$ (mod redresor) dacă sarcina conține o tensiune contra electromotoare care este mai mare decât tensiunea de ieșire instantanee. Poate apărea și pentru modul de regenerare (α mult mai are decât $\pi/2$) dacă tensiunea de ieșire DC negativă instantanee este mai negativă decât tensiunea electromotoare (atunci negativă).

Funcționarea discontinuă pentru tensiuni de sarcină instantanee negative ($v_d - E$) poate fi evitată dacă inductanța de sarcină este suficient de mare. Desigur, în toate cazurile, tensiunea medie de sarcină ($V_{da} - E$) trebuie să fie încă pozitivă, deoarece direcția curentului continuu este limitată de comutatoare.

2.5 Redresor cu sarcină capacitivă

Redresoarele cu conducție discontinuă vor avea ca rezultat creșterea armonică a curentului de rețea.

O astfel de conducere discontinuă apare întotdeauna în redresoare cu sarcină capacitivă sau rezistivă-capacitivă. Redresoarele cu sarcină capacitivă sunt totuși omniprezente, de exemplu ca încărcător de baterii sau alimentare pentru aparate mici.

Considerând configurația monofazată descrisă în Fig. 2.10.a, dacă curentul de ieșire ar fi continuu, am obține o tensiune de ieșire ca în Fig. 2.10.b. Acest lucru ar putea fi realizat prin adăugarea unei inductanțe suficient de mare pe partea de curent continuu, dar o astfel de inductanță este în mod normal evitată din cauza penalizării de cost și greutate. În majoritatea aplicațiilor de putere mică, redresorul are o sarcină pur rezistiv-capacitivă.

Pentru o sarcină R-C pură, obținem o tensiune de ieșire (în stare staționară) ca în Fig. 2.11. În aceeași figură, tensiunea $|v_s(t)|$ este figurat cu linii punctate cu titlu de referință. Forma de undă reală a tensiunii de ieșire poate fi explicată după cum urmează. De la t_1 la t_2 diodele 2 și 1' sunt în conducție și tensiunea de ieșire urmează $|v_s(t)|$. Curentul sursă circulă prin diode către rezistență, pe de o parte, și condensator, pe de altă parte. Între timp, condensatorul se încarcă.

Odată ce depășește $\omega t = \pi$, curentul prin condensator se inversează, $i_c = C \cdot dv_d/dt < 0$. În timp ce condensatorul se descarcă, diodele 2 și 1' continuă să conducă atât timp cât $i_d > 0$, adică:

$$i_d = i_c + i_r = C \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R}$$

Curentul negativ al condensatorului devine din ce în ce mai mare (în valoare absolută) și în cele din urmă i_d devine zero la $t_2 = t_{off}$. Apoi, diodele 2 și 1' încetează să conducă. În acest moment poate fi calculat ca $tg(\omega t_{off}) = 1/\omega RC$. Din acel moment, condensatorul se descarcă în rezistență și tensiunea condensatorului v_d scade exponențial cu constanta de timp RC. Când v_d devine mai mic decât $V \cos \omega t$, puntea de diode începe să conducă din nou la $t_3 = t_{on}$, în cazul Fig. 2.10 prin diodele 1 și 2'.

Pentru a obține o ondulație scăzută în tensiunea rețelei, constanta de timp RC ar trebui să fie suficient de mare, adică $RC \gg T/2$.

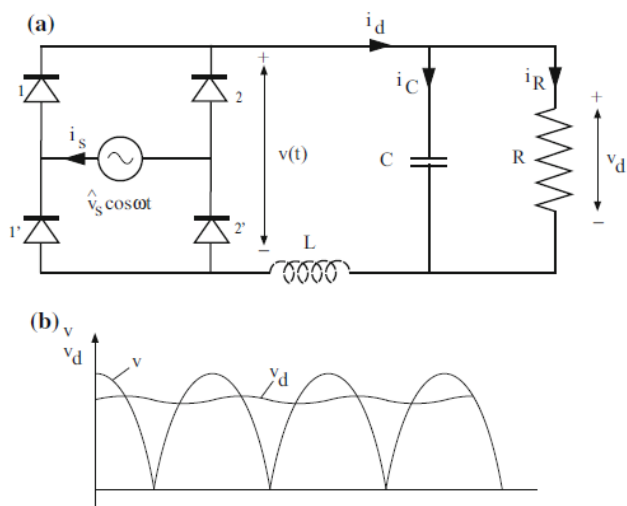


Fig. 2.10 Redresor monofazat în punte cu sarcină rezistiv-capacitivă

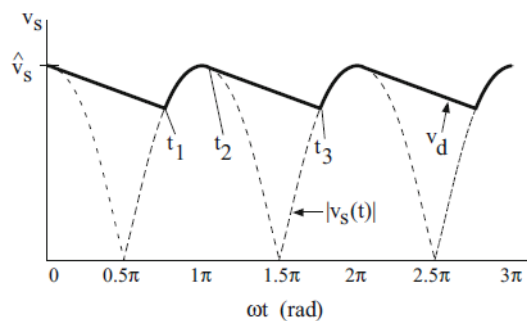


Fig. 2.11 Tensiunea la ieșire pentru un redresor cu sarcină rezistiv-capacitivă

3 Invertoare

Redresoarele convertesc tensiunea alternativă în tensiune continuă. Cu un redresor controlat, energia poate fi transferată și din partea de curent continuu în partea de curent alternativ. Totuși, sursa de curent alternativ (adică rețeaua) rămâne întotdeauna necesară deoarece este responsabilă de comutația întrerupătoarelor (folosind forța electromotoare a sursei sau, altfel spus, folosind puterea reactivă a sursei, pentru a opri tiristoarele).

Prin urmare, redresoarele controlate nu pot fi utilizate pentru a converti tensiunea continuă în tensiune alternativă cu frecvență variabilă. Cu toate acestea, singura modalitate eficientă din punct de vedere energetic de a obține funcționarea cu viteză variabilă a mașinilor de câmp rotative (adică mașini cu inducție și mașini sincrone) este alimentarea acestora de la o sursă de frecvență variabilă.

Invertoarele sunt capabile să convertească tensiunea continuă în tensiunea alternativă cu frecvență variabilă și, în cele mai multe cazuri, cu amplitudine variabilă. Spre deosebire de redresoarele controlate, invertoarele necesită întrerupătoare care pot fi pornite și oprite în orice moment. În zilele noastre, comutatoarele folosite în invertoare sunt în principal Mosfet-uri (pentru putere mai mică), IGBT-uri sau IGCT-uri (pentru putere foarte mare).

3.1 Invertor monofazat

O primă schemă de bază pentru un invertor monofazat este ilustrată în Fig. 3.1.a, (pentru moment, nu este luată în considerare inductanța mare opțională L_d). Când dispozitivul semiconductor superior este „pornit” (conductiv), sarcina primește tensiunea +E; cu comutatorul inferior „pornit”, sarcina vede tensiunea E, așa cum se arată în curba superioară (A, a) din Fig. 3.2. Variind timpii de „pornire” a comutatoarelor superioare și inferioare (întotdeauna egale între ele, pentru a obține simetrie), frecvența de ieșire poate fi variată după bunul plac. Rețineți că, fără inductanța opțională L_d , comutatoarele superioare și inferioare nu pot fi niciodată „pornite” în același timp.

Cu toate acestea, această configurație necesită o sursă DC cu punct de mijloc disponibil. Pentru a evita sursa DC cu punct de mijloc, se poate folosi configurația din Fig. 3.1,b). De fapt, transformatorul pe partea de curent alternativ realizează acum o sarcină cu un punct de mijloc. Ambele configurații permit forme de undă în trepte cu frecvență variabilă ca (A, a) în Fig. 3.3 (pentru majoritatea cifrelor, simbolul folosit pentru aceste comutatoare este cel al unui GTO, dar acesta poate reprezenta și orice alt

comutator. majoritatea aplicațiilor (de mașini) numai fundamentala este utilă desigur). Cu toate acestea, amplitudinea nu poate fi variată .

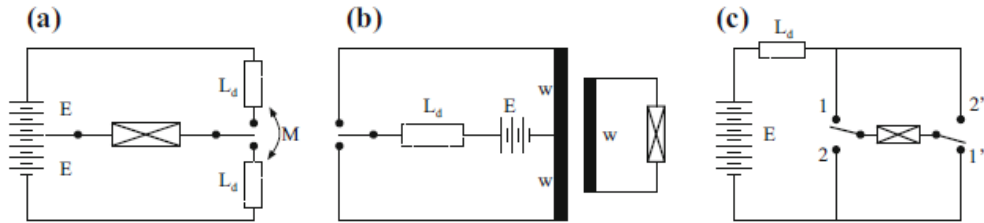


Fig. 3.1 Invertoare monofazate

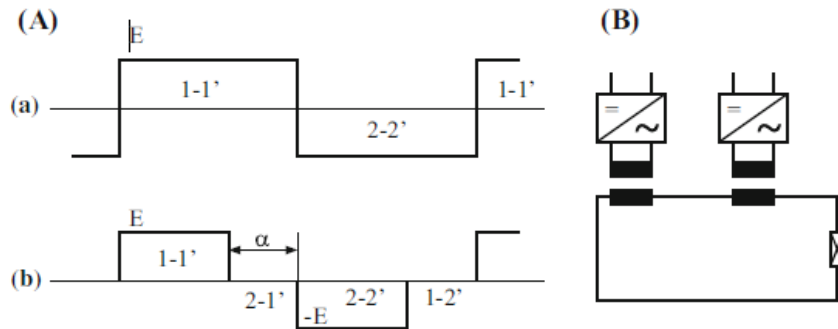


Fig. 3.2 A. Tensiunea de ieșire pentru invertorul monofazat; B Combinație de invertoare

Configurația din Fig. 3.1.c) necesită patru comutatoare, dar nu necesită o sursă cu punct de mijloc. Mai mult decât atât, conectarea ambelor părți din stânga și din dreapta ale sarcinii la aceeași bornă de curent alternativ (adică 1 și 2' activate sau 1' și 2 pornite) dă sarcinii o tensiune zero (a se vedea forma de undă inferioară (A, b) în Fig.3.2). În acest fel, amplitudinea fundamentalei poate fi variată, împreună cu frecvența. O altă posibilitate este o conexiune în serie (folosind transformatoare) a două invertoare cu întârziere de fază (vezi (B) în Fig. 3.2).

Cu toate acestea, un dezavantaj major al formei de undă (A, b) din Fig. 3.2 este că armonicile superioare nu sunt întotdeauna reduse în aceeași proporție și, astfel, se poate ajunge la un conținut de armonici relativ mai mare (armonicile mai înalte duc doar la un plus de pierderi).

Modularea în lățime a impulsului (PWM) este o opțiune mai bună pentru a obține o amplitudine a fundamentalei variabilă, așa cum este demonstrat în Fig. 2.3.

Dacă este prezentă o inductanță mare L_d , invertorul se numește invertor sursă de curent sau CSI (spre deosebire de un invertor sursă de tensiune sau VSI, adică fără

inductanță mare). Deși aceasta nu este o sursă de curent „reală”, deoarece amplitudinea curentului depinde încă de sarcina AC, invertorul comută acum un curent cu amplitudine practic constantă pe partea AC.

3.2 Invertor trifazat

Pentru a obține un invertor trifazat sunt necesare trei invertoare monofazate. Cu toate acestea, invertorul trifazat din Fig. 2.3 este o opțiune mai bună, deoarece necesită un număr mai mic de dispozitive semiconductoare. Din nou, fără inductanța L_d , acesta se numește VSI (voltage source inverter) și cu o inductanță mare L_d este denumit CSI (Current source inverter).

Există mai multe secvențe de comutare posibile pentru a obține o ieșire simetrică trifazată (tensiune trifazată simetrică). Cu toate acestea, două secvențe de comutare de bază (120° și 180°) sunt utilizate pe scară largă pentru a obține tensiune sau curent de ieșire favorabil.

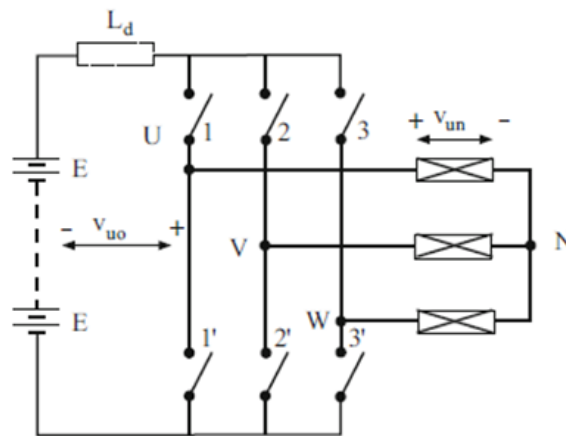


Fig. 3.3 Invertor trifazat

3.2.1 Secvența de comutare de 120°

În secvența de comutare de 120° , fiecare comutator rămâne închis (în conducție) timp de 120° . Ținând cont de simetria trifazată, obținem secvența de comutare din tabelul 3.1.

În timpul fiecărui interval de 60° , două brațe de ieșire din partea curent alternativ sunt conectate la sursa de tensiune continuă, în timp ce al treilea braț rămâne

deschis. În cazul în care nu există inductanță L_d , la ieșire diferența de potențial dintre două faze este de $+E$ sau $-E$ față de punctul de mijloc a sursei de curent continuu, în timp ce tensiunea celei de-a treia este zero (dacă sarcina este simetrică și pasivă).

Interval	I	II	III	IV	V	VI
$+E$	1	1	2	2	3	3
$-E$	2'	3'	3'	1'	1'	2'

Pentru tensiunile fazelor de ieșire, rezultă cele trei curbe superioare în Fig. 3.4. Acestea sunt, de asemenea, tensiunile de fază (v_{um} , v_{vm} , v_{wm}) ale sarcinii dacă această sarcină este simetric și conectat în stea. Curba inferioară arată tensiunea de linie v_{uw} (egal la tensiunea de fază pentru o sarcină conectată în triunghi).

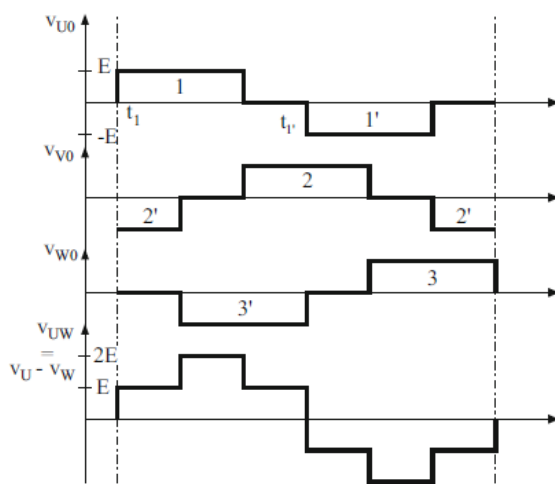


Fig. 3.4 Tensiunile la ieșire pentru comutație la fiecare 120°

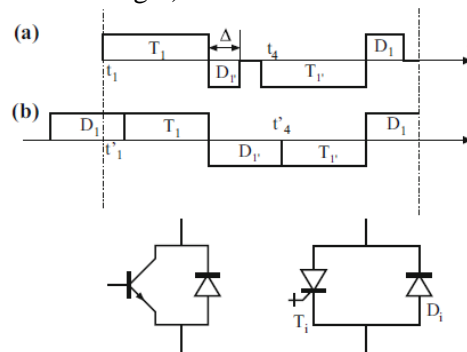


Fig. 3.5 Timpii de comutație pentru sarcini inductive

Totuși, dacă sarcina nu este simetrică, tensiunea fazei neconectate nu este zero și ia o valoare dependentă de gradul de asimetrie al sarcinii. Aceasta implică faptul că secvența de comutare de 120° este vulnerabilă în cazul sarcinilor nesimetrice dacă este utilizată cu o sursă de tensiune DC. Un alt dezavantaj al secvenței de 120° este că o sarcină inductivă va modifica timpul de conducție. Cu o sarcină inductivă (sau capacitivă), devine necesar să se prevadă diode în anti-parale (Fig. 3.5). La ieșirea din conducție, a unui comutator trebuie permisă diodei în antiparalele a comutatorului opus să preia curentul dat de inductanța mare atunci când un comutator (de ex. dioda paralelă a comutatorului 1' va prelua curentul din inductanță pentru oprirea

comutatorului 1). Totuși, aceasta modifică timpul de conducție, așa cum este ilustrat în din Fig. 3.5.a). În cazuri extreme timpul de conducție devine 180° în Fig. 3.5.b). Când sursa este o sursă de curent (de exemplu, o sursă de curent continuu cu o inductanță mare L_d), aceste probleme nu apar, deoarece curentul însuși este oprit, și tensiunea pe sarcină poate conduce sau întârzia curentul fără nicio modificare a timpului conducției. În plus, diodele în anti-paralel nu sunt necesare (și chiar nedorite) în acest sens caz. Rețineți că această comutație are loc între comutatoarele de pe același braț de curent continuu: de exemplu, comutatorul 2 preia curentul de la comutatorul 1, similar cu un controlat redresor.

Secvența de 120° este, prin urmare, utilizată numai pentru invertoarele cu sursă de curent. Un clar avantaj al acestei scheme de inverter este că, în fiecare moment, curentul din fiecare dintre fazele de ieșire sunt conectate fără ambiguitate (adică +I, -I sau 0) la curentul de intrare.

3.2.2 Secvența de comutare de 180°

În secvența de comutare de 180° , fiecare comutator rămâne închis (în stare de conducție) timp de 180° . Ținând cont de simetria trifazată, obținem secvența de comutație din Tabelul 3.2. De remarcat este că controlul are loc acum între comutatoarele superioare și inferioare a unei faze de ieșire (de exemplu: de la intervalul I la intervalul II comutația se face de la comutatorul 3 la comutatorul 3').

În timpul fiecărui interval de 60° , toate cele trei faze de ieșire pe partea de curent alternativ sunt conectate la sursă de curent continuu, adică două faze pe o parte și a treia fază pe cealaltă parte. Dacă nu există inductanța L_d , liniile de ieșire conectate au tensiunea ca fiind diferența de potențial de +E sau -E în raport cu punctul de mijloc al sursei de tensiune continuă (vezi cele trei curbe superioare (v_{uo} , v_{vo} , v_{wo}) în Fig.3.6).

Cunoscând amplitudinea sursei de tensiune continuă, tensiunile de pe toate fazele la ieșire sunt deci cunoscute ca amplitudine în fiecare moment. Pentru o sarcină conectată în triunghi, se obțin tensiuni de fază cu forma dată de curba d pentru V_{uv} din figură .

Pentru o sarcină conectată în stea, tensiunile de fază ale sarcinii (v_{un} , v_{vn} , v_{wn}) diferă oarecum de la tensiunile v_{uo} , v_{vo} , v_{wo} din cauza diferenței de potențial a punctului de nul față de punctul de mijloc al sursei de curent continuu. Într-adevăr, pentru o sarcină simetrică și fără curent neutru (neutrul nu conectat), tensiunea între neutrul sarcinii și punctul de mijloc al sursei este dat de curba e în Fig. 3.6. Această tensiune conține doar componentele cu secvență zero (adică a armonică a 3) ale tensiunilor curbilor a, b, c. Această tensiune cu secvență zero este de fapt egal cu $1/3$ din suma

tuturor celor trei tensiuni ale curbelor a, b și c. Scăzând asta tensiunea de ordine zero din curba tensiunii v_{u0} dă tensiunea de fază v_{un} (curba f). La fel ca tensiunea pentru o sarcină conectată în triunghi (curba d), tensiunea v_{un} din curba f este fără prezența celei de a treia armonică. Cu toate acestea, armonica fundamentală a curbei f este aceeași cu fundamentală curbei a, adică $4E/\pi$.

Dacă este prezentă o inductanță mare L_d , intrarea se comportă ca o sursă de curent continuu. Cu toate acestea, împărțirea acestui curent continuu între cele două faze de ieșire care sunt conectate împreună la unul dintre polii sursei de curent coninuu nu este cunoscută deoarece depinde de sarcină. Prin urmare (de asemenea, din motive de comutare), secvența de comutare de 120° este utilizată de preferință pentru invertoarele cu sursă de curent, nu secvența de comutare de 180° .

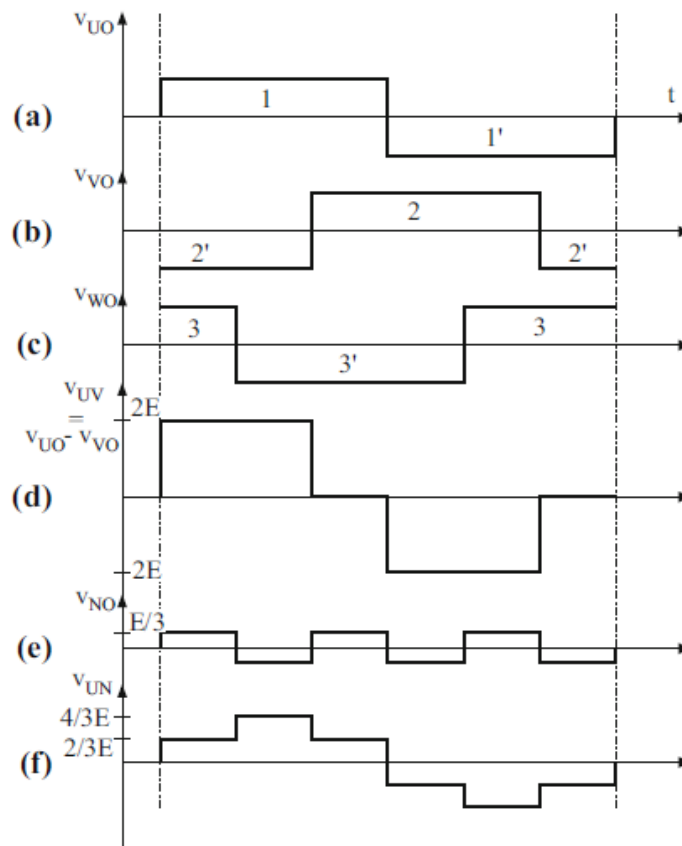


Fig. 3.6 Tensiunile la ieșire pentru comutație la fiecare 120°

3.2.3 Invertorul de sursă de tensiune în șase trepte (VSI)

3.2.3.1 Configurație de bază

Configurația de bază a unui inverter de sursă de tensiune (VSI) este cea din Fig. 3.3 (dar fără prezența inductanței L_d), folosind secvența de comutare de 180° și o sursă de tensiune alternativă. În prezent, semiconductoarele utilizate sunt în mare parte IGBT-uri (sau uneori Mosfet-uri pentru puteri foarte mici și IGCT-uri sau GTO-uri pentru puteri foarte mari), întotdeauna cu diode anti-paralele.

De regulă în acest caz sursa de tensiune continuă este o baterie sau un redresor controlat, alimentat de la rețea, cu un condensator. În acest din urmă caz, combinația de redresor împreună cu inverterul mai este numit uneori VSI (voltage source inverter), acesta fiind prezentat în Fig. 3.7.

Cu secvența de comutare la 180° , obținem tensiuni de ieșire ca în Fig. 3.8. Aceste tensiuni sunt independente de sarcină, fie că ele sunt capacitive sau inductive. Amplitudinea lor fundamentalei este dată de $V_1 = 4E/\pi = 2V_d/\pi$, așa cum sa menționat anterior (unde $2E = V_d$). Cu toate acestea, acum tipul de sarcină determină forma curentului în circuitul intermediar de curent continuu.

Curba (d) din Fig. 3.8 ilustrează curentul prin circuitul intermediar de curent continuu pentru o sarcină inductivă. În intervalul I, numai comutatorul T1 conduce în partea de plus a sursei și curentul i_d în circuitul intermediar de curent continuu este, prin urmare, egal cu curentul curent alternativ (întârziat) în faza U. Și la alte intervale, curentul i_d urmează curentul din faza corespunzătoare și astfel forma acestuia este o repetare a acestui segment de undă sinusoidală. În fiecare interval, mai întâi dioda anti-paralelă este în conducție și comutatorul preia curentul când acesta își schimbă direcția (cu condiția ca semnalul de poartă pentru semiconductor să fie încă prezent). Comutația la urmă torul interval necesită ca semiconductorul să fie oprit în mod explicit, astfel încât dioda comutatorului opus să preia controlul (de exemplu, D2 de la T2 de la intervalul I la II). Dacă comutatorul nu ar fi oprit în mod explicit, sursa de curent continuu ar intra în scurtcircuit.

Curba (e) din Fig. 3.8 ilustrează curentul de pe circuitul de curent continuu pentru o sarcină capacivă. În intervalul I, numai comutatorul T1 conduce la partea plus a sursei și, prin urmare, curentul i_d din circuitul de curent continuu este egal cu curentul din circuitul de curent alternativ ce se închide prin faza U. În mod similar, în celelalte intervale, i_d urmează curentul în fazele corespunzătoare și din nou obținem forma acestuia ca o repetare a acestui segment sinusoidal.

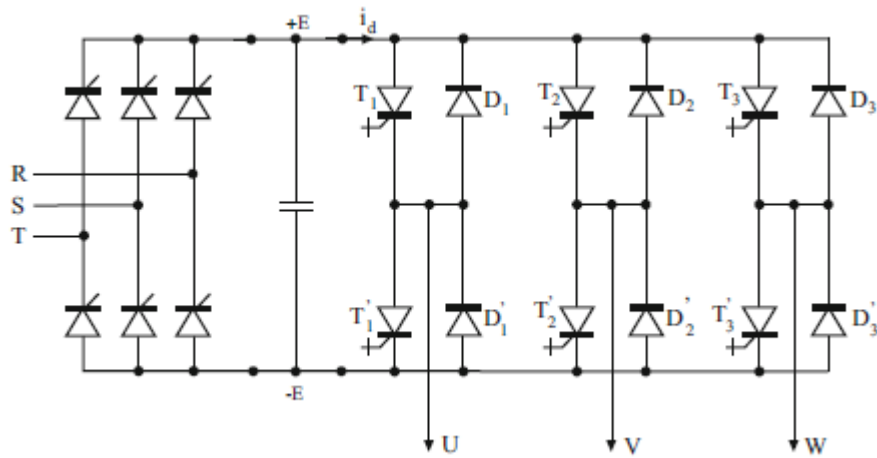


Fig. 3.7 Invertor sursa de tensiune cu capacitate pe circuitul intermediar de curent continuu.

Trebuie spus faptul că acum, în fiecare interval, mai întâi comutatorul este conducție și dioda anti-paralel preia sarcina atunci când curentul se inversează . Pentru următoarea fază de conducție la urmă, pornirea comutatorului opus ar trebui, în principiu, să fie suficientă pentru a provoca curentul să comute în această parte (de exemplu, T2 de la D2 de la intervalul I la intervalul II). Cu toate acestea, un semnal explicit de oprire va fi întotdeauna dat comutatorului anterior (T2 prim în acest exemplu) înainte de a porni următorul (T2), deoarece altfel un scurtcircuit pe sursa de curent continuu ar urma dacă sarcina nu ar fi condusă (sau nu suficient).

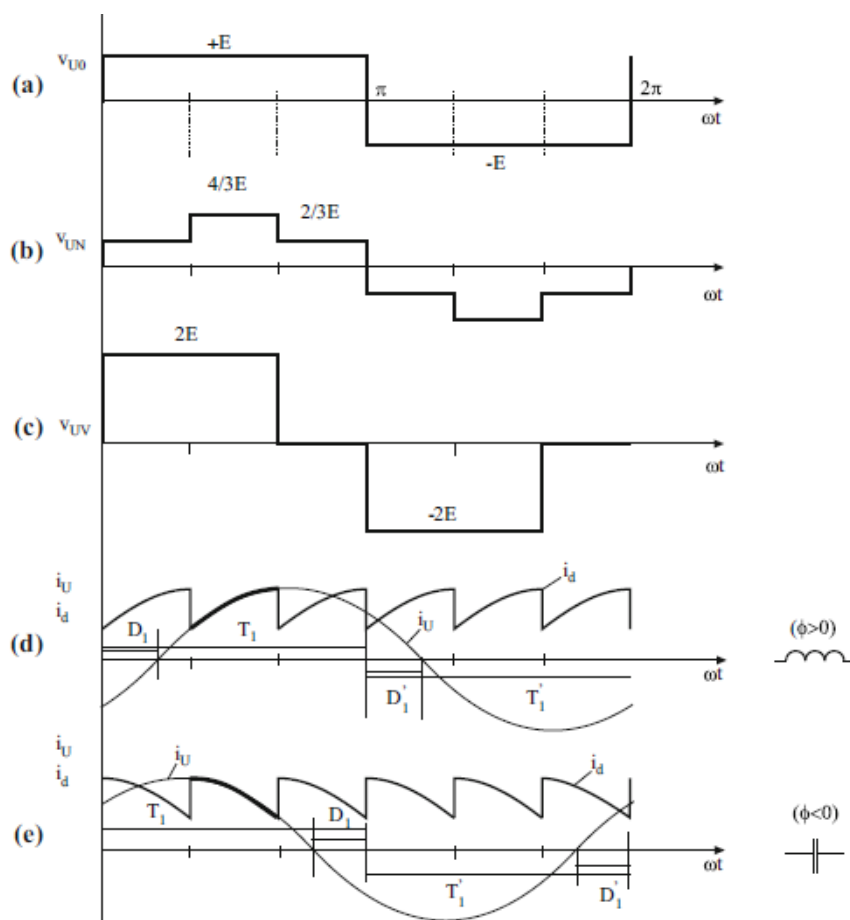


Fig. 3.8 Invertor sursa de tensiune cu capacitate forme de undă

Tabelul 3.3 Tensiuni instantanee și vectori spațiali corespunzători

Interval	VI	I	II	III	IV	V
Comutator	S1, S2', S3	S1, S2', S3'	S1, S2, S3'	S1', S2, S3'	S1', S2, S3	S1', S2', S3
v_{an}	$2/3 * E$	$4/3 * E$	$2/3 * E$	$-2/3 * E$	$-4/3 * E$	$-2/3 * E$
v_{bn}	$-4/3 * E$	$-2/3 * E$	$2/3 * E$	$4/3 * E$	$2/3 * E$	$-2/3 * E$
v_{cn}	$2/3 * E$	$-2/3 * E$	$-4/3 * E$	$-2/3 * E$	$-4/3 * E$	$4/3 * E$
v	$-4/3 * E * a$	$4/3 * E$	$-4/3 * E * a^2$	$4/3 * E * a$	$-4/3 * E$	$4/3 * E * a^2$

3.2.3.2 Invertorul sursă de tensiune bidirecțional

În Fig. 3.8, curentul i_d a fost în fiecare caz reprezentat cu o valoare medie care este pozitivă. Cu toate acestea, pentru o sarcină suficient de întârziată (d) sau de conducere (e), valoarea instantanee poate fi negativă și chiar ca valoarea medie a acestui curent continuu în circuitul de curent continuu ar putea fi negativ. O valoare medie negativă a curentului continuu implică faptul că fluxul de energie merge din partea de curent alternativ spre partea de curent continuu. Aceasta înseamnă, de asemenea, că pentru invertorul sursă de tensiune, reversibilitatea este fezabilă.

