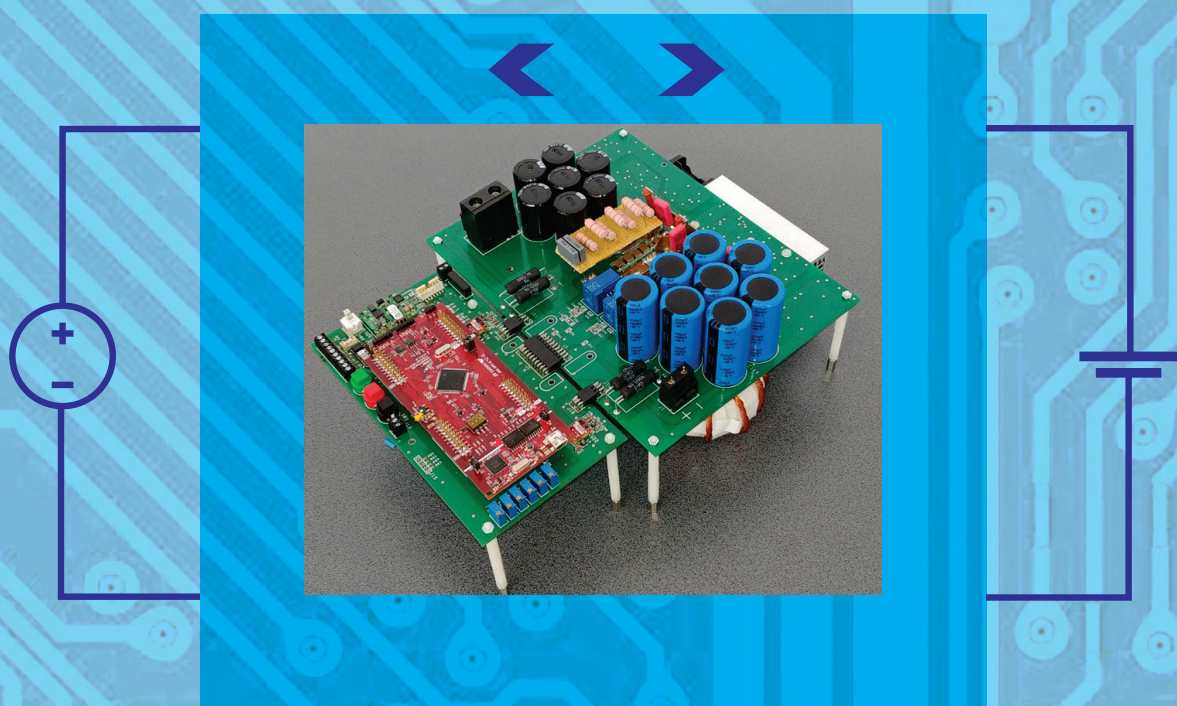


Octavian Cornea

Dan Hulea

Nicolae Muntean

CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU HIBRIDE



Editura **POLITEHNICA**

Colecția "ELECTRONICA"

CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU HIBRIDE

Lucrarea de față se constituie într-o prezentare valoroasă a convertoarelor de curent continuu hibride. Cititorii sunt familiarizați cu o serie de probleme fundamentale legate de această tematică. Este o lucrare cu caracter puternic aplicativ, ușor accesibilă tuturor celor care sunt interesați de această tematică modernă a ingineriei electrice.

Cartea tratează un domeniu cu foarte puține publicații în limba română, și, ca atare, întregeste spectrul cărților de specialitate din acest domeniu cu o lucrare scrisă dintr-un punct de vedere practic, integrând cele mai avansate rezultate științifice din domeniu. Totodată reflectă experiența dobândită de colectivul de autori în decursul anilor, pusă astfel la dispoziția tuturor cititorilor într-o formă clară, ușor de înțeles și utilizat.

Referent științific: Prof. dr. ing. Loránd SZABÓ

Cartea abordează problematica de mare actualitate a topologiilor de convertoare de curent continuu hibride. Ea se concretizează printr-un studiu sistematic ce are ca finalitate aplicația practică, experimentul, care validează în final toate considerentele teoretice. De aceea topologiile prezentate în lucrare sunt potențiale soluții pentru industria modernă, în special în conversia energiilor regenerabile și „automotive”. Există puține publicații în țară și străinătate care să se ocupe de aceste clase de convertoare și, de aceea, cartea poate fi atât un material de curs cât și un ghid de proiectare.

Claritatea expunerii, limbajul științific specific, elevat dar nu ermetic, rigurozitatea, eleganța manipulării aparatului matematic, suplețea și acuratețea interpretării fizice a datelor experimentale și prezentarea grafică sunt puncte forte ale lucrării.

Referent științific: Prof. dr. ing. Dan LASCU

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României

CORNEA, OCTAVIAN

Convertoare de curent continuu hibride / Octavian Cornea, Dan Hulea, Nicolae Muntean. – Timișoara : Editura Politehnica, 2019

Conține bibliografie

ISBN 978-606-35-0333-7

I. Hulea, Dan

II. Muntean, Nicolae

621.3

OCTAVIAN CORNEA

DAN HULEA

NICOLAE MUNTEAN

CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU HIBRIDE

Colecția "ELECTRONICA"

EDITURA POLITEHNICA
TIMIȘOARA - 2019

Copyright © Editura Politehnica, 2019

Nicio parte din această lucrare nu poate fi reprodusă, stocată sau transmisă prin indiferent ce formă, fără acordul prealabil scris al Editurii Politehnica.

EDITURA POLITEHNICA

Bd. Vasile Pârvan nr. 2B
300223 Timișoara, România

Tel./Fax. 0256/404.677

E-mail: editura@upt.ro

Consilier editorial: Prof. dr. ing. Sabin IONEL

Redactor: Claudia MIHALI

Bun de imprimat: 20.12.2019

Coli de tipar: 16

C.Z.U. 621.3

ISBN 978-606-35-0333-7

Tipar executat la S.C. URCXEDOS S.R.L. Timișoara

Cuprins

Prefață	7
Introducere	9
1. 1 Generalități	9
1. 2 Convertoare hibride de c.c.	11
1. 3 Concluzii	35
1. 4 Bibliografie	35
Convertorul hibrid cu inductivități comutate	41
2. 1 Topologie. Domeniu de utilizare	41
2. 2 Analiza teoretică în regim stabilizat	42
2. 3 Analiza de stabilitate	50
2. 4 Rezultate experimentale	82
2. 5 Concluzii	93
2. 6 Bibliografie	94
Convertorul bidirecțional hibrid cu inductivități comutate	95
3. 1 Topologie. Domeniu de utilizare	95
3. 2 Analiza teoretică în regim stabilizat	97
3. 3 Analiza de stabilitate	104
3. 4 Rezultate experimentale	112
3. 5 Determinarea randamentului	119
3. 6 Concluzii	128

3. 7 Bibliografie	129
Convertorul bidirecțional hibrid cu capacități comutate	131
4. 1 Topologie. Moduri de operare	131
4. 2 Analiza de stabilitate	143
4. 3 Rezultate de simulare	157
4. 4 Rezultate experimentale	159
4. 5 Concluzii	165
4. 6 Bibliografie	166
Convertorul hibrid cu două intrări	168
5. 1 Topologie. Domeniu de utilizare	168
5. 2 Analiza funcționării în regim stabilizat	170
5. 3 Analiza de stabilitate	204
5. 4 Rezultate experimentale	235
5. 5 Concluzii	243
5. 6 Bibliografie	244

PREFAȚĂ

Am considerat întotdeauna că scrierea unei cărți tehnice se poate face după ce domeniul abordat este studiat în profunzime, atât teoretic cât și experimental, studiul fiind bazat pe o cercetare extensivă a bibliografiei de specialitate.

Consecvent acestui principiu am propus, mai tinerilor mei colaboratori, să îndrăznim să publicăm studiile noastre asupra **convertoarelor de curent continuu cu structură hibridă** după zece ani de la prima luare de contact cu această tematică, ocazionată de implicarea noastră într-un grant de cercetare cu finanțare internațională, având ca subiect conversia și stocarea energiilor regenerabile.

În cei zece ani rezultatele cercetărilor s-au concretizat în cinci teze de doctorat și o serie de lucrări publicate la conferințe internaționale și jurnale cu impact, care au avut ca suport și alte contracte de cercetare cu finanțare națională și internațională, din domeniile conversiei și stocării energiilor regenerabile, rețelelor inteligente de distribuție a energiei electrice și sistemelor automotive.

Datorez sprijinul în aprofundarea domeniului și în dezvoltarea de noi structuri de convertoare din această categorie, ca și punerea în pagină a conținutului acestei cărți, principalilor mei colaboratori, coautori la această lucrare.

Sperăm ca această carte să constituie un eficient mijloc de diseminare a rezultatelor cercetărilor noastre către specialiști din mediul academic și industrie cu preocupări în electronica de putere, având în vedere faptul că domeniul conversiei energiei de curent continuu este astăzi deosebit de generos și cu potențial semnificativ în viitorii ani, în special în industriile energetică și automotive.

Nicolae MUNTEAN

Această lucrare a fost finanțată prin grantul Ministerului Cercetării
și Inovării, CCCDI – UEFISCDI, proiectul PN-III-P1-1.2-PCCDI-2017- 0391 /
CIA_CLIM – „Clădiri inteligente adaptabile la efectele schimbărilor climatice”,
din cadrul PNCDI III.

1 INTRODUCERE

1. 1 Generalități

Electronica de putere reprezintă astăzi o tehnologie matură, impulsionată de dezvoltarea industriei de componente de putere și de capacitățile, mereu în creștere, ale sistemelor numerice de control [1], [2].

Echipamentele cu electronică de putere, în accepțiunea actuală, reprezintă ansamblul de convertoare statice dispuse între două elemente active (surse) sau între sursă și sarcină, care are rolul de a controla fluxul energiei electromagnetice la parametrii impuși de proces, în condițiile solicitate de randament și fiabilitate [3].

Fig. 1.1 prezintă schematic principalele funcțiuni ale unui convertor static [1]:

- a) Comutația, care controlează fluxul energiei electromagnetice;
- b) Conducția, care realizează transferul energiei electromagnetice;
- c) Stocarea, cu rol de „buffer”, prin intermediul căreia se asigură continuitatea fluxului energetic atunci când acesta este întrerupt de către comutație;
- d) Strategia de control, care guvernează funcțiunile a) - c);
- e) Transferul de căldură (datorată pierderilor), pentru stabilizarea termică a convertorului;
- f) Asigurarea structurii mecanice suport.

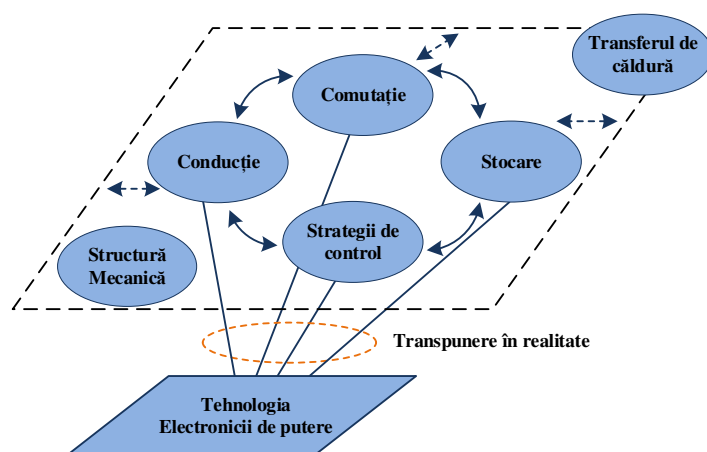


Fig. 1.1 Funcțiunile unui convertor static.

Echipamentele cu electronică de putere deservește astăzi o serie de aplicații, într-o gamă largă de nivele energetice din diverse industrii [4], [5]: distribuția energiei electrice, cu integrarea sistemelor de conversie a energiei regenerabile [6]-[9], acționări electrice industriale și tracțiune electrică [10]-[13], iluminat electric [14], echipamente IT și bunuri de larg consum [15] etc.

Convertoarele de curent continuu (CC) reprezintă o clasă de echipamente cu electronică de putere, care a înregistrat o dinamică pozitivă deosebită în ultimii ani, susținută în principal de industriile energiei regenerabile, distribuția energiei electrice în curent continuu (c.c.), automotive, telecomunicații, iluminat, IT și aerospațială. Bazându-se pe principiul modulării prin lățime de puls (PWM), CC se interpun între sursa și sarcina de curent continuu, sau între două surse de curent continuu. În funcție de raportul dintre tensiunile de intrare și ieșire, CC pot fi coborâtoare sau ridicătoare de tensiune.

Conversia energiei în c.c. are la bază CC de un cadran (cu circulație de putere unidirecțională), fără separare galvanică: coborâtoare („Buck”), ridicătoare („Boost”) și coborâtor-ridicătoare de tensiune („Buck-Boost”), din care au fost apoi dezvoltate alte configurații [16] - [26]:

- Fără separare galvanică („Ćuk”, „Sepic”, „ZETA”, „Taped inductors”, „Luo”, „Z source” etc.);
- Cu celule de inductivități (cuplate sau necuplate magnetic) sau capacități comutate;
- Cu separare galvanică („Forward”, „Flyback”, „Push-pull”, „Half-bridge”, „Full-bridge”, „ZETA” etc.);
- Cu circulație bidirecțională de putere (2 și 4 cadrane);
- Convertoare cu celule multiple („Interleaved”, „Cascaded”, „Modular”) sau multinivel („Multilevel”).

În ce privește comutația dispozitivelor de putere din componenta convertoarelor, aceasta poate fi:

- Neasistată („Hard - switching”);
- Activă, sincronă („Synchronous rectification”);
- Asistată de circuite rezonante („Soft - switching”).

CC pot fi realizate cu intrări/ieșiri unice sau multiple („Multiport”), prin mixarea diverselor structuri sau prin utilizarea mai multor înfășurări cuplate magnetic.

Cerințele specifice aplicațiilor din industria energiei regenerabile și automotive (incluzând și infrastructura necesară încărcării bateriilor automobilelor hibride și

electrice), legate de relația dintre tensiunile de intrare și de ieșire ale CC, au impus utilizarea unor configurații care să permită obținerea unui raport crescut între acestea, în condițiile funcționării la un factor de umplere, D ($D=t_{on}/T_s$, $t_{on}+t_{off}=T_s$) al semnalului PWM, corespunzător pentru a realiza un control stabil, la performanțe energetice optime [27] - [31].

În cazul în care convertoarele nu necesită separare galvanică, realizarea acestor cerințe poate fi obținută și prin integrarea în cadrul configurațiilor clasice a unor celule de condensatoare sau inductanțe comutate. În continuare, aceste categorii de convertoare se vor denumi „hibride”, ele putând fi realizate în variante cu circulație unidirecțională sau bidirecțională de putere, cu una sau mai multe intrări.

1. 2 Convertoare hibride de c.c.

1.2.1 Celule comutate capacitive și inductive

Inserând în structuri de tip Buck, Boost, Buck-bost, Ćuk, Sepic și ZETA circuite de forma celor prezentate în Fig. 1.2 - Fig. 1.5 (celule comutate), se pot realiza CC cu un raport crescut (față de configurațiile clasice) între tensiunile de la borne [32] - [37].

În Fig. 1.2 sunt prezentate circuite de tip „Step-down”, realizate cu condensatoare, respectiv inductanțe comutate, iar stările acestora (pe durata unei perioade de comutație T_s), sunt descrise în Fig. 1.3, astfel:

- În Fig. 1.3 a) cele două condensatoare ($C_1 = C_2$) sunt încărcate în serie (t_{on}) și descărcate în paralel (t_{off}), obținându-se astfel o reducere la jumătate a tensiunii aplicate la bornele celulei;
- În Fig. 1.3 b), c) cele două inductivități ($L_1 = L_2$) sunt conectate serie (t_{on}), respectiv paralel (t_{off}), realizându-se astfel o dublare a curentului generat.

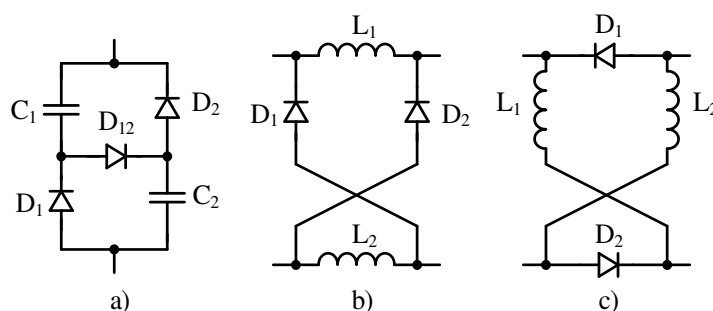


Fig. 1.2 Celule capacitive și inductive comutate („Step-down”): a) Condensatoare comutate (DOWN1); b), c) Inductanțe comutate (DOWN2, DOWN3).

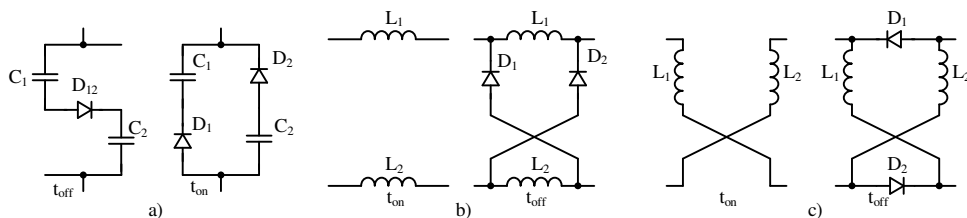


Fig. 1.3 Stările circuitelor din Fig. 1.4: a) DOWN1; b) DOWN2; c) DOWN3.

