

## *Curs 3*

**Sisteme de propulsie cu motoare de curent  
continuu în VE și VEH**

Sistemele de propulsie reprezintă "inima" vehiculelor electrice (VE) și a vehiculelor electrice hibride (VEH). Acest sistem este compus din motorul electric, convertorul electronic de putere și unitățile de control ale acestora. Motorul electric, așa cum s-a mai menționat în capitolele anterioare, realizează conversia energiei electrice în energie mecanică, distribuită apoi prin intermediul transmisiei mecanice la roțile automobilului. Acest proces de transformare este și reversibil, atunci când se realizează frânarea recuperativă, transformând energia mecanică în energie electrică. În cazul frânării recuperative, energia electrică dezvoltată este transmisă și stocată în unitatea de stocare, materializată prin baterii sau prin ultracondensatori. Despre acest aspect vom discuta în detaliu într-un capitol următor. Convertorul electronic este utilizat pentru a alimenta cu tensiune și implicit curent, motorul electric de propulsie. Unitatea de control realizează comanda convertorului trimițând semnalele de comandă pentru ca motorul să dezvolte cuplul și viteza impuse de regimul de deplasare al autovehiculului. Unitatea de control poate fi disecată în continuare în trei ansamble funcționale: senzori, circuite de interfațare și procesorul central. Senzorii sunt utilizați pentru a traduce valorile măsurabile de tensiune, curent, temperatură, viteză, cuplu și flux în semnale electrice pe care circuitele de interfațare le pot digera. Cu alte cuvinte, valorile mai sus menționate ca valori măsurate, sunt transformate în valori de semnal de tensiune pe care, circuitele de interfațare le pot accepta.

Procesorul care realizează în timp real comanda prezintă la ieșire o serie de semnale, de obicei digitale, care la rândul lor sunt amplificate prin circuite amplificatoare pentru ca acestea să fie în acord cu cerințele circuitelor de comandă ale convertorului de putere. Schema bloc principală a unui sistem de propulsie al unui vehicul electric este ilustrată în fig. 3.1.

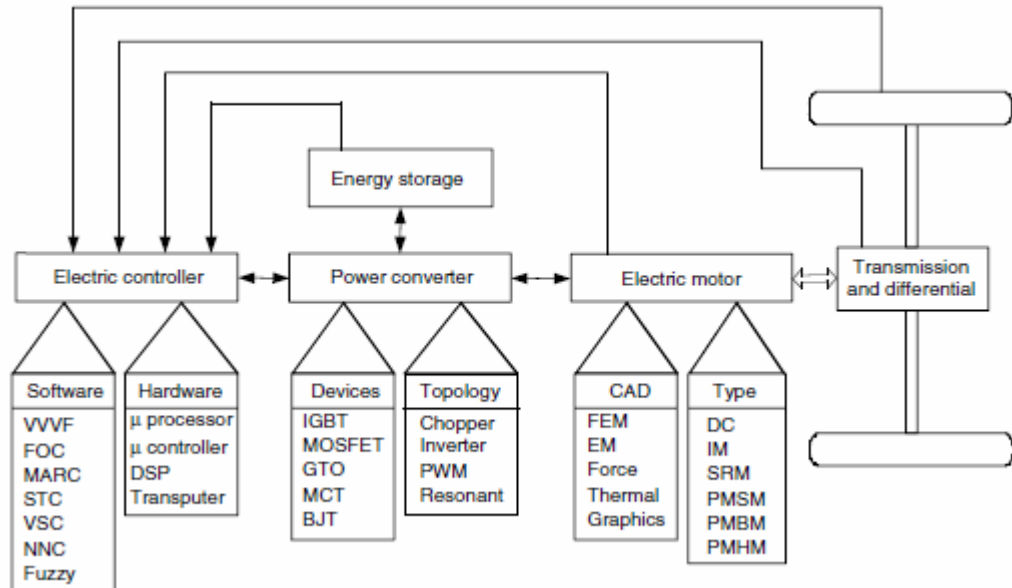


Fig. 3.1 Schema bloc funcțională a sistemului de propulsie a unui VE

Alegerea sistemului de propulsie al unui VE sau VEH depinde în mare parte de o serie de factori care includ pretențiile clientului, constângerile de norme respectiv sursa de energie electrică disponibilă la bordul vehiculului. Pretențiile clientului sunt materializate prin profile de drum, accelerație, viteză maximă, capacitatea de a negocia cu declivitățile, fânare și domeniu de viteze. Constrângerile vehiculelor

includ volum și greutate, depinzând de tipul vehiculului. Sursa de energie depinde de tipul bateriilor, al pilelor de combustie, al ultracondensatorilor, al volantelor sau a hibridizării acestora. Ca atare, alegerile în ceea ce privește ansamblelor unității de propulsie se realizează în faza de proiectare a sistemului. Interacțiunea dintre subansamblele cu care vehiculul este echipat au impact asupra performanțelor acestuia considerând totodată o serie de compromisuri care trebuie atent examinate.

Spre deosebire de motoarele utilizate în echipamente industriale, cele din VE sau VEH au regimuri de operare intermitente, cu multe porniri și opriri, accelerări și decelerări, variații briște de cuplu și gamă foarte largă de viteze.

Motoarele electrice care pot fi instalate pe vehicule electrice sau hibride pot fi divizate în două mari categorii, și anume cele care în funcționare au comutație și cele care nu au comutație. La acest aspect face referire fig. 3.2.

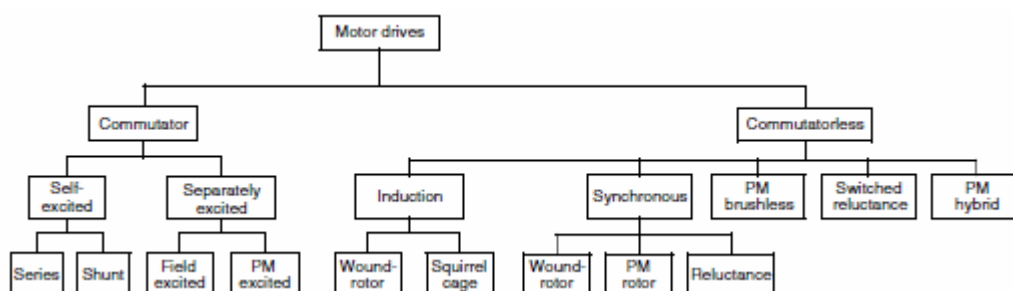


Fig. 3.2 Clasificare motoarelor electrice utilizate în VE și VEH

Motoarele care prezintă comutație sunt cele de curent continuu tradiționale, incluzând aici cele cu excitație serie, separată, mixtă respectiv motoarele cu excitație cu magnet permanent (MP) și electromagnetă. Acestea au nevoie de sistemul perii-colector pentru a alimenta înfășurarea de excitație, acest fapt denaturând performanțele mașinii în ceea ce privește mentenanța ei și limitarea în viteză. Mai mult motoarele care au sistemul perii-colector, au o densitate de putere mică. Totuși, dezvoltarea lor fiind acum la maturitate, acestea sunt implementate cu succes în multe unități de propulsie în special în domeniul tracțiunii electrice.