Pe măsură ce curentul continuu își schimbă sensul, sursa de curent continuu trebuie să poată absorbi acest curent. Acesta situație nu este posibilă cu un singur redresor (chiar unul controlat) deoarece un curent invers ar conduce la distrugerea condensatorului. În invertoarele de putere redusă, o conexiune în serie cu o rezistență de disipare și un comutator se conectează în paralel cu condensatorul DC link. Pentru invertoarele de putere mare, de obicei, se utilizează un redresor anti-paralel (pentru curent continuu negativ), evitând astfel disiparea energiei. Când sursa de curent continuu este o baterie, nu apar probleme deoarece aceasta va absorbi curentul invers pentru a încărca. Este în principal un motiv bun pentru care invertoarele sursă de tensiune sunt preferate în construcția vehiculelor electrice.

3.2.4 Invertorul sursă de curent în șase trepte (CSI)

3.2.4.1 Configurare de bază

Configurația de bază a unui inverter sursă de curent este din nou cea din Fig.3.9, dar acum este folosită secvența de comutare de 120° (și comutatoare fără diode în anti-paralel. Sursa de curent continuu poate fi o baterie, sau pentru alimentarea de la rețea un redresor (controlat); în ambele cazuri inductanța L_d pe partea de curent continuu trebuie să fie mare, aproximând astfel un curent sursă.

Cu secvența de comutare de 120° , obținem curenți de linie la ieșire ca în Fig.3.10. Pentru un curent continuu I_d dat, amplitudinea fundamentalei a curenților de linie este dată de $I_{u1} = 2\sqrt{3}I_d/\pi$ (vezi curba (a)). Când sarcina este conectată în triunghi, curenții de fază sunt ca în curba (b). Amplitudinea fundamentalei în acest caz este $I_{u1} = 2I_d/\pi$

Forma tensiunii de intrare pe circuitul de curent continuu v_d este determinată de sarcină. Pe de o parte, pentru o sarcină inductivă, obținem o curbă ca (d) în Fig.3.10. Forma sa poate fi derivată luând în considerare formele de undă ale tensiunii din (c). Tensiunea de fază v_u conduce curentul de linie i_u , iar tensiunea de linie v_{uv}

conduce v_u timp de 30° . Ca și în intervalul I, comutatoarele 1 și 2' sunt în conducție, iar tensiunea de intrare a circuitului de curent continuu este egală cu acel segment al tensiunii v_{uv} în acest interval.

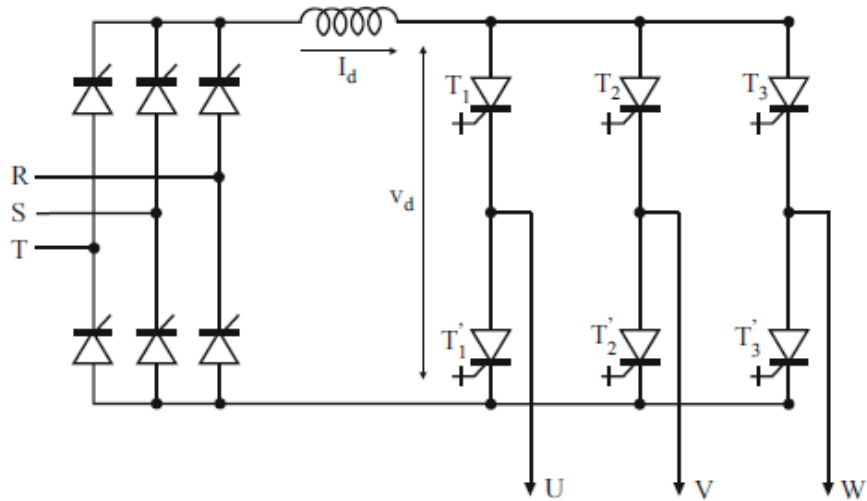


Fig. 3.9 Invertor sursa de curent

Pentru o sarcină capacitivă, pe de altă parte, obținem o formă de undă v_d ca în (f), care poate să fie derivată din tensiunea defazată v_u descrisă la (e). În ceea ce privește comutația, diferența dintre sarcina inductivă și capacitivă este crucială pentru un invertor sursă de tensiune. Într-un astfel de invertor, comutația are loc între comutatoarele de pe aceeași parte a sursei de curent continuu, de exemplu între comutatorul 1 și comutatorul 2 la sfârșitul celui de-al doilea interval, la 150° sau $\omega t = 5\pi/6$. În cazul capacitiv, tensiunea v_{uv} este pozitivă și pornirea comutatorului 2 va duce automat la o scădere a curentului în faza U, în timp ce curentul în faza V crește și preia curentul continuu provenit de la sursă.

Astfel, atunci când sarcina furnizează energie reactivă, nu este necesară oprirea explicită a comutatorului precedent. Prin urmare, GTO-urile sau IGCT-urile sau IGBT-urile nu sunt necesare și pot fi utilizate tiristoare. Rețineți că acest tip de comutație este complet identic cu cel dintr-un redresor controlat, unde rețeaua furnizează energia reactivă pentru comutație.

Acest tip de comutație într-un invertor este denumit în mod obișnuit comutație de sarcină. Când sarcina este inductivă, tensiunea v_{uv} este negativă la sfârșitul celui de-

al doilea interval și comutatorul 1 trebuie oprit în mod explicit în timp ce porniți comutatorul 2.

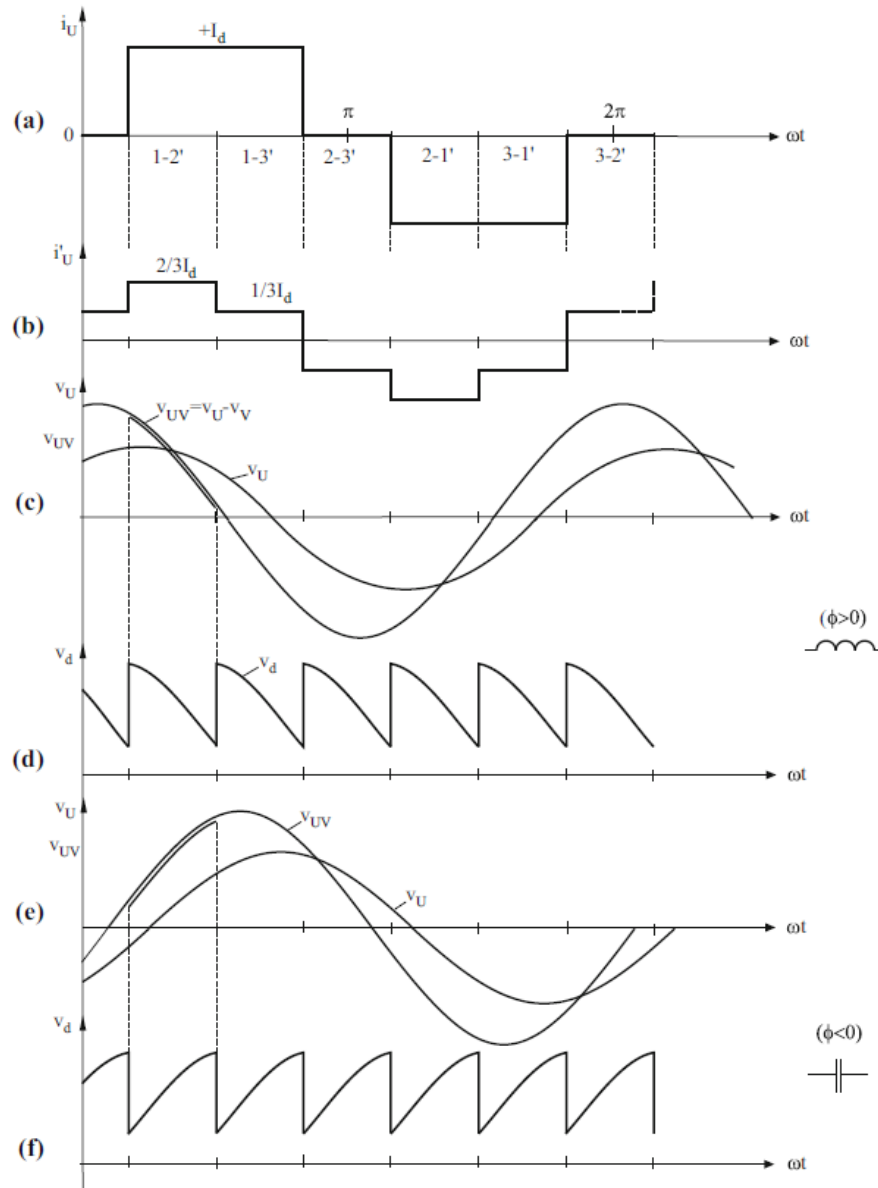


Fig. 3.10 Invertor sursă de curent - tensiunea DC la intrarea acestuia

Astfel, acest mod de operare necesită comutatoare precum GTO sau IGCT.

Invertorul sursă de curent, este utilizat mai ales în alimentarea mașinilor sincrone supraexcitate. Poate fi folosit și cu mașini cu inducție ca sarcină, dar atunci este necesar un sistem de condensatoare în paralel cu sarcina. În zilele noastre, totuși, un invertor sursă de curent cu o buclă de control de curent va fi preferat pentru sarcini inductive, cum ar fi mașinile cu inducție.

Ca o remarcă finală, se poate observa faptul că, spre deosebire de un invertor sursă de tensiune, o sarcină capacitivă insuficientă într-un invertor sursă de tensiune nu va duce la un scurtcircuit al sursei de curent continuu, deoarece inductanța mare L_d va limita curentul.

3.2.4.2 *Inversarea energiei*

Ca și în cazul invertoarelor sursă de tensiune, schimbul de energie între ieșire și intrare este bidirecțional nu este o problemă. Transferul de energie de la ieșirea invertorului către intrare nu este deloc o problemă. Valoarea medie a v_d poate fi la fel de bine negativă, ceea ce înseamnă că energia poate trece și din partea de curent alternativ către partea de curent continuu. Din nou, limitarea va fi impusă de către sursa de tensiune continuă.

O baterie DC nu va accepta o polaritate inversă a tensiunii v_d și va fi necesară o inversare a polarității pe partea de curent continuu. Cu toate acestea, cu un redresor controlat ca sursă de curent continuu, inversarea fluxului de energie nu este deloc o problemă. Este suficient să se utilizeze un unghi de întârziere α mai mare de 90° pentru a satisface condiția de cu tensiunea negativă v_d la bornele de intrare a redresorului. Prin urmare, invertoarele sursă de curent împreună cu un redresor controlat sunt adesea aplicate pentru unități industriale mari, unde recuperarea energiei este importantă sau chiar esențială.

3.3 Invertoare PWM

3.3.1 Principiu: Invertoare PWM monofazate

Pentru operarea cu frecvență variabilă a acționărilor electrice de curent alternativ (câmp magnetic rotativ), este de dorit să se varieze proporțional și amplitudinea tensiunii odată cu frecvența, astfel încât să se mențină fluxul constant, dacă este posibil la valoarea sa maximă (adică nominală). Într-adevăr, numai în acest fel poate fi produs cuplul, și implicit puterea ca fiind maximă, având în vedere curentul

maxim care este limitat de secțiunea conductoarelor parte a înfășurărilor mașinii controlate.

Metoda utilizată pentru a obține o amplitudine variabilă a tensiunii, așa cum este ilustrată în (A, b) în Fig. 3.3, prezintă dezavantajul prezenței armonicilor superioare, care nu scad întotdeauna în aceeași proporție cu fundamentală. De asemenea, frecvențele armonicilor a 3-a, a 5-a, a 7-a sunt prea scăzute pentru a fi filtrate în mod adecvat de sarcina inductivă.

Modularea în lățimii a impulsului (PWM) oferă o soluție eficientă la aceste probleme prezentate mai sus. Ideea este de a înlocui o singur timp de conducție pozitiv (sau negativ) – și un singur timp de ieșire din conducție pentru cazul (A, b) din Fig. 3.2 - pentru fiecare jumătate de perioadă cu o serie de impulsuri mai mici de conducție alese în mod adecvat. În acest fel se obține amplitudinea fundamentalei corectă și reglabilă, precum și o deplasare a armonicilor la ordin mult mai mare.

În funcție de configurația punții invertoare, se pot distinge două forme de undă la ieșire, cea bipolară ((a) în figurile 3.11 și 3.12) și cea unipolară ((b) în figurile 3.11 și 3.12). În tipul bipolar, ieșirea comută între +E și -E, ceea ce duce, prin urmare, la pulsații de putere destul de severe. La tipul unipolar, ieșirea comută între +E și 0 (sau -E și 0 pentru semiciclul negativ), reducând astfel pulsațiile de putere în comparație cu tipul bipolar. Cu toate acestea, puntea invertoare necesară este ceva mai complexă (și, prin urmare, mai scumpă).

Modul clasic (dar nu singurul) de a obține modularea în lățime a impulsurilor este acela de a folosi intersecțiile unei unde de referință sinusoidală (sau, într-o versiune simplificată, dreptunghiulară) de amplitudine fundamentală dorită cu o undă purtătoare de înaltă frecvență (vezi Fig. 3.13).

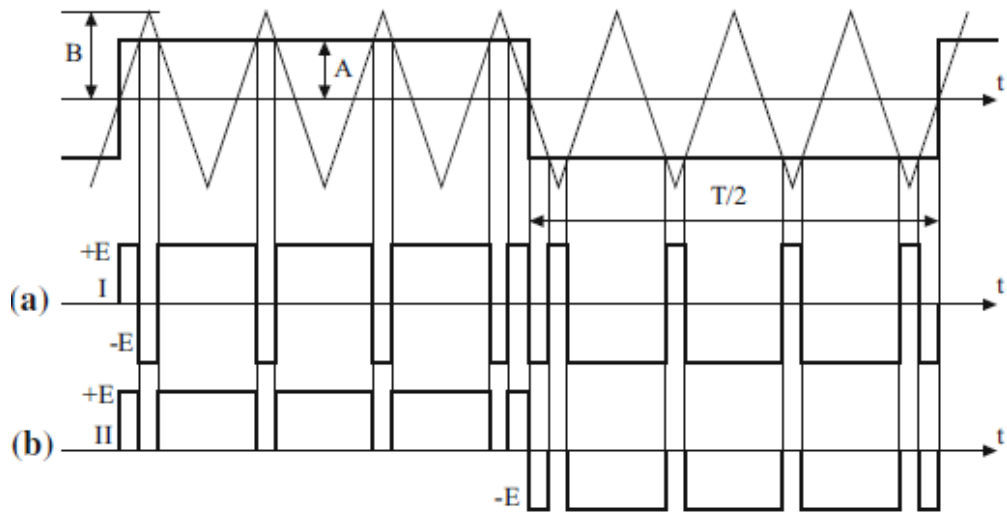


Fig. 3.11 Referință dreptunghiulară

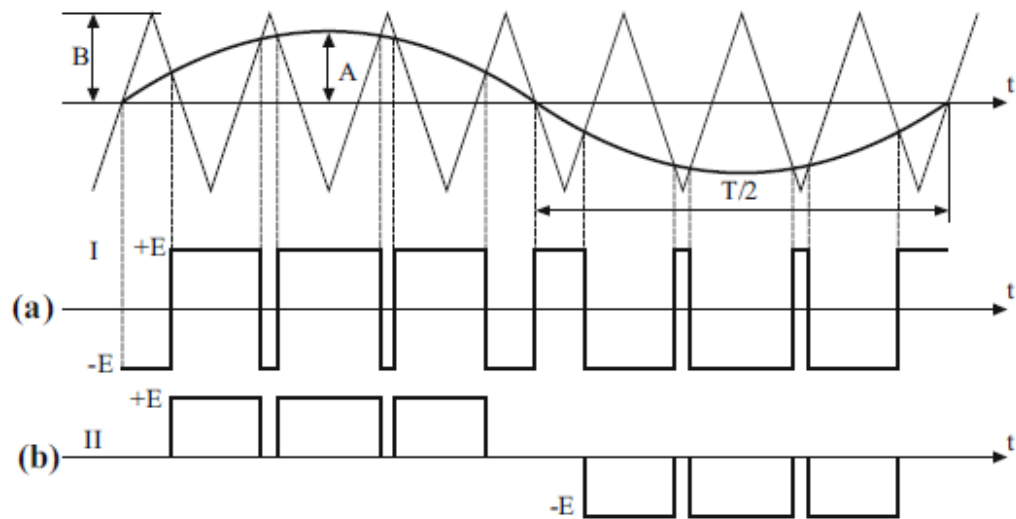


Fig. 3.12 Referință sinusoidală

Se poate observa că pentru o undă de referință sinusoidală, amplitudinea fundamentalei la ieșire este exact proporțională cu amplitudinea undei de referință (cel puțin atât timp cât indicele de modulație a amplitudinii m_a , adică raportul dintre amplitudinea undei de referință și amplitudinea purtă torului, este mai mic sau egal cu unu). Armonicile tensiunii de ieșire depind de frecvențele fundamentalei dorite și ale

undeii purtătoare dar și, într-o mică măsură de forma undeii purtătoare (adică triunghiulară sau dinți de ferăstrău).

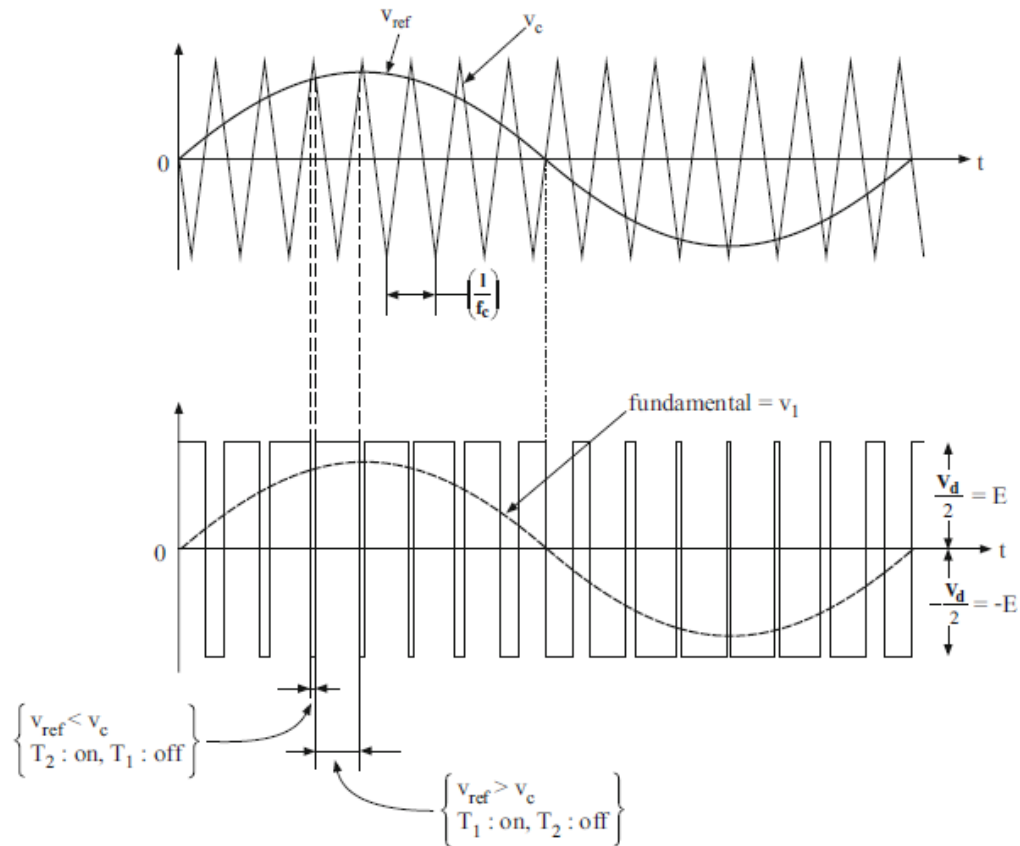


Fig. 3.13 Principiul PWM

Pentru o undă purtătoare cu dinți de ferăstrău, sunt prezente mai multe armonice în tensiunea de ieșire, așa cum va fi prezentat în continuare. Când indicele de modulație a frecvenței m_f (adică raportul dintre frecvența purtătorului f_c și frecvența f a tensiunii de ieșire dorite) este suficient de mare (de exemplu >10), se poate presupune că armonicile pure ale tensiunii de ieșire dorite sunt absente și că numai armonicile purtătoare și benzile sale laterale (de frecvența de ieșire dorită și multiplii acesteia) vor fi prezenți. La începuturile dezvoltării electronicii de putere, frecvențele de comutare ale semiconductoarelor disponibile (tiristoare cu circuite de comutație sau tranzistoare bipolare) erau destul de scăzute, astfel încât indicele de modulație a frecvenței a fost limitat. La acel moment, o cerință des întâlnită și aplicată era ca m_f să fie un număr

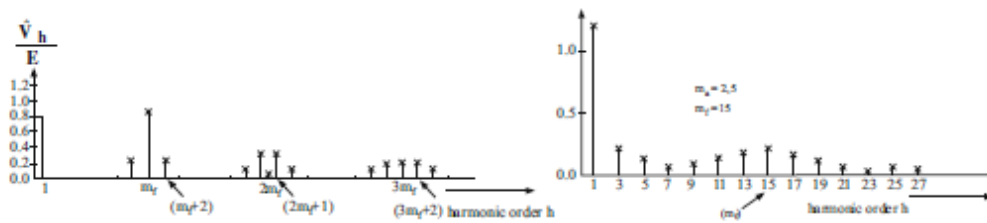
întreg (adică PWM sincron) și, în funcție de tipul de inverter, bipolar sau unipolar, impar sau par. În zilele noastre se folosește cel mai mult PWM-ul asincron, cu m_f destul de mare, astfel încât armonicile inferioare pure ale tensiunii necesare sunt absente.

3.3.2 Invertoare PWM trifazate

Principiul de obținere a PWM-ului în invertoarele trifazate este practic același ca și pentru invertoarele monofazate. Undele de referință pentru cele trei faze sunt deplasate cu 120° și astfel tensiunile de ieșire sunt alcătuite din trei sinusoidale simetrice.

Tensiunea de ieșire va fi egală cu zero atunci când toate comutatoarele superioare sunt conectate la potențialul sursei pozitive, sau când toate comutatoarele inferioare sunt conectate la potențialul sursei de curent continuu negativ.

După cum s-a văzut mai devreme, amplitudinea maximă instantanee a tensiunii pentru un inverter în șase trepte, în conexiune stea, este $4E/3$, cu o amplitudine a fundamentalei corespunzătoare oarecum mai mică $4E/\pi$. Când se limitează indicele de modulație în amplitudine, m_a din PWM, la unu (astfel încât să nu se piardă impulsuri de ieșire, pentru a evita compromiterea calității tensiunii de ieșire), tensiunea de ieșire maximă prezintă fundamentala ca fiind egală cu E . Pentru a obține tensiuni de ieșire mai mari, indicele m_a trebuie crescut dincolo de unu, dar apoi impulsurile se pierd și armonicile inferioare ale fundamentalei reapar (vezi Fig. 3.14). În plus, tensiunea de ieșire nu mai este proporțională cu indicele de modulație în amplitudine.



a) Spectru de frecvențe în $m_a \leq 1$

b) Spectru de frecvențe în $m_a > 1$

Fig. 3.14 Spectrul PWM

3.3.3 Principii de modulare PWM

Această secțiune va descrie elementele de bază ale modulării invertoare monofazate și trifazate utilizând PWM. Cu aceste explicații s-a plecat de la convertorul de bază pentru jumătate de punte și apoi cu rezultatele obținute pentru puntea completă

utilizată în mod obișnuit. Există , de fapt, patru metode pentru a obține cele mai bune condiții de computare în invertoare:

1. PWM optim: momentele de comutare sunt calculate (în timp real sau tabelate) pentru a obține o formă de undă de ieșire „optimă”;
2. Prin intersecție a unei unde de referință sinusoidală (de frecvență și amplitudine necesară) și cu o undă purtătoare de înaltă frecvență (PWM eșantionat în mod natural);
3. Prin intersecția unei unde de referință sinusoidală eșantionată (de frecvență și amplitudine necesară) cu o undă purtătoare de înaltă frecvență (PWM eșantionat regulat).
4. Comutare astfel încât pe o perioadă a unei purtătoare, integrala de timp a formei de undă de ieșire să fie egală cu cea a unei de referință (PWM direct).

3.3.3.1 Invertor monofazat semi-punte - PWM eșantionat în mod natural

Luând în considerare invertorul monofazat în jumătate de punte prezentat în Fig. 3.15, în acest caz principiul de bază este obținerea instanțelor de comutare de face prin compararea unei purtătoare cu o undă de referință sinusoidală pură de amplitudinea necesară (ambele în unitate, de exemplu).

Pentru un purtător cu dinți de ferăstrău (marginea de fugă), tensiunea de ieșire este ilustrată în Fig. 3.16. Cu această jumătate de punte, tensiunea de ieșire comută între +E și -E, adică o ieșire bipolară. Tensiunea de ieșire este dată de fundamentala de ieșire necesară $EM\cos(\omega_o t)$ la care se adaugă componentele armonice ale unei purtătoare, $\cos(m\omega_o ct)$, (pentru $m = 1 \dots \infty$).

În locul unei purtătoare cu dinți de ferăstrău, se folosește frecvent o undă purtătoare triunghiulară (PWM cu triunghi sinusoidal sau PWM eșantionat în mod natural cu două margini). Analiza Fourier a rezultatului arată componente similare cu cele de mai sus pentru suportul cu dinți de ferăstrău, cu restricții suplimentare: armonicile pare ale purtătorului sunt absente (adică apar doar cele cu $m = \text{impar}$) și benzile laterale ale purtătorului cu $m+n = \text{par}$ sunt absente (adică apar doar cele cu $m+n = \text{impar}$).

Cu toate acestea, conținutul total de armonici pentru modulația triunghiulară nu este cu mult mai mic decât pentru modulația cu dinți de ferăstrău. Într-adevăr, cea mai importantă componentă armonică este încă cea egală cu a frecvenței purtătoare. În schimb, pentru invertoarele polifazate, modulația triunghiulară are ca rezultat un conținut armonic mai mic.

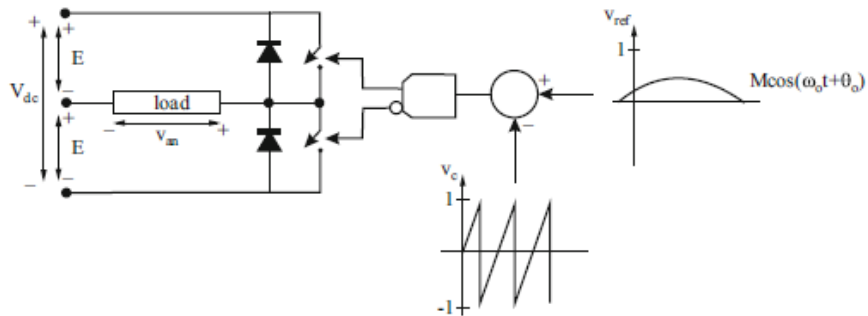


Fig. 3.15 Invertor monofazat în jumătate de punte eşantionat natural cu undă purtătoare în semi-punte

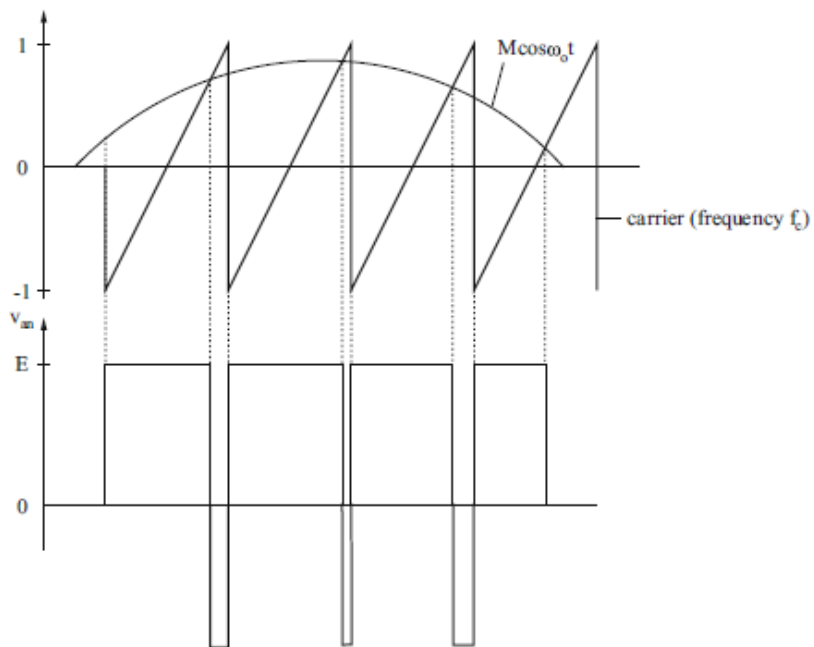


Fig. 3.16 Invertor monofazat în jumătate de punte eşantionat natural cu undă purtătoare dinți de fierăstrău în semi-punte – tensiunea de ieşire

3.3.3.2 Invertor monofazat semi-punte - PWM eşantionat în mod regulat

PWM-ul eşantionat în mod natural nu se pretează la o implementare digitală, deoarece intersecția sinusoidelor de referință și purtătoare este definită de o ecuație transcendentă și este complex de calculat. Acest lucru poate fi rezolvat prin înlocuirea referinței sinusului cu un sinus eşantionat la o frecvență suficient de mare. În mod ideal,

eșantionarea ar trebui să fie sincronizată cu purtă torul, astfel încât modificările de nivelul forme de undă eșantionate să apară la vârfurile pozitive și/sau negative ale purtă torului (și nu în timp ce se compară referința eșantionată cu purtătorul).