Celule comutate de tip „Step-up” sunt prezentate în Fig. 1.4, având stările corespunzătoare pe o perioadă descrise de Fig. 1.5, astfel:

- În Fig. 1.5 a), b), cele două condensatoare ($C_1 = C_2$) se încarcă în paralel (t_{on}) și se descarcă în serie (t_{off});
- În Fig. 1.5 c) inductivitățile sunt conectate în paralel (t_{on}), respectiv serie (t_{off}).

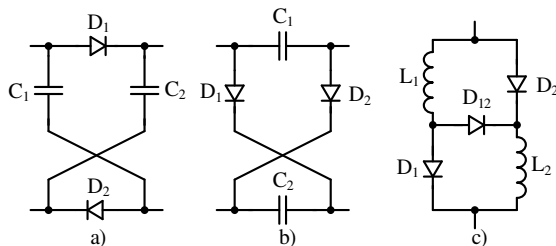


Fig. 1.4 Celule capacitive și inductive comutate („Step-up”): a), b) Condensatoare comutate (UP1, UP2); c) Inductanțe comutate (UP3).

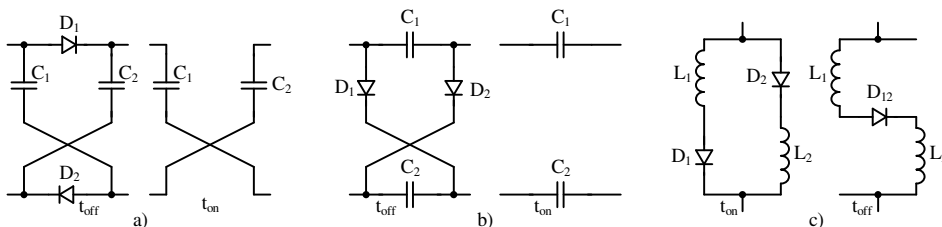


Fig. 1.5 Stările circuitelor din Fig. 1.4: a) UP1; b) UP2; c) UP3.

1.2.2 Convertoare hibride de un cadran

În Tabelul 1.1 este prezentată o sinteză privind posibilitățile de integrare a celulelor descrise mai sus, în diferite configurații de convertoare „clasice” și rapoartele dintre tensiunile ieșire (V_{out}) și de intrare (V_{in}), iar în Fig. 1.6 - Fig. 1.24 schemele corespunzătoare [32].

Stările convertorului hibrid din Fig. 1.6, în care o celulă de tip DOWN1 este incorporată într-un convertor de tip Buck, sunt prezentate în Fig. 1.7, pentru

intervalele de timp t_{on} și t_{off} . Detalii privind analiza comparativă a acestui convertor, în raport cu structura Buck, sunt prezentate în Tabelul 1.2 [37] - [39].

Convertorul hibrid obținut cu ajutorul unei celule DOWN2, este prezentat în Fig. 1.8, cu stările din Fig. 1.9 și analiza comparativă din Tabelul 1.3 [40]. Celelalte variante de implementare din Tabelul 1.1 sunt prezentate schematic în Fig. 1.10 - Fig. 1.24.

Tabelul 1.1 Raportul V_{out}/V_{in} pentru convertoarele „clasice” și cele hibride derivate din ele.

Celulă Convertor	DOWN1	DOWN2	DOWN3	UP1	UP2	UP3
Buck $\frac{D}{2-D}$ Fig. 1.6	$\frac{D}{2-D}$ Fig. 1.6	$\frac{D}{2-D}$ Fig. 1.8				
Boost $\frac{1}{1-D}$				$\frac{1+D}{1-D}$ Fig. 1.10		$\frac{1+D}{1-D}$ Fig. 1.11
Buck-Boost $\left \frac{D}{(1-D)} \right $	$\frac{D}{(1-D)(2-D)}$ Fig. 1.12			$\frac{2D}{1-D}$ Fig. 1.13		$\frac{2D}{1-D}$ Fig. 1.14
Cuk $\left \frac{D}{(1-D)} \right $	$\frac{D}{2(1-D)}$ Fig. 1.15	$\frac{D}{2(1-D)}$ Fig. 1.16			$\frac{1+D}{1-D}$ Fig. 1.17	$\frac{D(1+D)}{1-D}$ Fig. 1.18
Sepic $\left \frac{D}{(1-D)} \right $	$\frac{D}{(1-D)(2-D)}$ Fig. 1.19		$\frac{D}{2(1-D)}$ Fig. 1.20			$\frac{D(1+D)}{1-D}$ Fig. 1.21
Zeta $\frac{D}{1-D}$		$\frac{D}{2(1-D)}$ Fig. 1.22			$\frac{D}{2(1-D)}$ Fig. 1.23	$\frac{D(1+D)}{1-D}$ Fig. 1.24

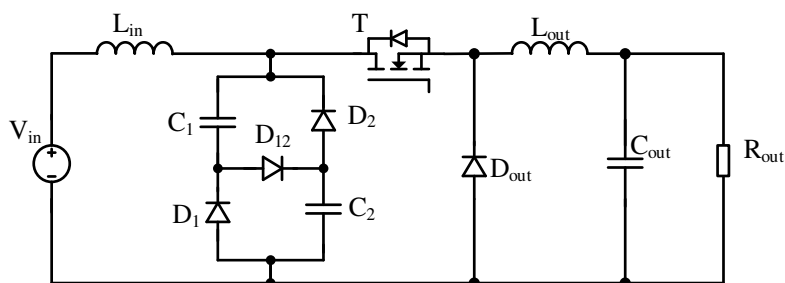


Fig. 1.6 Convertorul hibrid Buck, cu o celulă de tip DOWN1.

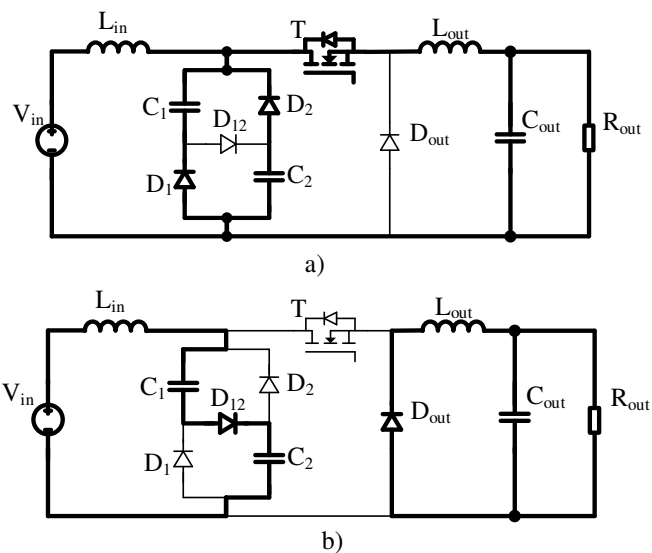


Fig. 1.7 Stările convertorului hibrid Buck, cu o celulă de tip DOWN1, pentru: a) t_{on} ; b) t_{off} .

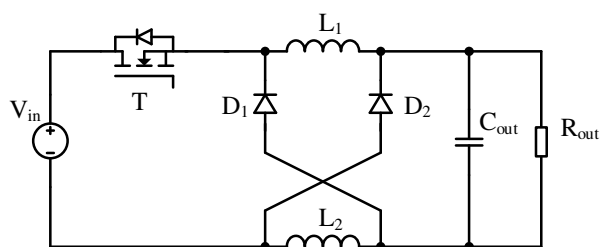


Fig. 1.8 Convertorul hibrid Buck, cu o celulă de tip DOWN2.

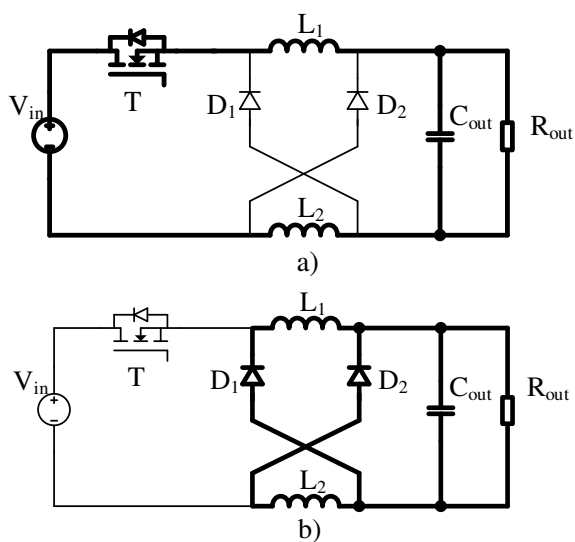


Fig. 1.9 Stările convertorului hibrid Buck, cu o celulă de tip DOWN2, pentru: a) t_{on} ; b) t_{off} .

Tabelul 1.2 Comparația între convertorul Buck clasic și (Buck+DOWN1).

Relație		Convertor	Buck clasic	Buck + DOWN1
V_{out} / V_{in}			D	$\frac{D}{2-D}$
Tensiunea maximă pe tranzistor $\hat{V}_T$			V_{in}	$2 \cdot V_{in}$
Curentul prin tranzistor		$I_{T,rms}$	$\cong \sqrt{D} \cdot I_{out}$	$\cong \sqrt{D} \cdot I_{out}$
		$I_{T,avg}$	$D \cdot I_{out}$	$D \cdot I_{out}$
Regimul de curent neîntrerupt	Curentul maxim de intrare $\hat{I}_{in}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{in} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out} \cdot \frac{D}{2-D}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{in} \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D}\right) + I_{out} \cdot \frac{D}{2-D}$
	Curentul maxim de la ieșire și prin tranzistor $\hat{I}_{Lout} = \hat{I}_T$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D}\right) + I_{out}$
Regimul de curent la limită	Maximul curentului mediu de la intrare $I_{Lin,lim,max}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{in} \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{16 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D=0,5$	$\frac{V_{in}}{11.66 \cdot L_{in} \cdot f_s}$ pt. $D=0,586$
	Maximul curentului mediu prin inductor $I_{Lout,lim,max}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{8 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D=0,5$	$\frac{V_{in}}{11.66 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D=0,586$

Tabelul 1.3 Comparația între convertorul Buck clasic și (Buck+DOWN2).

Relație		Convertor	Buck clasic	Buck + DOWN2
		$\frac{V_{out}}{V_{in}}$	D	$\frac{D}{2-D}$
Tensiunea maximă pe tranzistor $\hat{V}_T$			V_{in}	$V_{in} + V_{out}$
Curentul prin tranzistor	$I_{T,rms}$		$\cong \sqrt{D} \cdot I_{out}$	$\cong \frac{\sqrt{D}}{2-D} \cdot I_{out}$
	$I_{T,avg}$		$D \cdot I_{out}$	$\frac{D}{2-D} \cdot I_{out}$
Riplul curentului prin condensatorul de la ieșire		$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$3 \cdot \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) + \frac{I_{out}}{2-D}$
Regimul de curent neînterupt	Curentul de intrare maxim $\hat{I}_{in} = \hat{I}_T = \hat{I}_L$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) + \frac{I_{out}}{2-D}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right) + \frac{I_{out}}{2-D}$
Regimul de curent la limită	Curentul mediu la intrare I_{in}	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right)$
	Curentul mediu prin inductor $I_{L,lim}$ $I_{in,lim}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D)$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right)$
	Maximul curentului mediu prin inductor $I_{L,lim,max}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s}$ pt. $D \rightarrow 0$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{8 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D=0,5$	$\frac{V_{in}}{11.66 \cdot L_1 \cdot f_s}$ pt. $D=0,586$
	Curentul mediu la ieșire I_{out}	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) \cdot (2-D)$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$

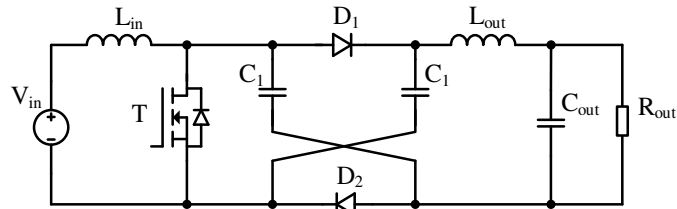


Fig. 1.10 Convertorul hibrid Boost, cu o celulă de tip UP1.

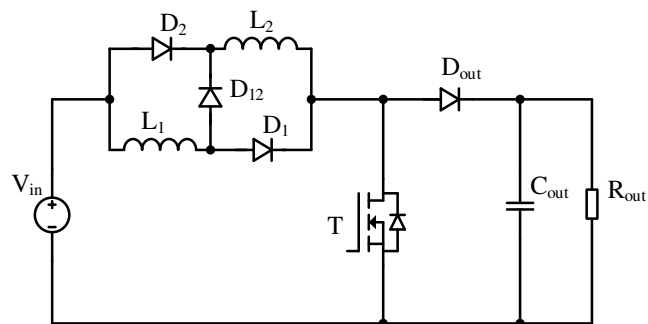


Fig. 1.11 Convertorul hibrid Boost, cu o celulă de tip UP3.

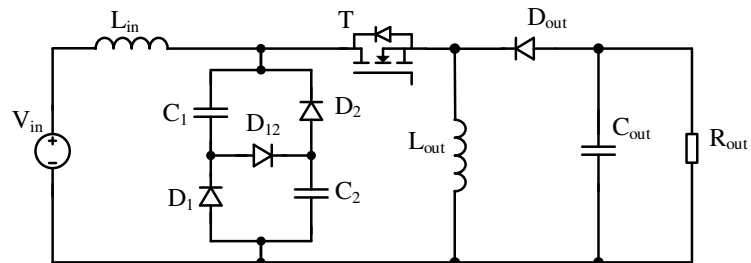


Fig. 1.12 Convertorul hibrid Buck-Boost cu o celulă de tip DOWN1.

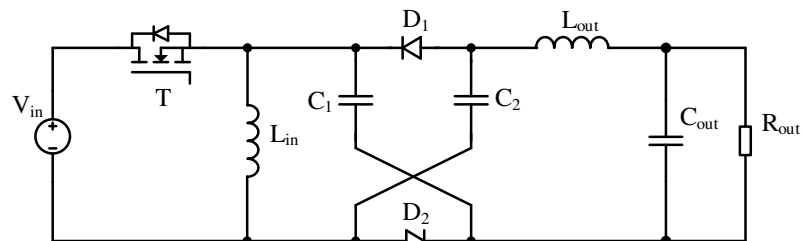


Fig. 1.13 Convertorul hibrid Buck-boost cu o celulă de tip UP1.

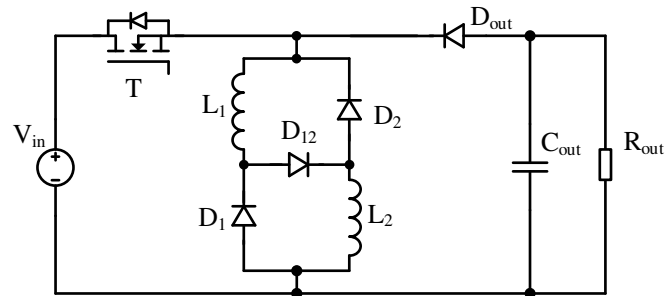


Fig. 1.14 Conversorul hibrid Buck-boost cu o celulă de tip UP3.

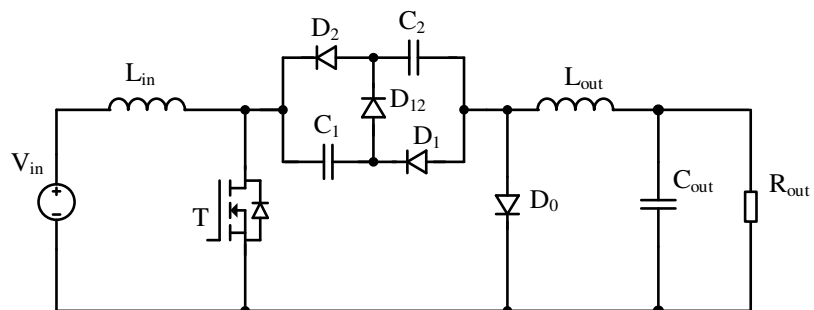


Fig. 1.15 Conversorul hibrid Ćuk cu o celulă de tip DOWN1.

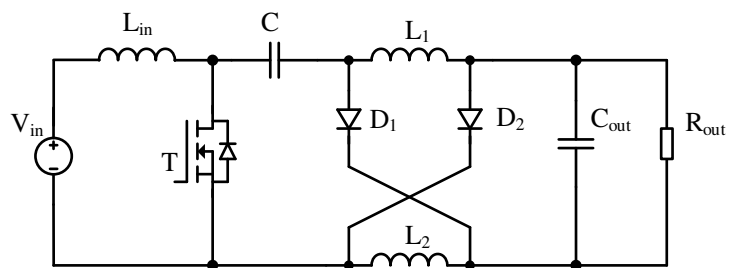


Fig. 1.16 Conversorul hibrid Ćuk cu o celulă de tip DOWN2.

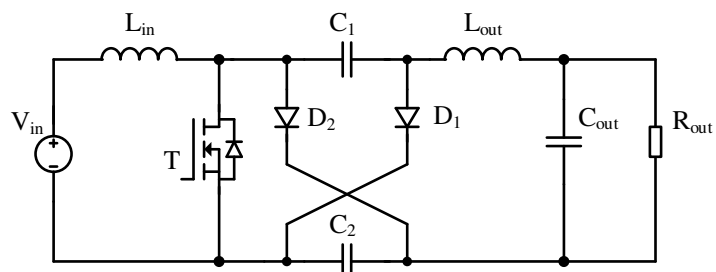


Fig. 1.17 Conversorul hibrid Ćuk cu o celulă de tip UP2.