Dezvoltarea tehnologică a mașinilor electrice a trecut în ultimii ani în domeniul mașinilor electrice fără comutație. Acestea au o serie de avantaje față de cele mai sus menționate, și anume au randament ridicat, densitate de putere mare și costuri de mentenanță scăzute. Totodată sunt mult mai sigure în exploatare față de cele cu comutație. Ca atare, interesul este din ce în ce mai acerb pentru această clasă de motoare ca fiind văzute ca viitorul în ceea ce privește propulsia autovehiculelor electrice și hibride.

Din cadrul motoarelor fără comutație fac parte și cele de inducție. Ele sunt pe scară largă acceptate în domeniul VE și VEH pentru siguranța lor în exploatare, robustețea și simpla lor mentenanță. Cu toate acestea, controlul motoarelor de inducție, cum ar fi tensiune și frecvență variabilă, nu prezintă performanțe foarte bune în ceea ce privește necesitățile unui vehicul electric. Evoluția sistemelor de control a rezolvat și acest aspect, implementând strategii cum ar fi controlul orientat după câmp sau controlul vectorial al mașinilor de inducție. Cu toate acestea, motoarele de inducție controlate astfel încă suferă datorită randamentului scăzut la subîncărcare respectiv sunt limitate în domeniul puterii constante.

O altă clasă sunt motoarele sincrone la care dacă înfășurarea clasică de excitație este înlocuită cu magnet permanent, acestea devin mașini electrice fără sistem perii-inele. Un avantaj imediat este reducerea la zero a pierderilor din circuitul

de excitație. În literatura stăină aceste mașini au căpătat un alt nume decât mașina sincronă, fiind numite mașini de curent alternativ cu magnet permanent fără perii, sau mașini cu alimentare sinusoidală fără perii și magnet permanent. Atunci când magneți permanenți sunt plasați la suprafața rotorului, mașinile acestea se comportă ca mașini sincrone cu poli înecați deoarece permeabilitatea magnetică a magneților este similară celei a aerului. Dacă magneții sunt îngropați în circuitul magnetic al rotorului, apare fenomenul de poli aparenti producând un cuplu reluctanț care facilitează o plajă largă de viteze la care mașina poate fi operată în regim de putere constantă. Controlul acestor mașini este realizat tot cu control vectorial, însă de această dată, spre deosebire de mașinile de inducție, nu mai trebuie calculată alunecare. Aceasta face ca mașina sincronă cu magneți permanenți (MSPM) să fie calificată și acceptată pe scară largă în ceea ce privește domeniul de aplicabilitate în VE și VEH.

Pe de altă parte, abandonul înfășurării de excitație dar și al magneților permanenți, duce la o altă clasă de mașini electrice, și anume, cele sincrone cu reluctanță variabilă. Aici se profită de variația reluctanței la nivelul rotorului datorită polilor aparenti ai mașinii. Rotorul acestei mașini este unul pasiv, fără înfășurări și fără magneți permanenți. Aceste mașini sunt simple și ieftine din punct de vedere constructiv, însă înlăturând puterea pe care o dădea rotorul activ, puterea globală pe care mașina o poate livra este net inferioară celor anterior prezentate.

La mașinile de curent continuu la care excitația (circuitul electric de pe stator) a fost înlocuit cu MP, aceasta încă are nevoie de sistemul perii colector pentru alimentarea indusului (circuitul electric de pe rotor). Dacă se realizează o schimbare virtuală a statorului cu rotorul, se obține o mașina de curent continuu cu MP fără perii. Trebuie menționat faptul că, numele de mașină de curent continuu aici poate să se înțeleagă greșit. Această nouă structură nu se mai alimentează în curent continuu. Numele vine de la faptul că se alimentează în pulsuri de tensiune continuă, de formă rectangulară care alternează față de zero. Primul avantaj, este deja clar, anume, înlăturarea periilor și a colectorului. Un alt avantaj esențial este capacitatea mașinii de a produce cuplu mare datorită interacțiunii la ortogonalitate a câmpului dat de MP și a celui dat de înfășurare. Datorită configurației mașinii, secțiunea conductoarelor de pe stator poate fi crescută, ducând mașina la puteri mai mari, pe de o parte, și, pe de altă parte, răcirea este facilitată acum, fiind înfășurarea parcursă de curent fixată pe carcasa mașinii. Spre deosebire de mașinile sincrone cu MP, cele de curent continuu cu MP necesită detectarea poziției rotorului. Recent s-au dezvoltat și strategii de control fără senzor de poziție de către o echipă de cercetători de la universitatea din Texas.

O altă categorie de mașini electrice care au potențial din ce în ce mai apreciat în domeniul VE și VEH sunt mașinile cu reluctanță comutată, sau SRM din englezescul “switched reluctance machine”. Aceste mașini au avantaje net superioare altor structuri, cum ar fi: simplitate constructivă, preț scăzut de implementare și o foarte bună caracteristică de variație a cuplului cu viteza. În contrast cu simplitatea constructivă, controlul și proiectarea acestor mașini este una relativ complexă și necesită etape de testare empirică respectiv vastă experiență a proiectantului în domeniul acestei mașini. Dificultatea în proiectare și control vine de la problema saturației polilor mașinii respectiv a fenomenului de fluxului de scăpări sau mai bine zis a fluxurilor care vagabondează în interiorul mașinii. În mod tradițional, aceste mașini sunt operate utilizând un senzor de poziție rotorică pentru a detecta poziția exactă a polilor rotorici față de cei statorici. Senzorii clasici de poziție sunt însă vulnerabili la socuri mecanice, la praf și la intemperii. Ca atare, existența acestui senzor de poziție necesar operării mașinii, reduce arealul de utilitate a ei respectiv

reduce siguranța ei în exploatare. De-a lungul timpului însă, s-au dezvoltat strategii bine puse la punct care elimină necesitatea acestui senzor și care oferă siguranță în exploatarea mașinii în domeniul de viteză de la zero la cea maximă. Despre acest aspect vom discuta în capitolele ce urmează.

### 3.1. Motorizarea cu mașini de curent continuu

Motoarele de curent continuu au fost și încă sunt folosite cu mult succes în aplicații unde este necesară reglarea în plajă largă a vitezei, opriri și porniri dese, frânare și reversare de sens. Azi, aceste motoare ocupă un loc important în domeniul tracțiunii electrice de putere mare datorită maturizării lor tehnologice și a simplității atât a convertoarelor de comandă cât și a unităților lor de control.