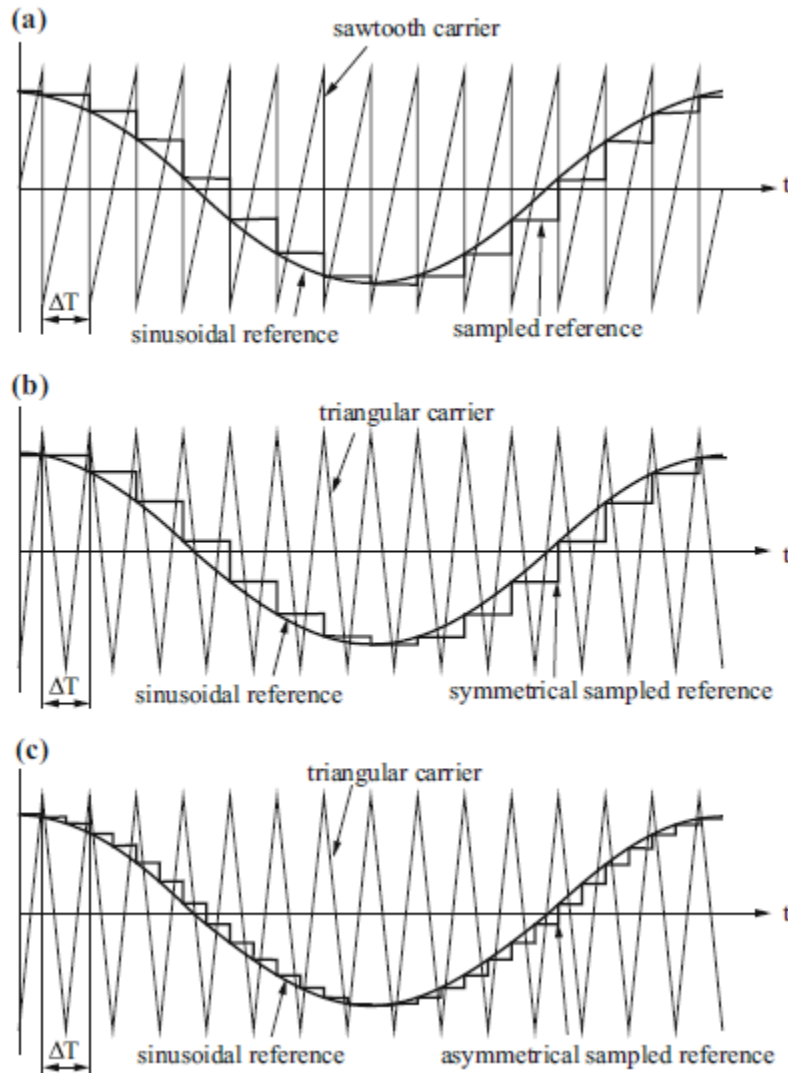


Fig. 3.17 PWM eșantionat în mod regulat

Pentru o undă purtătoare cu dinți de ferăstrău cu marginea de fugă, de exemplu, eșantionarea ar trebui să aibă loc la sfârșitul perioadei purtătoare, când unda purtătoare scade. Pentru o undă purtătoare triunghiulară, eșantionarea poate fi

simetrică, în cazul în care referința eșantionată este luată la vârfurile pozitive sau negative ale acesteia, sau asimetrică, în cazul în care referința este reeșantionată atât la vârfurile negative, cât și la cele pozitive ale undei purtătoare. Figura 3.17 ilustrează aceste trei alternative. De remarcat este că există o întârziere de jumătate de perioadă pentru unda purtătoare dinte de ferăstrău sau PWM eșantionat simetric obișnuit și de un sfert din această perioadă de purtător pentru un PWM eșantionat asimetric regulat. Întârzierea poate fi compensată prin conducerea valului de referință cu jumătate sau, respectiv, un sfert din perioada unei purtătoare.

În comparație cu PWM-ul sinusoidal eșantionat în mod natural, putem găsi și armonici ale fundamentalei. Cu toate acestea, amplitudinea lor este limitată dacă indicele de modulație a frecvenței este suficient de mare.

3.3.3.3 *Invertor monofazat în punte completă*

Invertorul cu jumătate de punte nu este foarte des întâlnit pentru un invertor monofazat deoarece este necesară o sursă de curent continuu punct de tensiune medie accesibil. Prin urmare, invertoarele monofazate aproape sunt folosite întotdeauna în construcția punților invertoare complete.

Invertorul monofazat cu punte completă este format din două invertoare cu jumătate de punte, ca prezentat în Fig. 3.18. Cu această configurație, tensiunea de ieșire poate fi comutată între +E, 0 și -E (unde $V_{dc} = 2E$). Comutatoarele celor două brațe de punte sunt controlate într-un model complementar. Forma de undă reală a tensiunii de ieșire (și calitatea acesteia) va depinde, totuși, de schema de control reală, așa cum se arată mai jos.

În exemplul din fig. 3.28, ambele brațe folosesc o undă purtătoare comună (în cazul de față o undă triunghiulară), dar undele de referință sinusoidale, opuse de 180° . Rezultatul acestei scheme de modulație este prezentat în Fig. 3.19.

Etapele a și b sunt comutate între potențialul + și potențialul - al sursei de curent continuu, nu simultan, deoarece aceste momente de comutare depind de comparația dintre purtătoarea (comună) și undele de referință sinusoidale diferite (complementare).

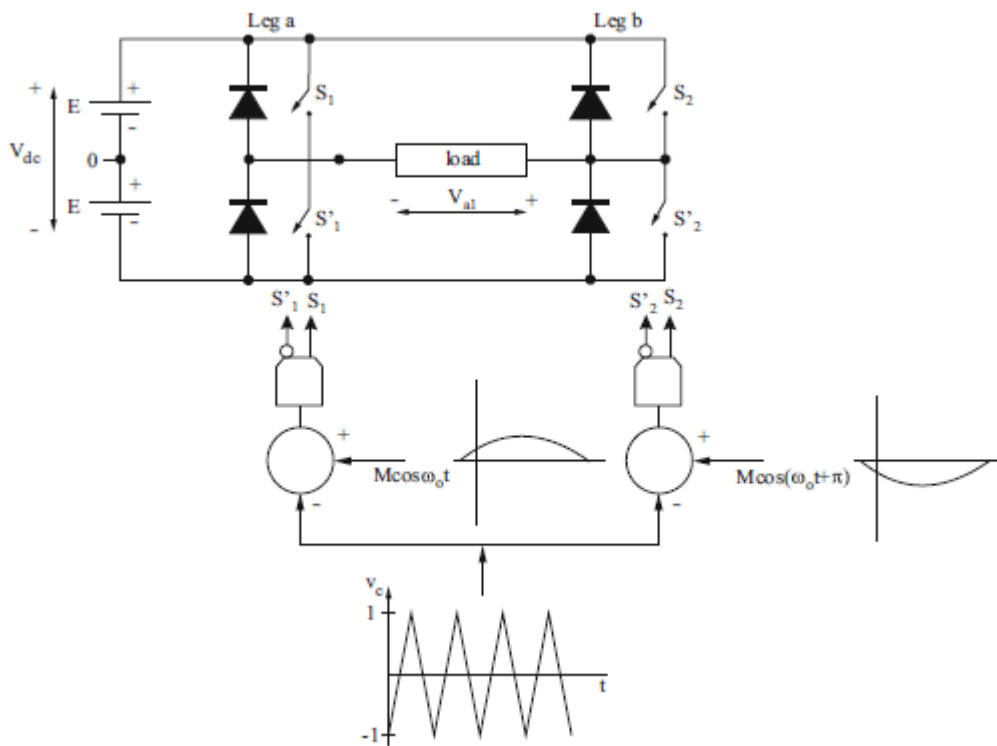


Fig. 3.18 Invertor monofazat în punte

Modulare pe trei nivele

În timp ce jumătățile de punte a și b sunt comutate între +E și -E, forma de undă rezultată a tensiunii de ieșire (încărcare) conține impulsuri 2E și -2E cu intervale de tensiune zero, adică o formă de undă unipolară, fără a fi nevoie de o sursă de curent continuu cu punct median. Avantajul unei astfel de forme de undă de ieșire unipolară este conținutul de armonici, mult mai scăzut al tensiunii la ieșire. Conținutul de armonici pentru fiecare picior rezultă din analiza din paragraful anterior.

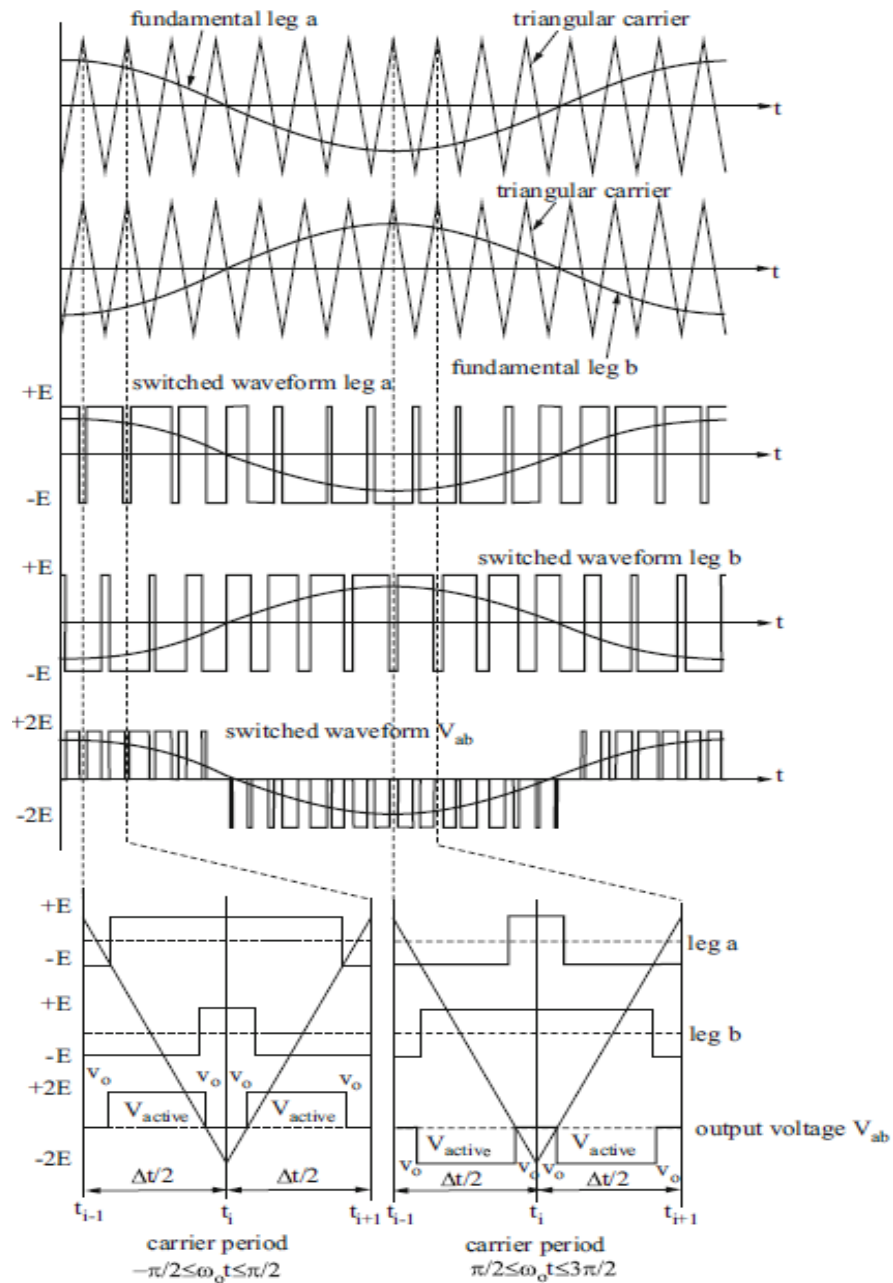


Fig. 3.19 Modulație pe trei nivele pentru un inverter PWM monofazat cu eșantionare naturală cu punte și undă purtătoare triunghiulară

Modulare cu două niveluri

Se poate obține un invertor cu două nivele pentru o punte completă, cu două brațe comutate, dacă pentru funcția de comutare a unui jumătăți de punte se alege unda opusă ca și vice-versa pentru cealaltă jumătate de punte (vezi Fig. 3.20).

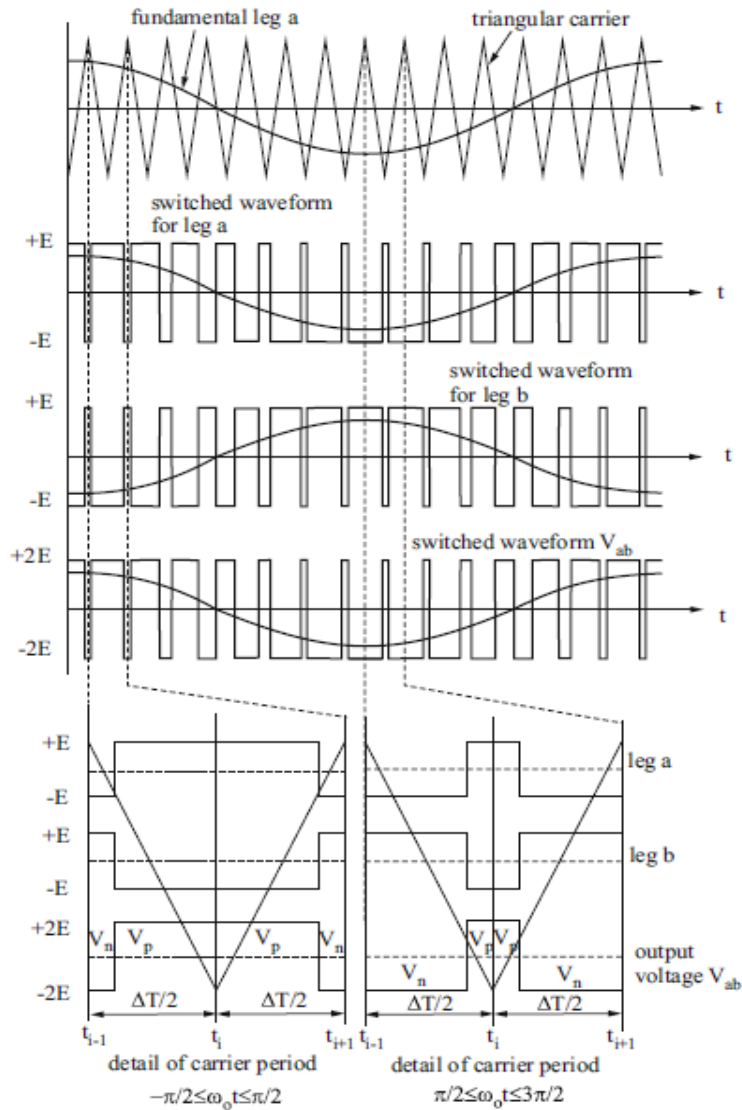


Fig. 3.20 Modulație pe trei nivele pentru un invertor PWM monofazat cu eșantionare naturală cu punte și undă purtătoare triunghiulară

Tensiunea de ieșire comută acum între $+2E$ și $-2E$ în fiecare perioadă de comutare. Din detaliu dintr-o perioadă a unei purtătoare, se observă că impulsurile din fiecare jumătate de perioadă sunt deplasate la început sau la sfârșit. Rezultatul este un impuls mare într-o perioadă a unei purtătoare și frecvența de comutare efectivă este f_c , în loc de $2f_c$. Deși controlul este mai puțin complicat, calitatea tensiunii de ieșire este inferioară în comparație cu inverterul pe trei nivele, deoarece conținutul de armonici este mult mai mare.

3.3.3.4 Inverter de sursă de tensiune PWM trifazat

Topologia unui inverter de sursă de tensiune PWM trifazat este aceeași cu cea a unui inverter de sursă de tensiune în șase trepte (vezi Fig. 3.21). Principiile de modulare sunt în esență sunt aceleași ca și pentru inverterul monofazat, dar conexiunea de ieșire este trifazată fac ca ieșirea fundamentală și armonicile tensiunilor să fie oarecum distincte. În plus, aplicarea pe scară largă a inverterului trifazat comandat PWM justifică o discuție separată.

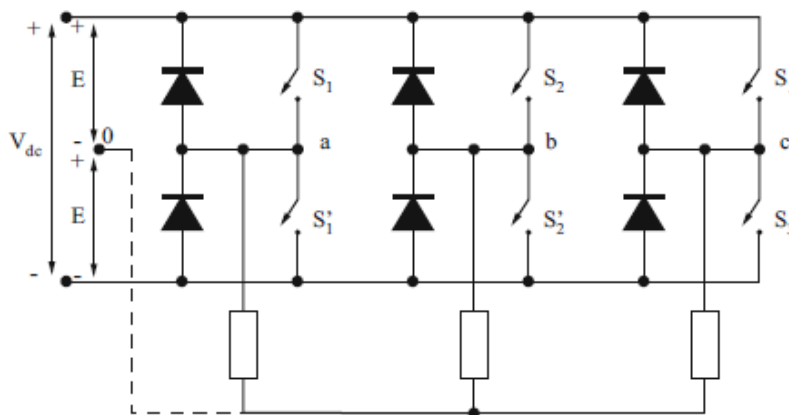


Fig. 3.21 Inverter trifazat sursă de tensiune modulată PWM

Modulație trifazată cu referință sinusoidală eşantionat natural

Figura 3.22 prezintă modulația pentru un inverter trifazat folosind o referință sinusoidală și undă purtătoare triunghiulară. În ceea ce privește inverterul monofazat pe trei nivele, pentru cele trei faze este utilizată acum o undă purtătoare comună. Undele sinusoidale de referință sunt acum, desigur, defazate cu 120° una față de cealaltă. După cum este clar din Fig. 3.22, tensiunile de ieșire rezultate de la linie la linie sunt unipolare, adică comutarea acestor tensiuni are loc între $+2E$ și 0 sau $-2E$ și 0 .

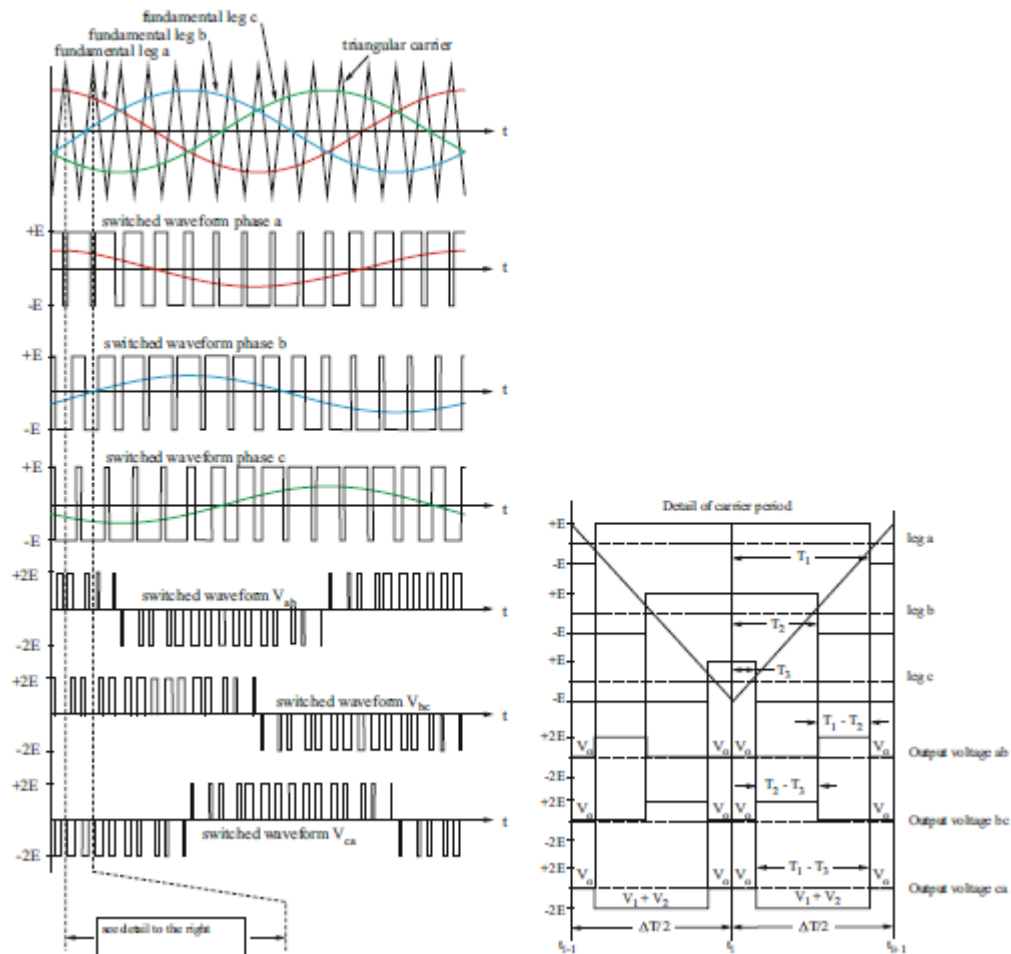


Fig. 3.22 Modulația în inverter trifazat sursă de tensiune modulată PWM natural eşantionat

Armonicile fundamentale și superioare ale tensiunilor linie pot fi derivate din analiza armonică a inverterului în semi-punte. Pentru un PWM trifazat eşantionat în mod natural, obținem deci: fundamentala de ieșire necesară, $3EM\cos(\omega_0 t)$; benzile laterale ale armonicilor undelor purtătoare, $\cos(m\omega_c t - n\omega_0 t)$.

Astfel, în comparație cu inverterul PWM monofazat cu punte, în acest caz comanda cu PWM eşantionat în mod natural, tensiunile fundamentale de la linie la linie au o amplitudine redusă (\sqrt{E} în loc de $2E$ dacă $M \leq 1$).

Modulație trifazată cu referință sinusoidală eşantionat regulat

Un invertor trifazat sursă de tensiune poate fi, desigur, modulată folosind un PWM eşantionat. Unda purtătoare poate fi tip dinte de fierăstrău sau undă purtătoare triunghiulară, unde pentru acesta din urmă poate fi utilizată o prelevare simetrică sau asimetrică .

Ca și pentru invertorul monofazat, cele mai bune rezultate sunt obținute cu un PWM eşantionat regulat asimetric (deci cu undă purtătoare triunghiulară). Analiza armonică arată că benzile laterale cu $m+n=\text{par}$, sunt absente, din cauza eşantionării asimetrice. Cu toate acestea, benzile laterale $m+2n$ nu dispar pentru tensiunile de linie (cum a fost cazul invertorului monofazat cu punte completă), ci benzile laterale $m+3n$ precum și cele triple. Armonicile fundamentale sunt acum anulate în tensiunile de linie.

Pentru un PWM eşantionat regulat simetric, conținutul de armonici este mult mai mare. Ieșirea conține, de exemplu, o a doua armonică a fundamentalei, precum și mai multe benzi laterale ale armonicilor unde purtătoare. Pentru un PWM eşantionat utilizând undă purtătoare de tip dinți de fierăstrău, conținutul de armonici este destul de ridicat (6% din fundamentală) și acest principiu de modulație nu este deloc recomandat pentru invertoarele trifazate (cu excepția cazului în care m_f este foarte mare).

4 Motoare de curent continuu fără perii

4.1 Introducere

Timp de 150 de ani, mașinile cu curent continuu au jucat un rol important în acționările electrice. Avantajele de bază asociate cu aplicarea lor în acționări includ: reglarea ușoară a vitezei de rotație, pornire și inversarea simplă a sensului de rotație, funcționare stabilă la viteze reduse, precum și proprietăți dinamice bune care asigură o reacție rapidă la modificarea parametrilor de alimentare.

Mașinile de curent continuu cu clasice prezintă construcția ce consta dintr-un stator ce prezintă înfășurare de excitație care este alimentată prin tensiunea de excitație și al cărui rol este de a genera un câmp magnetic de excitație. Înfășurările armăturii rotorice sunt conectate la sistemul perii-colector. Periile constituie legătura electrică dintre înfășurările armăturii mobile și circuitele externe de alimentare.

Comutatorul mecanic, care este un dispozitiv de importanță istorică în mare parte, joacă rolul unui redresor mecanic, care convertește curentul alternativ cu frecvența corespunzătoare vitezei de rotație a rotorului în curent continuu din afara armăturii, pentru funcționarea mașinii în regim de motor. La vremea sa, comutatorul mecanic era un dispozitiv remarcabil, care era totuși deranjant în timpul exploatării este foarte costisitor, dar și în ceea ce privește costul de fabricație. A fost, de asemenea, cea mai slabă verigă a sistemului electromecanic în sensul fiabilității funcționării, precum și în ceea ce privește întreținerea frecventă prin aplicarea unei revizii regulate .

O mașină de curent continuu fără perii modernă prezintă două diferențe fundamentale în contrast cu mașinile de curent continuu cu comutație mecanică [13,15,17,28,42]. În primul rând nu are un comutator mecanic peste care alunecă periile ce formează contactul electric. În locul lui se folosește un comutator electronic static, al cărui rol este comutația curentului în înfășurările armăturii în funcție de unghiul de poziție a rotorului θ_r . Prin urmare, principiul care guvernează mașinile de curent continuu este păstrat, adică mașina este auto-comutată.

În caracteristicile mașinii principiul de bază implică faptul că odată cu creșterea sarcinii mașina tinde să încetinească viteza dacă nu este prevăzută cu control extern al acesteia pentru ca ea sa fie constantă. Ca urmare a acestei încetiniri a vitezei de rotație, curentul rotoric tinde să crească și aceasta duce la un nou punct de echilibru în funcționare.

A doua diferență relevantă între o mașină de curent continuu cu comutație mecanică și un motor actualizat implică înlocuirea electromagneților statorici care creează câmpul magnetic util cu un ansamblu de magnet permanenți selectat în mod

adecvat [12,22]. Această soluție este acum posibilă ca urmare a îmbunătățirii parametrilor magneților permanenți realizați din pământuri rare. Acești magneți conțin elemente din pământuri rare, cum ar fi neodim (Nd), samariu (Sr), printre altele.

Utilizarea magneților permanenți îmbunătățește eficiența unei mașini, deoarece nu există pierderi de putere în înfășurările de excitație și duce la scăderea masei mașinii.

Cu toate acestea, în ceea ce privește construcția și cerințele termice ale funcționării mașinii, nu există nicio avansare, deoarece magneții permanenți instalați în mașină și care asigură fluxul de excitație necesită condiții de funcționare adecvate care să nu permită deteriorarea sau degradarea câmpului magnetic de la magneții. Aceste cerințe implică, practic, limitarea temperaturii din interiorul motorului cu magnet permanenți, limitarea influenței reacției armăturii într-un mod care să asigure că nu are loc demagnetizarea ireversibilă a magneților și nu extinderea golurilor de aer pentru a preveni supraîncărcarea magneților permanenți. Trebuie avut în vedere faptul că mașinile cu magnet permanent de curent continuu (PMDC) trebuie proiectate astfel încât să asigure funcționarea lor pe un număr de ani fără deteriorarea parametrilor de exploatare. O altă diferență importantă între mașina clasică de curent continuu comutată mecanic și a cea fără perii se referă la numărul de înfășurări ale armăturii rotorice și, ulterior, forma de undă curentă pe partea de curent continuu.

Într-o mașină cu comutator, numărul obișnuit de înfășurări este destul de mare, drept urmare există un număr suficient de mare de perii pe colector. În legătură cu aceasta, curentul continuu conține pulsații foarte mici, deoarece comutația are loc la fiecare două grade de unghi de rotație al rotorului. În consecință, cuplul electromagnetic generat de această mașină tinde să demonstreze pulsații mici.

În mașinile cu comutație electronică cea mai simplă formă constructivă prezintă trei înfășurări ale armăturii statorice, care sunt alimentate de trei brațe de punte ale unui comutator electronic (invertor controlat în funcție de unghiul de poziției al rotorului). Acest lucru are ca rezultat pulsații considerabile de curent și cuplu generate, deoarece comutația are loc la fiecare 60° din unghiul de rotație a rotorului, alternativ în grupul anod și catod al comutatorului electronic. Este evident posibilă creșterea numărului de înfășurări ale armăturii și a numărului de brațe de punte ale comutatorului, acest aspect ducând astfel la reducerea pulsației curentului; totuși urmează două efecte negative.: un aspect negativ este acela că este necesar utilizarea unui comutator electronic mai extins, deci și mai scump, în timp ce celălalt implică o creștere a pierderilor prin comutație și scăderea eficienței sistemului. O remarcă finală care poate fi făcută la începutul acestei introduceri este că mașinile de curent continuu fără perii cu magneți permanenți pot varia considerabil în ceea ce privește structura lor constructivă. În

primul rând, pot exista mașini reduse ca dimensiuni care servesc ca servomotoare în industrie, aparate de uz casnic și vehicule. În plus, există mașini mai mari, care sunt utilizate în acționările electrice ale dispozitivelor controlate automat, inclusiv acționările în articulațiile roboților industriali. În cele din urmă, există mașini de mare putere cu parametrii acționărilor utilizate în mașinile industriale, de exemplu în fabrici de produse metalurgice sau în acționări de pe vase. Mașinile BLDC pot avea un număr variat de faze, au construcție cilindrică și în unele aplicații pot avea o formă discoidală cu stator interior și rotor exterior, această soluție fiind utilizată în sistemele de transmisie directă, fără cutie de viteze. Mașinile BLDC nu funcționează doar la viteze reduse, așa cum s-a discutat mai înainte, Ele pot funcționa și la viteze de rotație care depășesc 10.000 [rot/min]. Numărul versiunilor de mașini BLDC disponibile este mare și de asemenea, în continuă creștere.