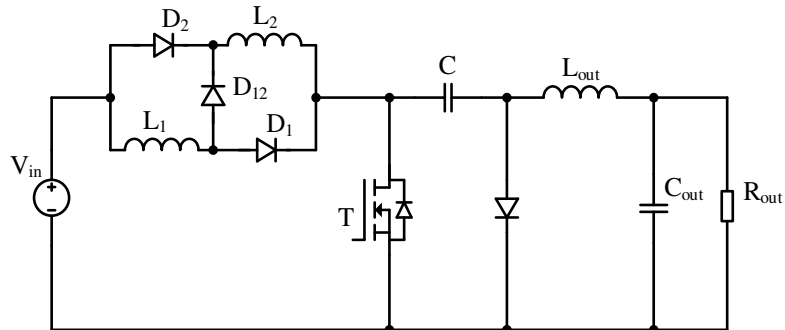


Fig. 1.18 Convertorul hibrid Ćuk cu o celulă de tip UP3.

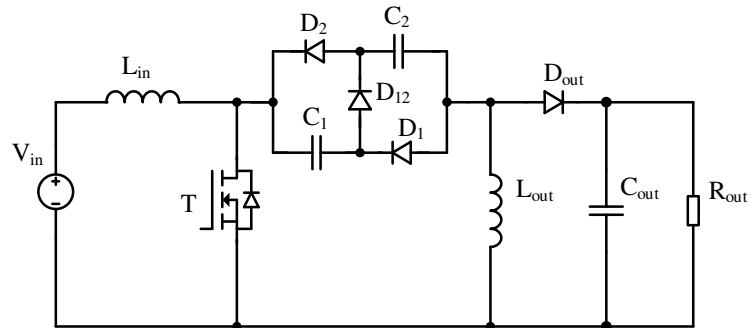


Fig. 1.19 Convertorul hibrid Sepic cu o celulă de tip DOWN1.

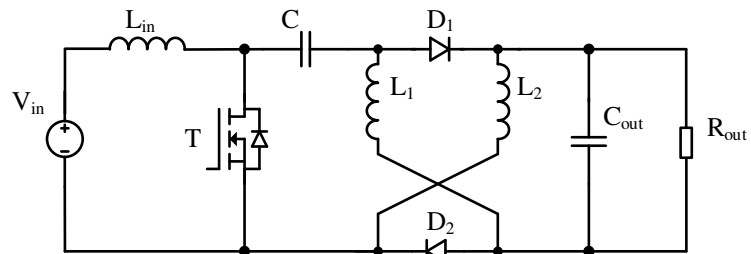


Fig. 1.20 Convertorul hibrid Sepic cu o celulă de tip DOWN3.

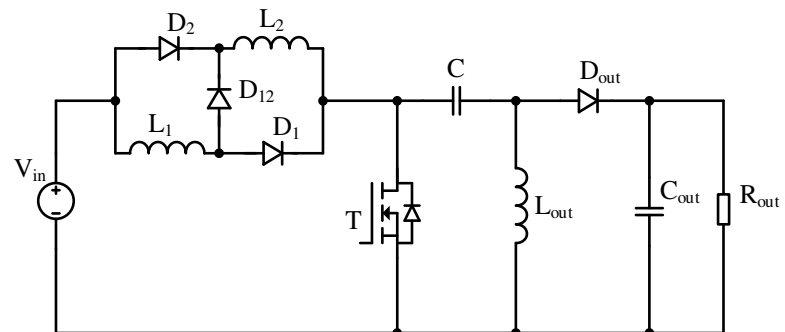


Fig. 1.21 Convertorul hibrid Sepic cu o celulă de tip UP3.

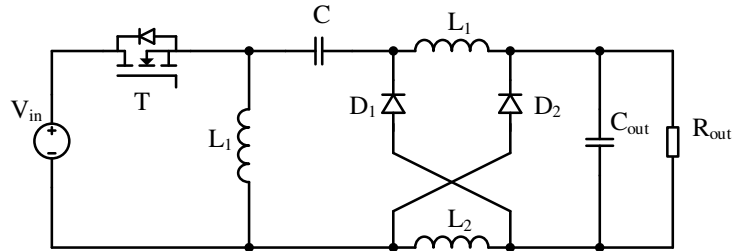


Fig. 1.22 Convertorul hibrid ZETA cu o celulă de tip DOWN2.

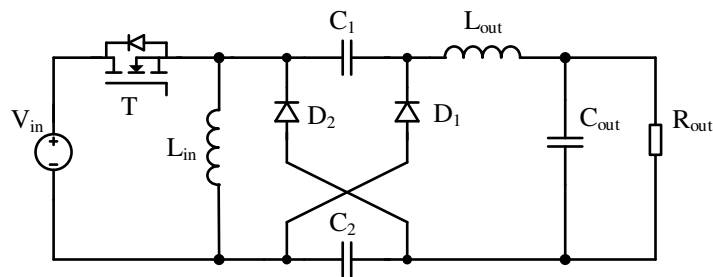


Fig. 1.23 Convertorul hibrid ZETA cu o celulă de tip UP2.

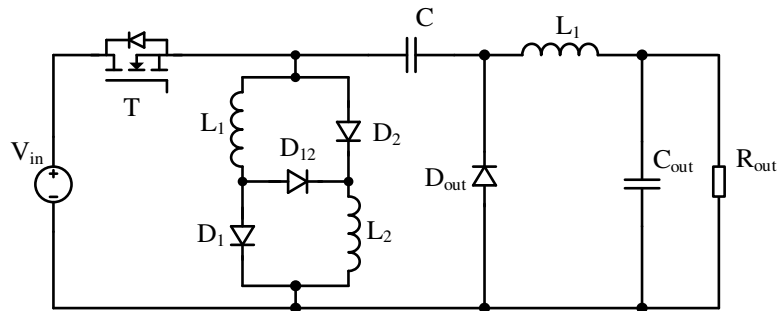


Fig. 1.24 Convertorul hibrid ZETA cu o celulă de tip UP3.

Integrarea celulelor comutate în structurile „clasice” de CC poate fi extinsă. Un exemplu în acest sens este prezentat în Fig. 1.25 și Fig. 1.26, în care au fost integrate într-un convertor Buck două celule, DOWN1 și DOWN2. Rapoartele V_{out} / V_{in} obținute sunt prezentate comparativ în Tabelul 1.4 [41].

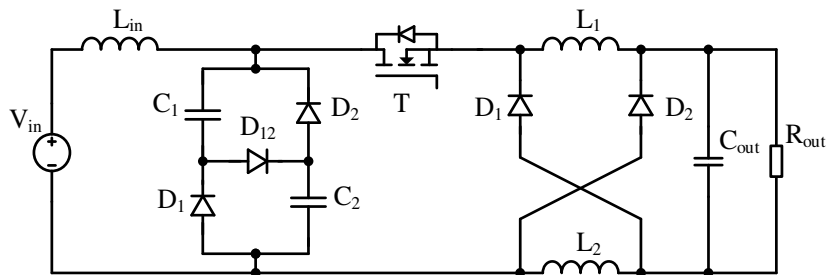


Fig. 1.25 Convertorul hibrid Buck cu două celule comutate.

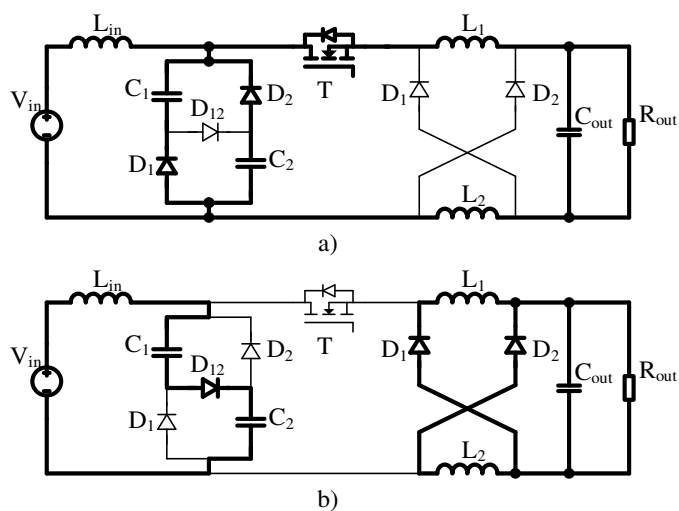


Fig. 1.26 Stările convertorului pentru: a) t_{on} ; b) t_{off} .

Tabelul 1.4 Comparația între convertorul Buck clasic și (Buck+DOWN1+DOWN2).

Convertor		Buck clasic	Buck+DOWN1+DOWN2
Relație			
V_{out}/V_{in}		D	$\frac{D}{(2-D)^2}$
Tensiunea maximă pe tranzistor $\hat{V}_T$		V_{in}	$\frac{4-D}{D} \cdot V_{out}, \frac{4-D}{(2-D)^2} \cdot V_{in}$
Curentul prin tranzistor	$I_{T,rms}$	$\cong \sqrt{D} \cdot I_{out}$	$\cong \frac{\sqrt{D}}{2-D} \cdot I_{out}$
	$I_{T,avg}$	$D \cdot I_{out}$	$\frac{D}{2-D} \cdot I_{out}$
Riplul curentului prin condensatorul de ieșire	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$3 \cdot \frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) + \frac{I_{out}}{2-D}$

Regimul de curent neîntrerupt	Valoarea maximă a curentului de intrare $\hat{I}_{in} = \hat{I}_{L_{in}}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) \cdot (2-D) + \frac{D \cdot I_{out}}{(2-D)^2}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right) + \frac{D \cdot I_{out}}{(2-D)^2}$
	Curentul maxim prin tranzistor și prin inductanța de ieșire $\hat{I}_T = \hat{I}_{L_1} = \hat{I}_{L_2}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) + \frac{I_{out}}{2-D}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D) + I_{out}$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right) + \frac{I_{out}}{2-D}$
Regimul de curent la limită	Curentul mediu la intrare I_{in}	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) \cdot (2-D)$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D^2 \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right)$
	Curentul mediu prin inductanța de ieșire $I_{L,lim}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D)$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot D \cdot \left(\frac{1-D}{2-D} \right)$
	Maximul curentului mediu prin inductanța de ieșire $I_{L,lim,max}$	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s}$, pt. $D \rightarrow 0$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s}$, pt. $D \rightarrow 0$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{8 \cdot L_{out} \cdot f_s}$ pt. $D=0,5$	$\frac{V_{in}}{11.66 \cdot L_1 \cdot f_s}$ pt. $D=0,586$
	Curentul mediu de ieșire I_{out}	$V_{out} = const.$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot (1-D)$	$\frac{V_{out}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-D) \cdot (2-D)^2}{D}$
		$V_{in} = const.$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_{out} \cdot f_s} \cdot D \cdot (1-D)$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \cdot (1-D) \cdot (2-D)$

1.2.3 Convertoare hibride de două cadrane

O serie de aplicații ale CC, în special atunci când acestea sunt dispuse între două surse sau sunt utilizate la interfațarea dintre o sursă și un mediu de stocare, necesită circulație bidirecțională de putere și, în multe cazuri, un raport mare între tensiuni [42] - [49].

În structurile convertoarelor hibride, prezentate în subcapitolul precedent, pot fi efectuate o serie de completări care să permită funcționarea acestora cu circulație bidirecțională de putere (în două cadrane). Pentru configurația din Fig. 1.10, adăugând în paralel cu diodele din celula de tip UP1 două tranzistoare, se poate obține convertorul hibrid bidirecțional cu schema din Fig. 1.27 [49] - [50]. În regim Boost, convertorul preia energie de la sursa de alimentare V_1 , iar în regim Buck de la sursa de alimentare V_2 . Cu o astfel de completare celula UP1 permite schimbarea sensului de circulație a curentului, păstrând relația dintre tensiuni, $V_1 < V_2$.

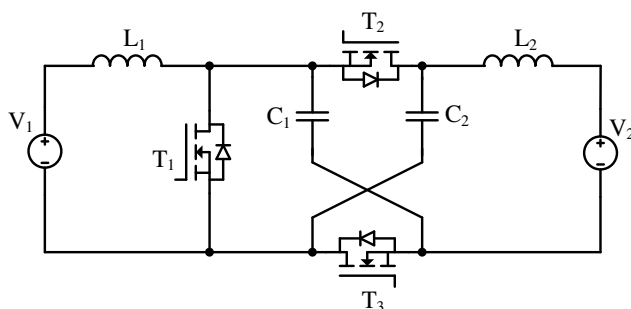


Fig. 1.27 Convertorul hibrid bidirecțional cu celulă UP1.

Se consideră D ca fiind factorul de umplere pentru semnalul PWM aferent tranzistorului T_1 , respectiv D' factorul de umplere pentru PWM aferent tranzistoarelor T_2 și T_3 ($D' = 1-D$).

În aceste condiții, relațiile dintre tensiuni au formele prezentate în Tabelul 1.5. În mod similar se poate obține, din configurația din Fig. 1.8, un convertor hibrid bidirecțional, prezentat în Fig. 1.28 [51].

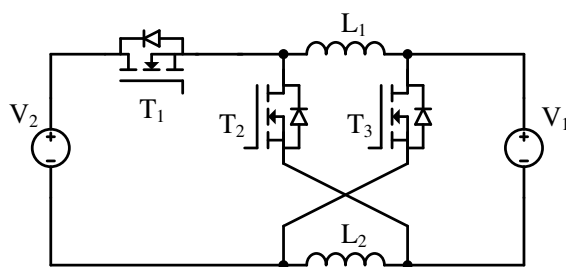


Fig. 1.28 Convertorul hibrid bidirecțional, cu o celulă de tip DOWN2.

Pentru aceleași notații referitoare la factorii de umplere D , respectiv D' , cu $V_1 < V_2$, relațiile dintre tensiuni rămân valabile (Tabelul 1.5).

Un convertor bidirecțional, conținând două celule (UP1 și DOWN2), este prezentat în Fig. 1.29 [52]. Perechile de tranzistoare T_1, T_2 , respectiv T_3, T_4 se comandă complementar. Dacă D este factorul de umplere al semnalului PWM aferent tranzistoarelor T_3, T_4 , și D' factorul de umplere al semnalului PWM pentru tranzistoarele T_1, T_2 ($D' = 1 - D$), relațiile dintre tensiunile convertorului, funcție de factorii de umplere, sunt prezentate în Tabelul 1.5.

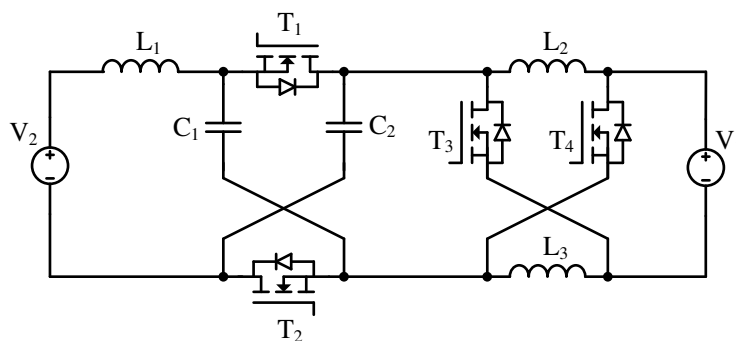


Fig. 1.29 Convertorul hibrid bidirecțional cu celule de tip UP1 și DOWN2.

Tabelul 1.5 Raportul tensiunilor pentru convertorul hibrid bidirecțional cu celule UP1, și DOWN2 ($V_2 > V_1$).

Regimul de funcționare	O celulă UP1 sau DOWN2 (Fig. 1.27, Fig. 1.28)	Două celule, UP1+DOWN2 Fig. 1.29
Boost (V_2/V_1)	$\frac{1+D}{1-D} = \frac{2-D'}{D'}$	$\frac{1+3D}{1-D} = \frac{4-3D'}{D'}$
Buck (V_1/V_2)	$\frac{D'}{2-D'} = \frac{1-D}{1+D}$	$\frac{D'}{4-3D'} = \frac{1-D}{1+3D}$

1.2.4 Convertoare hibride cu două intrări utilizând configurații clasice de convertoare

Convertoare statice cu mai multe intrări sunt utilizate pentru mixarea mai multor surse de energie pe o sarcină unică, într-o serie de aplicații:

- Conversia energiilor regenerabile și rețele inteligente [53] - [59];
- Industria automotive și sistemele de stocare a energiei [60] - [62];
- Telecomunicații [63], IT [64] etc.

În cazul în care separarea galvanică nu este necesară, structuri clasice sau evoluate de convertoare pot fi cuplate, utilizând în comun o serie de elemente active și/sau pasive [65] - [68]. Dezvoltarea unor convertoare de acest tip se bazează

pe introducerea în structurile clasice a unor celule comutate prin semnalului PWM, funcționând ca surse pulsatorii de tensiune sau de curent .

Principal, o celulă comutată de tip sursă de tensiune (SV) este prezentată în Fig. 1.30 a), cu exemplificări de implementare pentru convertoarele Buck, Ćuk și Zeta, în Fig. 1.30 b) - d). Celule comutate de tip sursă de curent (SI), cu variante de implementare principală, Boost, Buck-Boost și Sepic sunt prezentate în Fig. 1.31.

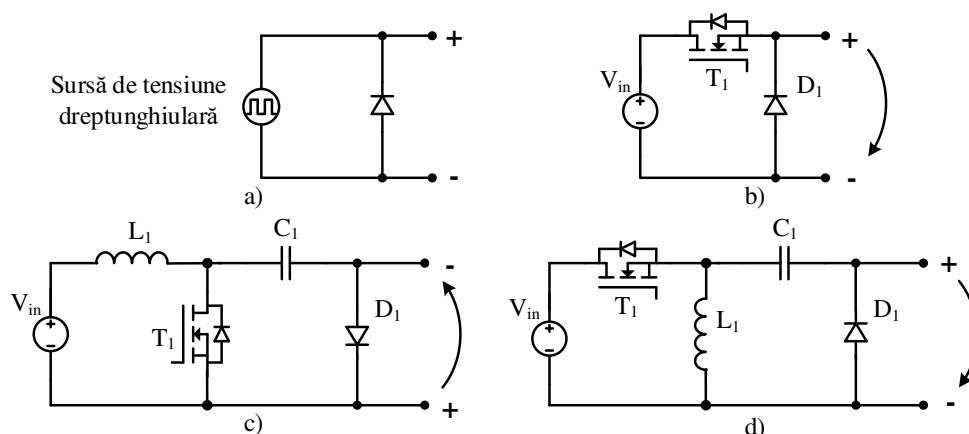


Fig. 1.30 Celule comutate surse de tensiune (SV): a) schema principală; b) SV de tip Buck; c) SV de tip Ćuk; d) SV de tip Zeta.