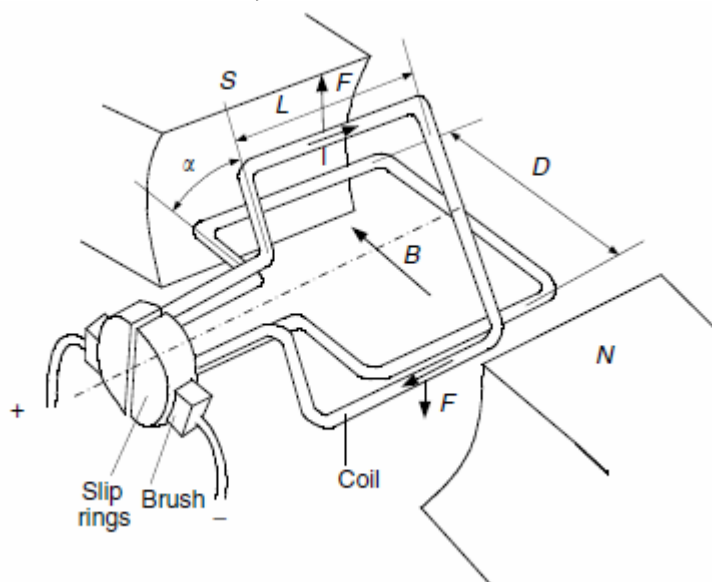


Fig. 3.3 Principiul de funcționare al motorului de curent continuu

Principiul lor de funcționare este foarte simplu. Făcând apel la fig. 3.3 putem explicita acest principiu. Atunci când un conductor electric este parcurs de curent, în jurul lui se produce un câmp electromagnetic. Forța care se produce acționează perpendicular pe suprafața conductorului. Această este proporțională cu amplitudinea curentului, cu lungimea conductorului respectiv cu inducția câmpului produs.

$F = BIL$	(3.1)
-----------	-------

Atunci când conductorul este așa fixat încât să formeze o bobină, forțele magnetice acționează pe ambele laturi ale ei, producând cuplu exprimat astfel:

$T = BIL \cdot \cos \alpha$	(3.2)
-----------------------------	-------

Unde  $\alpha$  este unghiul dintre planul bobinei și direcția câmpului magnetic. Acest câmp magnetic poate să fie produs de către un set de bobine sau de către un MP,

rezultând deci un motor fie bobinat fie cu magnet permanent. Bobina prin care trece curentul electric se numește indus. Pentru a obține cuplu maxim, de obicei bobinele indusului sunt plasate la un unghi  $\alpha=0^\circ$ . Astfel câmpul produs de această bobină va fi la  $90^\circ$  față de câmpul din circuitul de excitație, fixat pe stator, producând cuplu maxim.

Performanțele mașinii de curent continuu sunt cel mai des exprimate prin intermediul tensiunii de alimentare a indusului, prin tensiunea electromotoare și prin fluxul de excitație.

Există patru structuri uzuale de mașină de curent continuu, caracterizate prin diferența de conectare a înfășurărilor ei.

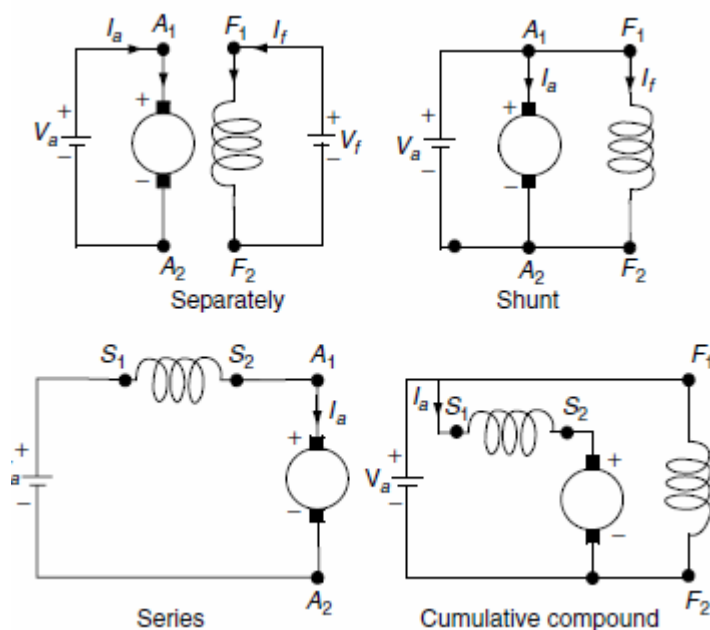


Fig. 3.4 Variantele uzuale de mașina de curent continuu

În fig. 3.4 se prezintă cele patru tipuri de conexiuni ale mașinii de curent continuu: excitație separată, excitație paralelă (sau derivație), excitație serie și excitație mixtă (sau compound).

În cazul motoarelor cu excitație separată tensiunile circuitelor de excitație și indus pot fi controlate separat și independent una de cealaltă. La conexiunea derivație, cele două înfășurări au aceeași tensiune de alimentare fiind conectate în paralel. Ca atare, aici, pentru controlul independent al curenților prin cele două înfășurări poate fi realizat dacă se introduce o rezistență variabilă în serie cu fiecare dintre ele. Aceasta este o metoda clasică însă foarte inefficientă, atât timp cât acele rezistențe în plus introduc pierderi de energie. Ca atare, o soluție corectă este introducerea controlului curenților prin intermediul convertoarelor electronice tip curent continuu-curent continuu (CC-CC). Acestea pot realiza controlul ferm al celor doi curenți independent cu pierderi de energie minime.

La varianta de conexiune în serie, curentul prin indus este același cu curentul prin excitație, ca atare, fluxul de excitație este funcție de curentul prin indus.

Conexiunea mixtă are două înfășurări de excitație: una în serie cu indusul și una în paralel. În general, fluxul celor două circuite de excitație se însumează, însă ele pot fi conectate și invers, pentru ca una din ele să anuleze parțial fluxul celeilalte.

În fig. 3.5 este prezentat circuitul echivalent în regim staționar al unei mașini de curent continuu. Rezistența  $R_a$  este rezistența electrică a înfășurării de indus.

Valoarea ei pentru variantele de conexiune separată și serie reprezintă valoarea doar a rezistenței indusului respectiv a sumei rezistenței indusului cu cea a excitației.

Ecuția de tensiune a mașinii de curent continuu este dată de (3.3). Aici  $\Phi$  este fluxul pe pol în Webber,  $I_a$  este curentul prin indus în A,  $V_a$  tensiunea prin indus,  $R_a$  este rezistența indusului,  $\omega_m$  este viteza indusului în  $rad/s$ ,  $T$  este cuplul dezvoltat de motor în  $Nm$  iar  $K_e$  este constanta de tensiune electromotoare a mașinii.