4.2 Construcția motoarelor cu comutație electronică

Fizic motorul cu comutație electronică este alcătuit, ca și alte mașini clasice, din două părți constructive: stator și rotor. Aceste motoare sunt un relativ noi ca structură, des întâlnite din ce în ce mai mult în industrii precum transportul și aviația, datorită prețurilor mai mici și funcționalității îmbunătățite, așa cum s-a specificat și în subcapitolul anterior. În Fig. 4.1 este prezentat un motor BLDC ce prezintă rotor exterior. O imagine în secțiune a unui motor în de curent continuu fără peri, care prezintă rotorul interior, înfășurarea statorică, precum și a senzorii Hall excitați de magneții permanenți în consolă pe structura mecanică a motorului este prezentată în Fig. 2.

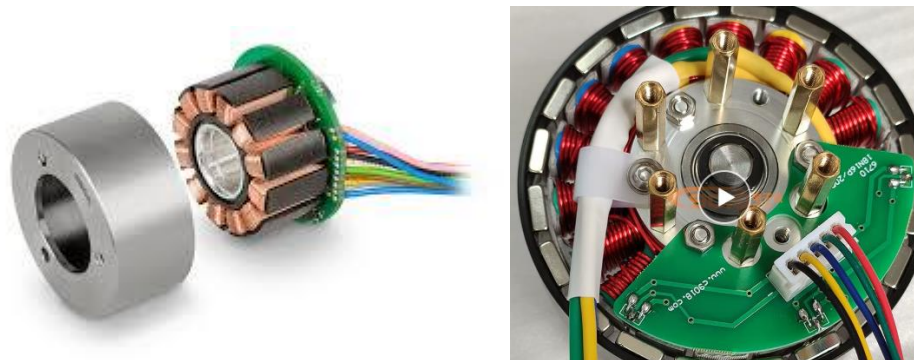


Fig. 4.1 Motor BLDC cu rotor exterior

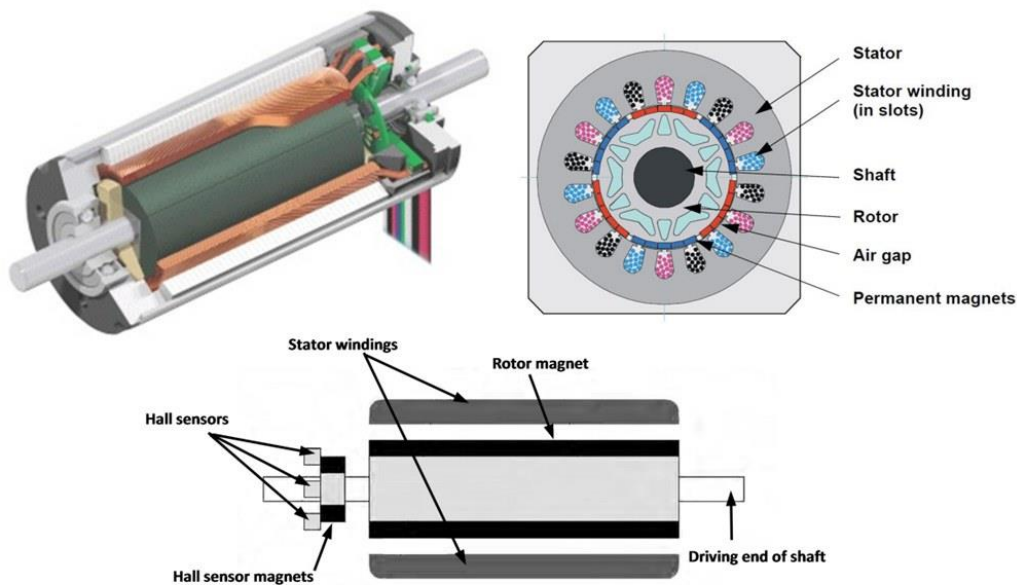


Fig. 4.2 Motor BLDC cu rotor interior

Motorul cu comutație electronică autocondusă se caracterizează printr-o **construcție de tip mașină sincronă**. Îndusul este pe partea fixă a mașinii (statorul) și este prevăzut cu un bobinaj de curent alternativ, cu m faze, $2p$ poli și q creștături pe pol și pe fază. Bobinajul statoric este de tip concentrat, pe dinte, caz în care pasul înfășurării $y=1$, iar numărul de creștături pe pol și fază este de cele mai multe ori subunitar. Spre deosebire de mașinile de curent continuu clasice, cu colector și perii, în cazul mașinilor comutate electronic, bobinajul se este plasat pe armătura fixă ce este alimentată de la un comutator electronic, fără a fi necesare contacte alunecătoare. Forma tensiunii induse în înfășurări de către câmpul magnetic inductor în mișcare, depinde de tipul de înfășurare a îndusului și respectiv, de direcția orientarea câmpului magnetic generat de magneții permanenți rotorici. Aceste mașini în condițiile celor enunțate mai sus se prezintă ca fiind de două tipuri: mașini de curent continuu fără perii cu tensiune electromotoare indusă de formă sinusoidală (practic apropiată de sinusoidală - BLAC), și mașini de curent continuu fără perii cu tensiune electromotoare indusă de formă rectangulară (trapezoidală - BLDC).

Tensiunea electromotoare indusă sinusoidală se obține atunci când, de regulă, este adoptată o înfășurare statorică **repartizată concentrică**, împreună cu crearea cu ajutorul magneților permanenți rotorici a unei inducții magnetice în

întrefier, B_δ *cu repartiție spațială sinusoidală* pentru o pereche de poli. În acest caz întrefierul δ nu este constant sub arcul polar ($\delta \neq ct$), iar această structură se va prescurta în continuarea BLAC.

Tensiunea electromotoare indusă de tip rectangulară (practic trapezoidală) se obține atunci când se folosește *de regulă înfășurări concentrice, de obicei în jurul dinților statorici, când pasul înfășurării este egal cu 1* ($q < 1$, uneori $q = 1$), adoptând în același timp un rotor care să genereze pentru un pol rotoric o inducție magnetică în întrefier B_δ , *constantă, cel puțin pe lățimea arcului polar* $b_p = \alpha \tau$, ceea ce se realizează printr-un întrefier constant ($\delta = ct$). În acest caz discutăm despre mașina denumită generic Mașină BLDC.

De regulă **inductorul** este plasat pe rotorul motorului și este construit din $2p$ poli, cel mai adesea sub formă de poli aparenti. La puteri și viteze de rotație mari, se folosește rotorul neted, cu poli înecați.

Excitația cu magneți permanenți este adoptată din ce în ce mai mult datorită magneților permanenți performanți ce prezintă valori mari ale câmpului coercitiv, H_c , inducției remanente, B_r și a densității de energie magnetică, $(BH)_{\max}$. Totodată în ultimii ani s-au îmbunătățit performanțele acestora, magneții permanenți putând fi utilizați la temperaturi destul de ridicate (peste 100 °C).

Utilizarea magneților permanenți a permis realizarea unor mașini cu comutație electronică fără a avea contacte alunecătoare și astfel utilizarea în cazul mașinilor BLDC a invertoarelor sursă de curent, care impun acestora curenți de formă dreptunghiulară, (ca și în cazul motorului clasic de curent continuu, MCC) obținându-se astfel caracteristici mecanice apropiate de cele ale motorului clasic de curent continuu.

Invertorul prin care se realizează alimentare înfășurărilor statorice (comutatorul electronic) trebuie să fie ales conform variantei constructive a motorului cu comutație electronică. Pentru a dezvoltat un cuplu electromagnetic suficient de mare, cu riplu de cuplu cât mai redus, sau eventual fără riplu de cuplu, este necesar ca forma curentului din înfășurările statorice să fie aceeași cu a tensiunii electromotoare induse. Astfel, variantele cu tensiuni electromotoare trapezoidale (motoarele BLDC), trebuie să fie alimentată cu un curent a căror formă de undă să fie dreptunghiulară, iar motoarele cu tensiune electromotoare indusă sinusoidală trebuie să fie alimentate cu curent de formă sinusoidală (BLAC).

Mașinile de curent continuu fără perii pot fi atât cu flux radial cât și cu flux axial. Cele flux radial prezintă diverse topologii rotorice care conduc la obținerea câmpului magnetic dorit la nivelul întrefierului. Astfel, în Fig. 4.3 sunt date cele mai întâlnite structuri rotorice adoptate:

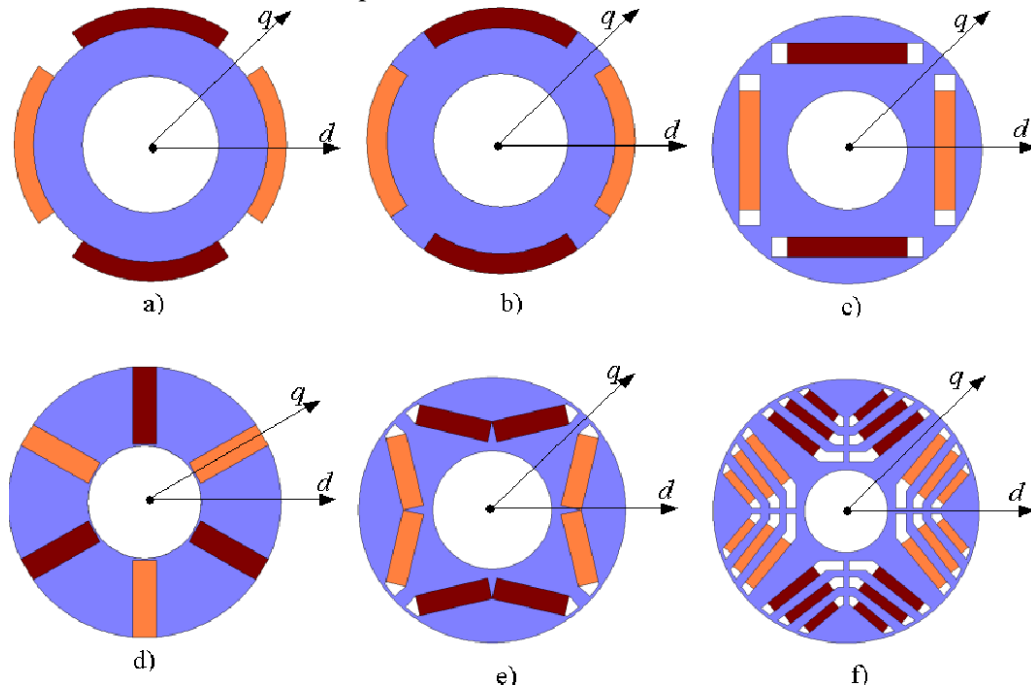


Fig. 4.3 Dispunerea magneților permanenți în construcția mașinilor excitate cu magneți permanenți a) lipiți pe suprafață, b) inserați, c) înecați cu distribuție tangențială d) înecați dispuși tip spiță, e) înecați în V și respectiv, d) înecați în V multistrat

4.3 Motorul BLDC

Motorul cu comutație electronică și curenți dreptunghiulari excitat cu magneți permanenți, prezentat în Fig. 4.1 și Fig. 4.2, prin forma tensiunii electromotoare și respectiv a curențului prin înfășurări prezintă caracteristicile mecanice și prin modul de funcționare, ca a unui motor de curent continuu cu colector.

Datorită formei de undă trapezoidale a curențului, cele m faze ale bobinajului indusului, ($m = 3 \div 5$), câmpul magnetic statoric este un **câmp magnetic pășitor**, ca și în cazul unui motor pas cu pas. Câmpul magnetic statoric se rotește, în salturi, viteza de rotație nefiind uniformă, spre deosebire de rotația rotorului. Numărul de pași realizați pentru o rotație completă în cazul unei alimentări bipolare, este $2pm$.

Din această cauză, în special la viteze de rotație reduse pot apărea ripluri de cuplu majore. Motorul, invertorul și partea de comandă adoptate sunt relativ simple și ieftine. Traductorul de poziție utilizat în mod frecvent în acest caz este cel cu **senzori Hall**. Ca urmare reducerii dimensiunilor traductorii **optoelectronici sunt de asemenea adoptați în schemele de comandă ale BLDC-urilor**, aceștia având un cost moderat. Controlul curentului se face scalar, direct prin compararea curentului măsurat cu cel impus.

Pentru motoarele BLDC conectate în Y, circuitul de comandă trifazat în semi-punte utilizat în general este prezentat în Figura 4.4. În figură, L_A , L_B și L_C reprezintă înfășurările fazei A, B și C, respectiv, iar întrerupătoarele de putere T_1 , T_2 și T_3 sunt conectate la înfășurările trifazate în serie. Semnalele de poziție a rotorului H_A , H_B și H_C sunt folosite pentru a acționa întrerupătoarele de alimentare după ce semnalul acesta a fost amplificat astfel încât să controleze comutația motorului. În timpul procesului de comutare, câmpul magnetic pășitor și rotativ generat de fiecare înfășurare a statorului prezintă trei etape pentru 360 grade electrice, unde fiecare stadiu este realizat pe 120 grade electrice.

Deși sistemul de control al motorului BLDC de antrenare cu semi-punte trifazat prezintă mai puține comutatoare, deci costuri mai mici și este ușor de controlat, este rar folosit din cauza prezenței riplului mare a cuplului și ale utilizării reduse a înfășurărilor. În aceasta tip de comandă, fiecare înfășurare lucrează doar 1/3 din perioadă.

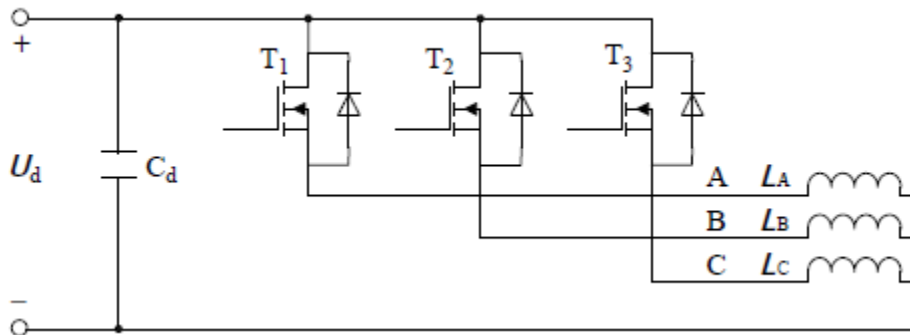


Fig. 4.4 Motor BLDC controlat în semi-punte

În Fig. 4.5 este prezentat modul de comandă în punte completă, pentru un motor BLDC în conexiune Y. În schemă, sunt folosite întrerupătoarele de alimentare T_1 , T_2 ,

T₃, T₄, T₅ și T₆, care pornite sau oprite, care vor vehicula curenții prin înfășurări conform semnalelor logice produse de senzorii Hall. Modurile punere în conducție utilizate în principal sunt: în două faze și respectiv, în trei faze

Principiul de comandă ce utilizează concomitent două faze presupunerea punerea în conducție a două faze și scoaterea din conducție a celei de-a treia. Ordinea în care fazele sunt puse în conducție sunt determinate de rotor și anume, de informația de poziție este generată de senzorii Hall. Practic, câmpul magnetic este unul pășitor, caz în care inverterul comută curențul prin faze odată ce rotorul se rotește un unghi electric de 60°. Deci, există șase poziții posibile ale rotorului într-un interval de 360° grade electrice, având curenții prin înfășurări în două faze în cele 6 etape. În acest mod de comandă, regăsim un singur comutator din brațele superioare de punte și respectiv un singur comutator din brațele inferioare de punte ce sunt puse în conducție generându-se astfel cuplul electromagnetic produs de motor.

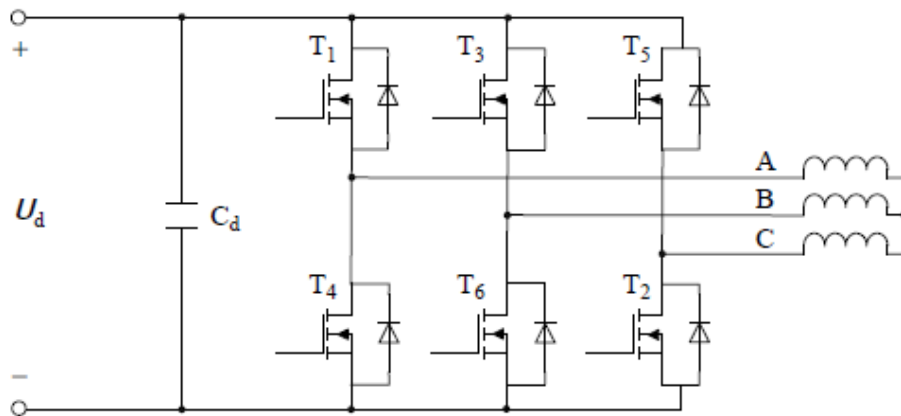


Fig. 4.5 Motor BLDC, conectat în Y, controlat în punte completă

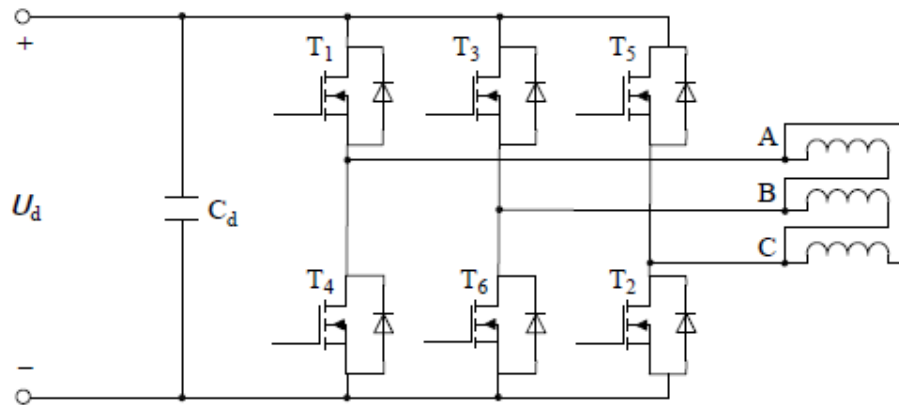


Fig. 4.6 Motor BLDC, conectat în Δ , controlat în punte completă

Principiul de comandă al motorului în regim trifazat, se realizează atunci când trei comutatoare din punte sunt în stare de conducție simultan. În comparație cu modul de comandă în două faze, conducția trifazată prezintă același circuit de comandă ca în figura 4.5. Singura diferență între acestea două moduri de comandă este ordinea de intrare în conducție, iar fiecare întrerupător de alimentare conduce 180° în trifazat.

În secvența de comutație trifazată (180°) are loc reducerea riplului de cuplu generat de motor dar, cu toate acestea, trebuie remarcat faptul că există posibilitatea la anumite momente de timp, într-o perioadă, ca comutatoarele superioare și inferioare ale aceluiași braț să fie puse în conducție în același timp, deci un scurtcircuit al sursei.

Schema de principiu a unui control de motor BLDC trifazat cu punte completă conectat în triunghi este prezentat în Figura 4.6. După cum se observă în această figură, există puține diferențe între schema de comandă a motorului conectat în stea și respectiv, a motorului conectat în triunghi

În Fig. 4.4 este prezentată schema de comandă a unui motor BLDC controlat prin intermediul unui invertor sursă de curent a cărei tensiune aplicată provine de la un sistem de acumulatori sau de la o sursă de tensiune alternativă prin intermediul unui redresor.

Motorul prezintă excitație cu magneți permanenți, tensiunea electromotoare indusă e_m , furnizată de aceștia în înfășurările statorice fiind de timp trapezoidal.

Prin intermediul invertorului sursă de curent este asigurată circulația curenților i_m prin fazele motorului, realizând o comutație forțată, cu semiconductoare operaționale (tranzistoare bipolare, igt, tiristoare gto etc.) și diode de descărcare;

Traductorul de poziție în acest caz poate fi constituit din senzori Hall sau traductoare optoelectronice. De asemenea, s-a dezvoltat în ultima perioadă detecția de poziție rotorică sensorless ce utilizează modelarea tensiunilor contra-electromotoare.

Schema de comandă este simplă și ieftină, obținând caracteristici mecanice similare motorului de curent continuu cu excitație derivație, la care reglajul se face prin modificarea curentului de la ieșirea din inverter, prezentând astfel ripluri de cuplu reduse. Frânare este una reostatică dacă alimentarea se face prin intermediul punții redresoare, utilizând un comutator electronic, sau este frânare recuperativă la alimentarea din baterie de acumulatori;

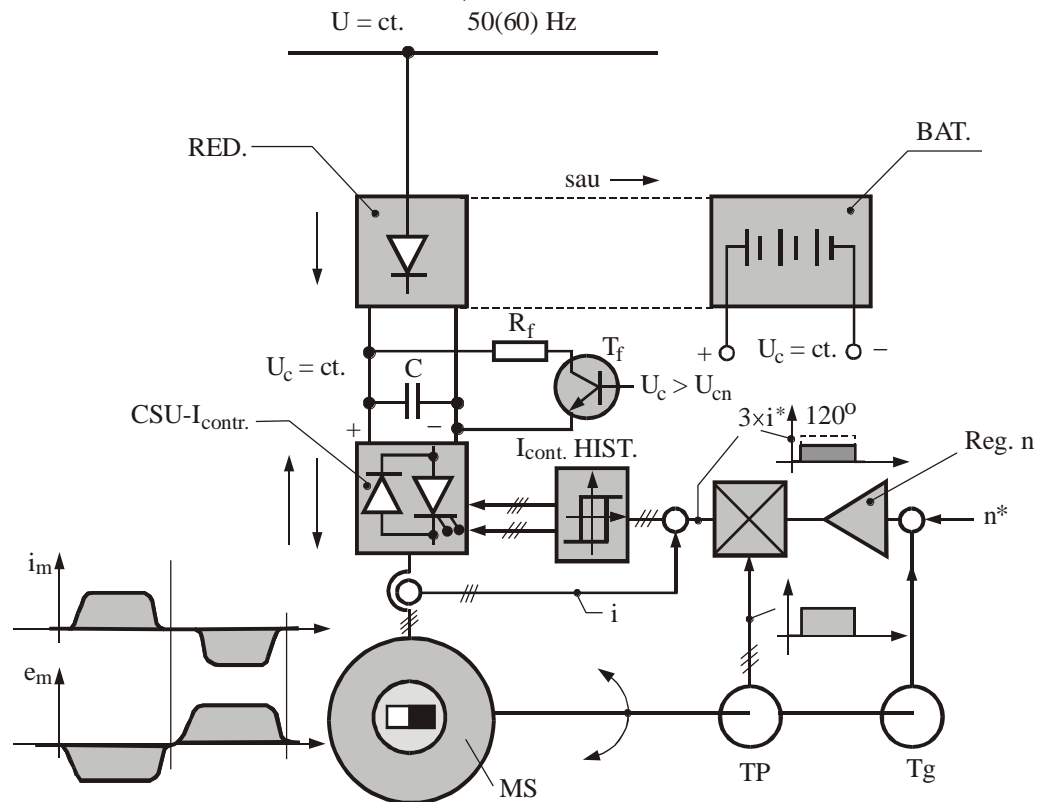
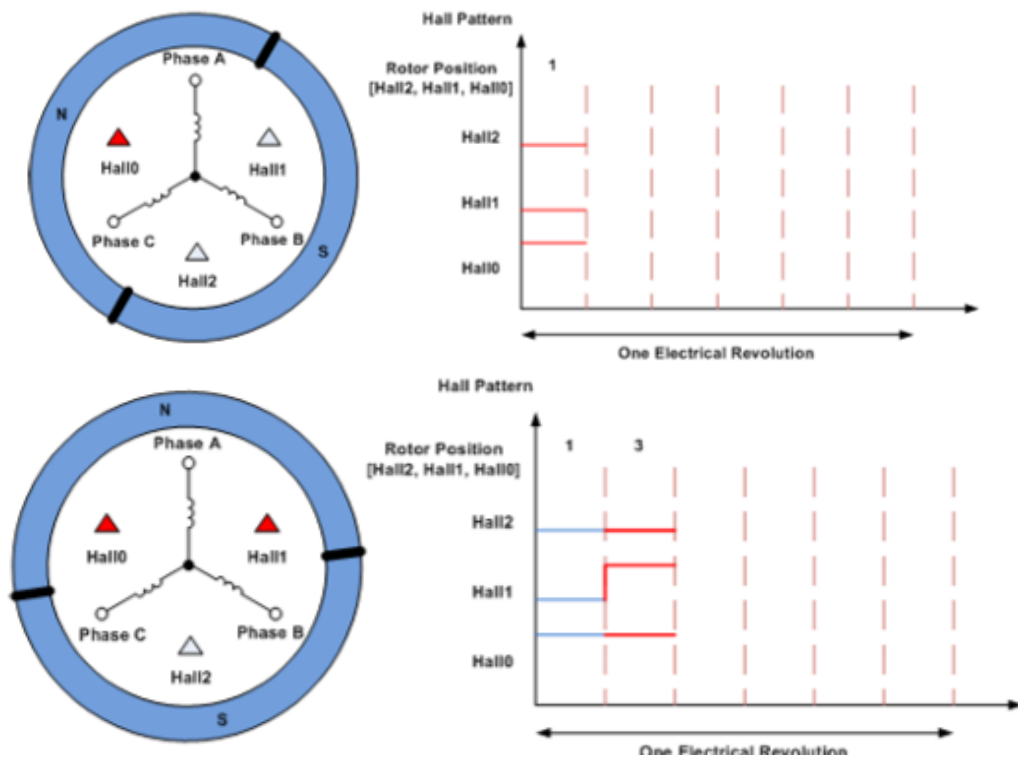
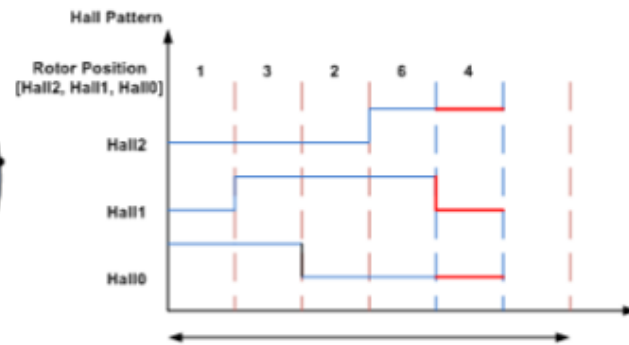
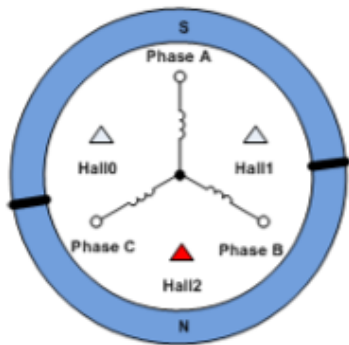
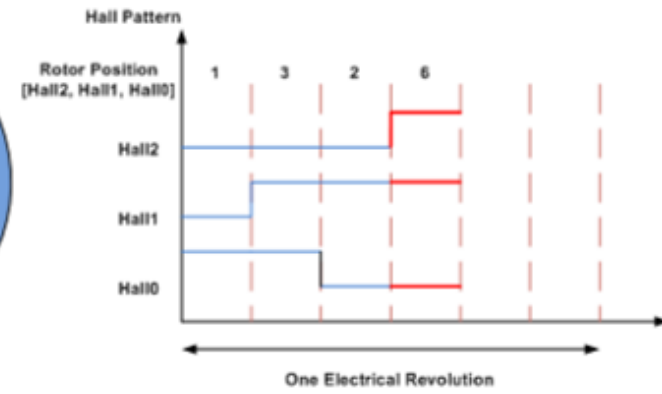
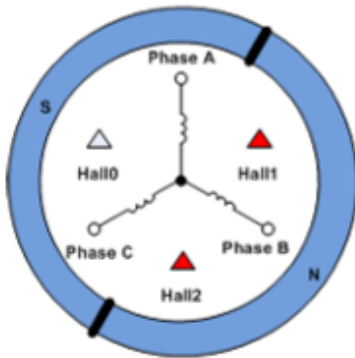
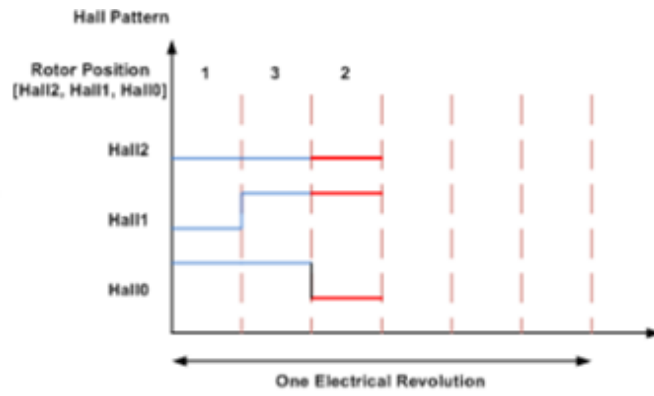
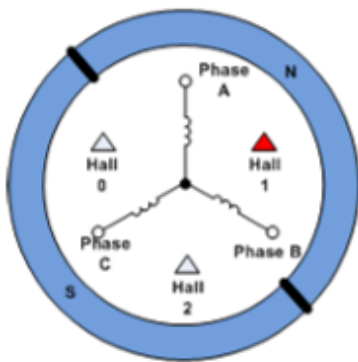


Fig. 4.7 Motor BLDC excitat cu magneți permanenți

Metoda de comutare trapezoidală este cea mai simplă modalitate de a controla motoarele BLDC și ușor de implementat aspectele de control ale acestora. Pentru comutarea corectă și pentru rotirea motorului, informațiile despre poziția rotorului sunt foarte esențiale. Numai cu ajutorul informațiilor despre poziția rotorului, comutatoarele

electronice din puntea invertorului vor fi pornite și oprite pentru a asigura direcția corectă a fluxului de curent în bobinele respective. Senzorii cu efect Hall sunt utilizați în general ca senzori de poziție pentru comutația trapezoidală. Fiecare senzor Hall este plasat de obicei la 120° electrice unul de celălalt și produce o ieșire în intervalul 0-5V d cele mai multe ori, aceasta fiind interpretată ca fiind în valoare discret ON (sau 1) ori de câte ori polul nord al rotorului trece prin dreptul acestuia. În secvența prezentată mai jos se poate observa care sunt modelele senzorilor Hall pentru un motor BLDC cu o pereche de poli în timpul rotației sale de 360 de grade mecanice, care coincid și cu gradele electrice.