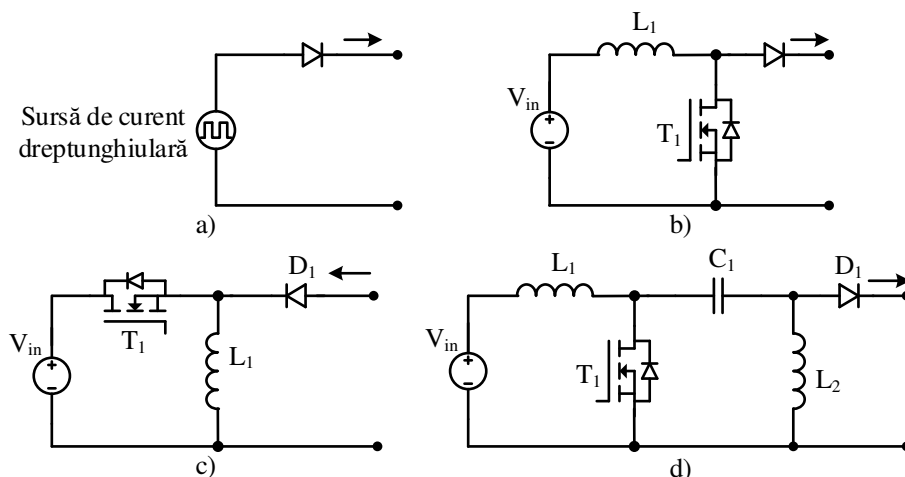


Fig. 1.31 Celule comutate surse de curent (SI): a) schema principală; b) SI de tip Boost; c) SI de tip Buck-Boost; d) SI de tip Sepic.

Regulile după care pot fi construite convertoare cu mai multe intrări sunt: conectarea în serie a SV, respectiv în paralel a SI în circuitele clasice.

Se prezintă în continuare câteva exemple privind realizarea unor convertoare cu două intrări, în conformitate cu regulile de mai sus. Convertoarele furnizează energie sarcinii de la cele două surse de alimentare (V_1 și V_2), individual sau simultan [69] - [73].

Astfel, în Fig. 1.32, este prezentat convertorul Buck/Buck, cu stările de funcționare din Tabelul 1.6, în relație cu starea de conducție a tranzistoarelor T_1 și T_2 (1-saturat, 0-blocat), și cu referire la tensiunea pe inductanța L , V_L .

În mod similar, pentru convertoare cu două intrări Buck/Buck-Boost, respectiv Buck-Boost/Buck-Boost, sunt prezentate circuitele (Fig. 1.33, Fig. 1.34) și stările de funcționare (Tabelul 1.7, Tabelul 1.8).

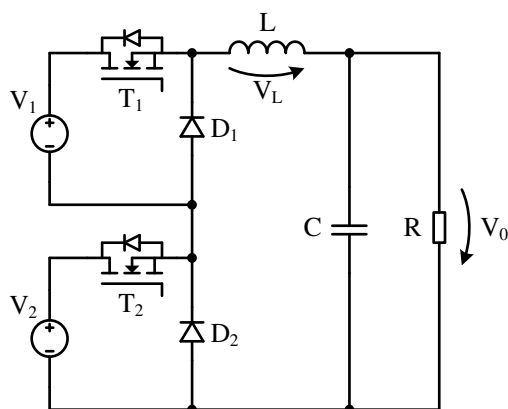


Fig. 1.32 Convertorul cu două intrări Buck/Buck.

Tabelul 1.6 Stările de funcționare ale convertorului Buck/Buck.

Starea de funcționare	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_L	$V_1 - V_0$	$V_2 - V_0$	$V_1 + V_2 - V_0$	$-V_0$

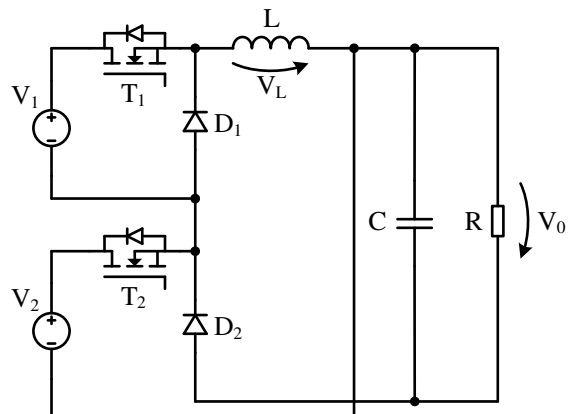


Fig. 1.33 Convertorul cu două intrări Buck/Buck-Boost.

Tabelul 1.7 Stările de funcționare ale convertorului Buck/Buck – Boost.

Starea de funcționare	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_L	$V_1 - V_0$	V_2	$V_1 + V_2$	$-V_0$

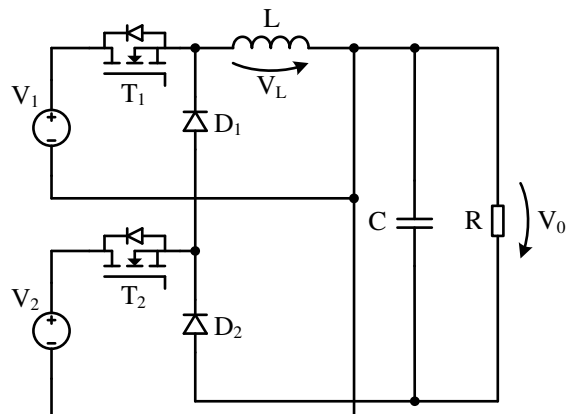


Fig. 1.34 Convertorul cu două intrări Buck-Boost/Buck - Boost.

Tabelul 1.8 Stările convertorului Buck-Boost/Buck – Boost.

Starea de funcționare	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_L	V_1	V_2	Stare nepermisă	$-V_0$

În Tabelul 1.9 sunt comparate convertoarele cu două intrări din Fig. 1.32 - Fig. 1.34, din punct de vedere al numărului de componente și al relației dintre tensiuni, ca funcție de factorii de umplere D_1 și D_2 ai celor două tranzistoare, T_1 , respectiv T_2 .

Se poate observa faptul că primele două structuri permit ponderarea independentă a tensiunilor de intrare în tensiunea de la ieșire, în raport cu factorii de umplere din comanda tranzistoarelor, a treia configurație având o interdependență în acest sens, ceea ce aduce cu sine o complicație în realizarea buclelor de reglare.

Tabelul 1.9 Comparație între convertoarele hibride cu două intrări.

Convertor	Tensiunea de ieșire V_0	Sursele de intrare pot lucra independent	Număr de componente
Buck/Buck	$V_0 = D_1 V_1 + D_2 V_2$	DA	5
Buck/Buck-Boost	$V_0 = \frac{D_1}{1-D_1} V_1 + \frac{D_2}{1-D_2} V_2$	DA	5
Buck-Boost/Buck-Boost	$V_0 = \frac{D_1}{1-D_1-D_2} V_1 + \frac{D_2}{1-D_1-D_2} V_2$	NU	5

1.2.5 Convertoare cu două intrări utilizând configurații hibride

Pe baza principiilor enunțate în subcapitolul precedent, SV și SI pot fi realizate și cu ajutorul structurilor hibride, pe baza celulelor capacitive sau inductive comutate prezentate în subcapitolul 1.2.1.

Astfel, în Fig. 1.35 și Fig. 1.36 se prezintă extinderea configurațiilor clasice de SV, respectiv SI din Fig. 1.30, respectiv Fig. 1.31, la acest gen de structuri.

Pe baza acestor considerații se prezintă câteva exemple de convertoare hibride cu două intrări, atât în combinație cu structuri clasice, cât și folosind exclusiv configurații hibride.

În Fig. 1.37 este prezentată schema convertorului hibrid Buck/(Buck+DOWN1), cu stările de funcționare listate în Tabelul 1.10, definite de starea de conducție a tranzistoarelor și tensiunile pe cele două inductanțe din Fig. 1.38.

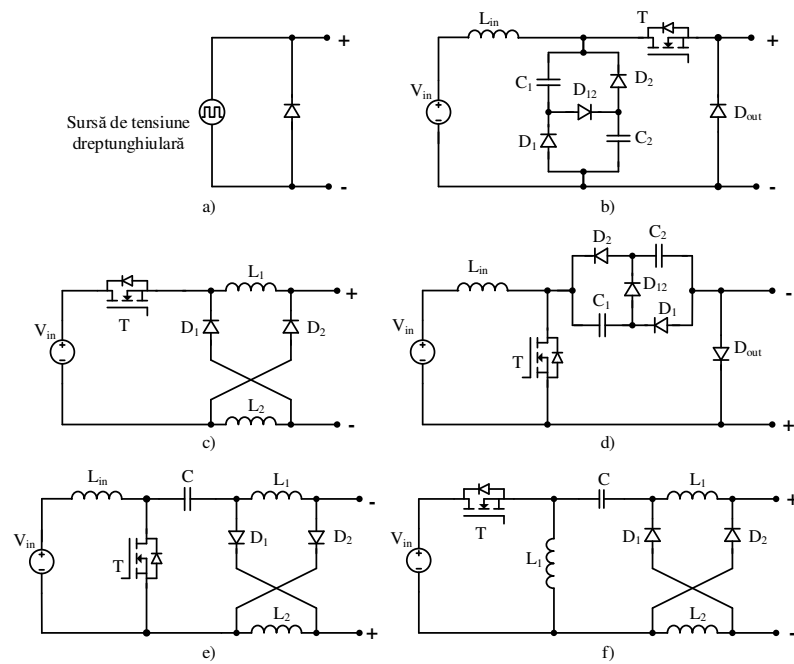


Fig. 1.35 Implementarea SV cu structuri hibride: a) principal; b), d) cu celulă DOWN1; c), e), f) cu celulă DOWN2.

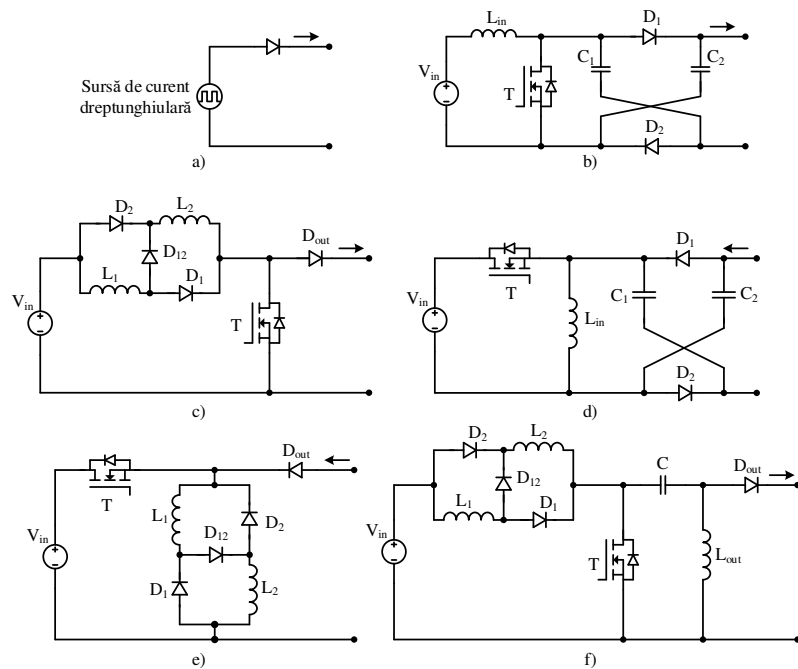


Fig. 1.36 Implementarea SI cu structuri hibride: a) principal b), d) cu celulă UP1; c), e), f) cu celulă UP3.

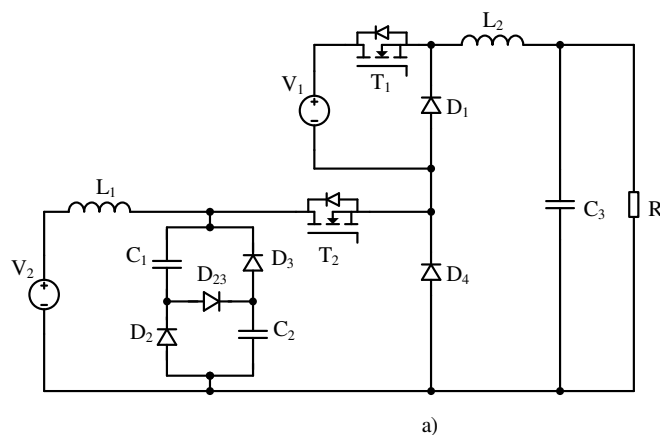


Fig. 1.37 Convertor hibrid Buck/(Buck+DOWN1).

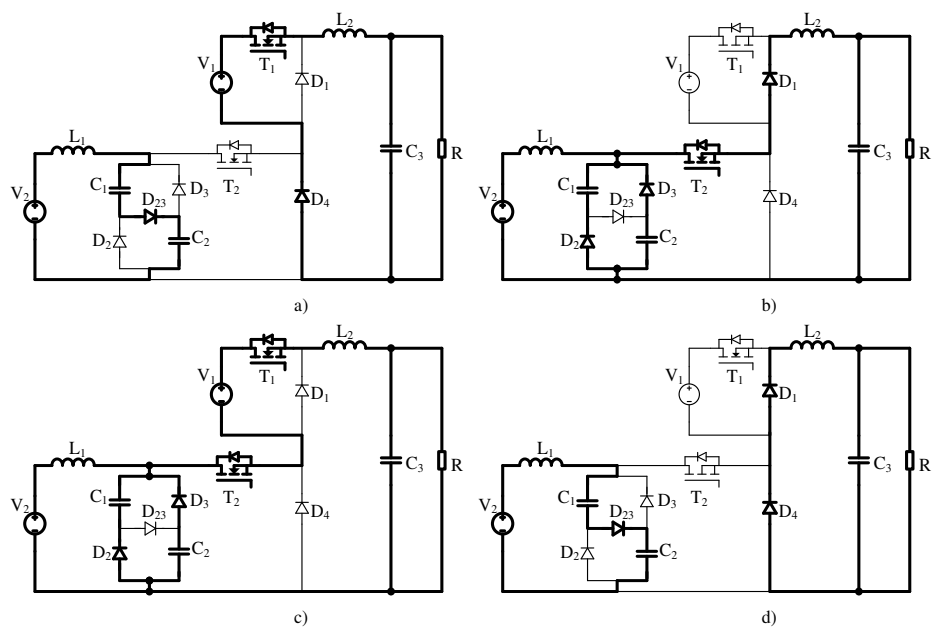


Fig. 1.38 Stările convertorului hibrid Buck/(Buck+DOWN1): a) Starea I; b) Starea II; c) Starea III; d) Starea IV.

Tabelul 1.10 Stările convertorului Buck/(Buck+DOWN1).

Stare de funcționare Mărimă/ Componentă	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_{L1}	$V_2 - 2V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - 2V_C$
V_{L2}	$V_1 - V_0$	$V_C - V_0$	$V_1 + V_C - V_0$	$-V_0$

Combi-nația dintre un convertor Buck și un convertor (Buck + DOWN2) este prezen-tată în Fig. 1.39, iar stările circuitului în Fig. 1.40 și în Tabelul 1.11.

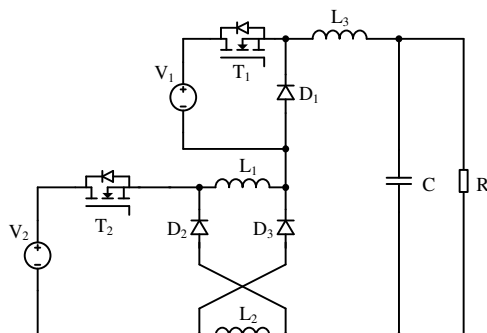


Fig. 1.39 Convertorul hibrid Buck/(Buck+DOWN2).

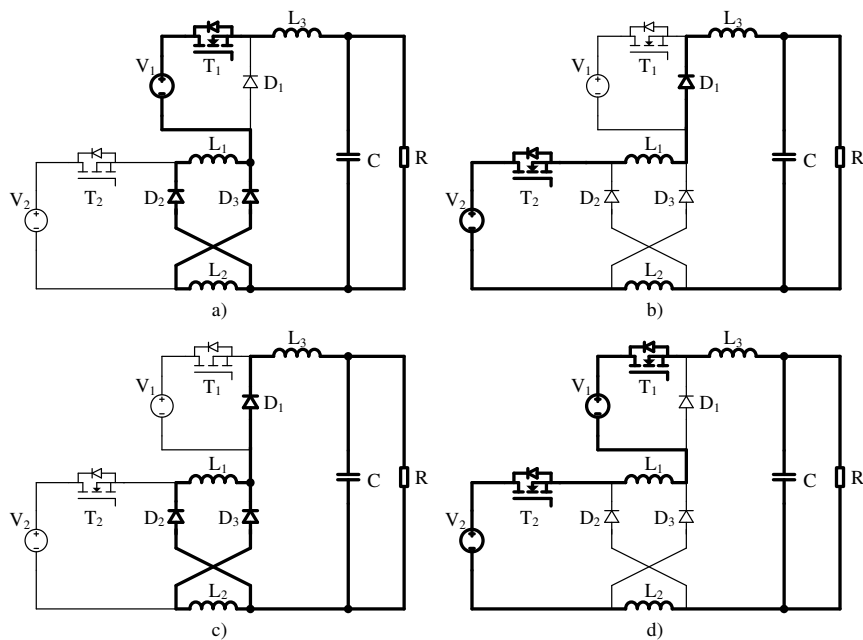


Fig. 1.40 Stările convertorului hibrid Buck/(Buck+DOWN2): a) Starea I; b) Starea II; c) Starea III; d) Starea IV.