$V_a = E + R_a I_a$ $E = K_e \phi \omega_m$ $T = K_e \phi I_a$	(3.3)
--	-------

Facând substituțiile necesare în ecuația (3.3) putem obține relația cuplului ca:

$T = \frac{K_e \phi}{R_a} V - \frac{(K_e \phi)^2}{R_a} \omega_m$	(3.4)
--	-------

Ecuțiile (3.3) și (3.4) sunt aplicabile la orice mașină de curent continuu. Pentru mașina cu excitație separată, dat fiind că tensiunea circuitului de excitație este menținută constantă, se poate presupune că fluxul de excitație este practic constant o dată cu modificarea cuplului. În acest caz, caracteristica cuplu-viteză pentru motorul de cc. cu excitație separată este o linie dreaptă, precum s-a ilustrat în fig. 3.6

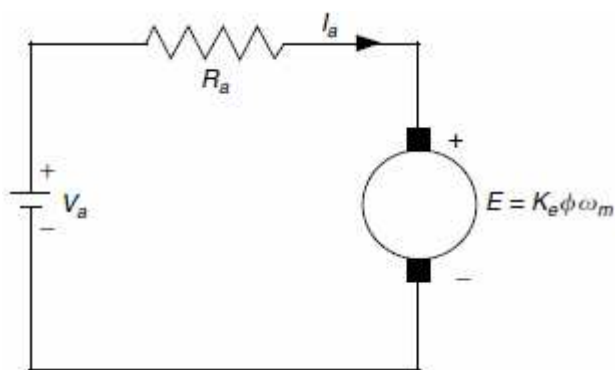


Fig. 3.5 Circuitul echivalent în regim staționar al mașinii de curent continuu

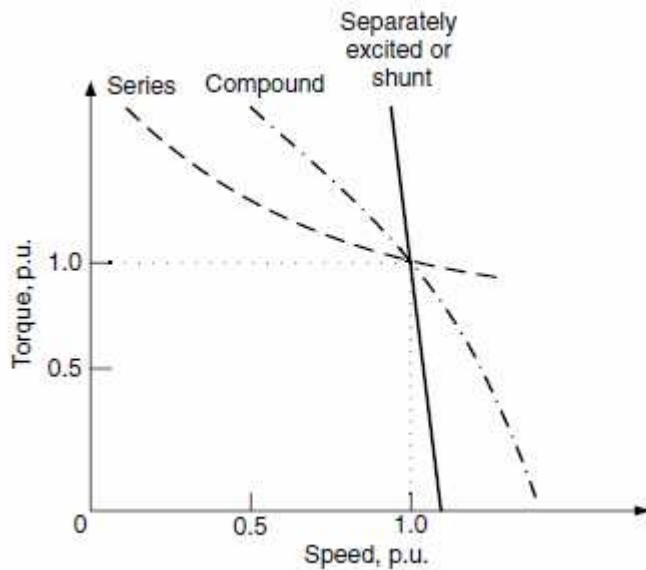


Fig. 3.6 Caracteristicile cuplu-viteză ale mașinii de curent continuu

Viteza de mers în gol a mașinii de curent continuu este determinată de valoarea tensiunii indusului și de fluxul de excitație. Viteza scade o dată cu încărcarea mașinii la arbore, iar reglajul ei depinde de rezistența circuitului de indus. Mașinile cu excitație separată sunt utilizate în aplicații unde se cere un reglaj fin și riguros al vitezei.

La mașinile cu conexiune serie a celor două circuite, fluxul este funcție de curentul de indus, ca atare, se poate presupune că acesta este proporțional cu curentul deci:

$\phi = K_f I_a$	(3.5)
------------------	-------

În acest caz, făcând apel la relații de mai sus, cuplul dezvoltat de motorul de curent continuu în configurație serie va fi:

$T = \frac{K_e K_f V_a^2}{(R_a + K_e K_f \omega_m)^2}$	(3.6)
--	-------

În fig. 3.6 este prezentată caracteristica de viteză a motorului de cc. serie la încărcarea cu cuplu. O dată cu creșterea încărcării mașinii, crește cuplul ceea ce face ca să crească curentul în circuitul de indus și deci implicit și în cel de excitație producând astfel căderea bruscă a vitezei. Este un fenomen natural, deoarece, o dată cu creșterea curentului deci a fluxului, viteza mașinii scade pentru a menține un balans constant între tensiunea de alimentare și tensiunea electromotoare indusă. Un motor de cc. standard este proiectat pentru a funcționa la punctul de saturație optimă pe caracteristica de material. La cuplu mare, deci curent mare, circuitul magnetic suprasaturează iar caracteristica viteză-cuplu se apropie de o linie dreaptă.

Motoarele de curent continuu serie sunt pretabile pentru aplicații unde este necesar un cuplu foarte mare de pornire cum se cere de exemplu în tracțiune electrică. Acesta a fost cazul tracțiunii electrice până la dezvoltarea electronicii de putere mare. Motoarele serie utilizate în tracțiune electrice aveau și o serie de dezavantaje. Ele nu



sunt operabile fără cuplu de pornire la arbore. Pornite în gol, fac ca curentul prin circuitul de excitație să fie mic, ceea ce duce la o supraturare a lui. Un alt dezavantaj major este reprezentat de dificultatea cu care se poate realiza frânarea recuperativă.

Ecuțiile care descriu performanța mașinii de cc. în conexiune mixtă pot fi derivate din ecuațiile (3.3). Caracteristicile de funcționare ale acestei structuri se găsesc între cele ale mașini în conexiune serie și derivație pe fig. 3.6.

### 3.1.1. Controlul combinat al tensiunii indusului și al câmpului de excitație

Independența tensiunii indusului și al câmpului de excitație permite un control mai flexibil al vitezei și cuplului al mașinii de curent continuu. În VE și VEH este de dorit ca mașina de propulsie să aibă un cuplu constant sub o anumită viteză (viteza nominală) și o cădere parabolică a cuplului o dată cu creșterea vitezei de rotație (zona de putere constantă), la viteze peste viteza nominală. O asemenea caracteristică este ilustrată în fig. 3.7.

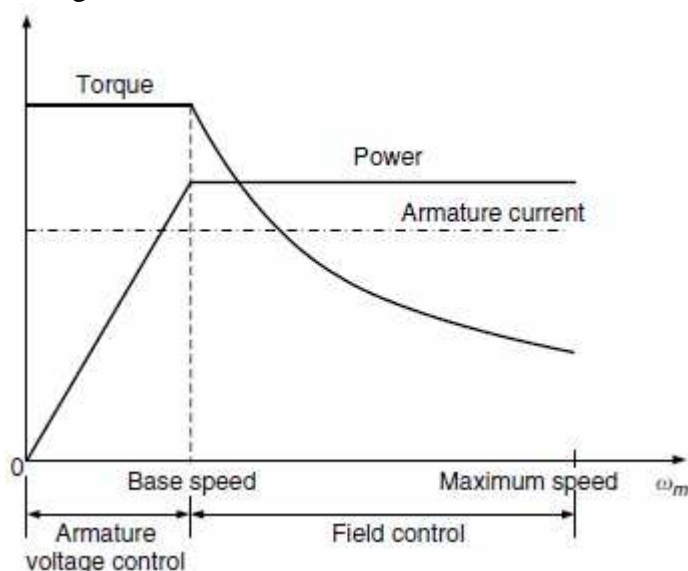


Fig. 3.7 Limitele variației cuplului și a puterii la control combinat de tensiune a indusului și a fluxului de excitație

În zona de viteză sub viteza nominală, curentul din indus și cel din excitație sunt la valori nominale producând cuplu nominal. Este clar din ecuațiile mai sus menționate că tensiunea de alimentare a indusului crește proporțional cu viteza. La viteza nominală, mașina are tensiune nominală, egală cu tensiunea sursei de alimentare, deci ea nu poate să fie în continuare crescută. Totuși, pentru a crește în continuare viteza mașinii, câmpul din circuitul de excitație trebuie slăbit astfel ca tensiunea electromotoare  $E$  să se păstreze constantă. Slăbind acest câmp, cuplul mașinii cade, însă viteza ei crește, ceea ce are ca rezultat o putere constantă la arborele mașinii electrice.