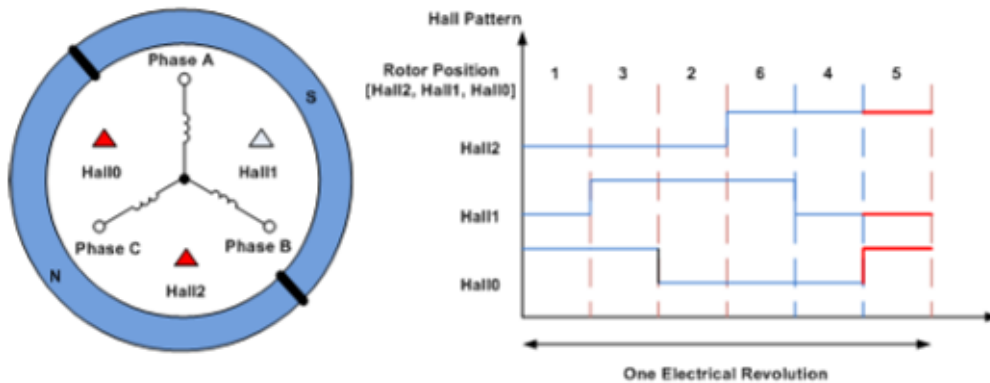


Fig. 4.8 Secvența de detecție a poziției rotorice prin intermediul senzorilor Hall

Cunoscând poziția senzorilor Hall se poate crea secvența de comutație în inverter pentru alimentare înfășurărilor statorice rezultând astfel tabelul următor. În consecință vor rezulta astfel 6 secvențe prin care se vor da comenzile către comutatoare rezultând astfel mișcarea de rotație în salturi a câmpului magnetic.

Tabel 4-1 Semnalele de comandă ale tranzistoarelor pe brațele de punte

H3	H2	H1	T5	T6	T3	T4	T1	T2
1	0	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1	1	0

Semnalele de comandă mai sus obținute duc la punerea în conducție a tranzistoarelor prezente în brațele de punte a inverterului ce alimentează motorul, schema de principiu fiind prezentată în Fig. 4.3. Această secvență de comutație conduce la o funcționare a motorului doar în două faze având în vedere cele discutate mai sus.

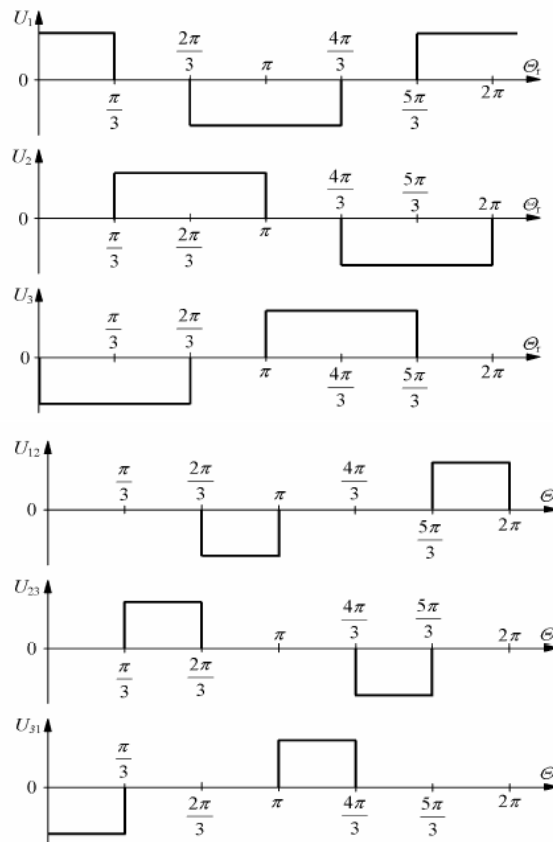


Fig. 4.9 Tensiunile la bornele motorului în baza secvenței de comutație prezentate în Tabel 4.1

4.4 Motorul BLAC

Motorul BLAC, *motorul cu comutație electronică autocondusă, cu curent sinusoidal și excitație cu MP*, prezintă în funcționare curenți sinusoidali în cele m faze statorice, câmpul de reacție fiind un **câmp magnetic rotitor** cu viteză uniformă, ceea ce determină un cuplu electromagnetic constant, uniform pe durata unei rotații, fără a avea riplu de cuplu de valoare mare, chiar la viteze mici de lucru.

Prin forma sinusoidală a curentului și tensiunii electromotoare, funcționarea prezintă unele similitudini cu cea a motorului sincron clasic și de aceea considerăm că în acest caz este mai potrivită denumirea motor de curent continuu fără perii *cu curent sinusoidal*. Cu toate acestea, caracteristicile mecanice și de reglaj sunt și în acest caz foarte apropiate de ale motorului clasic de curent continuu cu colector.

Regimul sinusoidal trifazat, cel mai des folosit, oferă posibilitatea unui control vectorial. Controlul curentului se poate face asupra componentelor i_d și i_q din referențialul ortogonal rotor, $d\theta - q\theta$, Park, asociat câmpului de excitație. Se poate comanda separat componenta de flux (i_d) față de cea de cuplu (i_q). Pentru controlul curentului sinusoidal, fie scalar, fie vectorial, este necesar un traductor de poziție mai sofisticat de tip **resolver sau encoder**. Reglarea vitezei se realizează în sistem parțial sau total numeric, ceea ce necesită conversii analog-digital și respectiv, invers, digital-analog. Folosirea unor circuite integrate numerice specializate, prin care se realizează transformarea Park directă și inversă, face ca schema de comandă a BLAC, să constituie un sistem mai complex și mai scump față de motorul BLDC. Cu toate acestea BLAC se impune atunci când sunt necesare **poziționări de mare precizie**, sau **rotații foarte lente fără pulsații de cuplu**. Un exemplu de astfel de aplicație este motorul utilizat în antrenarea sistemului de servodirecție pe autovehicule

Structura unui astfel de invertor folosit în alimentarea BLAC implică utilizarea unor semiconductoare bi-operaționale de tip tranzistor bipolar, IGTB sau GTO, cât și a diodelor de descărcare. Curentul poate fi astfel comutat în orice moment și poate fi poziționat în antifază cu tensiunea electromotoare. În consecință se obține o funcționare optimă, cu cuplu maxim, pentru un curent și un flux de excitație date.

Prezența diodelor de descărcare permite trecerea simplă în **regim de frânare**. În cazul alimentării de la o sursă electrochimică reversibilă ca în fig. 4.10, **frânarea este recuperativă** și intervine în mod automat atunci când U_c depășește valoarea nominală, U_{cn} . În cazul alimentării dintr-o sursă nereversibilă – redresor cu diode – ca în fig. 4.10, **frânarea este dinamică**, pe rezistența de frânare R_f și tranzistorul T_f care intră în conducție de asemenea când $U_c > U_{cn}$.

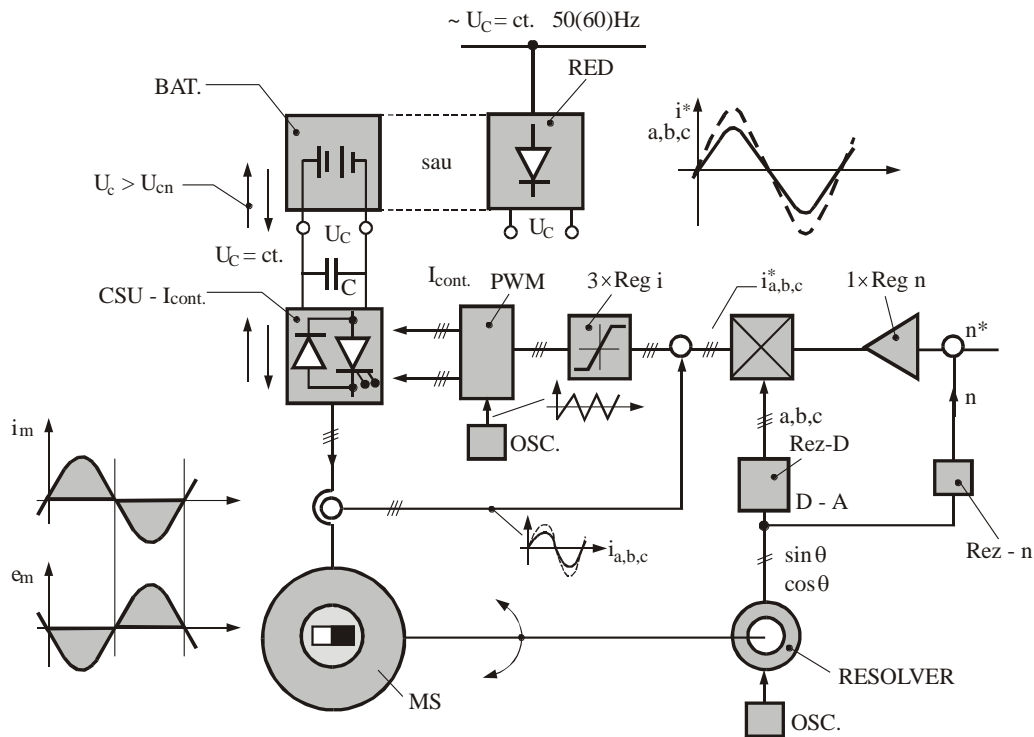


Fig. 4.10 Sistem de alimentare motor BLAC – excitat cu magneți permanenți

În Fig. 4.10 se controlul motorului se face prin intermediul unui inverter sursă de curent, așa cum a fost descris în capitolul anterior. Aceste invertoare, sunt controlate atent în funcție de poziția rotorului, dată prin intermediul resolver-ilor sau prin intermediul unor traductoare sin-cos. Este nevoie de o atentă supraveghere a poziției rotorice, pentru generarea modulației PWM a curenților de referință necesari în dezvoltarea cuplului electromagnetic.

4.5 Motor sincron comutat electronic excitat electromagnetic cu caracteristică similară motorului de curent continuu derivație

Dacă în capitolul anterior s-a discutat despre motoare excitate cu magneți permanenți, a căror pas de înfășurare este egal cu 1 și de regulă prezintă q fracționari subunitari, și a căror caracteristică de funcționare este similară unui motor de curent continuu clasic, în acest capitol este analizată mașina sincronă clasică, cu excitație electromagnetică comutate electronic ce prezintă o caracteristică similară motorului de curent continuu derivație

Excitația motoarelor sincrone poate fi electromagnetică (mașina sincronă clasică) și respectiv, cu magneți permanenți.

Mașina cu excitație electromagnetică prezintă o înfășurare de excitație alimentată în curent continuu, plasată pe rotor, alimentată prin două inele de contact.

Excitația electromagnetică este adoptată datorită posibilității de supraexcitare ce permite comutația naturală, cât și o creștere a gamei de reglaj a vitezei – prin slăbire de fluxului magnetic (reducerea curentului de excitație), similar funcționării unei mașini de curent continuu cu colector. Slăbirea fluxului magnetic se adoptă pentru reglaj cu creșterea vitezei față de viteza nominală, $n > n_n$, dar prin reducerea cuplului rezistent, ce este mai mic decât cel nominal, $M < M_n$. Prezența sistemului perii-inele, ridică unele probleme de întreținere, însă acceptabile în multe cazuri în raport cu mașina de curent continuu cu colector.

4.6 Motorul sincron cu excitație electromagnetică

Această variantă specifică de motor cu comutație electronică, include construcția clasică de mașină sincronă cu excitație electromagnetică, cel mai adesea cu poli aparenti. Este vorba de mașini de medie și mare putere unde $q > 1$, deci cu tensiune electromotoare indusă sinusoidală. Pe rotorul motorului este montat un traductor de poziție care va contribui la comanda unui invertor sursă de curent cu circuit intermediar de curent continuu. Invertorul prezintă tiristoare în puntea completă utilizând astfel comutația naturală în scopul scoaterii din conducție a acestora. Aceasta este soluția cea mai simplă de a realiza o acționare reglabilă folosind o mașină sincronă alimentată prin invertor.

Printre avantajele acestei variante menționăm simplitatea redresorului comandat și respectiv, a invertorului sursă de curent, ambele construite cu tiristoare normale de rețea (50-60Hz), fără circuite de stingere sau diode de descărcare. Traductorul de poziție și partea de comandă sunt simple și ieftine.

După cum se prezintă în fig.4.11 pentru asigurarea tensiunii inverse de blocare a tiristoarelor, în procesul de comutație naturală, este necesară **defazarea în avans a curentului imprimat față de tensiunea electromotoare a mașinii**, ceea ce determină o componentă de **reacție a indusului**. Prezența înfășurării de excitație permite supraexcitarea și respectiv compensarea reacției indusului ca urmare a defazării curentului.

În procesul reglării vitezei, la cuplu constant, $M = ct.$, prin reglarea tensiunii U_c , când se ajunge la o tensiune nominală $U_c = U_{cn}$, ca și în cazul motorului de curent

continuu se poate obține o viteză mai mare, $n > n_n$, prin slăbire fluxului creat de înfășurarea de excitație, adică o reglare suplimentară de viteză la putere constantă ($P = \text{const.}$). Practic, în dorința reglării turației motorului, pentru același cuplu rezistent la arbore se va regla tensiunea la ieșirea redresorului controlat. Dacă se dorește o creștere a turației peste nominal, cum nu se mai poate crește tensiunea de alimentare, se procedează scăderea curentului de excitație, deci o scădere a excitației. Dezavantajul acestui tip de motor controlat electronic este acela că la turații reduse, mai mici de 10% din turația nominală, acesta prezintă un riplu de cuplu mare.

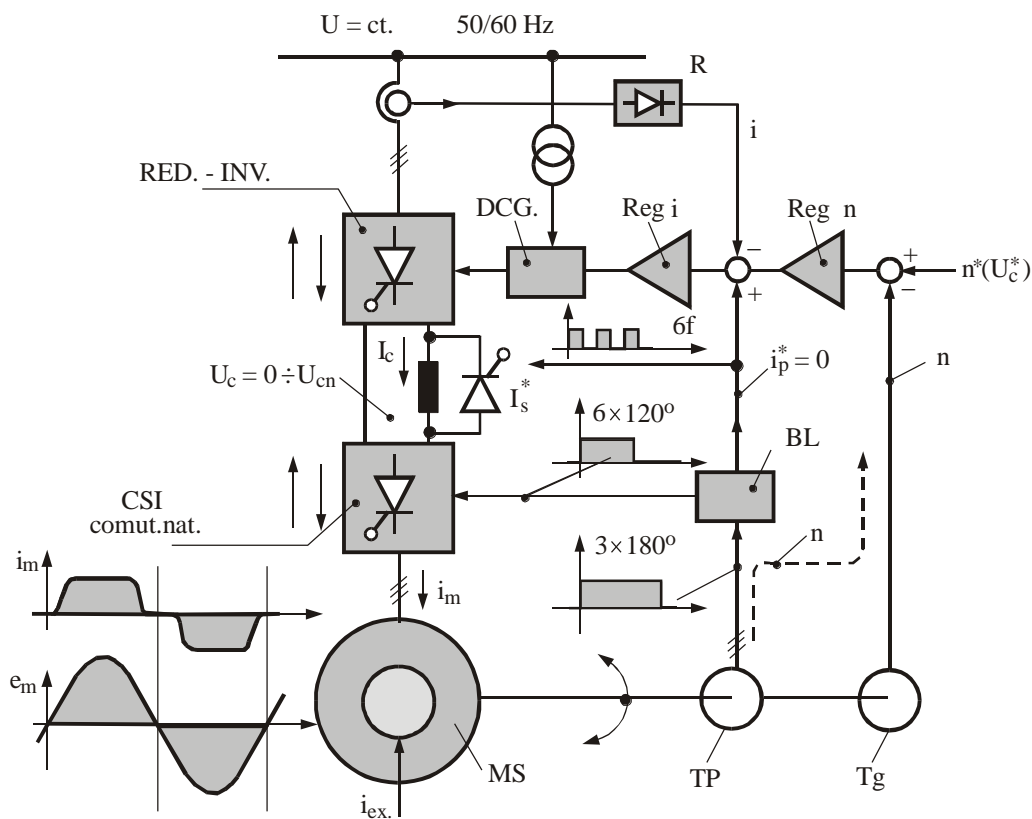


Fig. 4.4.111 Comanda unui motor sincron cu excitație electromagnetică prin invertor

Motoarele sincrone comutate electronic, cu excitație electromagnetică mai pot fi alimentate și din convertoare, direct – cicloconvertoare – fig.4.12. Specific pentru astfel de convertizoare este faptul că tensiunea de ieșire, f_2 nu poate fi mai mare de o

treime din frecvența de alimentare, $f_1 (f_2 < (1/3) f_1)$. Astfel, pentru o rețea de 50Hz, frecvența maximă de alimentare a motorului este de circa 10-15 Hz. Este cazul motoarelor autoconduse lente, cu viteze de rotație de câteva rotații pe minut și cu puteri de 5-6 MW, pentru acționarea cuptoarelor rotative, sau a morilor de ciment. Traductoarele de poziție în acest caz pot fi: senzorii Hall pentru comanda cicloconvertorului sau resolver/ encoder sin-cos pentru comanda curenți sinusoidali. În general aceste tipuri de motoare au număr mare de poli și viteze de rotație de $n=2-10$ rot/min cu frecvențe de lucru între 0-10 Hz.

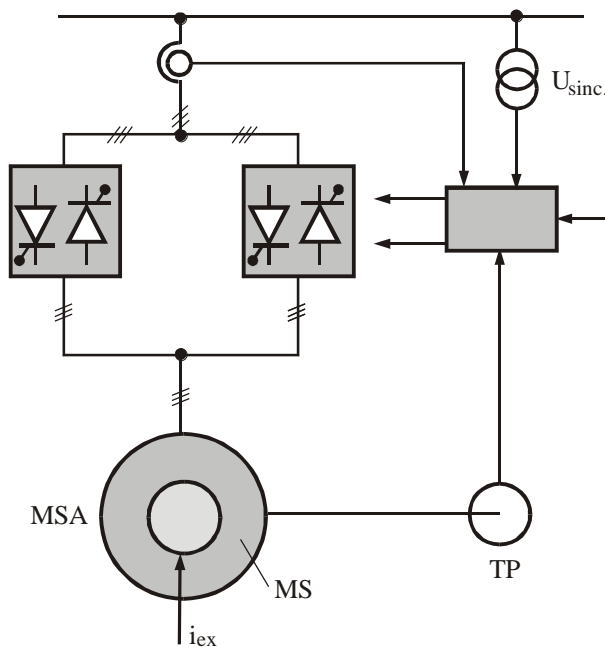


Fig. 4.13 Alimentare motor sincron cu cicloconvertor

În fig. 4.13a motorul sincron este alimentat direct de la rețeaua de frecvență și tensiune constantă, iar în fig.4.13b motorul sincron este alimentat de la un inverter sursă de tensiune, cu frecvența diferită de a rețelei și eventual lent variabilă, fără nici un traductor de poziție. Alimentarea simultană a mai multor motoare sincrone de la același convertizor asigură funcționarea sincronă a acestora.

În aceste condiții de alimentare motorul sincron este caracterizat prin faptul că este **lipsit de cuplu de pornire**. Pornirea se poate face cu unele dificultăți, **în asincron**, numai dacă motorul este **prevăzut cu o colivie de pornire** adecvată.

Motorul sincron are o caracteristică de funcționare, $M(\theta)$ cu o **limită de stabilitate**, care, dacă este depășită, motorul iese din sincronism și decroșează.

Viteza de rotație nu este reglabilă decât în limite restrânse prin modificarea lentă a frecvenței cu păstrarea unui raport constant U/f . Frânarea și inversarea de sens rapide nu sunt specifice motorului sincron.

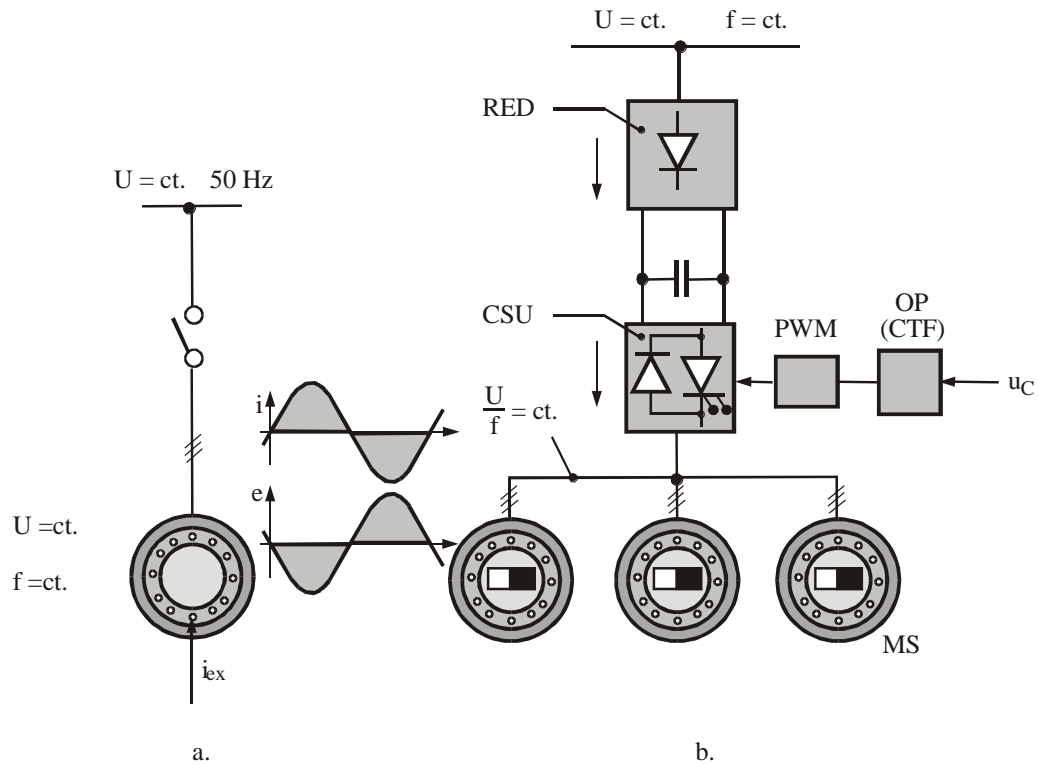


Fig. 4.14.12 a) Alimentare motor sincron cu excitație electromagnetică cu tensiune și frecvență variabilă b) alimentare simultană a trei motoare sincrone cu excitație cu magneți permanenți cu tensiune și frecvență variabilă

5 Motoare sincrone cu comandă electronică

5.1 Motoare sincrone cu magneți permanenți

Dezvoltarea materialelor magnetice avansate, a electronicii de putere și a controlului digital face ca motoarele cu magnet permanenți (PM) să fie astăzi o soluție interesantă pentru o scară largă gama de variatoare de viteză alimentate cu invertor.

Mașinile cu magneți permanenți sunt astăzi folosite pentru numeroase aplicații, variind de la motoare din ceasuri până la generatoare de energie eoliană acționată direct și propulsoarele navei. Acest interes în general crescut continuu pentru motoarele cu magneți permanenți a condus la numeroase investigații privind fezabilitatea lor pentru propulsia vehiculelor. Pentru un vehicul rutier motoarele cu magneți permanenți sunt astăzi privite ca fiind de ultimă generație. În consecință și aceste motoare sunt de mare interes pentru aplicațiile de tracțiune.

Stadiul tehnicii în domeniul propulsiei cu tracțiune este astăzi cu un sistem asincron alimentat cu invertor. Unul dintre cele mai mari avantaje ale sale este posibilitatea de a obține un mare intervalul de viteză de putere constantă, dar și faptul că mai multe motoare pot fi alimentate de la un singur invertor, care este larg apreciat.

Cele mai importante beneficii care sunt așteptate la introducerea mașinilor cu magneți permanenți sunt pierderile mai mici și o densitate mai mare de cuplu. Printre dezavantajele sunt costurile mai mari, sensibilitatea redusă la temperatură și faptul că tehnologia nu este încă la fel de bine stabilită ca cea pentru acționarea motoarelor asincrone.

Pentru a menține funcționalitatea invertorului la un nivel rezonabil, intervalul în care se dorește slăbirea câmpului este important pentru multe aplicații, în special pentru propulsia vehiculelor. Cu toate acestea, slăbirea câmpului este adesea dificil de obținut cu motoarele cu magneți permanenți, deoarece inductanța pe axa d , a magnetizării, tinde să fie scăzută. Acest lucru se datorează permeabilității scăzute a magnetului material care este asemănător cu aerul.

Se pune întrebarea dacă un invertor supraevaluat nu este de preferat în scopul slăbirii fluxului pentru unele aplicații. S-a sugerat frecvent că ar trebui folosite înfășurările statorului comutat electronic în loc de slăbirea câmpului. Pe lângă comutarea tradițională stea-triunghi, și reconfigurarea serie-paralelă poate fi luată în considerare. Combinarea ambelor permite o creștere suficientă a vitezei de mai sus viteza de bază fără a atenua efectiv câmpul. Deoarece se așteaptă ca acest lucru să fie avantajos în multe cazuri, înfășurările statorului comutate electronic sunt un subiect

central al acestei lucrări. Când slăbirea fluxului este înlocuită de înfășurări comutate electronic, structura geometrică a motorului trebuie reconsiderată.

De obicei, producerea cuplului este întreruptă în timpul reconfigurării înfășurării care poate cauza probleme considerabile. În special în aplicațiile de tracțiune, pot apărea smucituri provocând disconfort semnificativ. În plus, o uzură crescută a pieselor mecanice sunt de așteptat. Prin urmare, aceste întreruperi ale cuplului dezvoltat sunt analizate cu atenție și sunt prezentate metode de minimizare a acestora.

Cel mai răspândit tip de mașină cu magnet permanent este motorul de curent continuu cu perii ce se prezintă în nenumărate unități perii într-o varietate foarte mare de aplicații, de la jucării la unități auxiliare în industrie, vehicule, etc.

Motoarele de curent alternativ cu magneți permanenți sunt de obicei împărțite în mașini sincrone cu magneți permanenți și respectiv, mașini de curent continuu fără perii (BLDC prezentate în capitolul anterior).

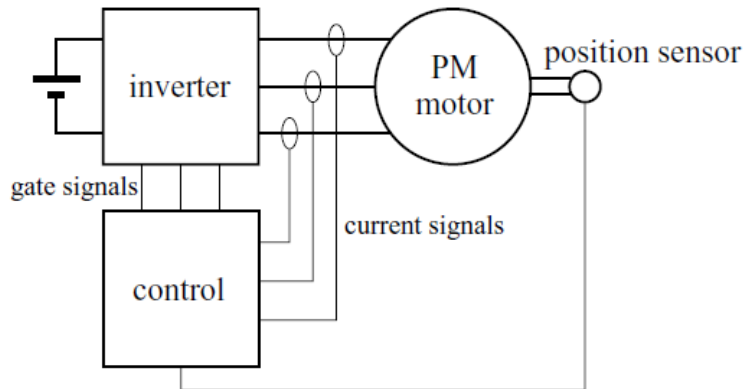


Fig. 5.1 Sistem de alimentare a motorului sincron cu magneți permanenți

Această terminologie este oarecum confuză din moment ce ambele tipuri nu au perii și funcționează în modul sincron. Diferența reală este mai degrabă principiul de funcționare decât mașina în sine. Formele excepționale sunt pentru de exemplu, mașini cu rotor dublu și motoare cu magneți permanenți cu pornire în linie ca.

Motoarele sincrone cu magneți permanenți și BLDC-urile sunt alimentate cu inverter și necesită un senzor de poziție a rotorului (feedback) pentru a controla curentul de fază sincron cu rotația rotorului.

Configurația de bază a întregii structuri este așa cum se arată în figura 5.1. În cazuri speciale sistemul poate fie totuși diferit. De exemplu, senzorul de poziție poate fi omis sau poate fi utilizată o metodă diferită de control al curentului.

Mașina sincronă cu magneți permanenți este caracterizată de un rotor excitat cu magnet permanent și funcționarea cu curenți sinusoidali în stator. Aceasta înseamnă că toate fazele sunt sub tensiune tot timpul. Dacă și tensiunea indusă de la magnetul permanent în înfășurările statorului este sinusoidală se realizează o putere constantă și astfel un cuplu constant. Pentru a putea controla curenții sinusoidal, dar și sincron cu rotorul este necesar să se cunoască poziția unghiulară a rotorului în toate momentele. Această poziție unghiulară este adesea numită și unghi rotor și prin urmare, este necesar un senzor de poziție de înaltă rezoluție, de exemplu un resolver.

Din unghiul cunoscut al rotorului pot fi calculate valorile de referință ale curentului instantaneu. Curenții de fază sunt apoi controlați folosind o schemă de modulare a lățimii impulsului (PWM).

Atunci când este proiectat un motor sincron cu magneți permanenți este recomandat să evitați armonici în tensiunea generată pentru a suprima riplul de cuplu. necesită o înfășurare distribuită care duce de obicei la un număr relativ mare de

Motorul sincron cu magneți permanenți prezintă multe creștături pe pol și fază, ceea ce este mai comun pentru mașinile mai mari. Figura 2.6 arată o secțiune transversală tipică a unui motor PM sincron cu 2 poli.

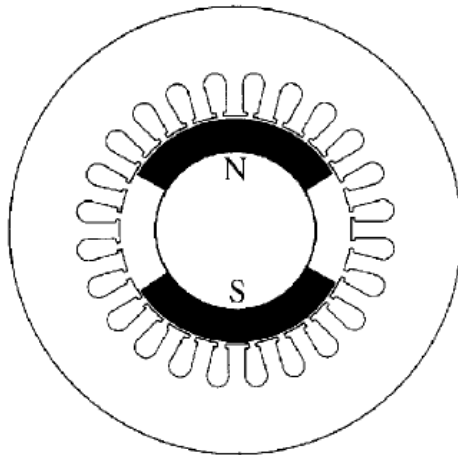


Fig. 5.2 Motor sincron cu magneți permanenți cu doi poli

Principalele avantaje ale acestui tip de motor cu magneți permanenți sunt:

- riplu de cuplu redus;
- funcționare foarte bună la viteze reduse și performanță în poziționare;
- pierderi reduse datorită armonicilor scăzute;
 - instalațiile de producție pot fi cele existente, ce pot fi utilizate cu ușurință pentru realizarea statorului deoarece acesta este identic celui asincron standard.