Tabelul 1.11 Stările convertorului Buck/(Buck+DOWN2).

Stare de Mărire/ funcționare Componentă	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	0	1
T_2	0	1	0	1
$V_{L1}=V_{L2}$	V_1-V_0	$\frac{1}{2}(V_2-V_0)$	$-V_0$	$\frac{1}{2}(V_1+V_2-V_0)$

Cele două structuri hibride (Buck+DOWN1), respectiv (Buck + DOWN2) pot fi de asemenea mixate într-un convertor cu două intrări, în două variante:

- (Buck+DOWN1)/(Buck+DOWN2) - Fig. 1.41, cu stările de funcționare prezentate în Fig. 1.42 și Tabelul 1.12;
- (Buck+DOWN2)/(Buck+DOWN1) - Fig. 1.43, cu stările de funcționare prezentate în Fig. 1.44 și Tabelul 1.13.

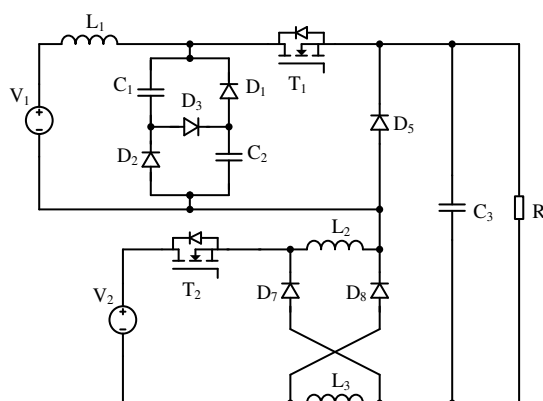


Fig. 1.41 Convertorul hibrid (Buck+DOWN1)/(Buck+DOWN2).

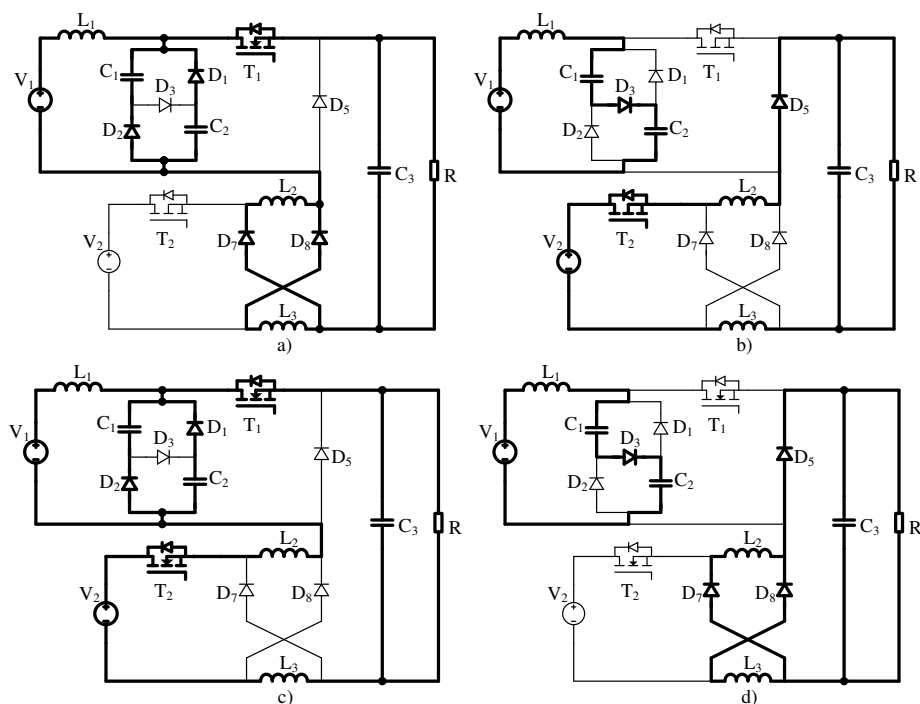


Fig. 1.42 Stările convertorului hibrid (Buck+DOWN1)/(Buck+DOWN2): a) Starea I; b) Starea II; c) Starea III; d) Starea IV.

Tabelul 1.12 Stările convertorului (Buck+DOWN1)/(Buck+DOWN2).

Stare de funcționare Mărimă/ Componentă	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_{L1}	$V_1 - V_C$	$V_1 - 2V_C$	$V_1 - V_C$	$V_1 - 2V_C$
V_{L2}	$V_C - V_0$	$\frac{1}{2}(V_2 - V_0)$	$\frac{1}{2}(V_2 + V_C - V_0)$	$-V_0$

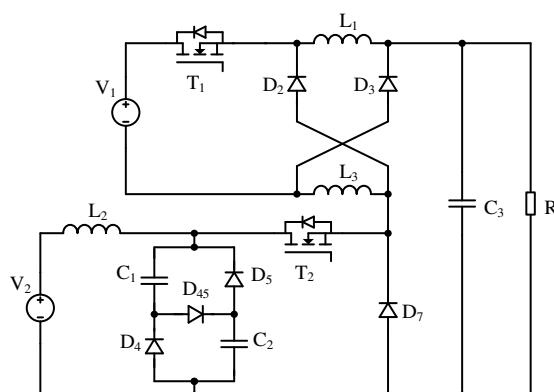


Fig. 1.43 Convertorul hibrid (Buck+DOWN2)/(Buck+DOWN1).

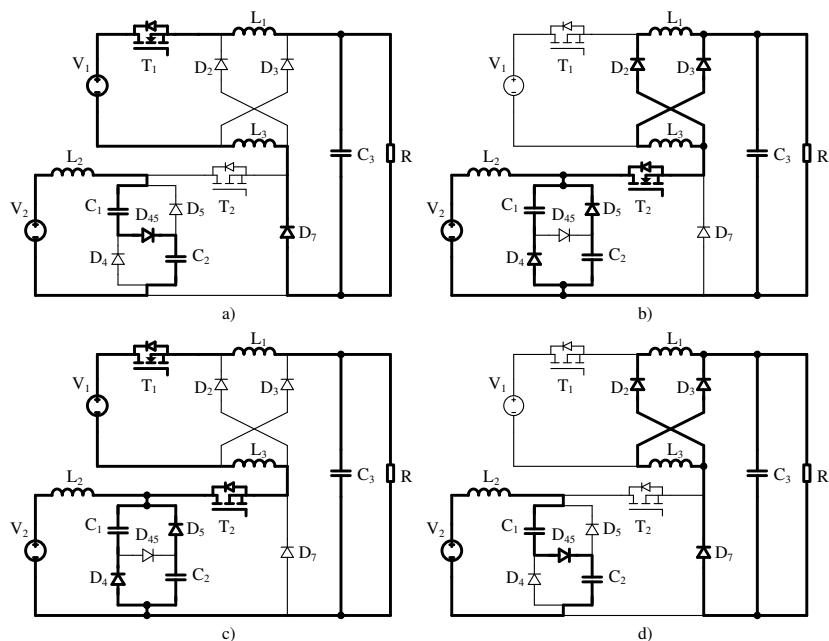


Fig. 1.44 Stările convertorului hibrid (Buck+DOWN2)/(Buck+DOWN1): a) Starea I; b) Starea II; c) Starea III; d) Starea IV.

Tabelul 1.13 Stările convertorului (Buck+DOWN2)/(Buck+DOWN1).

Stare de funcționare Mărimă/ Componentă	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_{L1}	$\frac{1}{2}(V_1 - V_0)$	$V_C - V_0$	$\frac{1}{2}(V_1 + V_C - V_0)$	$-V_0$
V_{L2}	$V_2 - 2V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - 2V_C$

Sinteza convertoarelor hibride, din punct de vedere al relațiilor dintre tensiunile de intrare și de ieșire ca funcții de factorii de umplere, al comenzilor tranzistoarelor și al numărului de componente utilizate, este prezentată în Tabelul 1.14. Comanda tranzistoarelor se realizează sincron la intrarea în conducție, relațiile dintre tensiuni putând fi dependente de diferențele dintre valorile factorilor de umplere D_1 și D_2 .

Tabelul 1.14 Comparatie între convertoarele hibride din Fig. 1.37 - Fig. 1.44.

Convertor	Tensiunea de ieșire V_0	Sursele de intrare pot lucra independent	Număr de componente
Buck/(Buck+DOWN1)	$V_0 = D_1 V_1 + \frac{D_2}{2 - D_2} V_2$	DA	10
Buck/(Buck+DOWN2)	$V_0 = \frac{2D_1 - D_2}{2 - D_2} V_1 + \frac{D_2}{2 - D_2} V_2$ pt. $D_1 > D_2$ $V_0 = \frac{D_1}{2 - D_2} V_1 + \frac{D_2}{2 - D_2} V_2$ pt. $D_1 \leq D_2$	NU	7
(Buck=DOWN1)/ (Buck+DOWN2)	$V_0 = \frac{2D_1 - D_2}{(2 - D_1)(2 - D_2)} V_1 + \frac{D_2}{2 - D_2} V_2$	NU	13
(Buck=DOWN2)/ (Buck+DOWN1)	$V_0 = \frac{D_1}{2 - D_1} V_1 + \frac{D_2}{(2 - D_1)(2 - D_2)} V_2$ pt. $D_1 > D_2$ $V_0 = \frac{D_1}{2 - D_1} V_1 + \frac{2D_2 - D_1}{(2 - D_1)(2 - D_2)} V_2$ pt. $D_1 \leq D_2$	NU	13

1. 3 Concluzii

Conversia statică a energiei are astăzi implicații majore în toate industriile, cu efecte pozitive în randament, fiabilitate și controlabilitatea proceselor.

Rod al activităților de cercetare tot mai intense din ultimul timp, convertoarele de curent continuu reprezintă un domeniu deosebit de generos, impulsionat de industria energiilor regenerabile, transportul și distribuția energiei electrice și aplicațiile automotive.

Cerințele specifice pe care aceste industrii le impun, în ce privește conversia energiei electrice de c.c., au creat un segment dedicat de literatură, o succintă selecție fiind prezentată în bibliografia atașată.

Acest capitol a trecut în revistă convertoarele de c.c. cu o structură aparte (denumite generic hibride), cu particularități distincte și pe care autorii le-au studiat și dezvoltat în ultimii ani.

În capitolele următoare vor fi abordate extensiv, teoretic și experimental, o parte dintre configurațiile prezentate, fiecare topologie fiind legată de aplicația industrială pentru care a fost implementată, astfel încât să dea concretețe și să justifice abordarea domeniului.

1. 4 Bibliografie

- [1] C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat, "Digital Control of Power Converters—A Survey", *IEEE Trans. Ind. Info.*, Vol. 8, No. 3, Aug. 2012, pp. 437 – 447.
- [2] J. D. van Wyk, F. C. Lee, "On a Future of Power Electronics", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 2, June 2013, pp. 59 -72.
- [3] H. Wang, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Toward reliable power electronics: challenges, design tools, and opportunities", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 2, Jun. 2013, pp. 17-26.
- [4] D. Tan, "Emerging System Applications and Technological Trends in Power Electronics", *IEEE Power Electronics Magazine*, Vol. 2, NO. 2, June 2015, pp. 3-47.
- [5] Y. Rozanov • S. Ryvkin, E. Chaplygin, P. Voronin, "Power Electronics Basics", *CRC Press*, 2016.
- [6] F. Blaabjerg, Z. Chen, S. B. Kjaer, "Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, VOL. 19, NO. 5, Sept. 2004, pp. 1184 -1194.
- [7] F. Blaabjerg and Z. Chen, "Power electronics as an enabling technology for renewable energy integration," *J. Power Electron.*, VOL. 3, NO. 2, Apr. 2003, pp. 81–89.

- [8] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, "GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS", *John Wiley & Sons, Ltd.*, 2011.
- [9] J. M. Maza-Ortega, E. Acha, S. Garcia, A. Gomez-Exposito, "Overview of power electronics technology and applications in power generation transmission and distribution", *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, VOL. 5, NO. 4, July 2017, pp. 499 – 514.
- [10] A. Emadi, S. Williamson, A. Khaligh, "Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicular Power Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, VOL. 21, NO. 3, May 2006, pp. 567 – 577.
- [11] O. Hegazy, R. Barrero, J. V. Mierlo, P. Lataire, N. Omar, T. Coosemans, "An Advanced Power Electronics Interface for Electric Vehicles Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, December 2013, pp. 5508 - 5521.
- [12] H. Abu-Rub, M. Malinowski, K. Al-Haddad, "Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications", *IEEE Press and John Wiley & Sons Ltd.*, 2014.
- [13] X. Yang, H. Hu, Y. Ge, S. Aatif, Z. He, S. Gao, "An Improved Droop Control Strategy for VSC-Based MVDC Traction Power Supply System", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 54, No. 5, Sept./Oct. 2018, pp. 5173 – 5186.
- [14] W.- H. Yang, H. – A. Yang, C. -J. Huang, K. -H. Chen Y. – H. Lin, "A High-Efficiency Single-Inductor Multiple-Output Buck-Type LED Driver With Average Current Correction Technique", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 4, April 2018, pp. 3375 – 3385.
- [15] N. Clark, E. Motto, S. Shibata, "New SLIM Package Intelligent Power Modules (SLIMDIP) with Thin RC-IGBT for Consumer Goods Applications", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 4510 – 4512.
- [16] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics-Converters, Applications and Design", 3rd ed. New York: *Wiley*, 2003.
- [17] M. Rashid, "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications", 3rd ed., *Pearson/Prentice Hall*, 2004.
- [18] A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, Y. J. Lee, "Integrated Power Electronic Converters and Digital Control", *CRC Press*, 2009.
- [19] F. Luo and H. Ye, "Essential DC-DC Converters", *CRC Press*, 2006.
- [20] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M. A. M. Hendrix, "Family of Multiport Bidirectional DC–DC Converters", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 3, May 2006, pp. 451 – 458.
- [21] M. Forouzesh, Y. Siwakoti, A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, "Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 32, No. 12, Dec. 2017, pp. 9143 – 9178.
- [22] D. Vinnikov, I. Roasto, "Quasi-Z-Source-Based Isolated DC/DC Converters for Distributed Power Generation", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 1, Jan. 2011, pp. 192 -201.
- [23] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, A. Huang, "Review of Non-isolated Bi-directional DC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application at Municipal Parking Decks", *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1145 – 1151.

- [24] Y. Berkovich, B. Axelrod, "Switched-Coupled Inductor Cell for DC-DC Converters with Very Large Conversion Ratio", *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 3, March 2011, pp. 309-315.
- [25] R. L. Steigerwald, R. W. De Doncker, M. H. Kheraluwala, "A Comparison of High-Power DC-DC Soft-Switched Converter Topologies", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 32, No. 5, Sept/Oct. 1996, pp 1139 – 1145.
- [26] K. H. Liu, F. C. Y. Lee, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 293 – 304.
- [27] W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu, X. He, "A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications", *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 364 – 369.
- [28] W. Li, X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 4, April 2011, pp. 1239 – 1250.
- [29] H. Ardi, A. Ajami, F. Kardan, S. N. Avilagh, "Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 8, Aug. 2016, pp. 4878 – 4888.
- [30] R.M. Schupbach, J.C. Balda, "Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric vehicles", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, 2003, pp. 1369 – 1374.
- [31] S. Han, D. Divan, "Bi-Directional DC/DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) Applications", *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, pp. 784 – 789.
- [32] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Transformerless dc-dc converters with a very high dc line-to-load voltage ratio," *J. CIRCUITS, SYST. COMPUT.*, Vol. 13, No. 3, Jun. 2004, pp. 467–475.
- [33] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched -capacitor (SC) switched-inductor (SL) structures for getting hybrid step-down Ćuk/Zeta/Sepic converters," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS)*, Kos Island, Greece, May 21–24, 2006, pp. 5063–5066.
- [34] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Hybrid switched-capacitor Ćuk/Zeta/Sepic converters in step-up mode," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS)*, Kobe, Japan, May 23–26, 2005, pp. 1310–1313.
- [35] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 55, No. 2, March 2008, pp. 687-696.
- [36] I. M. Pop-Calimanu, S. Lica, S. Popescu, R. Mirsu, I. Lie, D. Lascu, "A New Hybrid Inductor-Based Boost DC-DC Converter Suitable for Applications in Photovoltaic Systems", *Energies* 2019, 12, 252, <https://www.mdpi.com/journal/energies>, pp. 1-32.
- [37] O. Pelan "Hybrid DC-DC Converters for Automotive and Renewable Energies Systems", *Ph. D. Thesis, University Politehnica, Timișoara*, 2014.
- [38] O. Pelan, O. Cornea, N. Muntean, F. Blaabjerg, "Comparative efficiency evaluation of Buck and Hybrid Buck DC-DC converters for automotive applications", *International*

Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2014, pp. 582 – 587.

[39] O. Pelan, N. Muntean, O. Cornea, "Comparative Evaluation of Buck and Switched-Capacitor Hybrid Buck DC-DC Converters", *International Conference on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2012, pp. 1330 – 1335.

[40] O. Cornea, O. Pelan, N. Muntean, "Comparative Study of Buck and Hybrid Buck "Switched-Inductor" DC-DC Converters", *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2012, pp. 853 – 858.

[41] O. Pelan, N. Muntean, O. Cornea, F. Blaabjerg, "High Voltage Conversion Ratio, Switched C & L Cells, Step-Down DC-DC Converter", *International Conference on Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, pp. 5580 – 5585.

[42] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, R. Yershov, "A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems", *International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering*, 2016, pp. 22 – 27.

[43] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, A. Huang, "Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks", *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1145 – 1151.