### 3.1.2. Controlul convertoarelor pentru mașini de curent continuu

Convertoarele CC-CC sunt utilizate la controlul mașinilor de curent continuu datorită avantajelor pe care acestea le au, cum ar fi: randament ridicat în conversie, flexibilitate în control, greutate și dimensiuni reduse și răspuns rapid. Datorită lor, azi, cele mai des utilizate motoare de curent continuu în tracțiune electrică sunt cele cu excitație separată. Fie că sunt controlate în buclă închisă sau deschisă, convertoarele CC-CC oferă o serie de avantaje și datorită funcționării lor la frecvențe ridicate de comutație. Având o comutație de frecvență înaltă, curentul din indusul motorului are mai puține ripluri și regiunea de funcționare discontinuă este de durată redusă.

Circuitul de putere principal al unui convertor CC-CC respectiv formele de undă în regim staționar sunt prezentate în fig. 3.8. O sursă de tensiune continuă  $V$  asigură alimentarea convertorului, iar acesta la rândul lui alimentează o sarcină cu o anumită inductivitate. Tranzistorul din circuitul de putere este acționat cu la o perioadă  $T$  care corespunde unei anumite frecvențe de comutație. Raportul dintre perioada de conducție și perioada de blocare poartă numele de *raport ciclic* și se calculează astfel:

$0 < \delta < 1$ $t_{ON} = \delta T$ $t_{OFF} = T(1 - \delta)$	(3.7)
--	-------

Unde cu  $t_{ON}$  și  $t_{OFF}$  s-au notat timpul de conducție respectiv timpul de blocare al tranzistorului. În fig.3.8 se poate observa caracteristica (c)  $i_c$  care reprezintă semnalele de comandă ale tranzistorului, venite de la o unitate centrală de control. Fie că utilizăm tranzistoare tip MOSFET sau IGBT sau bipolare, comanda se face în același fel, ceea ce diferă este doar puterea pe care semnalul de control trebuie să o aibă, aceasta fiind funcție de natura componentei semiconductoare.

În timpul intervalului  $0 < \delta < T$  sarcinii inductive  $i$  se aplică o tensiune  $V$ , iar curentul prin sarcină va avea o ascensiune de la  $i_{a1}$  la  $i_{a2}$ . Tranzistorul se află în conducție până la momentul de timp  $\delta T$ . În perioada când el este blocat, adică  $\delta T < t < T$ , tensiunea de alimentare  $V$  este decuplată de la sarcină, iar curentul, vorbind de o sarcină inductivă, nu cade direct la zero, el prezintă o cădere de la  $i_{a2}$  la  $i_{a1}$ . Pentru ca circuitul să fie închis atât timp cât tranzistorul este blocat, dioda  $D_F$  intră automat în conducție, polaritatea sarcinii schimbându-se datorită tensiunii de autoinducție. În timpul conducției tranzistorului, acesta asigură polaritatea sarcinii în așa fel încât dioda să rămână blocată. Totodată existența diodei asigură ca la bornele tranzistorului să nu apară la blocare o diferență foarte mare de potențial datorită tensiunii de autoinducție care l-ar putea vătăma.

Tensiunea pe sarcina inductivă se poate calcula ca fiind:

$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V dt = \delta V$	(3.8)
---	-------

Controlând  $\delta$  între 0 și 1, tensiunea pe sarcină va varia între 0 și  $V$ , deci convertorul CC-CC poate realiza un control pe toată plaja tensiunii de alimentare a lui. Controlul tranzistorului din convertor poate fi realizat în multe variante prin modificarea raportului ciclic.

Cele mai cunoscute metode de control sunt: *controlul raportului de timp* și *controlul prin limitarea curentului*. Prima dintre ele se mai numește și modulare pe lățime a impulsului, abreviat din engleză ca PWM (pulse width modulation). Aici practic se controlează durata de timp cât conduce tranzistorul iar frecvența de comutație este fixă. Practic aici se păstrează constantă perioada  $T$  iar din aceasta, o durată de timp conduce tranzistorul și o durată de timp este blocată.

Există și varianta în care frecvența de comutație este variabilă, sau VFM (variable frequency modulation). Aici diferența e că, perioada de conducție a tranzistorului este ferm constantă și ce se modifică este frecvența de comutație, deci implicit perioada cât tranzistorul este blocat. Această metodă se aplica mai rar la convertoare CC-CC deoarece, este necesar ca pentru a obține o tensiune de ieșire joasă din convertor, frecvența să scadă foarte mult. Asta duce la ripluri mari de curent, ceea ce face ca dimensionarea filtrului de netezire să fie dificilă, respectiv dimensiunile lui să fie considerabil mai mari.

Cea de a doua metodă, *control prin limitarea curentului*, raportul ciclic este indirect controlat prin intermediul măsurării în timp real al curentului și comparării acestuia cu o limită maximă și o limită minimă. Metoda mai este cunoscută și sub denumirea de *control cu histerezis*. Atunci când valoarea curentului atinge pragul de maxim, se dă semnal ca tranzistorul să intre în blocare. Astfel, curentul începe să scadă. La atingerea pragului de minim, se dă comandă ca tranzistorul să reintre în conducție, procedând astfel la creșterea curentului. Fenomenul se repetă, reglând în acest fel curentul într-o plajă impusă de un minim și un maxim.