Dezavantajul major al acestui motor este cerința unui senzor complex montat pe arbore. Prin urmare, este folosit mai ales pentru unități mari de putere în care riplul de cuplu este necesar să fie scăzut și de aceea este importantă și adoptarea mai multor creștături pe stator. Dar de asemenea, multe servomotoare folosesc acest mod de operare atunci când este necesară o poziționare precisă și oricum este nevoie de un senzor de înaltă rezoluție.

5.1.1 Controlul motorului sincron cu magneți permanenți

Metoda de control ce urmează a fi prezentată este cea elementară. Caracteristica fundamentală de controlului mașinii sincrone cu magneți permanenți este, desigur, sincronizarea statorului cu rotorul. Spre deosebire de motoarele asincrone, nu numai că se face reglarea frecvenței, dar și reglarea fazei statorului urmărind excitația. Un senzor montat pe arbore pentru poziția unghiulară a rotorului este astfel de obicei absolut necesar pentru controlul mașinii sincrone cu magneți permanenți. După cum se poate observa din ecuațiile 5.1 și 5.2 fluxul magnetic în mașină poate fi reglat prin controlul curentului prin înfășurările statorice. Acest lucru este de dorit deoarece măsurarea curentului este simplă utilizând senzori de curent de tip LEM. Acești senzori de curent se bazează pe măsurarea câmpului magnetic creat în jurul conductorului prin care trece curentul. Un miez de ferită care poartă o înfășurare este plasat în jurul conductorului. Folosind un element Hall în miez, curentul din bobină este controlat astfel încât fluxul să fie de valoare zero. Curentul necesar pentru a aduce fluxul la valoare 0 este măsură a curentului ce trece prin conductor. În acest fel se obțin valori instantanee ale curentului continuu prin conductor.

Sistemul de acționare fundamental, așa cum a fost prezentat în figura 5.1, implică desigur, măsurarea a doar doi curenți de fază deoarece:

$$i_c = -i_a - i_b$$

În jurul acestei structuri de control actuale, diferite topologii pentru controlul în bucle sunt frecvent utilizate în funcție de aplicație. În unități industriale mai mari

este recomandat pentru controlul vitezei în timp ce sistemele de propulsie se bazează pe reglajul cuplului.

În cazul servomotoarelor sincrone cu magneți permanenți este impus adesea controlul poziției, un exemplu fiind actuatoarele robotizate.

După cum sa menționat anterior, indiferent de tipul de aplicație, este necesar un senzor de poziție pentru funcționarea sincronă, care trebuie să fie destul de fidel. Pentru a se evita utilizarea a doi senzori de pe arbore, care trebuie să monitorizeze atât viteza reală a rotorului n în rotații pe minut cât și poziția rotorică, se utilizează un singur senzor de poziție, precis, cum este resolver-ul. Prin derivarea poziției rotorice se obține informația de viteză.

$$n = \frac{30}{\pi} \cdot \omega_{mech} = \frac{30}{\pi} \cdot \frac{d\theta_{mech}}{dt} \quad 6.2$$

Din diferența de viteză (cea impusă și cea prezentă la arbore), o comandă de cuplu T este derivată folosind un regulator PI normal cu anti-windup. După cum se poate vedea din ecuația (6.2), cuplul este direct proporțională cu curenții I_d și I_q . Totuși, pentru a obține ambele valori de referință pentru curenții I_d^* și I_q^* din comanda de cuplu este impus un anumit criteriu. În cazul unui motor sincron cu poli înecați, caz în care inductanțele pe cele două axe sunt egale, curentul I_d nu contribuie la crearea cuplului, astfel, rezultă:

$$I_d^* = 0; I_q^* = \frac{2T^*}{3p\psi_m} \quad 6.3$$

În mașinile cu rotoare cu poli aparenti, de asemenea, intervine cuplul de reluctanță. Figura 5.3 prezintă dependența calitativă de cuplu în funcție de unghiului de sarcină. Aici este cazul când $L_d < L_q$, această mașină fiind considerată des întâlnită structură pentru mașinile sincrone cu magneți permanenți. Cuplul maxim obținut pentru un unghi de sarcină mai mare de 90° . Pentru a determina o valoare a curentului de referință este necesar un algoritm al cuplului maxim în funcție de curent. Traectoria curentului în funcție de cele două axe dq sunt descrise conform ecuației de mai jos:

$$\begin{pmatrix} \frac{dT_{el}}{dI_d} \\ \frac{dT_{el}}{dI_q} \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad 6.4$$

Curentul de referință pe direcția I_d^* poate fi adoptat acum în calculul curentului pentru pe axa, valorile pozitive fiind date pentru regimul de motor și valorile negative fiind date pentru regimul de generator:

$$I_q = \pm \sqrt{I_d^2 + \frac{\psi_m I_d}{L_d - L_q}} \quad 6.5$$

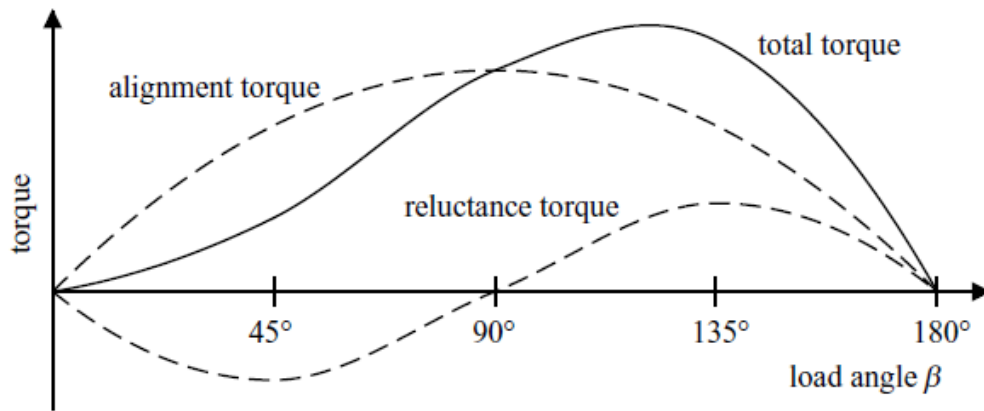


Fig. 5.3 Motor sincron cu magneți permanenți cu doi poli

Valoarea de referință pe direcția d, I_d^* , poate fi acum teoretic dobândită prin substituție și rezolvând ecuația pentru I_d . Astfel va rezulta cuplul electromagnetic creat conform:

$$T_{el} = p \frac{3}{2} [\psi_m + (L_d - L_q) I_d] \sqrt{I_d^2 + \frac{\psi_m I_d}{L_d - L_q}} \quad 6.6$$

Implementarea unei soluții numerice, utilizând formula de mai sus, nu este întocmai fezabilă pentru un sistem de control. Se recomandă un tabel de date în care se cunoaște valoarea curentului în axa d, a curentului de referință, ($I_d^* = f(T^*)$) și astfel se face calculul pentru curentului I_q^* .

Se poate adopta un polinom pentru evaluarea curentului I_d^* , de forma, în care constantele sunt determinate ca valori medii ale curbelor obținute din evaluarea grafică a ecuației 6.6:

$$I_d^* = k_2\sqrt{T^{*2}} + k_4\sqrt{T^{*4}} \quad 6.7$$

Figura următoare prezintă curbele tipice ale curenților de referință, pe cele două axe, ca funcție pentru comanda în cuplu în cazul cuplului maxim dezvoltat pentru un curent dat și respectiv când $L_d < L_q$.

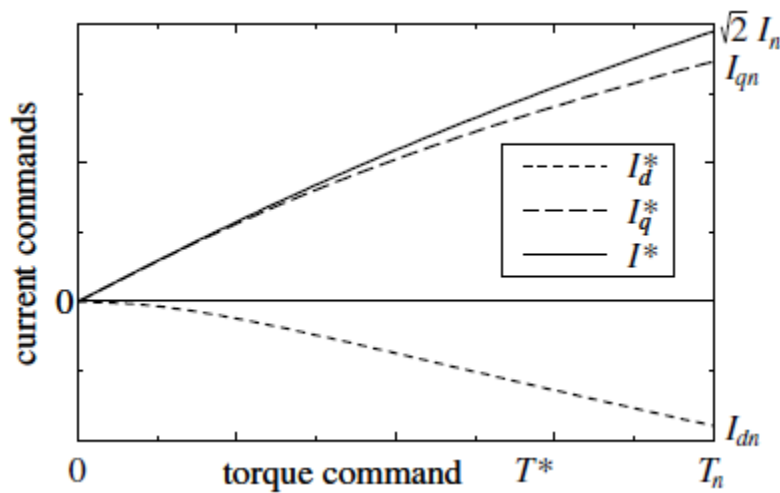


Fig. 5.4 Valorile curenților de referință impuși în funcție de valorile cuplului electromagnetic în cazul în care $L_d < L_q$.

Plecând de la cele prezentate mai sus este important a se determina curenții nominali pe cele două axe de referință (I_{dn} și I_{qn}) pentru dezvoltarea cuplului nominal T_n la valoarea curentului nominal I_n . Așa cum s-a menționat, valoarea de vârf a curenților de fază corespunde structurii geometrice și mai departe, sunt calculați în funcție de cei doi curenți conform 6.8.

$$I_{qn} = \pm \sqrt{2I_n^2 - I_{dn}^2} \quad 6.8$$

Înlocuind în ecuația 6.5 ecuația 6.8 se poate calcula astfel:

$$I_{dn} = -\frac{\psi_m}{4(L_d - L_q)} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_m}{4(L_d - L_q)}\right)^2 + I_n^2} \quad 6.9$$

Pentru mașinile sincrone cu poli înecați:

$$I_{dn} = 0, I_{qn} = \sqrt{2}I_n \quad L_d=L_q \quad 6.10$$

$$T_n = p \frac{3}{\sqrt{2}} \psi_m I_n$$

Valorile de referință ale curentului pot fi acum determinate pentru comanda în cuplu. Evaluarea acestora și semnalul de poziție a rotorului de la traductorul de poziție conduc la obținerea curentului trifazat instantaneu comandă i_a , i_b , și i_c . În cele din urmă, curenții din mașină pot fi controlați în consecință de către inverter utilizând o schemă de modulare a lățimii impulsului care este descris în cele ce urmează. Sistemul complet de control în viteză este așa cum este prezentat în figura 5.5.

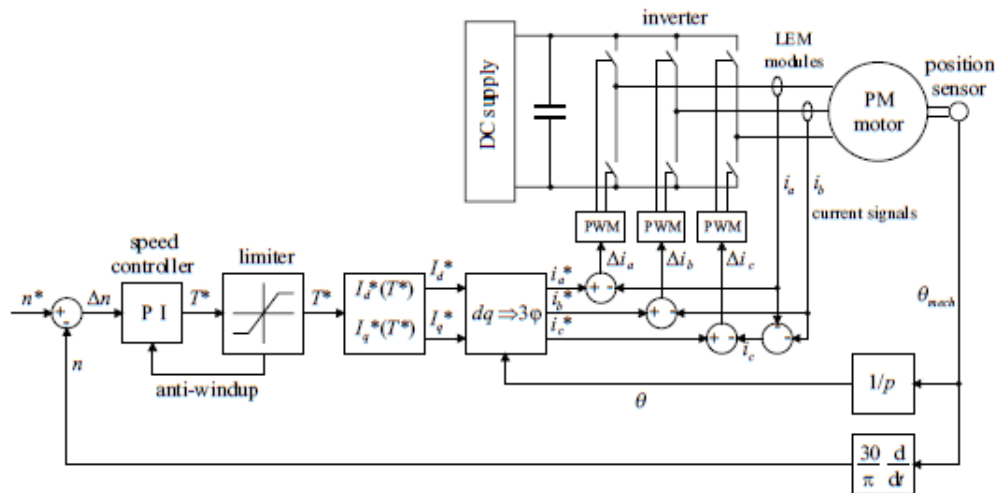


Fig. 5.5 Schema de control în turație a unui motor sincron cu magneți permanenți

Este necesară o limitare de curent pentru a evita supracurenții atât în motor, cât și în inverter. Limitarea valorilor de referință a curentului trifazat nu este fezabilă deoarece acestea sunt obținute ca valori instantanee din transformarea de la două la trei faze. Astfel se utilizează o limitare de curent, curenții având astfel forme de undă

dreptunghiulare pentru mare comenzi de cuplu. Limitarea valorilor de referință în sistem dq este mult mai mult fezabilă deoarece curenții sunt de formă continue.

Cu toate acestea, este de preferat să se limiteze cuplul deoarece la rândul său acesta limitează curenții așa cum se poate vedea în figura 5.5. În plus activarea acestei limitări poate fi utilizată direct pentru a întrerupe integrarea regulatorului de viteză rezultând o caracteristică anti-windup. Fără acest antiwindup integratorul ar putea acumula valori ridicate în timpul unui cuplu limitat în timpul pornirii rezultând în depășiri drastice și oscilații în jurul vitezei dorite.

Pentru a obține curenți sinusoidali corespunzători și un unghi intern constant este necesar ca senzorul care măsoară poziția să prezinte o rezoluție suficientă. Cu o rezoluție insuficientă s-ar obține un unghi de sarcină pulsatoriu rezultând ripluri de cuplu. Acest efect poate cauza probleme majore la control în viteză redusă, unde aceste ripluri de cuplu pot produce vibrații semnificative. În special în cazul tracțiunii pe vehiculelor, aceste ripluri de cuplu poate da naștere printr-o incontrollabilitate a sistemului de tracțiune și implicit a roților. Este evident că această problemă crește odată cu numărul de poli deoarece o rezoluție adecvată este necesară pentru motorul electric și nu pentru partea mecanică. În plus, întârzierile în eșantionarea curentului sau poziției produc o defazare rezultând astfel o eroare a unghiului intern. Această problemă devine cea mai gravă la viteze crescute, deoarece o anumită întârziere corespunde unei schimbări de fază mai mare la o frecvență mai mare. Este important să se țină cont de aceste efecte atunci când se utilizează filtre pentru măsurarea curenților și a poziției rotorice.

5.1.2 Controlul curentului prin histerezis

Sunt cunoscute numeroase metode de control al curenților de fază corespunzătorii valorii de referință date. În cele ce urmează sunt prezentate doar câteva scheme de bază.

În conformitate cu stadiul actual al controlul curenților presupune că se utilizează un invertor sursă de tensiune. Aceste invertoare permit starea regenerativă spre exemplu în cazul unui vehicul electric, pentru încărcarea acumulatorului. Un convertor electronic de putere cu frecvență de comutare relativ mare este de obicei necesar datorită faptului că mașinile cu magnet permanenți au de obicei o inductanță scăzută cauzată de permeabilitatea scăzută a materialului magnetului. Prin urmare invertoarele IGBT sunt preferate. Deoarece este oricum necesară o frecvență mare de comutare este de preferat să se utilizeze strategii de modulare în lățime a impulsului (PWM).

În mare parte, curenții de fază sunt controlați separat, ca și cum ar fi decuplați. Deși există o cuplare, această simplificare a dovedit că produce siguranță în funcționare.

O metodă bine cunoscută este controlul curentului prin histerezis PWM. Principiul este ilustrat în figura 5.6 pentru o fază.

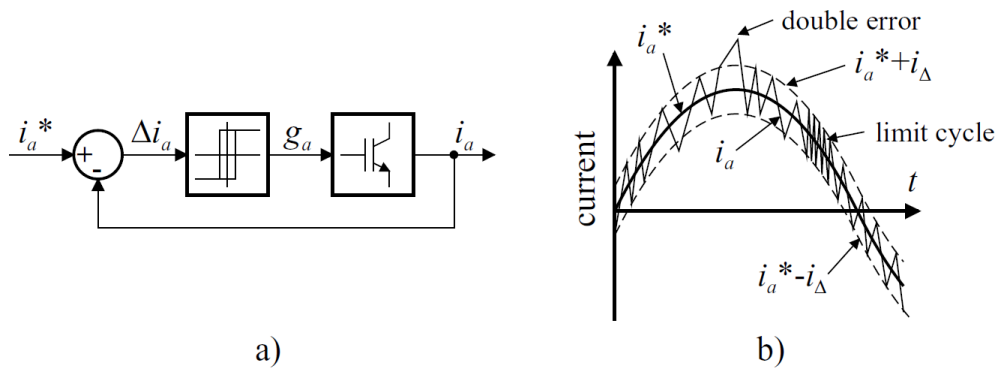


Fig. 5.6 Controlul curentului prin histerezis pentru o singură fază

O toleranță actuală cu banda de lățime $2i_{\Delta}$ este atribuită în jurul valorii de referință i_a . Când curentul de fază devine mai mare decât $i_a^* + i_{\Delta}$ comutatoarele corespunzătoare al inverterului vor ieși din conducție. În mod corespunzător, este comutat pe intrare în conducție atunci când curentul de fază are valoare mai mică decât $i_a^* - i_{\Delta}$. Acest lucru menține de obicei curentul în banda de histerezis cu valoarea de referință. Caracteristic pentru această schemă de control al curentului PWM este frecvența de comutare inconstanta. Evident, lățimea benzii de toleranță are o directă în influență asupra frecvenței medii, la fel ca și indicele de modulație. În special banda de histerezis este prea îngustă poate deveni periculoasă pentru convertorul electronic de putere.

Datorită faptului că fiecare fază este controlată separat în ciuda cuplajului, apar probleme tipice. Curentul real poate părăsi banda de toleranță și apare așa-numita eroare dublă așa cum este ilustrat în figura 5.6.

Tehnica de control al curentului utilizând PWM are o performanță dinamică mai bună și nicio întârziere inerentă, adică fără schimbare de fază. Câștigul acestui controler este determinat de banda de histerezis în lățime.

Descrierea controlului de curent utilizând histerezisul a fost făcută până acum presupunând implementare analogică. Proprietățile se schimbă însă dacă este introdus direct în a sistem de control digital, așa cum este indicat în figura 5.7, de exemplu folosind un microcontroler sau un procesor de semnal digital. Curentul real va părăsi frecvent bandă specificată de toleranța, deoarece nu poate fi urmărită. Pe de altă parte, frecvența de comutare este limitată în mod inerent, deoarece nicio comutare nu poate avea loc fără o nouă probă. În consecință, frecvența maximă este jumătate din frecvența de eșantionare. Aceasta omite cicluri limită de curs. Un astfel de controler de curent este, totuși, descurajat.

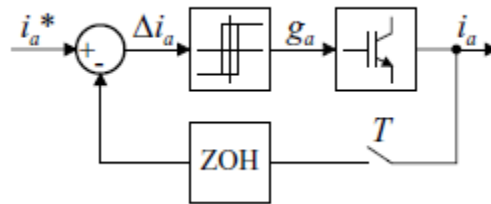


Fig. 5.7 Controlul curentului prin histerezis digital pentru o singură fază

În controlul digital cu eșantionare echidistantă, o altă tehnică PWM poate fi avantajoasă. Deoarece frecvența de comutare a inverterului este oricum limitată la jumătate frecvența de eșantionare banda de toleranță curentă poate fi redusă la zero. Aceasta constituie un așa-numit modulator delta. Figura 5.8 a) prezintă un modulator delta tipic pentru controlul curent și figura 5.8 b) o implementare alternativă. Acesta din urmă este convenabilă un control al histerezisului în întregime digital. Ca și în cazul histerezisului digital normal PWM an se obține o frecvență variabilă dar limitată. Alte avantaje ale acestei modalități de control sunt răspunsul rapid și nici o întârziere inerentă.

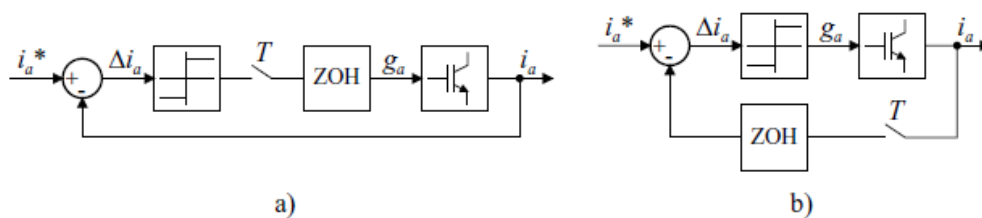


Fig. 5.8 Modulator Delta pentru controlul prin histerezis, digital al curentului

O altă tehnică PWM asincronă utilizată în mod obișnuit pentru controlul curentului este un control prin comparare a rampei, denumit și metoda suboscilației. Este folosit frecvent pentru aplicarea anumitor tensiuni la mașini în special asincrone. Acolo valoarea de referință a tensiunii este comparată cu un purtător triunghiular. De obicei același referință triunghiulară este utilizată pentru toate cele trei faze. Această metodă este, de asemenea, convenabilă pentru controlul curentului PWM. În acest caz, nu valoarea de referință este comparată cu unda purtătoare triunghiulară ci eroarea curentă, așa cum se arată în figura 5.9. Algoritmul de comutare este similar la controlul histerezisului. Un braț de inverter este comutat în direcția pozitivă atunci când eroarea curentă devine mai mare decât purtătorul triunghiular și spre direcția negativă când eroarea devine mai mică. Dacă derivata de eroare curentă este mai mare decât cea a ar putea avea loc comutarea repetată a rampei purtătorului. Sunt necesare măsuri speciale pentru reducerea oscilațiilor care pot fi realizate cu dificultate analogic. Câștigul acestui regulator de curent este determinat de amplitudinea undei triunghiulare. Avantajul major al controlerului prin comparare a rampei sunt armonicile bine cunoscute.

În funcție de aplicație, chiar și frecvența de comutare constantă este considerată ca un beneficiu al acestui reglaj. Dezavantajele sunt erorile inerente de mărime și fază.

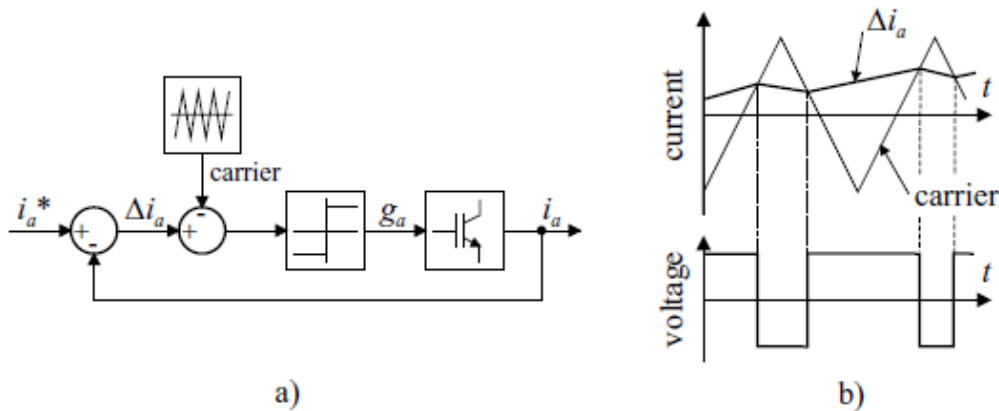


Fig. 5.9 Controlul prin histerezis raportat la unda purtătoare triunghiulară

Există numeroase alte tehnici PWM. De exemplu, controlul vectorial și regulatoare predictive. În această secțiune s-a presupus că PWM-ul este utilizat pentru controlul curentului de fază și se obține un regulator de curent proporțional. Acest control este de obicei absolut suficient de precis pentru controlul vitezei, deoarece

erorile de funcționare în regim static sunt eliminate prin acțiunea integrală a regulatorului de viteză. În anumite aplicații ar putea totuși fi de preferat să se aplice regulatoare de curent PI. Ieșirea lor este o referință de tensiune care este apoi folosită pentru PWM. De regulă sunt controlați curenții de referință în sistemul bifazat d-q. Un dezavantaj îl prezintă faptul că curenții mășurați trebuie transformați în valori d-q și tensiune de comandă la rândul lor trebuie transformate în sistem trifazat. Această trecere din trifazat în bifazat și vice-versa contribuie la o creștere semnificativă a efortului de calcul, mai ales că funcțiile trigonometrice sunt pretențioase.

Toate principiile de control al curentului prezintă efecte de saturație atunci când tensiunea din inverterului este insuficientă pentru a atinge curentul instantaneu dorit. Metodele simple luate în considerare în această secțiune vor omite mai întâi impulsurile când are loc această supramodulație. Odată cu creșterea nivelului de supramodulație, tensiunea de ieșire va ajunge la o formă de undă rectangulară cunoscută cu denumirea de modulare în șase pași.

În începuturile electronicii de putere controlul curentului prin histerezis a fost cel mai comun datorită simplității, robusteții și implementării analogice fără efort. Mai târziu acesta a fost înlocuit de alte tehnici PWM, deoarece frecvența de comutație variabilă a fost considerată dezavantajoasă. În special controlul comparației rampei a fost foarte apreciat. Astăzi, histerezisul cu PWM este din nou studiat și dezvoltat în deoarece o frecvență de comutare aleatorie a devenit din nou de dorit pentru a evita zgomotele în inverter. Modulatorul delta poate fi adesea o soluție interesantă deoarece combină implementarea simplă, frecvența de comutație variabilă, dar limitată, rapidă răspuns și fără întârzieri inerente. Implementarea digitală permite totuși multe altele tehnici de utilizat. Astăzi se înregistrează progrese rapide în acest domeniu atât în cercetare și aplicare.

5.1.3 Implementarea controlului prin histerezis

Astăzi, controlul digital este adoptat în controlul motoarelor sincrone cu magneți permanenți. În cea mai mare parte a acestor sisteme de control sunt utilizate microcontrolere sau procesoare de semnal digital. Cu toate acestea, adesea nu se recomandă implementarea tuturor componentelor a controlului mașinii în software. În special generarea semnalelor PWM pentru model necesită resurse hardware importante. Acest lucru generează probleme cu procesoarelor existente când sunt necesare frecvențe mari de comutație în inverter. Sunt necesare frecvențe de câteva kilohertzi pentru acționări cu motor magneți permanenți. În contrast, implementarea analogică, anterioară modulației în lățime a impulsului, nu este complicată, folosind

comparatoare amplificatoare operaționale. Prin urmare, o soluție recomandată poate fi cea prezentată în figura 5.10. Caseta punctată indică implementarea digitală.

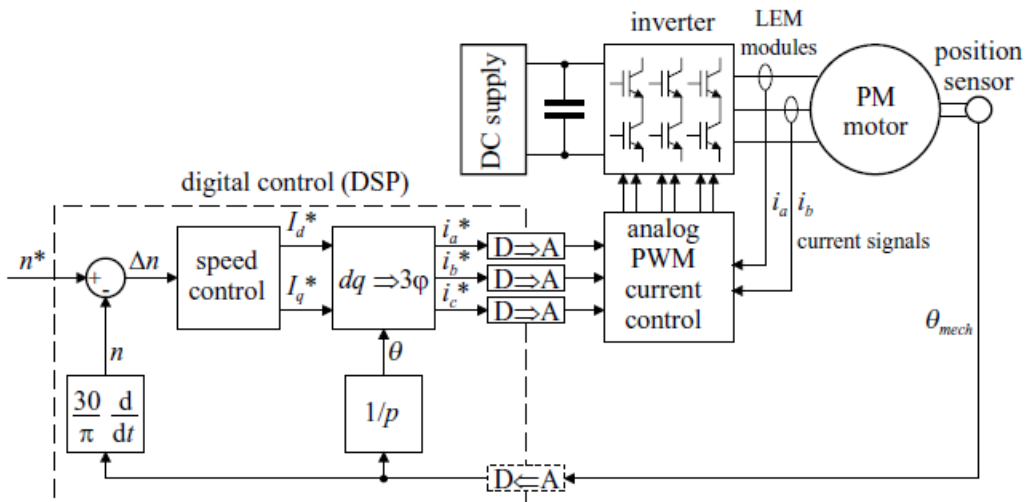


Fig. 5.10 Controlul digital al vitezei cu un control analogic al curentului prin PWM

Dacă totuși se decide includerea PWM-ului și în procesul digital, o tehnică de modulație adecvată ar trebui aleasă, de exemplu modulatorul delta sau un control predictiv. O posibilitate este să se evalueze momentele în care să se realizeze comutația atât pentru intrarea cât și pentru ieșirea din conducție, fapt ce conduce la o reducere a sarcinii procesorului PWM. O alternativă deosebit de interesantă sunt procesoarele special concepute pentru funcționarea cu inverter a mașinilor de curent alternativ care au modulare de impuls încorporate.

Pentru traductorul de poziție a rotorului există în principiu trei opțiuni: resolver, encoder absolute optice și encoder incrementale. Resolver-ele au fost folosite pentru mult timp în multe sisteme diferite. Ele oferă o rezoluție bună și sunt relativ robuste. Un dezavantaj în comparație cu codificatoarele optice este acela că resolverele prezintă circuite auxiliare pentru a furniza semnalul și pentru a converti semnalele de ieșire într-o formă digitală adecvată pentru procesor. Cu toate acestea, cipuri specializate sunt disponibile în acest scop. Resolverele sunt disponibile și cu număr de poli mai mare. Alegerea aceluiași număr de poli ca și motorul sincron cu magneți permanenți asigură cu precizie poziția rotorică, sporind de obicei. Datorită naturii electromagnetice un resolver poate fi afectat de câmpuri magnetice. În consecință, ar

trebui să fie plasat afară mașinii pentru a evita expunerea sa, în special, la câmpurile date de înfășurările statorice.