[44] K. Krismer, J. Biela, J.W. Kolar, "A comparative evaluation of isolated bi-directional dc/dc converters with wide input and output voltage range", *Industry Applications Conference, IAS*, 2005, pp. 599-606.

[45] K. Zhiguo, Z. Chunbo, Y. Shiyan, and C. Shukang, "Study of bidirectional DC-DC converter for power management in electric bus with supercapacitors", *Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf.*, Sep. 2006, pp. 1–5.

[46] S. Inoue, H. Akagi, "A bi-directional dc/dc converter for an energy storage system", *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007*, pp. 761-767.

[47] H. Ardi, Ali Ajami, F. Kardan, .S. N. Avilagh, "Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC-DC Converter With High Voltage Gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 8, Aug. 2016, pp. 4878 – 4888.

[48] Y. Zhang, Y. Gao, J. Li, M. Sumner, "Wide voltage-gain range asymmetric H-bridge bidirectional DC-DC converter with common ground for energy storage systems", *Journal of Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, March 2018, pp. 343 – 355.

[49] E. Guran, "Power Converters for Renewable Energy Applications", Ph. D. Thesis, *University POLITEHNICA, Timișoara*, 2015.

[50] O. Cornea, Gh.-D. Andreescu, N. Muntean, D. Hulea, "Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid Through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC-DC Converter" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No. 4, April 2017, pp. 3012 – 3022.

[51] D. Hulea, B. Fahimi, N. Muntean, O. Cornea, "High Ratio Bidirectional Hybrid Switched Inductor Converter using Wide Bandgap Transistors", *EPE'18 ECCE Europe*, 2018, pp. 1 – 10.

[52] D. Hulea, N. Muntean, M. Gireadă, O. Cornea, E. Serban, " Bidirectional Hybrid Switched-Inductor Switched-Capacitor Converter Topology with High Voltage Gain", *EPE'19 ECCE Europe*, 2019, pp. 1 – 10.

- [53] N. Vazquez, A. Hernandez, C. Hernandez, E. Rodriguez, R. Orosco, and J. Arau, "A double input DC/DC Converter for photovoltaic/wind systems," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)*, Rhodos, Greece, June 2008, pp. 2460-2464.
- [54] S. Junseok, Z. Ruichen, and A. Kwasinski, "Design considerations for energy storage power electronics interfaces for high penetration of renewable energy sources," *IEEE 8th. International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE.& ECCE. 2011)* Jeju, Korea, May-June 2011, pp. 2160-2167.
- [55] Y.-M. Chen, Y.-C. Liu, S.-C. Hung, C.-S. Cheng, "Multi-Input Inverter for Grid-Connected Hybrid PV/Wind Power System", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 22, No. 3, MAY 2007, pp. 1070.
- [56] D. Boroyevich, I. Cvetković, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, F. Lee, "Future Electronic Power Distribution Systems – A contemplative view", *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010*, pp. 1369 – 1380.
- [57] Z. Rehman I. Al-Bahadly, S. Mukhopadhyay, "Multiinput DC–DC converters in renewable energy applications – An overview", *Renewable and Sustainable Energy Reviews* No. 41, 2015, pp. 521 – 539.
- [58] M. Gavriş, O. Cornea, N. Muntean, "Multiple input DC-DC topologies in renewable energy systems - A general review", *IEEE 3rd International Symposium on Exploitation of Renewable Energy Sources (EXPRES)*, 2011, pp. 123 – 128.
- [59] S. Junseok, Z. Ruichen, and A. Kwasinski, "Design considerations for energy storage power electronics interfaces for high penetration of renewable energy sources," *IEEE 8th. International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE.& ECCE. 2011)* Jeju, Korea, May-June 2011, pp. 2160-2167.
- [60] P. Y. Krishna, F. Mehdi, "Review of Multiple Input DC-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles", *Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (2005, Chicago, IL), Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, Sep 2005, pp. 552-555.
- [61] S.M. Lukic, J. Cao, R.C. Bansal, F. Rodriguez, "Energy Storage Systems for Automotive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 6, June 2008, pp. 2258-2267.
- [62] R.-J. Wai, B.-H. Chen, "High-Efficiency Dual-Input Interleaved DC–DC Converter for Reversible Power Sources", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 6, JUNE 2014, pp. 2903 – 2921.
- [63] A. Kwasinski and P. T. Krein, "A Microgrid-based Telecom Power System using Modular Multiple-Input DC-DC Converters," *IEEE Twenty-Seventh International Telecommunications Conference (INTELEC 2005)*, Berlin, Germany, September 2005, pp. 515-520.
- [64] M. Harfman-Todorovic, L. Palma, and P. Enjeti, "A Hybrid DC-DC Converter for Fuel Cells Powered Laptop Computers," *IEEE 37th Power Electronics Specialists Conference (PESC 2006)*, Jeju, South Korea, June 2006, pp. 1-5.
- [65] G. Chen, Z. Jin, Y. Deng, X. He, X. Qing, "Principle and Topology Synthesis of Integrated Single-Input Dual-Output and Dual-Input Single-Output DC–DC Converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 5, MAY 2018, pp. 3815 – 3825.
- [66] B. L.- H. Nguyen, H. Cha, T.- T. Nguyen, H.- G. Kim, "Family of Integrated Multi-Input Multi-Output DC-DC Power Converters", *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 2018, pp. 3134 – 3139.

- [67] Y. C. Liu and Y. M. Chen, "A Systematic Approach to Synthesizing Multi-Input DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, no. 1-2, Jan.2009, pp. 116-127.
- [68] Y. Li, X. B. Ruan, D. S. Yang, F. X. Liu, and C. K. Tse, "Synthesis of Multiple-Input DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, no. 9, Sept.2010, pp. 2372-2385.
- [69] J.- H. Park, J. – K. Kim, "A Non-Isolated Dual-Input DC-DC Converter with Wide Input Voltage Range for Renewable Energy Sources", *IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, 2017, pp 654 – 658.
- [70] M. Gavris, "Dual Input DC-DC Converters for Renewable Energy Processing", Ph.D. Thesis, *University Politehnica, Timișoara*, 2013.
- [71] N. Muntean, M. Gavris, O. Cornea, "Dual input hybrid DC-DC converters", *IEEE EUROCON - International Conference on Computer as a Tool*, 2011, pp. 1 – 4.
- [72] N. Muntean, M. Gavris, O. Cornea, "A new dual-input hybrid buck DC-DC converter", *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*, 2011, pp. 109 – 114.
- [73] M. Gavris, O. Cornea, N. Muntean, "Dual input hybrid buck LC converter", *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp.309 – 31.

2. 1 Topologie. Domeniu de utilizare

Convertorul hibrid cu inductivități comutate (HIC), prezentat în Fig. 2.1, este de tip coborâtor de tensiune, cu un raport static de conversie sensibil mai mare decât cel al convertorului buck standard, prezentând avantaje la utilizare în aplicații caracterizate de raport mare între tensiunea de intrare și cea de ieșire [1].

Fig. 2.2 prezintă schema bloc a sistemului de conversie a energiei pentru o turbină eoliană de putere mică (abordat în acest capitol), în care convertorul HIC are rolul de a fixa punctul de funcționare al generatorului electric în zona de putere maximă a caracteristicii turbinei. Curentul de intrare al HIC este controlat pentru modificarea continuă a puterii de la ieșirea punții de diode RED, care redresează tensiunea trifazată a generatorului electric cu magneți permanenți GSMP. HIC încarcă supercondensatorul SC, care este capabil să preia energia de la turbina eoliană, chiar și în cazul funcționării acesteia la putere maximă.

Adăugarea supercondensatoarelor în sistemele de conversie și stocare ale energiei, alături de baterii de acumulare, contribuie la îmbunătățirea performanțelor ansamblului datorită densității mari de putere a acestora.

Spre deosebire de baterii, acumularea de energie în SC se realizează prin creșterea tensiunii la borne. La un moment dat, tensiunea pe SC poate avea orice valoare cuprinsă între zero și tensiunea maximă specifică modelului respectiv.

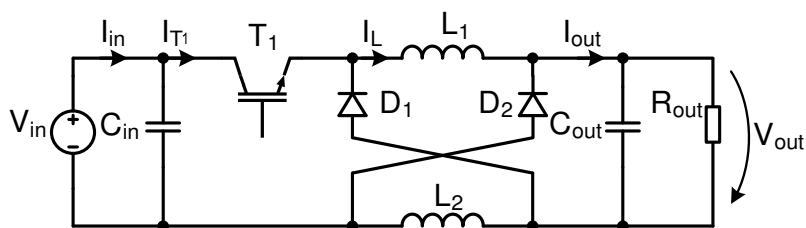


Fig. 2.1 Convertorul hibrid cu inductivități comutate (HIC).

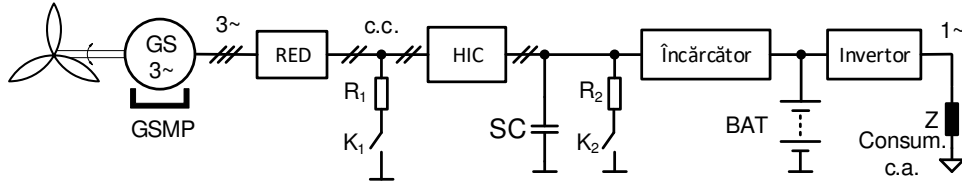


Fig. 2.2 Schema bloc a sistemului de conversie a energiei pentru o turbină eoliană de putere mică (5kW).

SC este utilizat pentru încărcarea unei unități de stocare a energiei realizată din baterii reîncărcabile conectate în serie (BAT). Echipamentul folosit pentru încărcare asigură limitarea curentului la valoarea maximă suportată de baterii. Prin combinarea supercondensatoarelor cu bateriile reîncărcabile în sistemul de conversie și stocare a energiei, se urmărește maximizarea capacității de preluare a puterii precum și a celei de stocare a energiei.

2. 2 Analiza teoretică în regim stabilizat

2.2.1 Funcționarea în regim de curent neîntrerupt

În timpul funcționării în regim de curent neîntrerupt (CCM - "continuous current mode"), convertorul poate fi într-una din cele două stări posibile: o stare obținută când T_1 este în conducție (t_{on}) iar cealaltă când T_1 este blocat (t_{off}) și diodele D_1 și D_2 sunt în conducție. Curentul printr-o diodă nu ajunge niciodată la zero înainte de începutul unei noi perioade de comutație. Fig. 2.3 prezintă circuitele echivalente pentru cele două stări.

La funcționarea în CCM doar o parte a energiei stocate în L_1 și L_2 este transferată sarcinii în intervalul t_{off} , deci curenții prin inductivități nu ating valoarea zero la sfârșitul unei perioade de comutație. Fig. 2.4 prezintă formele de undă ale curenților prin T_1 , L_1 , L_2 și curentul la ieșirea celei de inductivități comutate, i_{out} . Curenții prin inductivități sunt egali, iar pe durata blocării tranzistorului circulația acestora este asigurată de diodele D_1 și D_2 .

Ținând cont de faptul că tensiunea pe o inductivitate în intervalul t_{on} este $(V_{in} - V_{out})/2$ iar în intervalul t_{off} este $(-V_{out})$, se poate scrie integrala tensiunii pe o perioadă de comutație, care trebuie să fie egală cu zero, pentru funcționare în regim staționar:

$$D \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{2} + (1 - D) \cdot (-V_{out}) = 0. \quad (2.1)$$

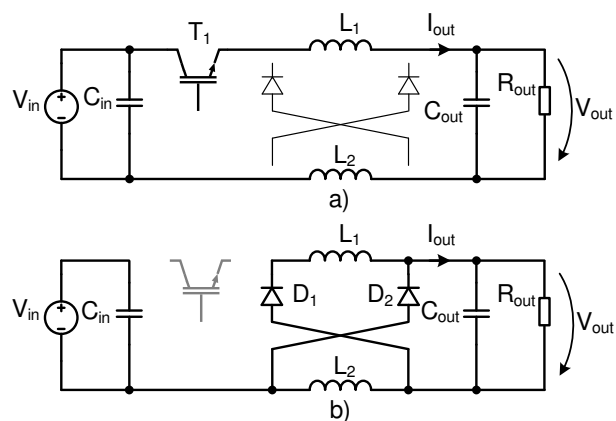


Fig. 2.3 Circuitele echivalente pentru cele două stări ale convertorului, la funcționare în regim de curent neîntrerupt: a) t_{on} (T_1 în conducție); b) t_{off} (T_1 blocat, D_1 și D_2 în conducție).

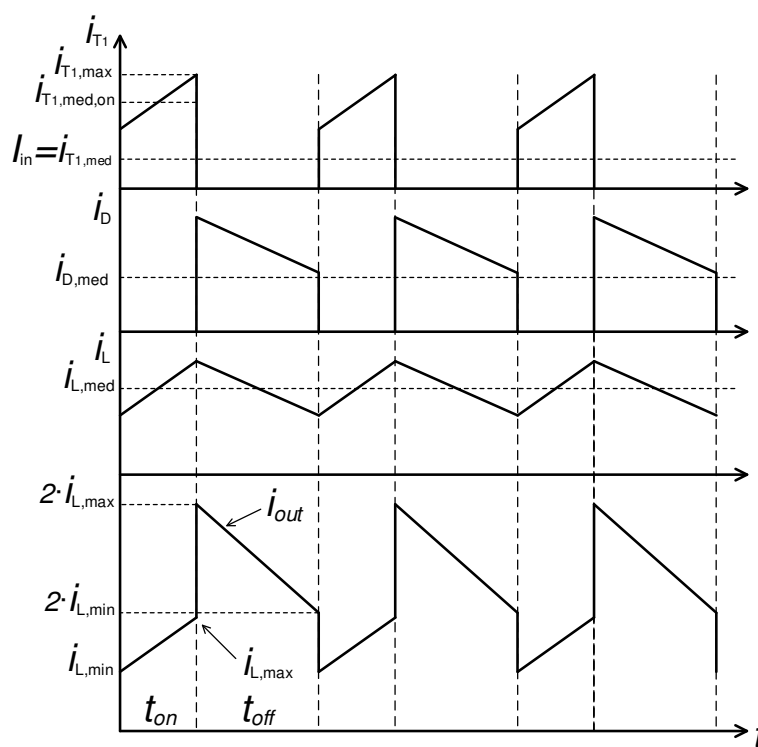


Fig. 2.4 . Formele de undă ale curenților, la funcționare în regim de curent neîntrerupt: curentul prin T_1 ; curentul prin D_1 , D_2 ; curentul prin L_1 , L_2 ; curentul de ieșire i_{out} .

Din (2.1) se obține relația dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{2-D}, D = \frac{t_{on}}{T_s}. \quad (2.2)$$

Ecuția (2.2) se poate pune și sub forma:

$$D = 2 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}. \quad (2.3)$$

Datorită termenului $(2-D)$ la numitorul expresiei (2.2), în comparație cu convertorul buck standard la același raport de conversie, convertorul HIC poate să funcționeze la un factor de umplere D aproape dublu. Acest fapt este ilustrat în Fig. 2.5 și are ca efect reducerea pierderilor și a valorii de vârf a curentului prin tranzistor.

În cazul aplicației prezentate în Fig. 2.2, sursa de tensiune de curent continuu V_{in} este obținută de la GSMP prin RED.

Variabila de control I_{in} este legată de curenții prin componente și determină valorile maxime ale acestora. Curentul mediu prin tranzistor pe o perioadă de comutație T_s , ca și la convertorul buck, este egal cu valoarea medie a curentului de intrare în convertor:

$$I_{in} = i_{T_1,med}. \quad (2.4)$$

Pe de altă parte, $i_{T_1,med}$ se poate calcula din valoarea medie a curentului prin T_1 în intervalul t_{on} , $i_{T_1,med,on}$:

$$i_{T_1,med} = i_{T_1,med,on} \cdot \frac{t_{on}}{T_s} = i_{T_1,med,on} \cdot D. \quad (2.5)$$

Din ecuațiile (2.4) și (2.5) se obține relația de legătură între $i_{T_1,med,on}$ și I_{in} :

$$i_{T_1,med,on} = \frac{i_{T_1,med}}{D} = \frac{I_{in}}{D}. \quad (2.6)$$

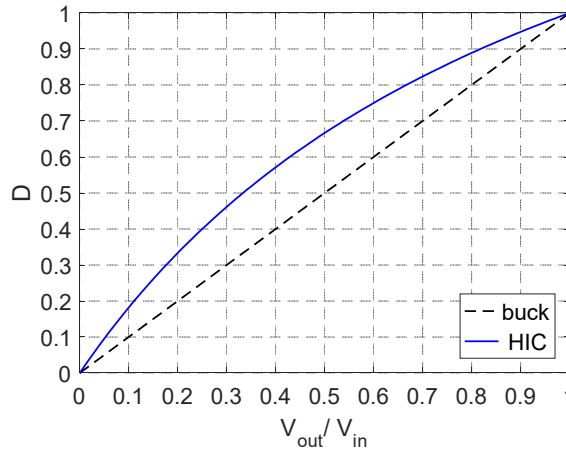


Fig. 2.5 Comparație între factorul de umplere al HIC și cel al convertorului buck standard, în funcție de raportul de conversie V_{out} / V_{in} .

În intervalul t_{on} , în care tranzistorul este în conducție, curenții prin T_1 , L_1 și L_2 sunt egali, deci valoarea medie $i_{T_1,med,on}$ este egală cu valoarea medie a curentului prin inductivități pe acest interval, $i_{L,med,on}$, care este aceeași cu valoarea medie a i_L pe intervalul T_s , $i_{L,med}$, așa cum arată Fig. 2.4.

$$i_{L,med} = i_{L,med,on} = i_{T_1,med,on} \quad (2.7)$$

Din (2.6) și (2.7) rezultă următoarea legătură între $i_{L,med}$ și I_{in} :

$$i_{L,med} = \frac{I_{in}}{D}. \quad (2.8)$$

Valoarea maximă a curentului mediu prin inductivitate, $i_{L,med,max}$, se obține pentru valoarea limită maximă a I_{in} :

$$i_{L,med,max} = \frac{I_{in,max}}{D}. \quad (2.9)$$

$I_{in,max}$ se determină în etapa de proiectare, din considerente legate de limitarea puterii de ieșire a generatorului electric.