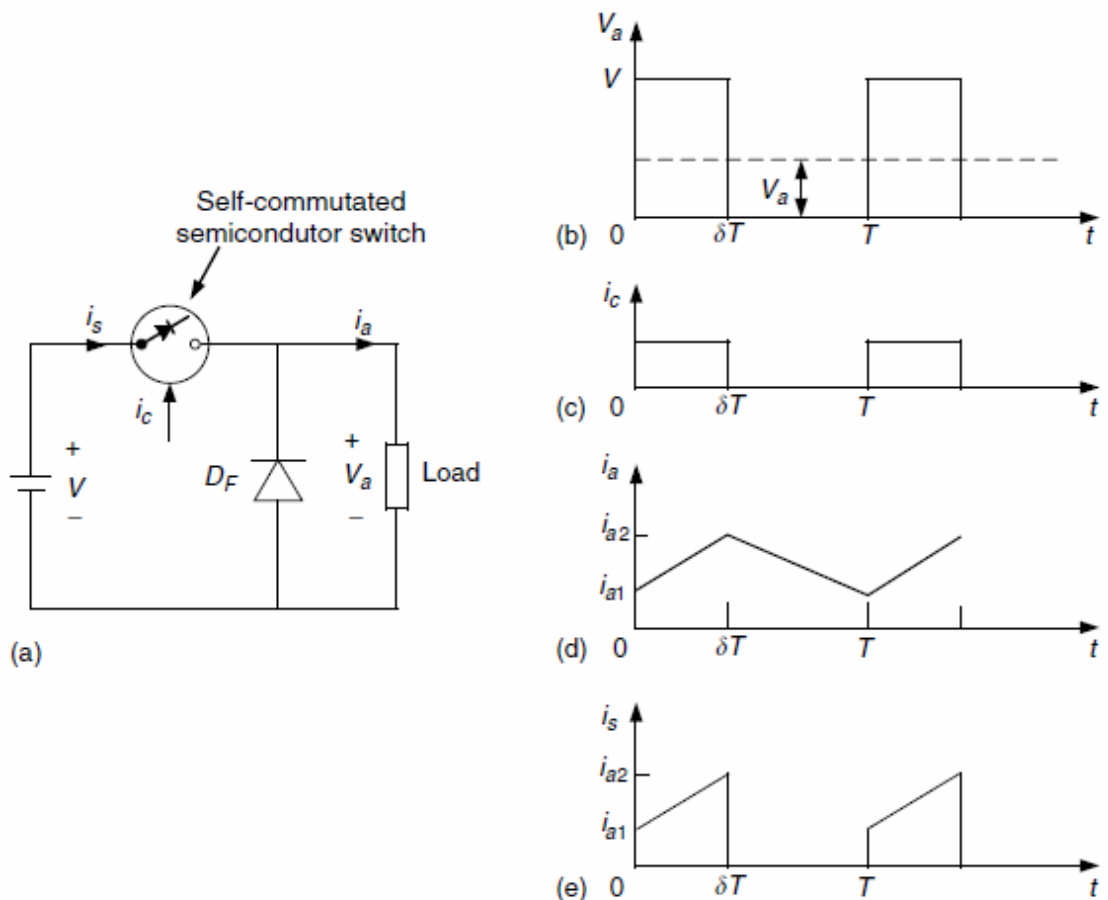


Fig. 3.8 Principiul de operare al unui convertor coborâtător de tensiune și formele de unde caracteristice

Din caracteristicile din fig.3.8 se pot distinge și discuta următoarele aspecte:

1. Curentul absorbit de la sursa de alimentare (baterii) nu este continuu ci este sub formă de pulsuri. Astfel, cererea de putere este mare atunci când tranzistorul este în conducție și este zero atunci când acesta e blocat. Ca atare, se produc variații mari de putere la nivelul sursei de alimentare, și componenta continuă este poluată de componente alternative datorită intermitenței cererii puterii. Frecvența armonicilor fundamentale alternative are frecvența egală cu cea de comutație. Acestea sunt dăunătoare sistemului deoarece ele interferează cu alte echipamente conectate la aceeași sursă de alimentare respectiv pot interfera electromagnetic sau pot perturba frecvențele radio. Ca atare este mereu nevoie de un filtru tip LC între sursă și convertor. Cu cât frecvența de comutație este mai mare, cu atât costul și dimensiunile filtrului se reduc, ca atare, este de dorit ca operarea convertoarelor CC-CC să se facă la frecvențe cât mai înalte.
2. Tensiunea la bornele sarcinii este una intermitentă. Așadar, pe lângă componenta de curent continuu, și aceasta va fi încărcată de armonici. Un alt aspect pe partea de sarcină o reprezintă curentul, care nici el nu e nelipsit de armonici și nu este perfect drept. Toate acestea trebuie considerate atunci când se realizează proiectarea sistemului de tracțiune sau propulsie.

Convertorul din fig.3.8 este unul de clasa A. Este una din multele variante de convertoare tip CC-CC care se utilizează pentru controlul mașinilor de curent continuu. Aceasta este capabilă să alimenteze mașina doar cu tensiune pozitivă și curent pozitiv. Din acest motiv, el este un convertor electronic care operează mașina într-un singur cadran, și anume cel de motor, cu tensiunea și curentul pozitive, adică cu cuplul și viteza pozitive. Altfel spus, el operează doar în cadranul I ca motor. În cadranul III nu poate opera ca motor pentru simplu fapt că acest model de convertor nu este capabil să livreze tensiune și curent negative, ca atare, reversarea de sens a motorului nu e posibilă. Cum a mai fost menționat, aceasta e un convertor coborâtător de tensiune, de la  $V$  până la  $0$ . În terminologia engleză el poartă numele de “*step down*” sau “*buck-converter*”.

O altă variantă de convertor tip CC-CC este cel ridicător de tensiune sau în literatura străină “*boost converter*”.

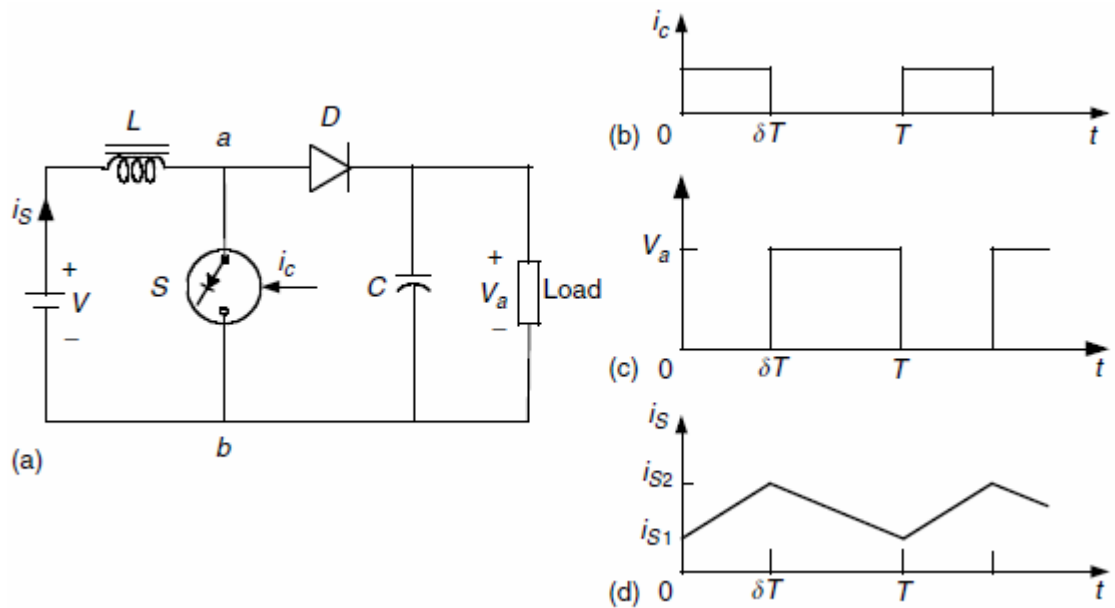


Fig. 3.9 Principiul de operare al unui convertor ridicător de tensiune și formele de unde caracteristice