Encoderile optice de poziție absolută furnizează semnale digitale care pot fi eșantionate direct de microprocesor. Prin urmare, modulul de conversie analogic-digital prezentată punctat în figura 5.10 nu este necesar. Aceste codificatoare nu necesită circuite auxiliare și sunt de obicei mai ieftine decât resolverele. Dezavantajul lor major este robustețea mecanică mai mică. Vibrațiile și șocurile în cazul vehiculelor pot fi distructive, mai ales dacă sunt montate direct în sistemele de antrenare mecanică. Rezoluția disponibilă variază de obicei până la 12 biți, ceea ce este cu siguranță suficient pentru motoare cu număr mic de poli, dar ar putea avea ca rezultat o precizie insuficientă la funcționarea mașinilor cu mulți poli, la viteză redusă. O problemă mai puțin semnificativă este frecvența de ieșire, ce este limitată. Deși câmpurile magnetice nu au niciun impact asupra codificatoarelor optice, montarea în interiorul motorului este adesea interzisă din cauza restricțiilor de temperatură.

Codificatoarele incrementale au în principal aceleași avantaje și dezavantaje ca cele encoderile optice de poziție absolută. Cu toate acestea, ele permit frecvențe de ieșire semnificativ mai mari și astfel o viteză mai mare a rotorului fără pierderi de rezoluție. Spre deosebire de traductoarele absolute operarea peste limita este încă imposibilă. O complicație apare atunci când sistemul este pornit inițial deoarece poziția rotorului este atunci necunoscută. Mașina trebuie să fie rotită până când semnul de inițializare al codicatorului este găsit înainte de funcționarea corectă.

Invertoarele electronice de putere, convertoarele analog-digitale și alte echipamente au inerente întârzieri. Adesea, decalajul este constant. Atunci este posibilă o compensare prin software și recomandat dacă frecvența statorului devine mare în raport cu acest decalaj.

Senzorii de poziție a rotorului ce sunt montați pe arbore nu sunt apreciați, deoarece provoacă costuri suplimentare la instalare, cablare, întreținere, etc. În multe aplicații, totuși, cea mai mare problemă este fragilitatea unor astfel de traductoare, mai ales la tracțiune unde șocurile de cu mult peste 10g sunt frecvente. Motoarele asincrone necesită doar senzori de viteză care sunt semnificativ mai robusți decât senzorii de poziție.

Progrese recente control și în special dezvoltarea rapidă a microcontrolerelor permit în prezent utilizarea algoritmilor fără senzori în multe cazuri. Trebuie remarcat faptul că termenul fără senzori se referă doar la desființarea encoderelor mecanice, în timp ce senzori electrici sunt încă necesari, în primul rând pentru măsurarea curentului.

Au fost dezvoltate mai multe tehnici pentru estimarea poziției rotorului. Ei au în comun faptul că se utilizează informația de tensiune contra electromotoare. În acest context, în cazul motoarelor BLDC, o înfășurare a statorului nu prezintă curent, astfel poate fi evaluată tensiunea indusă în aceasta.

Măsurarea directă a tensiunilor statorice este dificilă în acționarea motoarelor sincrone din cauza distorsiunii PWM. O soluție interesantă este ajustarea valorii instantanee a curenților de fază de către regulatoare care furnizează semnale de referință de tensiune la modulatorii de impuls PWM(vezi secțiunea anterioară). Din aceste semnale de tensiunii de referință necesare se obțin informații și nu sunt necesari senzori de tensiune. O problemă tipică pentru acești algoritmi este funcționarea la viteză mică sau chiar la oprire. Acest lucru se datorează faptului că tensiunea electromotoare este prea mică pentru a oferi suficiente informații.

Deseori este totuși posibil să se detecteze proeminența rotorului, de exemplu prin injectarea unui câmp alternativ de frecvență mult mai mare decât fundamentală. În consecință construcția rotorului cu poli aparenti este de preferat pentru funcționarea fără senzori.

Pentru detectarea poziției la pornire a mașinilor cu poli înecați, pierderile prin curenți turbionari în magneții ar putea fi de ajutor. În special la motoarele cu magneți montați pe suprafață pierderile sunt mai mari atunci când se aplică un câmp alternativ sau un puls în direcția magnetizare decât atunci când același câmp este aplicat de-a lungul axei de cuadratura, cu condiția că doar o parte a feței polului este acoperită de magneți.

Dacă axa directă este găsită prin evaluare fie a inductanței, fie a proeminenței polului, atunci rămâne problema orientării, adică în ce direcție este polul nord sau sud. Acest lucru poate fi determinat cu ajutorul efectelor de saturație. În acest scop un câmp alternant suplimentar este aplicat. Componenta continuă este aplicată în direcția d. Teoretic acest lucru nu produce nici un cuplu dar dacă câmpul este opus câmpului magnetului, poziția este instabilă. Prin urmare curenții ar trebui aplicați doar pentru un interval relativ scurt. Dacă câmpul continuu este aliniat cu câmpul magnetului, miezurile mașinii sunt conduse la saturație, rezultând o reducere a inductanței. Dacă dimpotrivă se obțin câmpuri opuse, inductanța rămâne aproximativ constantă sau crește ușor.

6 Senzor de detecție a poziției rotorice

6.1 Detecția poziției rotorice utilizând senzorii HALL

Efectul Hall a fost descoperit de Dr. Edwin Hall în 1879 în timp ce era doctorand la Universitatea Johns Hopkins din Baltimore. Dr. Hall a descoperit că atunci când un magnet a fost plasat astfel încât câmpul său să fie perpendicular pe o față a unei foițe subțire de aur ce era străbătută de curent electric, a apărut o diferență de potențial la marginile opuse. El a descoperit că această tensiune era proporțională cu valoarea curentului care străbate foița de aur raportată la densitatea fluxului sau inducția magnetică perpendiculară pe conductor.

Senzorii de tip magnetic (Hall) transforma un semnal magnetic într-un semnal de tip electric. Aceste semnale se pot utiliza ulterior în scheme de comandă pentru sistemele ce utilizează aceste tipuri de senzori.

Senzorii magnetici sunt dispozitive semiconductoare care sunt foarte populari, deoarece pot fi utilizați în diferite aplicații: - măsurare de viteză detecția mișcării.

Acești senzori sunt, de asemenea, sunt agreeți datorită funcționării fără uzură/fără contact, cu întreținere redusă, au construcție robustă și sunt dispozitive etanșe, imune la vibrații, praf și apă.

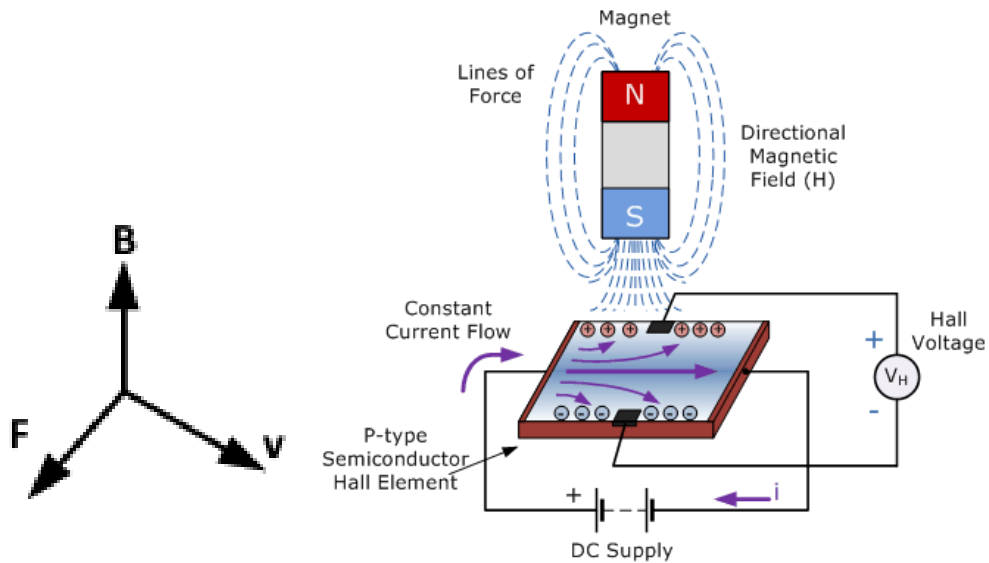
Una dintre principalele utilizări ale senzorilor magnetici este în sistemele auto pentru detectarea poziției, distanței și vitezei.

De exemplu, poziția unghiulară a arborelui cotit pentru unghiul de tragere al bujiilor, poziția scaunelor auto și a centurilor de siguranță pentru controlul airbag-ului sau detectarea vitezei roților pentru sistemul de frânare antiblocare, (ABS).

Senzorii magnetici sunt proiectați pentru a răspunde la o gamă largă de câmpuri magnetice pozitive și negative într-o varietate de aplicații diferite și un tip de senzor magnetic al cărui semnal de ieșire este o funcție a densității câmpului magnetic din jurul său se numește senzor de efect Hall.

6.1.1 Efectul Hall

Când un conductor străbătut de curent este plasat într-un câmp magnetic, o tensiune va fi generată perpendicular atât pe curent, cât și pe câmpul magnetic. Acest principiu este cunoscut sub numele de efectul Hall. Principiul fizic fundamental din spatele efectului Hall este forța Lorentz, care argumentează faptul că un electron se mișcă de-a lungul unei direcții, v , perpendiculară pe câmpul magnetic aplicat, B , datorită unei forțe, F , forța Lorentz ca în figura 6.1 .



$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B}$$

Fig. 6.1 Forța Lorentz

Senzorii de efect Hall constau în esență dintr-o bucată subțire de material semiconductor dreptunghiular de tip p, cum ar fi arsenidă de galiu (GaAs), antimonidă de indiu (InSb) sau arsenidă de indiu (InAs) prin care trece un curent continuu.

Când dispozitivul este plasat într-un câmp magnetic, liniile de flux magnetic exercită o forță asupra materialului semiconductor care deviază purtătorii de sarcină, electronii și golurile, de ambele părți ale plăcii semiconductoare. Această mișcare a purtătorilor de sarcină este rezultatul forței magnetice pe care o avem trecând prin materialul semiconductor. Pe măsură ce acești electroni și goluri se deplasează în secțiuni laterale, se produce o diferență de potențial între cele două părți ale materialului semiconductor prin acumularea acestor purtători de sarcină. Apoi, mișcarea electronilor prin materialul semiconductor este afectată de prezența unui câmp magnetic extern care este perpendicular față de acesta și acest efect este mai mare într-un material plat de formă dreptunghiulară. Efectul generării unei tensiuni măsurabile prin utilizarea unui câmp magnetic. Pentru a genera o diferență de potențial pe dispozitiv, liniile de flux magnetic trebuie să fie perpendiculare, (90°) pe direcția curentului și să aibă polaritatea corectă, în general un pol sud.

Efectul Hall oferă informații cu privire la tipul de pol magnetic și magnitudinea câmpului magnetic. De exemplu, un pol sud ar determina

semiconductorul să producă o ieșire de tensiune, în timp ce un pol nord nu ar avea niciun efect.

În general, senzorii și comutatoarele cu efect Hall sunt proiectate să fie în modul „OFF”, (stare circuit deschis) atunci când nu există câmp magnetic prezent. Acestea pornesc „ON” (condiția circuitului închis) numai atunci când sunt supuse unui câmp magnetic de suficientă putere și polaritate

Tensiunea de ieșire, numită tensiunea Hall, (V_H) a elementului Hall de bază este direct proporțională cu puterea câmpului magnetic care trece prin materialul semiconductor (ieșire $\propto H$).

Această tensiune de ieșire poate fi destul de mică, doar câteva microvolți chiar și atunci când sunt supuse unor câmpuri magnetice puternice, astfel încât cele mai multe dispozitive cu efect Hall disponibile din comerț sunt fabricate cu amplificatoare DC încorporate, circuite de comutare logică și reglatoare de tensiune pentru a îmbunătăți sensibilitatea senzorilor, histerezisului și ieșirii. Acest lucru permite, de asemenea, senzorului de efect Hall să funcționeze pe o gamă mai largă de surse de alimentare și condiții de câmp magnetic.

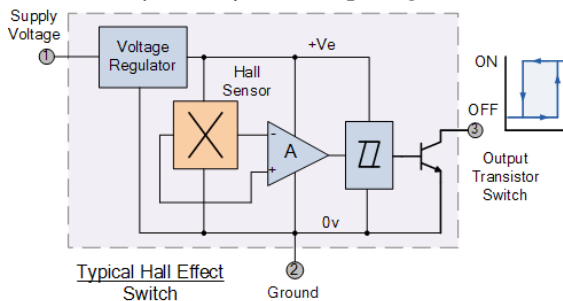


Fig. 6.2 Sensor Hall cu amplificator

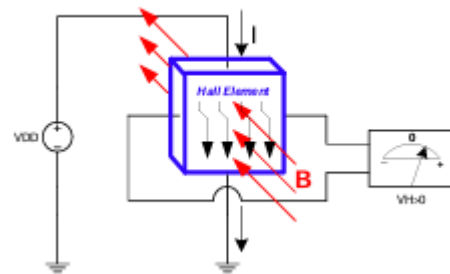


Fig. 6.3 Sensor Hall excitat în câmp magnetic

Senzorii cu efect Hall sunt disponibili cu ieșiri analogice sau digitale.

Semnalul de ieșire pentru senzorii analogici este preluat direct de la ieșirea amplificatorului operațional, tensiunea de ieșire fiind direct proporțională cu câmpul magnetic care trece prin senzorul Hall.

Această tensiune Hall de ieșire este dată ca:

$$V_H = R_H \left(\frac{I}{t} \times B \right)$$

V_H tensiunea Hall generată, R_H coeficientul Hall, I curentul în senzor, t grosimea senzorului și B inducția magnetică.

Senzorii analogici furnizează la ieșire o tensiune continuă care crește odată cu incidența câmpului magnetic și scade odată cu scăderea câmpului.

În cazul acestor senzorii de efect Hall, pe măsură ce puterea câmpului magnetic crește, semnalul de ieșire de la amplificator va crește, de asemenea, până va ajunge la saturație, aceasta fiind impusă de sursa de alimentare.

Orice creștere suplimentară a câmpului magnetic nu va avea niciun efect asupra ieșirii, dar o va conduce mai mult la saturație.

Senzorii digitali de ieșire pe de altă parte au un declanșator Schmitt cu histerezis încorporat conectat la amplificatorul operațional. Când fluxul magnetic care trece prin senzorul Hall depășește o valoare prestabilită, ieșirea de pe dispozitiv trece rapid între starea sa „OFF” la starea „ON”. Acest histerezis încorporat elimină orice oscilație a semnalului de ieșire pe măsură ce senzorul se deplasează în câmpul magnetic. Apoi senzorii de ieșire digitală au doar două stări, „ON” și „OFF”.

Există două tipuri de bază de senzor digital de efect Hall, bipolar și unipolar. Senzorii bipolari necesită un câmp magnetic pozitiv (polul sud) pentru a le opera și un câmp negativ (polul nord) pentru a le elibera, în timp ce senzorii unipolari necesită doar un singur pol sud magnetic pentru a funcționa și elibera pe măsură ce se deplasează în interiorul și în afara acestuia din punct de vedere magnetic.

Majoritatea dispozitivelor cu efect Hall nu pot comuta sarcini electrice mari, deoarece capacitățile lor de ieșire din punct de vedere a curentului sunt foarte mici, în jur de 10mA până la 20mA. Pentru sarcini mari de curent se adaugă la ieșire un tranzistor.

Senzori Hall cu detecție frontală - din față

După cum sugerează și numele, „detecția frontală” necesită ca prezența câmpului magnetic să fie perpendicular pe dispozitivul de detectare a efectului Hall și că, pentru detectare, se apropie de senzor direct spre fața activă.

Această abordare frontală generează o tensiune de ieșire, V_H , care în dispozitivele analogice reprezintă puterea câmpului magnetic, densitatea fluxului magnetic, în funcție de distanța de la senzorul de efect Hall. Cu cât câmpul magnetic este mai aproape și, prin urmare, cu atât este mai mare tensiunea de ieșire și invers.

Acești senzori pot diferenția, de asemenea, câmpurile magnetice pozitive și negative. Dispozitivele neliniare pot fi create pentru a declanșa ieșirea „ON” la o distanță prestabilită de magnet pentru a indica detectarea pozițională.

Senzorii Hall cu detecție laterală

A doua configurație de detectare este „detecția laterală”. Acest lucru necesită deplasarea magnetului pe fața elementului de efect Hall într-o mișcare laterală.

Detectarea laterală sau glisantă este utilă pentru detectarea prezenței unui câmp magnetic pe măsură ce acesta se deplasează pe fața elementului Hall într-o distanță fixă a spațiului de aer, de exemplu, numărând magneții de rotație sau viteza de rotație a motoarelor.

În funcție de poziția câmpului magnetic care trece de linia centrală a senzorului, poate fi produsă o tensiune de ieșire liniară reprezentând atât o ieșire pozitivă cât și una negativă. Aceasta permite detectarea mișcării direcționale, care poate fi atât verticală, cât și orizontală.

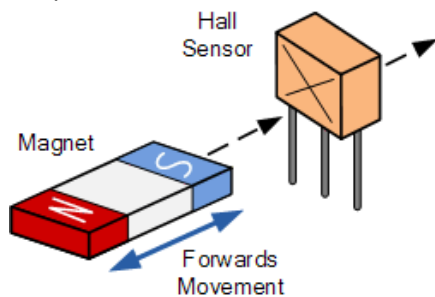


Fig. 6.4 Senzori Hall cu detecție frontală

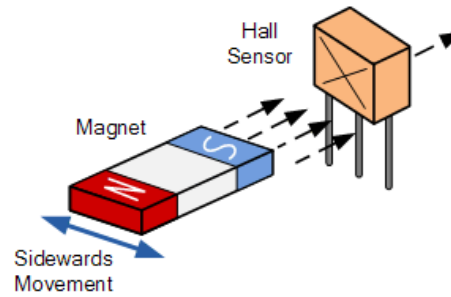


Fig. 6.5 Senzori Hall cu detecție laterală

Motorul BLDC fără perii este, de asemenea, denumit și motor cu comutație electronică. Nu avem de a face cu sistem perii colector și la comutarea anumitor poziții ale rotorului se realizează electronic. În figura de mai jos este prezentat un circuit de alimentare a unui motor de curent continuu fara perii, caz în care poziția rotorică este determinată prin intermediul senzorilor Hall.

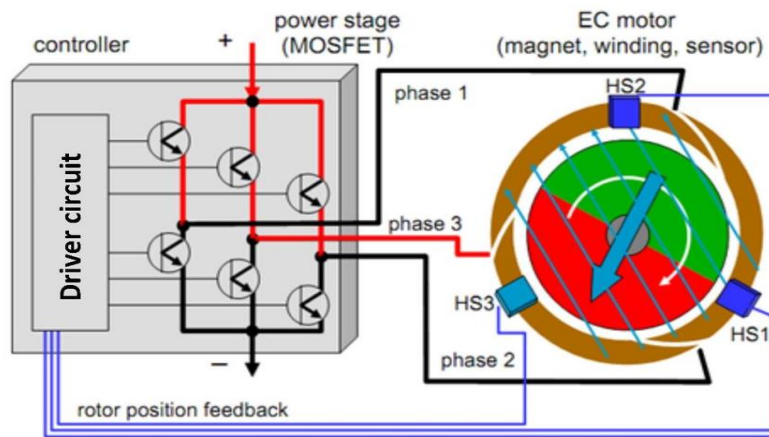


Fig. 6.6 Sistem de control cu senzor Hall

6.2 Resolverul "sin-cos" funcționând ca traductor de poziție rotorică al unui motor sincron autocondus

6.2.1 Aspecte teoretice

Resolver-ele sin-cos sunt micromașini de curent alternativ, cu rol de traductoare de poziție rotorică. Constructiv sunt asemănătoare cu mașinile asincrone bifazate cu rotor bobinat, având în principiu două înfășurări pe stator și două pe rotor, cu același număr de poli, p_{res} , sinusoidal distribuite și decalate la 90^0 electrice una față de cealaltă, fig. 6.7.

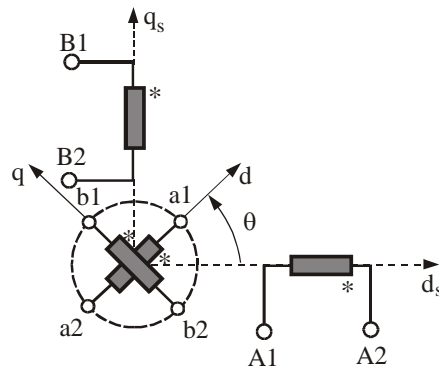


Fig. 1 Schema de principiu a resolverului SIN-COS.

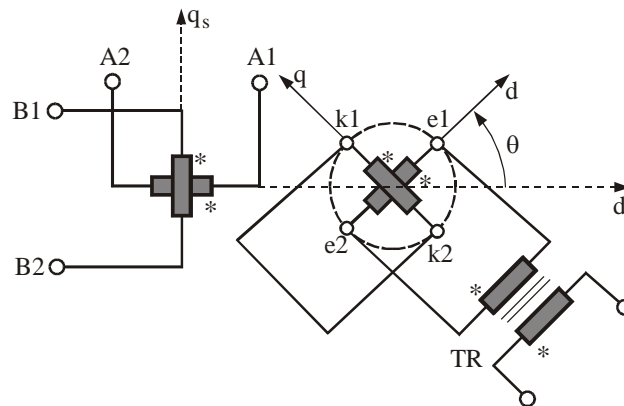


Fig. 6.7 Schema de principiu a resolverului SIN-COS funcționând ca traductor de poziție rotorică, alimentat prin transformator rotitor, TR.

Resolverele sin-cos funcționează pe principiul unui transformator rotativ la care unghiul dintre axele înfășurărilor cuplate magnetic (primară - de excitație și secundară - indusă) este variabil, fiind determinat de *unghiul de poziție*, θ , al rotorului în mișcare (la $p_{res}=1$ cele două unghiuri coincid). Raportul tensiunilor la borne, respectiv valoarea tensiunii secundare, de ieșire, depinde de funcția sinus sau cosinus a acestui unghi, fiind astfel posibilă determinarea valorii unghiului de poziție rotorică θ , prin măsurarea unei tensiuni de ieșire din traductor.

O aplicație importantă a resolverelor este cea de traductor de poziție rotorică instantanee utilizat pentru comanda buclei interne a motoarelor cu comutație electronică autocondusă (MCEA) cu alimentare cvasi-sinusoidală PWM, numite frecvent motoare sincrone autoconduse (MSA). Alte utilizări sunt ca traductor de poziție unghiulară pentru semnalul de reacție (feedback) în sisteme automate de poziționare precisă a unui organ mecanic mobil, în sisteme automate de urmărire, în dispozitive indicatoare etc. aparținând unor domenii aplicative importante precum mașini unelte, robotică industrială, medicală, navigație etc.

În sisteme avansate, de reglare numerică, semnalul de ieșire din resolverul *traductor de poziție* este prelucrat în convertoare analog-digitale numite convertoare "resolver-to-digital" (convertoare RTD) care furnizează la ieșire valoarea instantanee a unghiului sub formă numerică. Cu ajutorul convertoarelor RTD se poate obține suplimentar informația privind viteza rotorului; resolverul plus convertorul RTD au astfel rolul suplimentar de *traductor de viteză*.

6.2.2 Construcția și principiul de funcționare a resolverelor sin-cos

Construcția resolverelor sin-cos. Pentru MCEA cu curenți sinusoidali (MSA) resolverele se utilizează cel mai frecvent ca traductor de poziție rotorică având alimentare monofazată pe rotor și ieșire bifazată pe stator, fig. 6.8. Cele două înfășurări statorice (secundare) au terminalele scoase la borne de pe stator, A1-A2, respectiv B1-B2 și constituie înfășurările de ieșire din resolver.

Pentru alimentarea înfășurării rotorice de excitație (primar) se evită folosirea contactelor glisante (inel-perie) și se utilizează un transformator rotitor axial, concentric, TR. Înfășurarea rotorică (primară) a resolverului are terminalele e1-e2 conectate direct la înfășurarea rotorică (secundară) a transformatorului rotitor TR în timp ce înfășurarea statorică (primară) a acestuia este alimentată cu *tensiunea de excitație*; aceasta este o tensiune sinusoidală, de ordinul volților (5 - 10 V), și frecvență de 5 - 10 kHz.

Înfășurările primară și secundară ale transformatorului rotitor TR de excitație a resolverului sunt de formă circulară (inelară) concentrice, în același plan. Miezul

magnetic este din tole subțiri (0,15 - 0,2 mm) de permeabilitate mare, pentru a putea realiza o inducție magnetică de valoare convenabilă cu o solenație redusă. Alimentarea cu frecvență ridicată, favorizează reducerea dimensiunilor. Prin modul de construcție a circuitului magnetic și a înfășurărilor, în secundarul TR nu se induce t.e.m. de mișcare de rotație.

Cea de a doua înfășurare rotorică a resolverului, k1-k2, conectată în scurtcircuit în fig. 6.7, atunci când există, are rol de compensare a erorii resolverului cauzată de funcționarea în sarcină a înfășurărilor statorice, de ieșire. Având în vedere cerințele de miniaturizare pe de o parte și pe de altă parte faptul că cele două înfășurări statorice (secundare), de ieșire funcționează în regim foarte apropiat de mersul în gol (fiind conectate la amplificatoare operaționale cu impedanță mare de intrare) se renunță la construirea înfășurării rotorice k1-k2.

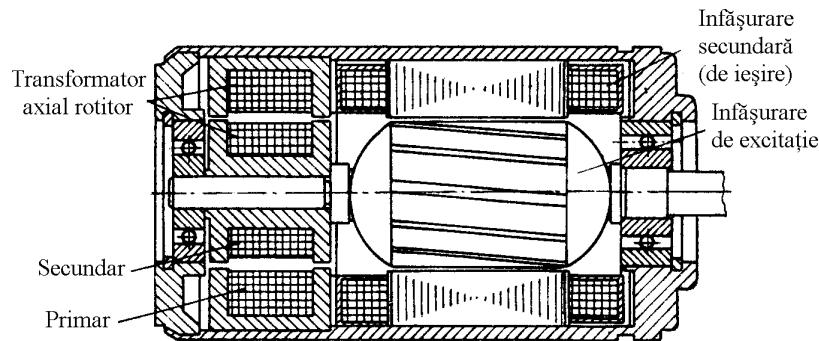


Fig. 6.8 Schema constructivă a unui resolver SIN-COS fără contacte.

Resolverele au circuitul magnetic realizat lamelat pe ambele armături, din tole din material de foarte bună calitate, (de ex. aliaje de tip permalloy) cu permeabilitate ridicată și pierderi în fier scăzute chiar la frecvențe ridicate.

Înfășurările statorice și cea rotorică, sunt repartizate, plasate în creștături uniform distribuite la partea spre întrefier a armăturii. Se realizează o cât mai bună apropiere de distribuția spațială ideală sinusoidală a păturii de curent, a solenației și a câmpului magnetic creat de fiecare înfășurare în parte, precum și decalajul spațial riguros de 90° el. între înfășurările statorice. Pentru miniaturizare se recurge frecvent la construcția cu o singură pereche de poli, $p_{res} = 1$. Având în vedere nivelul scăzut al tensiunilor și necesitatea miniaturizării, izolația creștăturilor se face prin depuneri de pulberi izolante.

Pentru obținerea unui grad înalt de precizie a resolverului se impune respectarea unei tehnologii superioare: ștanțarea precisă a tolelor, împachetare corectă

a miezurilor, eliminarea excentricităților. De asemenea, se cere alegerea numărului optim de conductoare în creștături, a tipului de înfășurare, a mărimii optime a întrefierului.

Din punct de vedere al construcției mecanice resolverele pot fi construite în carcasă proprie, cu ax și lagăre proprii, fig. 3, sau în construcție separată stator-rotor, care se integrează în motorul sau mecanismul al cărui unghi urmează să se măsoare, fig. 4.

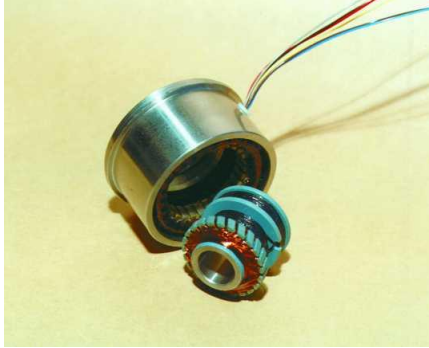


Fig. 6.9 Ansamblu de resolver sin-cos cu construcție integrată, realizat de ICPE-București.

Principiul de funcționare al resolverelor sin-cos. Construcția înfășurărilor se realizează în așa fel încât inductanțele mutuale dintre înfășurările statorice și rotorice să varieze sinusoidal cu unghiul θ . Această condiție determină inducerea de tensiuni la gol în înfășurările statorice, A1-A2 respectiv B1-B2, ale căror valori efective variază armonic cu unghiul θ în cazul alimentării înfășurării rotorice e1-e2 cu o tensiune sinusoidală.

Se consideră că rotorul este imobil și că înfășurările A1-A2, B1-B2 sunt deschise, iar înfășurarea e1-e2 este alimentată cu tensiunea sinusoidală,

$$u_e = U_e \sqrt{2} \sin \omega_e t .$$

Fluxul creat de înfășurarea monofază e1-e2 este alternativ, fix față de rotor și induce pe cale statică (transformatorică), în înfășurările A1-A2 respectiv B1-B2, t.e.m. de frecvența $f_e = \omega_e / 2\pi$ ($f_e = 5 - 10 \text{ kHz}$) care constituie tensiunea de ieșire la borne, la mersul în gol:

$$u_{B0} = -E_{Bm} \sqrt{2} \sin \omega_e t \sin \theta$$

$$u_{A0} = -E_{Am} \sqrt{2} \sin \omega_e t \cos \theta .$$

Valorile efective ale acestor tensiuni depind de funcțiile $\sin\theta$ respectiv $\cos\theta$ ale unghiului de poziție rotorice, adică de poziția relativă a înfășurării de excitație în raport cu fiecare din cele două înfășurări de pe stator conform relațiilor:

$$\begin{cases} E_{B0} = E_{Bm} \sin \theta \\ E_{A0} = E_{Am} \cos \theta, \end{cases}$$

unde E_{Am} , E_{Bm} sunt tensiunile efective induse la gol în cele două înfășurări statorice A1-A2, B1-B2 când axele lor coincid cu axa înfășurării rotorice de excitație e1-e2. Pentru $\theta = 0$, t.e.m. indusă este maximă în înfășurarea A1-A2 și este nulă în B1-B2. Pentru $\theta=90^\circ$ electrice, t.e.m. indusă în B1-B2 este maximă și este nulă în A1-A2. Se remarcă faptul că în intervalul $\theta=180^\circ$ la 360° , datorită inversării semnului inductivității mutuale, t.e.m. indusă în înfășurările statorice devine în opoziție de fază cu cea de excitație de 7KHz din înfășurarea rotorică e1-e2 (vezi fig.5 și oscilogramele 1a, 1b).