Din (2.9), ținând cont de variația vârf-la-vârf a curentului prin inductivități care se exprimă prin:

$$\Delta I_L = i_{L,max} - i_{L,min} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \cdot T_s \cdot D, \quad (2.10)$$

se obțin ecuațiile de calcul ale curenților minim și maxim prin L_1 și L_2 :

$$i_{L,\min} = i_{L,\text{med}} - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_{in}}{D} - \frac{V_{in} - V_{out}}{4L} \cdot T_s \cdot D, \quad (2.11)$$

$$i_{L,\max} = i_{L,\text{med}} + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_{in}}{D} + \frac{V_{in} - V_{out}}{4L} \cdot T_s \cdot D. \quad (2.12)$$

Valoarea $i_{L,\max}$ pentru $I_{in} = I_{in,\max}$ reprezintă o dată importantă de intrare pentru dimensionarea inductivității. Pe de altă parte, expresia (2.12) la $I_{in,\max}$ reprezintă și valoarea maximă a curentului instantaneu prin T_1 , de care trebuie ținut cont la alegerea acestuia.

Solicitarea în tensiune, V_{T_1} , pentru tranzistorul T_1 se obține din Fig. 2.3 b):

$$V_{T_1} = V_{in} - V_{AB} = V_{in} + V_{out}, \quad (2.13)$$

iar valoarea ei maximă se obține pentru $V_{in,\max}$, la funcționarea cu tensiunea de ieșire $V_{out,\max}$.

În ceea ce privește solicitările maxime ale diodelor, acestea se obțin asemănător. Solicitarea maximă în curent pentru o diodă este aceeași cu cea care apare la tranzistor, deoarece curentul maxim prin T_1 , care trece prin dispozitivul semiconductor la sfârșitul perioadei t_{on} , fiind egal cu i_L , este preluat în întregime de fiecare diodă în momentul comutației. Solicitarea în tensiune se obține din Fig. 2.3 a):

$$V_D = L \cdot \frac{di_L}{dt} + V_{out} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2} + V_{out} = \frac{V_{in} + V_{out}}{2}. \quad (2.14)$$

Pentru a obține valoarea medie a curentului printr-o diodă, $i_{D,\text{med}}$, care este de asemenea importantă în alegerea tipului de dispozitiv semiconductor folosit pentru D_1 și D_2 , trebuie să ținem cont de faptul că i_D este egal cu i_L în intervalul t_{off} și zero în t_{on} . Prin urmare $i_{D,\text{med,off}}$ valoarea medie a curentului prin dioda D_1 pe intervalul t_{off} este egală cu $i_{L,\text{med}}$, deci:

$$i_{D,\text{med}} = \frac{i_{D,\text{med,off}} \cdot t_{off}}{T_s} = \frac{i_{L,\text{med}} \cdot T_s \cdot (1 - D)}{T_s} = \frac{I_{in}}{D} \cdot (1 - D). \quad (2.15)$$

La limita regimului de curent neîntrerupt, $i_{L,min}=0$ în Fig. 2.4. În acest caz valoarea medie a curentului i_L este:

$$i_{L,med,lim} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_{in} - V_{out}}{4L} \cdot T_s \cdot D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{2L} \cdot T_s. \quad (2.16)$$

Din (2.8) și (2.16) se obține valoarea curentului de intrare I_{in} la limita regimului de curent neîntrerupt:

$$I_{in,lim} = D \cdot i_{L,med,lim} = D^2 \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{4L} \cdot T_s = \left(\frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \right)^2 \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_s. \quad (2.17)$$

Curentul de intrare I_{in} la limita regimului de curent neîntrerupt, conform (2.17), ținând cont de faptul că L și T_s sunt constante, depinde doar de tensiunile V_{in} și V_{out} . Variația $I_{in,lim}$ în funcție de cele două tensiuni este prezentată în graficul tridimensional din Fig. 2.6.

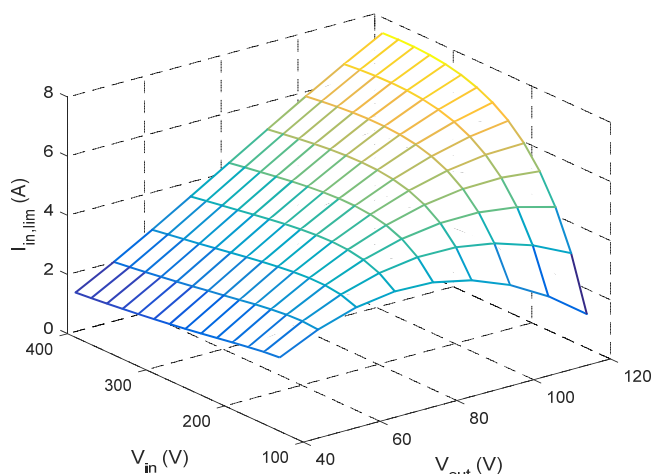


Fig. 2.6 Curentul de intrare, la limita de trecere de la curent neîntrerupt la curent întrerupt, în funcție de V_{in} și V_{out} .

2.2.1 Funcționarea în regim de curent întrerupt

În regimul de curent întrerupt toată energia acumulată în inductivități în intervalul t_{on} este transferată sarcinii în intervalul în care tranzistorul este blocat și diodele sunt în conducție. În timpul funcționării, într-o perioadă de comutație există trei intervale:

- $t_{on} - T_1$ este în conducție și diodele sunt blocate;
- $t_{off1} - T_1$ este blocat și D_1, D_2 sunt în conducție;
- $t_{off2} - T_1, D_1, D_2$ sunt blocate; i_{L1} și i_{L2} sunt zero.

Curentul printr-o inductivitate, i_{L1} sau i_{L2} , este diferit de zero în intervalul de timp t_L , egal cu suma t_{on} și t_{off1} , și egal cu zero în intervalul $t_{off2} = T_S - t_L$.

Formele de undă ale curentului prin tranzistor, curentului printr-o inductivitate și curentului de ieșire i_{out} sunt prezentate în Fig. 2.7.

În acest regim de funcționare se păstrează relația dintre $i_{T1,med,on}$, $i_{T1,med}$ și I_{in} valabilă pentru curentul neîntrerupt:

$$i_{T1,med,on} \cdot D = i_{T1,med} = I_{in}. \quad (2.18)$$

În plus, este valabilă relația:

$$i_{T1,med,on} = \frac{I_{T1,max}}{2}. \quad (2.19)$$

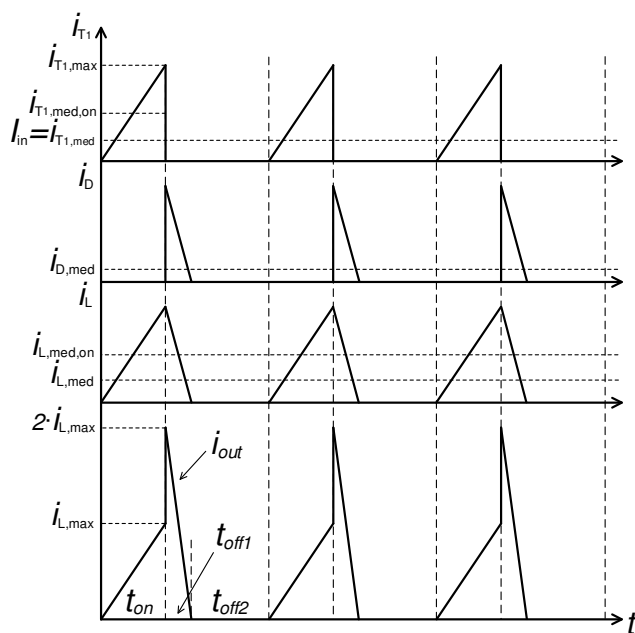


Fig. 2.7 Formele de undă ale curenților, la funcționare în regim de curent întrerupt: curentul prin T_1 ; curentul prin D_1 , D_2 ; curentul prin L_1 , L_2 ; curentul de ieșire i_{out} .

Din (2.18) și (2.19) se obține relația dintre curentul maxim prin tranzistor și curentul de intrare I_{in} . $I_{T1,max}$ este, de asemenea, egal cu variația vârf-la-vârf a curentului prin inductivități:

$$I_{T_1, \max} = \frac{2 \cdot I_{in}}{D} = \Delta I_L, \quad (2.20)$$

în care ΔI_L se poate exprima astfel:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s. \quad (2.21)$$

Din (2.20) și (2.21) se obține expresia factorului de umplere pentru regimul de curent întrerupt:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{in} \cdot L}{T_s \cdot (V_{in} - V_{out})}}. \quad (2.22)$$

care arată că D nu depinde doar de V_{in} și V_{out} , ca în cazul regimului de curent neîntrerupt, ci depinde și de curentul de intrare I_{in} .

Curentul mediu prin inductivitate pe intervalul T_s , $i_{L,med}$, nu mai este în aceeași relație cu I_{in} ca în regimul de curent neîntrerupt. Dacă $i_{L,med,tL}$ este valoarea medie a i_L pe intervalul t_L , este valabilă ecuația:

$$i_{L,med} = i_{L,med,tL} \cdot \frac{t_L}{T_s}. \quad (2.23)$$

Curentul $i_{L,med,tL}$ se exprimă astfel:

$$i_{L,med,tL} = i_{L,med,on} = \frac{I_{L,\max}}{2} = \frac{i_{T_1,\max}}{2} = \frac{I_{in}}{D}, \quad (2.24)$$

iar t_L se obține din expresiile pentru t_{on} și t_{off1} :

$$\begin{aligned} t_L = t_{on} + t_{off1} &= D \cdot T_s + L \cdot \frac{\Delta i_L}{V_{out}} = \\ &= D \cdot T_s + \frac{L}{V_{out}} \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s = D \cdot T_s \cdot \left(\frac{V_{in} + V_{out}}{2 \cdot V_{out}} \right). \end{aligned} \quad (2.25)$$

Din (2.23) – (2.25) rezultă relația de legătură între $i_{L,med}$ și I_{in} :

$$i_{L,med} = \frac{V_{in} + V_{out}}{2 \cdot V_{out}} \cdot I_{in}. \quad (2.26)$$

Solicitările în curent și tensiune pentru T_1 , D_1 și D_2 , obținute prin raționamente asemănătoare celor prezentate la curent neîntrerupt, sunt:

$$i_{D,\max} = i_{T_1,\max} = 2 \cdot \frac{I_{in}}{D}, \quad (2.27)$$

$$V_{T_1} = V_{in} + V_{out}, \quad (2.28)$$

$$V_D = \frac{V_{in} + V_{out}}{2}. \quad (2.29)$$

Curentul mediu printr-o diodă este dat de relația:

$$i_{D,med} = \frac{i_{D,med,off1} \cdot t_{off1}}{T_s} = \frac{i_{T_1,\max}}{2} \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot V_{out}} \cdot D = I_{in} \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot V_{out}}. \quad (2.30)$$

unde s-a folosit faptul că $i_{D,med,off1}$, valoarea medie a curentului prin diodă pe intervalul t_{off1} , este jumătate din valoarea maximă a curentului prin tranzistor.

2. 3 Analiza de stabilitate

Schema prezentată în Fig. 2.8 este adaptată pentru obținerea caracteristicii de frecvență a funcțiilor la semnal mic, care determină stabilitatea sistemului. Ansamblul format din generatorul electric și puntea de diode din Fig. 2.2, folosit pentru alimentarea convertorului, a fost înlocuit cu un model echivalent de c.c., care conține tensiunea V_g , inductivitatea echivalentă L_g și rezistența echivalentă r_{Lg} . În timpul funcționării, în funcție de viteza vântului, V_g variază între 130 V și 400V. Valorile componentelor L_g și r_{Lg} , care au o influență importantă asupra comportării sistemului în frecvență, se pot calcula din parametrii generatorului determinați prin metode experimentale [2].

Supercondensatorul este reprezentat de C_s în serie cu rezistența parazită R_{Cs} . Valoarea capacității C_s este cu câteva ordine de mărime mai mare decât cea a condensatorului de ieșire C_{out} , motiv pentru care C_{out} nu influențează practic comportarea în frecvență. În plus, datorită valorii mari a C_s , chiar la valori semnificative ale curentului I_{in} tensiunea de ieșire se modifică lent raportat la perioada de comutație T_s , astfel încât V_{out} poate fi considerată constantă în analiza de stabilitate.

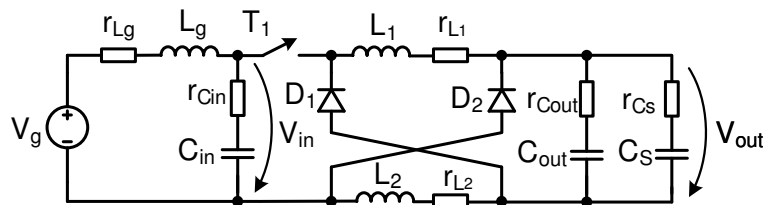


Fig. 2.8 Convertorul cu inductivități comutate, cu toate componentele de circuit parazite.

Așa cum rezultă din subcapitolul 2.2, curentul de intrare I_{in} este egal cu valoarea medie a curentului prin tranzistor, atât în regimul de curent neîntrerupt cât și în cel de curent întrerupt. Dacă alimentarea convertorului se face de la o tensiune trifazată redresată printr-o punte de diode, curentul de intrare are și o componentă alternativă, cu o frecvență care depinde de turația generatorului electric și care este mult mai mică decât frecvența de comutație a convertorului. În acest caz, valoarea medie a curentului de intrare este egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistor.

Ținând cont de această egalitate, pentru a modifica puterea la ieșire, se poate controla curentul I_{in} sau valoarea medie a curentului i_{T1} . În aplicații în care nu este necesară modificarea rapidă a valorii curentului la intrare, se poate folosi ca variabilă de control I_{in} , în celelalte situații este recomandată utilizarea i_{T1} ca variabilă de control.

Pentru ambele cazuri, analiza de stabilitate a fost abordată folosind metoda analitică de mediere a stărilor (SSA – "state-space averaging") [3] și apoi metoda de circuit PWMSM ("PWM switch model") [4].

2.3.1 Analiza de stabilitate pentru variabila de control I_{in}

În acest caz trebuie obținută funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{in}(s)/\tilde{d}(s)$ și identificate mijloacele de compensare pentru asigurarea stabilității.

2.3.1.1 Analiza de stabilitate la funcționare în regim de curent neîntrerupt, prin medierea matematică a stărilor

Prin metoda SSA se obține un model matematic mediat pentru convertorul operând în regim staționar în curent neîntrerupt, într-un punct de funcționare cunoscut.

Următoarele ipoteze simplificatoare sunt luate în considerare în această analiză:

- Tranzistorul și diodele sunt ideale;
- Tensiunile V_{in} și V_{out} sunt considerate constante în timpul unei perioade de comutație;
- Inductivitățile sunt identice ($L_1 = L_2 = L$ și rezistențele parazite $r_{L1} = r_{L2} = r_L$);
- Condensatorul C_{in} are rezistența echivalentă serie r_{Cin} ;

Variabilele de stare ale sistemului sunt:

- x_1 , curentul prin inductivitatea L_g , care e și variabilă de control; $\dot{L}_g = I_{in}$;
- x_2 , tensiunea pe condensatorul de intrare C_{in} ;
- x_3 , curentul prin L_1 (L_2), $i_L = i_{L_1} = i_{L_2}$.

În aceste condiții, circuitul echivalent al convertorului pentru intervalul t_{on} , în care tranzistorul T_1 este în conducție, este prezentat în Fig. 2.9, iar circuitul echivalent pentru t_{off} în Fig. 2.10.

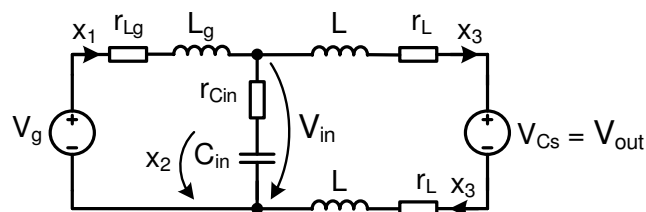


Fig. 2.9 Circuitul echivalent al convertorului pentru intervalul t_{on} , pentru aplicarea metodei SSA.

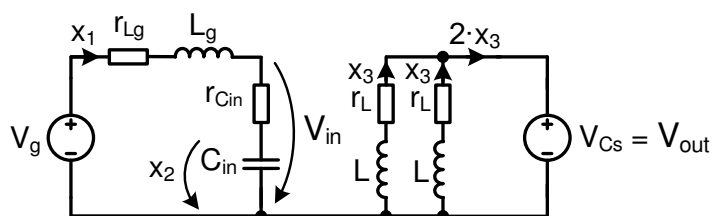


Fig. 2.10 Circuitul echivalent al convertorului pentru intervalul t_{off} .

Ecuatiile de stare și ieșire pentru circuitul din Fig. 2.9 sunt:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u, \text{ unde } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_g} \\ v_{C_{in}} \\ i_L \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_g \\ V_{Cs} \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & \frac{r_{C_m}}{L_g} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & -\frac{1}{C_{in}} \\ \frac{r_{C_m}}{2L} & \frac{1}{2L} & -\frac{r_{C_m} + 2r_L}{2L} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L} \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$y = x_1 = C_1 \cdot x, \quad C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Circuitul echivalent din Fig. 2.10 este caracterizat de ecuațiile:

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u, \quad (2.34)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

$$y = x_1 = C_2 \cdot x, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Model matematic mediat al convertorului se obține prin combinarea ecuațiilor (2.31) – (2.33) cu (2.34) – (2.36). Ecuațiile de stare și ecuația de ieșire ale modelului mediat sunt:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u, \quad y = x_1 = C \cdot x. \quad (2.37)$$

În (2.37), matricele A , B și C se obțin din A_1 , B_1 , C_1 și A_2 , B_2 , C_2 , ponderând cu D matricele cu indicele 1 și cu $(1-D)$ pe cele cu indicele 2, corespunzător intervalului de timp în care se manifestă fiecare dintre schemele echivalente din Fig. 2.9 și Fig. 2.10.