În fig. 3.9 sunt prezentate circuitul de principiu și formele de undă caracteristice convertoarelor ridicătoare de tensiune. Acest convertor este unul de clasă B. Din fig. 3.9 se observă că atunci când semnalul de comandă al tranzistorului este prezent,  $i_c$ , tranzistorul conduce, atât timp cât este polarizat direct. În această perioadă curentul de la sursă crește de la valoarea  $i_{s1}$  la valoarea  $i_{s2}$ , timp în care bobina se încarcă cu energie. Atunci când tranzistorul este condus în stare de blocare, dioda  $D$  devine polarizată direct ceea ce duce la trecerea curentului prin ea spre sarcină. Ca atare energia acumulată în bobină este deversată pe sarcină curentul trecând acum prin circuitul paralel sarcină-condensator  $C$ . O dată cu descărcarea bobinei, curentul de la sursă scade la valoarea  $i_{s1}$ . Așadar, energie stocată în bobină, la care se adaugă energia care se ia de la sursa de joasă tensiune, sunt livrate spre sarcină. Condensatorul  $C$  servește două aspecte. La deschiderea tranzistorului, curentul de la sursă,  $i_s$ , și cel de sarcină  $i_a$ , nu sunt identici. În absența condensatorului, la blocarea tranzistorului cei doi curenți ar fi forțați să aibă aceeași valoare. Aceasta ar produce o tensiune autoindusă foarte mare atât în bobina  $L$  cât și în sarcina inductivă. Cel de al doilea motiv al utilizării condensatorului  $C$  este pentru a reduce riplurile de tensiune la nivelul sursei  $S$ . Scopul diodei  $D$  din circuit este de a asigura sensul puterii doar dinspre sursa de joasă tensiune spre ieșire și nu invers.

Pentru a înțelege mai bine funcționarea convertorului ridicător de tensiune, să presupunem că, condensatorul de filtraj  $C$  este suficient de mare pentru a asigura constanța tensiunii de ieșire,  $V_a$ . Tensiunea medie la bornele  $a$  și  $b$  ale circuitului este:

$V_{ab} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ab} dt = V_a (1 - \delta) \quad (3.9)$	
--	--

Tensiunea medie a bobinei  $L$  poate fi descrisă astfel:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T \left( L \frac{di}{dt} \right) dt = \frac{1}{T} \int_{i_{s1}}^{i_{s2}} L di = 0 \quad (3.10)$$

Tensiunea sursei de alimentare este:

$$V = V_L + V_{ab} \quad (3.11)$$

Dacă realizăm substituțiile în ecuațiile de mai sus avem:

$$V = V_a (1 - \delta) \Rightarrow V_a = \frac{V}{1 - \delta} \quad (3.12)$$

Ca atare, conform relației (3.12) teoretic, tensiunea  $V_a$  poate fi crescută de la  $V$  la infinit dacă controlăm  $\delta$  de la 0 până la 1. În realitate  $V_a$  poate fi controlat de la  $V$  la o valoare mai mare a tensiunii dar în strictă dependență de condensatorul  $C$  și de parametrii sarcinii și ai convertorului ca atare.

Avantajul major al acestui convertor este reprezentat de faptul că tensiunea de alimentare are ripuri mici. Domeniul de aplicabilitate al acestui convertor se regăsește cu succes în sistemele auto, deoarece aici tensiunea este joasă și pentru multe echipamente este necesară ridicarea ei la valori mai mari.

### 3.1.3. Controlul convertoarelor multi-cadran pentru mașini de curent continuu

Utilizarea mașinilor de curent continuu în aplicații tip VE și VEH necesită operarea lor în mai multe cadrane, incluzând aici regimul de motor, frână, frână recuperativă, reversare de sens, frână la reversare de sens, etc. În fig. 3.10.

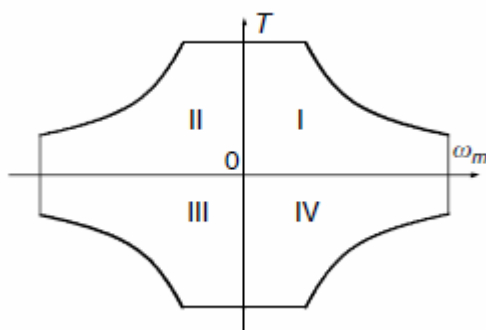


Fig. 3.10 Profilul cuplu-viteză multicadran al motoarelor electrice

Aspectul funcționării în cele 4 cadrane ale oricărei mașini electrice a fost descris în detaliu în capitolul precedent.

Operarea în două cadrane în regim de motor și frânare recuperativă necesită utilizarea unui convertor electronic care să alimenteze motorul cu tensiune pozitivă, iar curentul să poată fi fie pozitiv fie negativ.

Schemele de convertor care pot să fie folosite pentru asemenea operare a motorului sunt descrise în cele ce urmează.

*Convertorul simplu CC-CC cu comutator de reversare* este ilustrat în fig. 3.11.

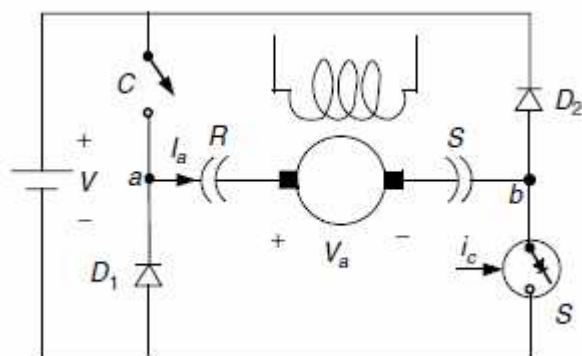


Fig. 3.11 Convertorul simplu CC-CC cu comutator de reversare

Convertorul este compus dintr-o componentă semiconductoare  $S$  care este controlată funcție de raportul ciclic impus de către unitatea de control a sistemului. Comutatorul  $C$  este unul manual. Atunci când  $C$  este închis,  $S$  este în funcționare iar circuitul practic este similar convertorului prezentat în fig. 3.6, permițând funcționarea mașinii în regim de motor cu reacția de rotație înspre înainte. În aceste condiții, punctul  $a$  este conectat la plus iar punctul  $b$  este conectat intermitent la minus. Frânarea regenerativă la mers înainte al mașinii este obținut atunci când  $C$  este deschis și contactorulului de reversare  $RS$  care pune terminalul  $b$  la plus și terminalul  $a$  la minus. Astfel, cât timp semiconductorul  $S$  este în conducție, curentul prin motor urmărește calea indus- $S$ - $D_1$  și acumulează energie în inductivitatea indusului mașinii. Când  $S$  este deschis, curentul va lua calea  $V$ - $D_1$ -indus- $D_2$  injectând energia înapoi în sursa de alimentare.

La funcționarea în regim de motor, trecerea în regim de regenerare este realizat în felul următor:  $S$  este deschis iar  $C$  este închis. Astfel, curentul va fi forțat să parcurgă traseul  $D_2$ - $V$ - $D_1$ -indus, ca atare acesta este ceea ce se numește în electronică *curent de fugă*.

*Convertorul CC-CC clasa C cu două cadrane* este necesar în aplicații unde trecerea lentă de la regimul de motor la regimul de recuperare a energiei este impusă. În fig. 3.12 este ilustrat un asemenea convertor.