Când *rotorul* este în *rotație*, în înfășurările statorice, tensiunile induse cu frecvență purtătoare de 7 kHz sunt modulate în amplitudine de două sinusoidale defazate la 90° .

6.2.3 Funcționarea resolverului sin-cos în regim static

În fig. 2 se consideră înfășurarea de pe rotor e1-e2 alimentată cu o tensiune alternativă sinusoidală u_e și o singură înfășurare de pe stator, B1-B2. Unghiul de rotație a rotorului θ se ia ca fiind unghiul făcut de axa înfășurării de excitație e1-e2 considerată axa rotorică d , în raport cu axa perpendiculară pe axa înfășurării B1-B2, considerată axa statorică d_s . Adoptând convenția de sensuri de la receptoare pentru înfășurarea primară, rotorică și cea de la generatoare pentru înfășurarea secundară, statorică obținem ecuațiile de tensiuni în regim static (cu rotor imobil):

$$\begin{aligned} u_r &= -e_{rst} + R_r i_r \\ -u_s &= -e_{sst} + R_s i_s \end{aligned}$$

unde R_s , R_r sunt rezistențele înfășurărilor statorică, respectiv rotorică, e_{rst} și e_{sst} - t.e.m. totale de inducție statică ,

$$\begin{aligned} e_{rst} &= -d\psi_s/dt \\ e_{sst} &= -d\psi_r/dt' \end{aligned}$$

exprimate cu ajutorul fluxurilor totale (propriii plus mutuale), rotorice, ψ_r și statorice, ψ_s , date de:

$$\begin{aligned}\psi_s &= L_s i_s + M_{sr} i_r \\ \psi_r &= L_r i_r + M_{rs} i_s\end{aligned}$$

unde $L_s = L_{su} + L_{s\sigma}$ și $L_r = L_{ru} + L_{r\sigma}$ sunt inductivitățile proprii, statorică, și rotorică, reprezentând sume dintre inductivitatea utilă și de scăpări a fiecărei înfășurări, statorică, respectiv rotorică, iar inductivitățile mutuale, stator-rotor și rotor-stator sunt egale și dependente sinusoidal de poziția rotorului conform:

$$M_{sr} = M_{rs} = M \sin \theta,$$

respectiv,

$$M_{sr} = M_{rs} = M \cos \theta$$

pentru cuplajul dintre e1-e2 și B1-B2, respectiv dintre e1-e2 și A1-A2, M fiind inductanța mutuală maximă dintre înfășurările, primară e1-e2 și o înfășurare secundară, obținută la alinierea axelor. În ipoteza că sistemul este liniar, aceste inductanțe se pot exprima funcție de numerele de spire, N_s , N_r , factorii de înfășurare, k_{ws} , k_{wr} și de reluctanța constantă a circuitului magnetic, R_m :

$$L_{su} = k_{ws}^2 N_s^2 / R_m, \quad L_{ru} = k_{wr}^2 N_r^2 / R_m, \quad M = k_{ws} k_{wr} N_s N_r / R_m.$$

Trecând la reprezentarea în complex simplificat, ecuațiile de tensiuni devin:

$$\begin{aligned}\underline{U}_r &= j\omega L_{ru} \underline{I}_r + j\omega L_{r\sigma} \underline{I}_r + j\omega M \sin \theta \underline{I}_s + R_r \underline{I}_r \\ -\underline{U}_s &= j\omega L_{su} \underline{I}_s + j\omega L_{s\sigma} \underline{I}_s + j\omega M \sin \theta \underline{I}_r + R_s \underline{I}_s\end{aligned}$$

Punând în evidență reactanțele de dispersie, $X_{r\sigma} = j\omega L_{r\sigma}$, $X_{s\sigma} = j\omega L_{s\sigma}$, cele corespunzătoare fluxului propriu, $X_{ru} = j\omega L_{ru}$, $X_{su} = j\omega L_{su}$ și cele corespunzătoare fluxului mutual, $X_{rs} = X_{rs} = X_m = j\omega M$, termenii t.e.m. de inducție proprie, $\underline{E}_s = -jX_{su} \underline{I}_s$, $\underline{E}_r = -jX_{ru} \underline{I}_r$, respectiv t.e.m. de inducție mutuală, $\underline{E}_{sr} = -jX_m \sin \theta \underline{I}_r$, $\underline{E}_{rs} = -jX_m \sin \theta \underline{I}_s$, ecuațiile de tensiuni (1.6) se pot scrie de forma:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_r &= (R_r + jX_{r\sigma})\underline{I}_r + jX_{ru}\underline{I}_r + jX_{rs} \sin \theta \underline{I}_s = \\
&= (R_r + jX_{r\sigma})\underline{I}_r - \underline{E}_r - \underline{E}_{rs} \\
-\underline{U}_s &= (R_s + jX_{s\sigma})\underline{I}_s + jX_{su}\underline{I}_s + jX_{sr} \sin \theta \underline{I}_r = \\
&= (R_s + jX_{s\sigma})\underline{I}_s - \underline{E}_s - \underline{E}_{sr}
\end{aligned}$$

În cazul funcționării în gol, $\underline{I}_s = 0$, $\underline{I}_r = \underline{I}_{r0}$ se obțin ecuațiile:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_r &= -\underline{E}_{r0} + (R_r + j\omega L_{r\sigma})\underline{I}_{r0} \cong j\omega L_{ru}\underline{I}_{r0} \\
-\underline{U}_{s0} &= -\underline{E}_{sr0} = j\omega M \sin \theta \underline{I}_{r0}
\end{aligned}$$

Raportul tensiunilor la borne la funcționarea în gol are expresia:

$$\frac{U_r}{U_{s0}} \cong \frac{E_{r0}}{E_{sr0}} = \frac{L_{ru}}{M \sin \theta} = \frac{k_{wr}^2 N_r^2}{k_{ws} N_s k_{wr} N_r \sin \theta} = \frac{k_{wr} N_r}{k_{ws} N_s \sin \theta} = \frac{k}{\sin \theta}$$

,(1.12)

Acest raport depinde atât de raportul de transformare în tensiune al resolverului, k definit pentru $\theta = 90^\circ$, la fel ca la mașinile asincrone,

$$k = \frac{k_{wr} N_r}{k_{ws} N_s}$$

cât și de unghiul de poziție al rotorului, $\sin \theta$. Așadar, **la mersul în gol** tensiunea obținută la bornele secundare, în stator, este dependentă sinusoidal de unghiul θ :

$$\boxed{U_{B0} = \frac{1}{k} U_e \sin \theta} \quad \boxed{U_{A0} = \frac{1}{k} U_e \cos \theta}$$

La funcționarea în sarcină, intervin reacțiile curenților care modifică fluxul util deci și dependența ideală $U_{s0} = (1/k)U_r \sin \theta$, a tensiunii U_s , de unghiul θ .

6.3 Funcționarea resolverului sin-cos în regim de rotație continuă

La utilizarea resolverului sin-cos ca traductor de poziție rotorică pentru comanda MSA, rotorul resolverului se calează solidar pe axul motorului (cu axa a înfășurării de excitație, e1-e2 aliniată la o axă N a magnetului permanent), iar statorul

se fixează aliniind axele de referință statorice a resolverului și respectiv a motorului. Funcționarea resolverului are loc în regim de rotație continuă cu viteza unghiulară a motorului, $\Omega_m = 2\pi n$.

T.e.m. indusă pe cale statică într-o înfășurare statorică (A1-A2 sau B1-B2) va fi astfel modulată în amplitudine (relațiile (1.1), (1.2)) după o sinusoidă care descrie o perioadă completă la fiecare rotație de 360° el.-resolver, respectiv $360^\circ/p_{res}$ grade geometrice. Vom considera pentru simplitate că $p_{res} = 1$. Aspectul semnalului de ieșire din resolver se prezintă în fig.5 corespunzător uneia dintre cele două înfășurări secundare, statorice. Pentru cea de a doua înfășurare de ieșire unda modulatoare este defazată cu 90° el.-resolver. Trebuie remarcat că după o deplasare de 180° geometrice faza semnalului secundar de frecvență f_e se schimbă cu 180° (trece în antifază), corespunzător schimbării semnului coeficientului de cuplaj magnetic mutual între înfășurările rotorică (primară, e1-e2) și statorică (secundară). Are deci loc modularea sinusoidală, în amplitudine a semnalului purtător de frecvență ridicată, f_e și deasemeni schimbarea fazei sale cu 180° la fiecare semiperioadă a undei modulatoare de frecvență joasă, f_m , determinată de rotația mecanică.

Pentru a extrage informația privind unghiul de deplasare rotorică θ semnalul de ieșire din resolver, u_A , u_B (fig. 6.10) este prelucrat prin demodulare și filtrare, obținându-se două semnale sinusoidale defazate cu 90° , $u_{DEM-SIN}$, $u_{DEM-COS}$ sugerate în fig. 6.

6.3.1 Demodularea și filtrarea

Sunt operații prin care se elimină unda de 7 kHz și se obțin două sinusoidale defazate la 90° el.-resolver, care constituie informația asupra unghiului θ de poziție a inductorului față de înfășurările de fază din statorul MSA.

Pentru demodulare se folosește pentru fiecare ieșire din resolver câte un circuit integrat de *înmulțire analogică*. La intrarea multiplicatorului se introduc unda de 7 kHz și unda modulată, iar la ieșire se obține sinusoida demodulată. Înmulțirea se face algebric. În fig.6.10 se prezintă grafic modul de efectuare a produselor între cele două unde. Între $\theta = 0^\circ$ și $\theta = 180^\circ$ alternanțele de 7 kHz din oscilator și din unda modulată sunt în fază astfel că semnul produsului este mereu pozitiv ca în partea de jos a fig. 6.10. În intervalul $\theta = 180^\circ$ și $\theta = 360^\circ$ alternanțele de 7 kHz din cele două unde sunt în antifază, astfel încât semnul produsului este mereu negativ. Înfășurătoarea undei

demodulate, după o filtrare RC constituie unda de ieșire din resolver. În fig. 6.10 s-a prezentat demodularea pentru ieșirea $\sin\theta$; la fel se procedează și pentru unda $\cos\theta$, defazată cu 90° față de prima.

În fig. 6.11 se prezintă schema resolverului fără contacte, cu alimentare prin transformator cu secundarul rotitor, TR, cât și schema de demodulare DEM-SIN, respectiv DEM-COS.

Când *rotorul* resolverului este în *repaus*, în cele două înfășurări A1-A2 respectiv B1-B2 se induce t.e.m. de frecvență 7 kHz, a căror amplitudine, depinde de valoarea unghiului θ , adică de poziția relativă a înfășurării de excitație e1-e2 față de fiecare din cele două înfășurări de pe stator.

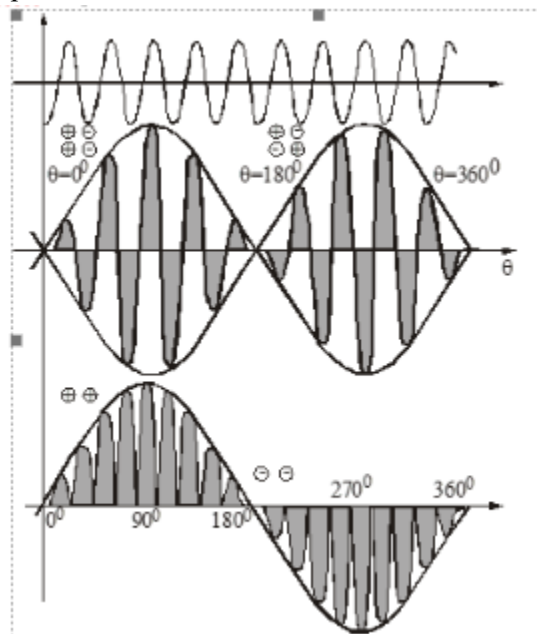


Fig. 6.10 Demodularea semnalelor de sin și cos

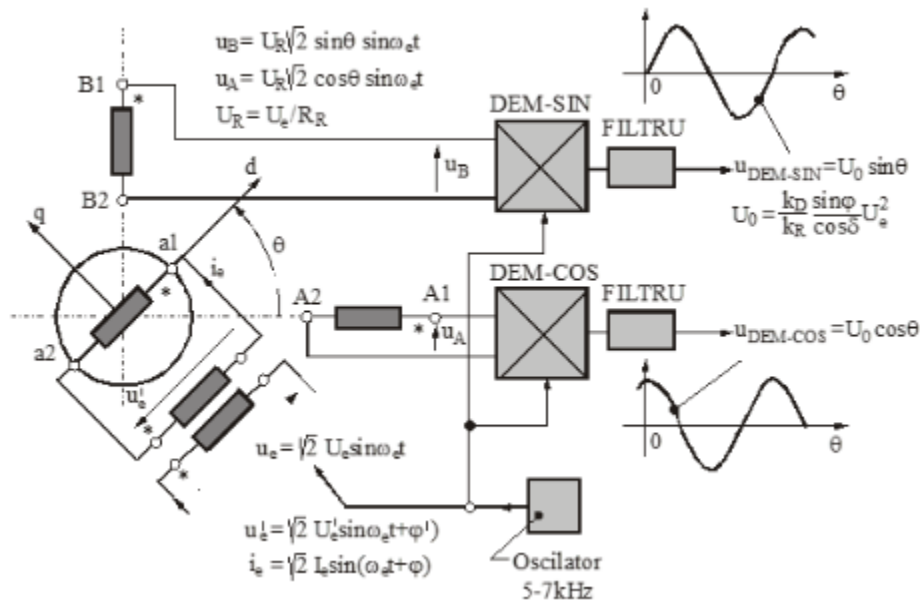


Fig. 6.11 Schema bloc a resolverului cu demodulator

În fig. 6.10 se prezintă tensiunea de excitație de 7 kHz, tensiunea modulată $U_0 \sin \theta$ din înfășurarea B1-B2 și în partea de jos aceeași tensiune după demodulare (redresare sensibilă la fază), înainte de filtrare.

Eroarea specifică regimului de rotație continuă

Spre deosebire de regimul static, în cazul rotației continue, într-o înfășurare statorică a resolverului, (pe lângă inducția statică, transformatorică, de frecvență de excitație, f_e) suplimentar are loc un fenomen de inducție dinamică, determinat de deplasarea relativă a fluxului primar, creat de înfășurarea e1-e2, în raport cu conductoarele înfășurării statorice A1-A2, respectiv B1-B2. T.e.m de inducție dinamică va avea pulsația, respectiv frecvența, determinată de viteza de rotație a motorului și de numărul de poli ai resolverului, $\omega_m = p_R \Omega_m$, respectiv $f_m = p_M \Omega_m / 2\pi$.

Prezența t.e.m. de inducție dinamică în ecuația de tensiuni a fiecărei înfășurări secundare statorice A1-A2, B1-B2, conduce la apariția unui unghi de defazaj, de eroare, δ , în expresia tensiunilor de ieșire din traductor, $u_{DEM-COS}$, $u_{DEM-SIN}$. Expresia acestui unghi de eroare, δ , și a mărimilor de care depinde se evidențiază în cele ce urmează.

La bornele de intrare (primare, statorice) ale transformatorului de alimentare a resolverului fără contacte se aplică o tensiune sinusoidală de amplitudine constantă și frecvență f_e , sensibil mai mare decât frecvența de rotație a motorului $f_m = n[\text{rot/sec}]$:

$$u_e = U_e \sqrt{2} \sin \omega_e t$$

Curentul prin înfășurarea e1-e2, la mersul în gol se poate scrie de forma:

$$i_{e0} = I_e \sqrt{2} \sin(\omega_e t - \varphi),$$

unde I_{e0} este valoarea efectivă, iar φ este defazajul în raport cu tensiunea u_e aplicată la intrarea transformatorului rotitor axial, defazaj care diferă în raport cu valoarea ideală de $\pi/2$, din cauza căderilor de tensiune nenule, pe impedența de scurtcircuit a transformatorului TR și a primarului de resolver.

Ecuțiile de tensiuni din cele două înfășurări statorice se scriu acum ținând cont și de t.e.m. induse pe cale dinamică:

$$\begin{aligned} u_A &= R_s i_A - e_{Ast} - e_{Adin} \\ u_B &= R_s i_B - e_{Bst} - e_{Bdin} \end{aligned}$$

Pentru regimul de mers în gol, $i_A = 0, i_B = 0$, se păstrează doar termenul corespunzător inducției statice mutuale din t.e.m. statică totală, e_{st} și t.e.m. dinamică, e_{din} din fiecare ecuație. Pentru înfășurarea B1-B2 (sin), expresiile acestor t.e.m. sunt:

$$\begin{aligned} e_{Bst} &= \left(-\frac{d}{dt} \Psi_B \right)_{\theta=ct} = -\frac{d}{dt} (M i_e \sin \theta) = \\ &= -X_m I_e \sqrt{2} \sin \theta \cos(\omega_e t - \varphi) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_{Bdin} &= -\left(\frac{\partial}{\partial \theta} \Psi_B \right) \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt} (M i_e \sin \omega_m t) \omega_m = \\ &= -v_e X_m I_e \sqrt{2} \cos \theta \sin(\omega_e t - \varphi) \end{aligned}$$

unde $X_m = \omega_e M$ este reactanța de magnetizare a resolverului, $\theta = \omega_m t$, iar $v_e = \omega_m / \omega_e$. Se evidențiază astfel dependența t.e.m. dinamice, e_{din} de viteza rotorului, $\Omega_m = \omega_m / p_R$.

Cu relații similare obținute pentru t.e.m. induse în înfășurarea A1-A2, expresiile celor două tensiuni de ieșire la gol,

$$\begin{aligned} u_A &= -e_{Ast} - e_{Adin} \\ u_B &= -e_{Bst} - e_{Bdin} \end{aligned}$$

devin:

$$\begin{aligned} u_A &= U_R \sqrt{2} [\cos\theta \cos(\omega_e t - \varphi) - v_e \sin\theta \sin(\omega_e t - \varphi)] \\ u_B &= U_R \sqrt{2} [\sin\theta \cos(\omega_e t - \varphi) + v_e \cos\theta \sin(\omega_e t - \varphi)], \end{aligned} \quad (1.19)$$

unde $U_R = X_m I_e$ este valoarea efectivă maximă a tensiunii la bornele secundare, exprimabil de asemenea drept, $U_R = (1/k_R) U_e$, cu $k_R = k_{TR} k$, k_{TR} fiind raportul de transformare al transformatorului TR.

Se observă că atunci când raportul frecvențelor v_e are valoare redusă, $v_e \rightarrow 0$ ($\omega_e \gg \omega_m$) termenul al doilea din fiecare expresie este neglijabil; în acest caz tensiunile u_A și u_B reprezintă două semnale de pulsație ω_e , dar având amplitudinea modulată conform funcției $\sin\theta$ respectiv $\cos\theta$ a unghiului $\theta(t)$ de poziție rotorică instantanee; eroarea introdusă de mișcarea de rotație este neglijabilă.

Scopul traductorului este ca la cele două ieșiri ale sale să se obțină semnale proporționale cu funcțiile $\sin\theta$, respectiv $\cos\theta$; de aceea tensiunile de ieșire din resolver, modulate, u_A și u_B sunt aplicate la două demodulatoare DEM-COS și DEM-SIN pentru ca semnalul purtător, de pulsație mare, ω_e să fie eliminat, menținut fiind numai semnalul modulator, $\sin\theta$, $\cos\theta$, cu $\theta = \omega_m t$.

Principiul demodulării constă în efectuarea înmulțirii semnalului modulat (u_A respectiv u_B) cu însăși tensiunea de alimentare u_e (operație realizată cu două circuite de înmulțire analogică), având ca efect redresarea sensibilă la fază a semnalului modulat; operația de înmulțire este urmată de o filtrare RC care îndepărtează cât mai mult posibil

conținutul de armonici superioare, păstrând doar fundamentală, $\sin\theta$ respectiv $\cos\theta$, și care corespunde operației matematice de mediere a semnalului pe o semiperioadă.

$$u_{DEM-COS} = \frac{k_D}{\pi} \int_0^\pi u_e u_A d(\omega_e t)$$

$$u_{DEM-SIN} = \frac{k_D}{\pi} \int_0^\pi u_e u_B d(\omega_e t)$$

Semnalele demodate și filtrate livrate la ieșirea traductorului se obțin de forma:

$$\begin{aligned} u_{DEM-COS} &= u_{D-A1} - v_e u_{D-A2} = U_D (\cos\theta \sin\varphi - v_e \sin\theta \cos\varphi) = \\ &= U_D \frac{\sin\varphi}{\cos\delta} (\cos\theta \cos\delta - \sin\theta \sin\delta) = \\ &= U_D \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} \cos(\theta + \varphi) = U_0 \cos(\theta + \delta) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{DEM-SIN} &= u_{D-B1} + v_e u_{D-B2} = U_D (\sin\theta \sin\varphi + v_e \cos\theta \cos\varphi) = \\ &= U_D \frac{\sin\varphi}{\cos\delta} (\sin\theta \cos\delta + \cos\theta \sin\delta) = \\ &= U_D \frac{\sin\varphi}{\cos\delta} \sin(\theta + \delta) = U_0 \sin(\theta + \delta) \end{aligned}$$

Unde:

$$U_D = k_D U_e U_R = (k_D / k_R) U_e^2, \quad U_0 = (R_D \sin\varphi / k \cos\delta) U_e^2.$$

Prin relația:

$$\boxed{tg\delta = v_e ctg\varphi}$$

s-a introdus *unghiul de eroare* δ , reprezentând defazajul tensiunilor de ieșire, $u_{DEM-COS}$ și $u_{DEM-SIN}$ în raport cu funcțiile armonice ideale ale unghiului θ , $\cos\theta$ respectiv $\sin\theta$. Unghiul de eroare δ scade atunci când frecvența de excitație f_e este

mult mai mare decât viteza mecanică a rotorului (motorului) $f_m = n[rps]$, respectiv $v_e = \frac{f_m}{f_e} \rightarrow 0$

și atunci când sunt reduse impedanța de scurtcircuit a transformatorului rotitor și impedanța înfășurării rotorice (de excitație) a resolverului.

Astfel, pentru un unghi de întârziere de $\varphi = 45^0$ între tensiunea de excitație și tensiunea de ieșire a resolverului (exagerat de mic tocmai pentru a demonstra implicațiile produse de t.e.m. de rotație), $ctg\varphi = 1$ și deci $tg\delta = v_e$. De exemplu, pentru o alimentare a resolverului cu o tensiunea de frecvență de 10kHz, pentru o frecvență de rotație de 100Hz, unghiul de decalare este:

$$\delta = arctg v_e = arctg 100/10000 = 0,6^0$$

În cazul în care frecvența tensiunii de alimentare este de numai 1kHz, pentru aceeași viteză de rotație, unghiul de decalare devine:

$$\delta = arctg v_e = arctg 100/1000 = 5,7^0$$

Evident că, pentru un resolver multiploar, viteza relativă devine $v_e = p_R \omega_m / \omega_e$. Astfel, pentru o mașină cu 8 poli și o frecvență de alimentare a resolverului de 10 kHz, defazajul δ este:

$$\delta = arctg 4 \cdot 100/10000 = 2,3^0$$

care atinge pentru 1 kHz:

$$\delta = arctg 4 \cdot 100/1000 = 21,8^0$$

Aceste exemple evidențiază motivul pentru care se alege frecvența de alimentare a resolverului cât mai ridicată pentru a reduce cât mai mult posibil eroarea introdusă de viteză.

Acest dezavantaj al apariției unui decalaj proporțional cu viteza poate fi transformat într-un avantaj, în cazul în care se are în vedere extinderea plajei de viteză a servomotorului fără perii, prin decalarea în avans a curentului statoric: $\varepsilon = \varepsilon_{opt} > \pi/2$. În acest scop, până la viteza nominală, resolverul se alimentează printr-un generator de frecvență comandat cu frecvență maximă și cu $\varepsilon = \pi/2$, după care ε scade pe măsură ce viteza mașinii crește.

Bibliografie:

- [1] Alrifai, M., Zribi, M., Krishnan, R., et al.: Nonlinear Speed control of Switched Reluctance Motor Drives Taking into Account Mutual Inductance. *J. of Contr. Sc. Eng.*, ID 491625, Hindawi (2008)
- [2] Astrom, K.J., Wittenmark, B.: *Adaptive Control*. Addison-Wesley, New York (1989)
- [3] Bartoszewicz, A.: Time-varying sliding modes for second order systems. *IEE Proc. Contr. Th. Appl.* 143, 455–462 (1996)
- [4] Becerra, R.C., Ehsani, M., Miller, T.J.E.: Commutation of SR Motors. *IEEE Trans. P. Electr.* 8, 257–263 (1993)
- [5] Binder, A.: Switched reluctance Drive and Inverter-fed Induction Machine – a comparison of Design Parameters and Drive Performance. *El. Eng.* 82, 239–248 (2000)
- [6] Bjaaberg, F., Kjaer, P.C., Rasmussen, P.O.: Improved digital Current Control in Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Trans. P. Electr.* 14, 666–669 (1999)
- [7] Blanke, M.: *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer, Berlin (2006)
- [8] Cameron, D., Lang, J., Umans, S.: The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 28, 1250–1255 (1992)
- [9] Chang, Y.: On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator. *IEEE Trans. Ind. Electr.* 55, 445–454 (2008)
- [10] Cheok, A.D., Zhang, Z.F.: Fuzzy logic rotor position estimation based switched reluctance motor dsp drive with accuracy enhancement. *IEEE Trans. P. Electr.* 20, 908–921 (2005)
- [11] Chi, H.P., Lin, R.L., Chen, J.F.: Simplified flux-linkage model for switched reluctance motors. *IEE Proc. El. P. Appl.* 152, 577–583 (2005)
- [12] Deger, M.W., Lorenz, R.D.: Using Multiple Saliences for the Estimation of Flux Position and Velocity. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 34, 1097–1104 (1998)
- [13] Deihimi, A., Farhangi, S., Henneberger, G.: A general nonlinear model of switched reluctance motor with mutual coupling and multiphase excitation. *E. Eng.* 84 (2002)
- [14] Ehsani, M., Husain, I., Mahajan, S., et al.: Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 30, 85–91 (1994)
- [15] Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., Miller, J.E.: A New Sensorless Method for

- Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 34, 832–840 (1998)
- [16] Hong, J.P.: Stator Pole and Yoke Design for Vibration Reduction of Switched Reluctance Motor. *IEEE Trans. Mag.* 38, 929–932 (2002)
- [17] Hussain, I.: Minimization of Torque Ripple in SRM Drives. *IEEE Trans. Ind. Electr.* 49 (2002)
- [18] Husain, I., Radun, A.: Fault analysis and Excitation Requirements for Switched Reluctance Generators. *IEEE Trans. E. Conv.* 17, 67–72 (2002)
- [19] Ichinikura, O., Kikuchi, T., Nakamura, K.: Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator. *IEEE Trans. Mag.* 39, 3253–3255 (2003)
- [20] Jack, A.G., Mecrow, B.C., Haylock, J.A.: A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant operation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 32, 889–895 (1996)
- [21] Kamper, M.J., Rasmeni, S.W., Wang, R.J.: Finite element time step simulation of the switched reluctance machine drive under single pulse mode operation. *IEEE Trans. Mag.* 43, 3202–3281 (2007)
- [22] Khalil, A., Husain, I.: A Fourier series generalized geometry based analytical model of switched reluctance machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 43, 673–684 (2007)
- [23] Kjaer, P.C., Gribble, J.J., Miller, T.J.E.: Dynamic testing of switched reluctance motors for high-band actuator applications. *IEEE/ASME Trans. Mechatr.* 2, 123–135 (1997)
- [24] Krishnan, R.: *Switched Reluctance Motor Drives*. CRC Press, Cambridge (2001)
- [25] Levine, W.S. (ed.): *The Control Handbook*. CRS Press / IEEE Press (1996)
- [26] Lin, F.C., Yang, S.: An approach to producing controlled radial force in switched reluctance motor. *IEEE Trans. Ind. Electr.* 54, 2137–2146 (2007)
- [27] Lin, F.C., Yang, S.M., Lee, J.: Instantaneous Shaft Radial Force Control with Sinusoidal Excitations for Switched Reluctance Motors. *IEEE Trans. En. Conv.* 22, 629–636 (2007)
- [28] Liptak, M., Rafajdus, P., Hrabcova, V.: Optimal Excitation of a Single-Phase SR Generator. In: *Conference Proceedings of 16th Int. Conf. El. Mach. ICEM 2004* (2004)
- [29] Lu, W.Z., Keyhani, A., Fardoun, A.: Neural network based modeling and parameter identification of switched reluctance motors. *IEEE Trans. En. Conv.* 18, 284–290 (2003)

- [30] Mademlis, C., Kioskederis, I.: Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control. *IEEE Trans. En. Conv.* 18, 448–457 (2003)
- [31] McCann, R.A., Islam, M.S., Hussain, I.: Application of a Sliding Mode Observer for Position and Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 37, 51–58 (2001)
- [32] Miller, T.J.E.: *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Magna Physics Publishing / Oxford University Press, Hillsboro (1993)
- [33] Miller, T.J.E.: Optimal Design of Switched Reluctance Motors. *IEEE Trans. Ind. Electr.* 49 (2002)
- [34] Nasserline, M., Rizk, J., Nagrial, M.: Switched Reluctance Generator for Wind Power Applications. *World Acad. Sc. Eng. Techn.* 41, 126–130 (2008)