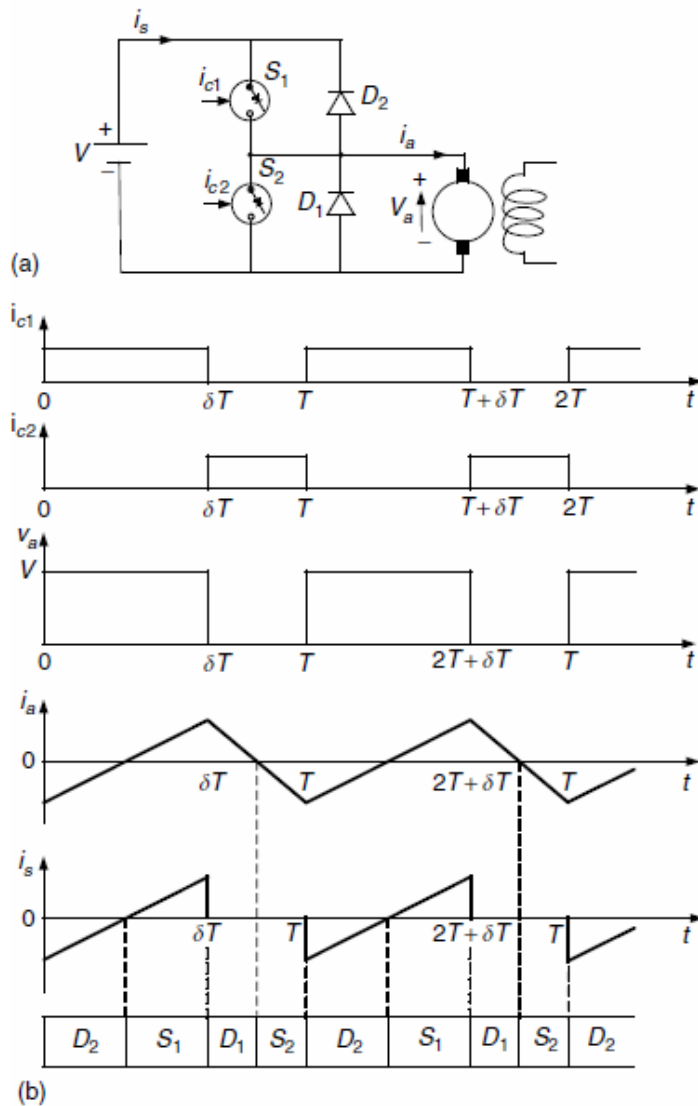


Fig. 3.12 Convertorul CC-CC clasa C cu două cadrane

Semiconductorul  $S_1$  și dioda  $D_1$  reprezintă un convertor CC-CC iar semiconductorul  $S_2$  și dioda  $D_2$  reprezintă un al doilea asemenea convertor. Ambele convertoare sunt comandate simultan atât pentru operare în regim de motor cât și pentru frânarea recuperativă. Semiconductoarele  $S_1$  și  $S_2$  sunt comandate în conducție alternativ. Pentru o perioadă  $\delta T$ ,  $S_1$  este menținut în conducție, iar  $S_2$  este menținut în conducție de la  $\delta T$  la  $T$ . Pentru a asigura că niciodată cele două conductoare nu sunt comandate sincron a intra în conducție, din partea de control se iau măsuri ferme în acest aspect. Cu alte cuvinte, se asigură între cele două momente să existe ferm o durată de pauză care să asigure ca fenomenul să nu aibă loc.

Forma de undă a semnalelor  $v_a$  și  $i_a$  este ilustrată tot în figura 3.12b, împreună cu semnalul de curent de la sursă  $i_s$ . Comanda semiconductoarelor este reprezentată de semnalele  $i_{c1}$  și  $i_{c2}$ . Decalajul de siguranță al celor două semnale, amintit anterior, nu a fost reprezentat în această figură.

Următoarele aspecte sunt importante de specificat pentru a clarifica funcționalitatea acestui circuit de conversie:

1. În acest circuit electronic nu apare funcționare în regim discontinuu. După cum se vede și din figură, nu există discontinuitate atât timp cât convertorul este bidirecțional și curentul nu se stabilește la zero. Atunci când cade la zero, el își



continuă evoluția pe partea negativă, urcând înapoi la zero și trecând pe parte pozitivă. Ca atare funcționare la curent de indus 0 nu există pentru această structură.

2. Având în vedere faptul că nu există regim discontinuu de operare, pe perioada cât motorul este alimentat de la sursă, tensiunea electromotoare este mai mică decât tensiunea sursei, deci curentul va avea o rampă de creștere iar pe perioada când tensiunea de alimentare este întreruptă, curentul prin motor va fi forțat să se închidă prin  $D_1$  și  $S_2$ , ca atare tensiunea de pe motor va fi zero iar curentul prin el va avea o pantă de cădere.

3. Curentul prin motorul astfel alimentat se poate calcula astfel:

$I_a = \frac{\delta V - E}{R_a}$	(3.13)
----------------------------------	--------

Această ecuație sugerează faptul că în timpul operării ca motor,  $\delta > E/V$  iar frânarea recuperativă are loc atunci când  $\delta < E/V$ . Funcționarea la mers în gol este caracterizată de  $\delta = E/V$ .

Convertorul CC-CC cu patru cadrane este realizat prin combinația a două convertoare de clasă C montate în paralel, asemenea structurii ilustrate în fig. 3.13. Această structură se mai numește în literatura de specialitate, *punte H*. El poate funcționa în toate cele patru cadrane.

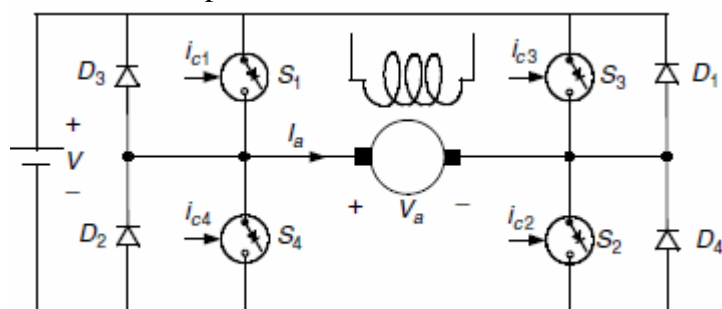


Fig. 3.12 Convertorul CC-CC în patru cadrane

Funcționarea lui este foarte simplă. Atunci când se dorește operare ca motor cu sensul de rotație înspre înainte, se acționează semiconductoarele de o diagonală a punții, și anume  $S_1$  și  $S_2$ . Dacă se dorește funcționarea în regim de motor dar cu reversare de sens, se operează semiconductoarele de pe cealaltă diagonală a punții. Regimul de frână al structurii este bazat pe cele patru diode de pe capetele celor două diagonale ale structurii. În regim de frână, semiconductoarele sunt controlate pentru a obține un curent negativ în indus corespunzător unui cuplu de frânare. Prin intermediul diodelor energia produsă este distribuită înapoi în sursa de energie electrică.