Matricea A este:

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D),$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & \frac{r_{C_m}}{L_g} \cdot D \\ \frac{1}{C_m} & 0 & -\frac{1}{C_m} \cdot D \\ \frac{r_{C_m}}{2L} \cdot D & \frac{D}{2L} & -\frac{2r_{L_g} + r_{C_m}}{2L} \cdot D \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

Matricele B și C au formele:

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2-D}{2L} \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

$$C = C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

La funcționare în stare stabilizată într-un punct X_0 , este valabilă relația:

$$X_0 = -(A^{-1} \cdot B) \cdot u, \quad (2.41)$$

care este obținută din (2.37), dacă $\dot{x} = 0$.

Funcțiile de transfer la semnal mic ale variabilelor de stare se pot obține prin calcul matriceal din (2.37)–(2.41) [5] și au forma:

$$\frac{\tilde{\mathbf{x}}(s)}{\tilde{d}(s)} = [s \cdot I - A]^{-1} [(A_1 - A_2) \cdot X_0 + (B_1 - B_2) \cdot u]. \quad (2.42)$$

În (2.42), $\tilde{\mathbf{x}}(s)$ reprezintă variația vectorului variabilelor de stare în jurul punctului de funcționare X_0 , iar $\tilde{d}(s)$ este variația factorului de umplere D în jurul valorii staționare care stabilește funcționarea convertorului în X_0 , la alimentare cu un vector de tensiune u constant.

Din (2.42), de interes din punct de vedere al analizei de stabilitate este $\tilde{\mathbf{x}}_1(s) / \tilde{d}(s)$, pentru că x_1 este și variabilă de control. Forma analitică a funcției de transfer la semnal mic pentru prima variabilă de stare, extrasă din (2.42), este aceea a unui sistem de ordinul 3:

$$G_P(s) = \frac{\tilde{\mathbf{x}}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}{b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0}, \quad (2.43)$$

unde coeficienții de la numărător sunt:

$$\begin{aligned} a_0 &= (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot V_{Cs} \cdot D^3 + (V_g \cdot r_{Cin} - 2 \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot r_L (2 \cdot V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot V_{Cs} \cdot r_L, \\ a_1 &= C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot V_{Cs} \cdot D^3 + C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot (V_g \cdot r_{Cin} - 2 \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot (L \cdot (V_g + V_{Cs}) + C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot r_L \cdot (2 \cdot V_g + V_{Cs})) \cdot D - 4 \cdot (L + C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot r_L) \cdot V_{Cs}, \\ a_2 &= 2 \cdot C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot L \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot C_{in} \cdot L \cdot r_{Cin} \cdot V_{Cs}, \end{aligned} \quad (2.44)$$

iar coeficienții de la numitor au expresiile:

$$\begin{aligned} b_0 &= (r_{Cin} \cdot (V_g - V_{Cs}) + 2 \cdot r_{Lg} \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + 4 \cdot r_L \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot r_L \cdot V_{Cs}, \\ b_1 &= C_{in} \cdot (r_{Cin}^2 \cdot (V_g - V_{Cs}) + r_{Cin} \cdot r_{Lg} \cdot (V_g + V_{Cs}) + 2 \cdot V_{Cs} \cdot r_{Lg}^2) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot (2 \cdot C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot r_L + 2 \cdot C_{in} \cdot r_L \cdot r_{Lg} + L) \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot (C_{in} \cdot r_L (r_{Cin} + r_{Lg}) + L) \cdot V_{Cs}, \\ b_2 &= C_{in} \cdot L_g \cdot (r_{Cin} \cdot (V_g - V_{Cs}) + 2 \cdot r_{Lg} \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot C_{in} \cdot (L \cdot r_{Cin} + L \cdot r_{Lg} + 2 \cdot L_g \cdot r_L) \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D + \\ &- 4 \cdot C_{in} \cdot (L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + L_g \cdot r_L) \cdot V_{Cs}, \\ b_3 &= 2 \cdot C_{in} \cdot L \cdot L_g \cdot ((V_g + V_{Cs}) \cdot D - 2 \cdot V_{Cs}). \end{aligned} \quad (2.45)$$

Ecuațiile (2.43)– (2.45) s-au obținut din modelul echivalent mediat, caracterizat de (2.31)– (2.42), prin intermediul pachetului de calcul matematic simbolic din Matlab.

Funcția de transfer (2.43) depinde de valorile parametrilor. Pentru modelul experimental prezentat în subcapitolul 2.4, cu valorile listate în Tabelul 2.1, $G_p(s)$ se exprimă numeric prin:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{19,47 \cdot s^2 + 2,932e05 \cdot s + 9,792e08}{s^3 + 87,77 \cdot s^2 + 3,96e04 \cdot s + 1,254e06}. \quad (2.46)$$

Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$, pentru convertorul cu parametrii din Tabelul 2.1, în punctul de funcționare caracterizat prin $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$ și $V_{out} = 60V$ este prezentată în Fig. 2.11. Aceasta este necesară pentru proiectarea regulatorului de curent în scopul asigurării stabilității sistemului. Deoarece faza sistemului la f_t este mai mică decât (-180°) , fără compensarea caracteristicii de frecvență de către regulator sistemul este instabil.

Fig. 2.12, Fig. 2.13 și Fig. 2.14 prezintă influența V_{in} , V_{out} , respectiv I_{in} asupra caracteristicii de frecvență a funcției $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$. Se poate observa că frecvența de tăiere f_t și faza corespunzătoare acestuia rămân aproape neschimbate, chiar dacă există modificări în diagrama Bode. Acest fapt permite aplicarea unei compensări în frecvență care să fie valabilă pentru tot domeniul de variație a V_{in} , V_{out} și I_{in} .

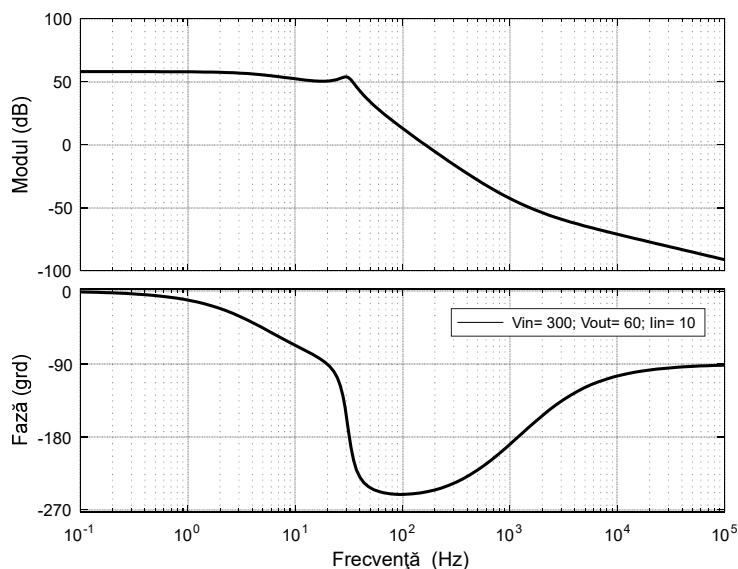


Fig. 2.11 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$ în punctul de funcționare $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, obținută prin metoda SSA.

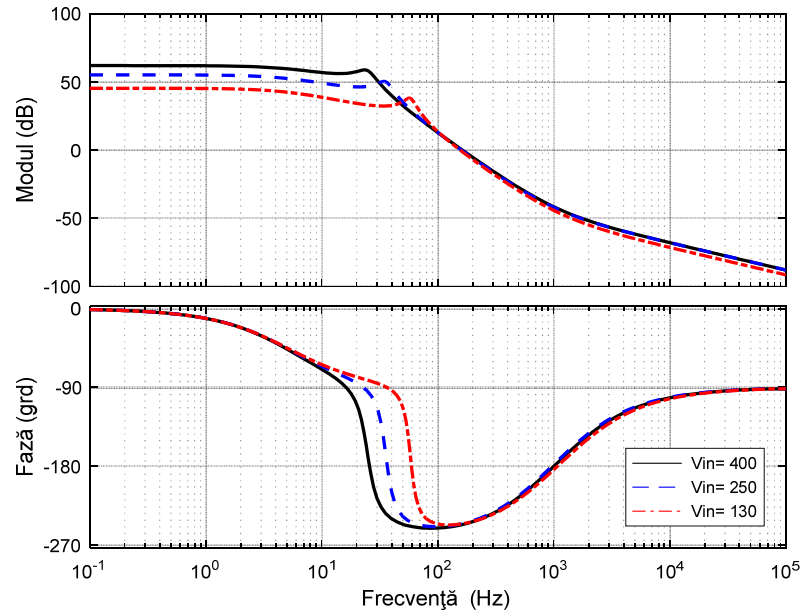


Fig. 2.12 Influența tensiunii V_{in} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$. $I_{in} = 10A$; $V_{in} = 130V, 250V, 400V$; $V_{out} = 60V$.

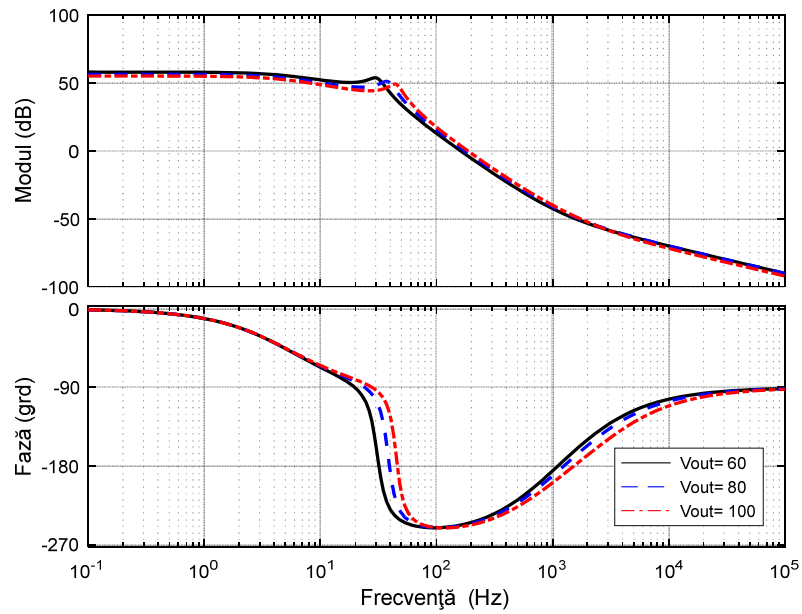


Fig. 2.13 Influența tensiunii V_{out} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$. $I_{in} = 10A$; $V_{in} = 300V$; $V_{out} = 60V, 80V, 100V$.

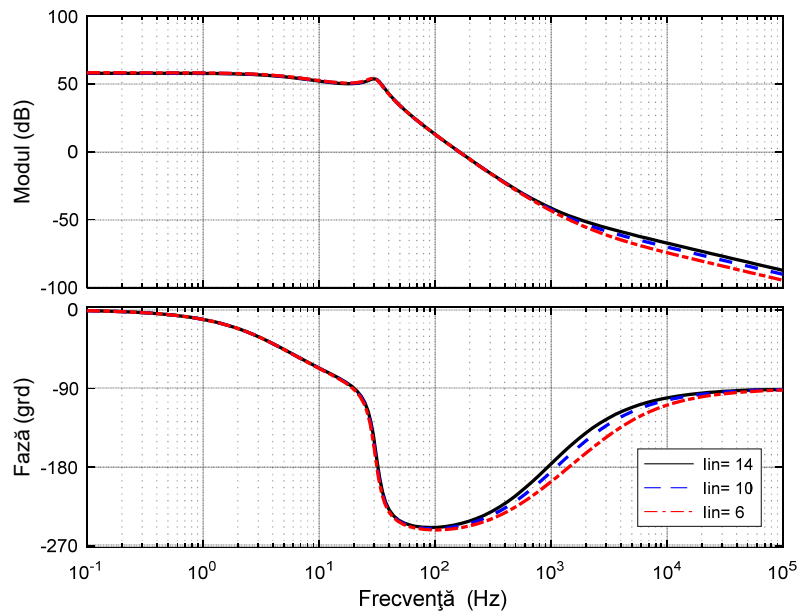


Fig. 2.14 Influența curentului de intrare I_{in} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$. $I_{in} = 6A, 10A, 14A$; $V_{in} = 300V$; $V_{out} = 60V$.

2.3.1.2 Analiza de stabilitate prin metode de circuit

Metodele de circuit realizează medierea prin înlocuirea dispozitivelor semiconductoare sau a grupurilor de semiconductoare cu modele de circuit mediate. Astfel se obțin circuite echivalente care pot fi analizate folosind tehnici din teoria circuitelor electrice sau implementate într-un simulator de circuite electrice/electronice. În acest mod, neliniaritatea dată de existența elementelor de comutație este tratată local, nu global ca în cazul SSA, în care trebuie scrise toate ecuațiile pentru convertorul analizat. Aceste metode sunt exemplificate prin aplicarea modelului cunoscut în literatura de specialitate sub numele de "PWM switch model" (PWMSM) [4, 6].

Metoda bazată pe PWMSM are câteva avantaje asupra SSA:

- Poate fi folosită pentru a evalua, prin simulare numerică, funcționarea convertorului (asociat cu diferite regulatoare proiectate pentru a asigura stabilitatea), la variații mari ale curentului de referință, inclusiv la semnal treaptă;
- Este potrivită pentru a investiga, prin simulare numerică, funcționarea convertorului împreună cu regulatorul asociat, la trecerea din regimul de curent neîntrerupt în curent întrerupt, pentru că PWMSM poate fi

implementat în așa fel încât să asigure o tranziție "naturală" între cele două regimuri, atât într-un sens cât și în celălalt [6]. În schimb, aplicarea metodei SSA pentru regimul de curent întrerupt necesită rescrierea ecuațiilor, iar modelul rezultat poate fi complet diferit de cel dezvoltat pentru regimul de curent neîntrerupt;

- S-a demonstrat că pot exista situații, în care metoda bazată pe PWMSM revelează aspecte ale funcționării, a căror manifestare a fost demonstrată experimental, dar care nu sunt surprinse de SSA [6].

Pe de altă parte, este utilă sau chiar necesară verificarea rezultatelor obținute prin PWMSM cu cele obținute folosind SSA, pentru că metoda de circuit este aplicată asupra unui model echivalent al convertorului și nu direct.

Primul pas în aplicarea metodei PWMSM este obținerea unei scheme echivalente pentru convertor care conține perechi tranzistor/dioda, deoarece PWMSM modelează un tranzistor conectat cu o diodă. Schema din Fig. 2.1 este echivalentă cu cea din Fig. 2.15, în care s-a adăugat tranzistorul T_2 care funcționează sincron cu tranzistorul T_1 . Cele două perechi transistor/diodă formate din T_1 și D_1 , respectiv T_2 și D_2 , se înlocuiesc cu modele mediate PWMSM.

Modelul SPICE mediat al convertorului cu inductivități comutate este prezentat în Fig. 2.16. Pentru analiza la semnal mic, în jurul unui punct de funcționare, folosită pentru investigarea stabilității sistemului, ansamblul format din generatorul electric trifazat și puntea redresoare din Fig. 2.1 a fost înlocuit cu modelul echivalent de c.c., care conține sursa electromotoare V_g , inductivitatea echivalentă L_g și rezistența echivalentă R_g . Fiind un model mediat reprezentat printr-un circuit, în regim stabilizat de funcționare toate mărimile din figură sunt valori medii.

Pentru a realiza analiza de stabilitate folosind SPICE, se implementează în simulator modelul din Fig. 2.16. Tensiunea de ieșire este impusă de supercondensator, care se încarcă lent și nu permite modificarea semnificativă a V_{out} pe o perioadă de comutație T_s . Tensiunea de intrare V_{in} este determinată de tensiunea V_g generată de GSMP și de I_{Lg} , datorită pierderii pe R_g .

Înainte de analiza la semnal mic, se rulează în SPICE o analiză de c.c. pentru a fixa tensiunile și curenții din circuit la valorile de regim stabilizat. Amplificatorul operațional din Fig. 2.17, cu amplificare foarte mare, are doar rolul de a impune I_{Lg} (I_{in}) la valoarea în jurul căreia se realizează analiza la semnal mic. La efectuarea analizei de c.c., comutatorul din Fig. 2.17 este în poziția 1.

Pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_g}(s) / \tilde{d}(s)$ ($\tilde{i}_{in}(s) / \tilde{d}(s)$), peste valoarea factorului de umplere D pentru regim stabilizat, care este determinată automat în cadrul primei analize, se suprapune un semnal sinusoidal de amplitudine redusă și cu frecvență variabilă, v_s . Acest semnal este conectat la intrarea d a fiecărui bloc PWMSM din modelul mediat al convertorului, prin comutatorul din Fig. 2.17, care este pus pe poziția 2.

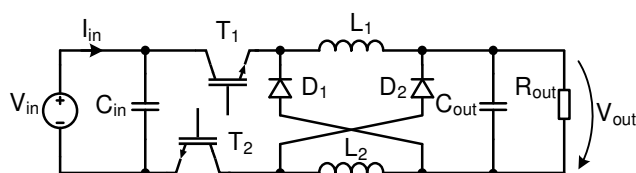


Fig. 2.15 Convertorul HIC pregătit pentru aplicarea metodei PWMSM.

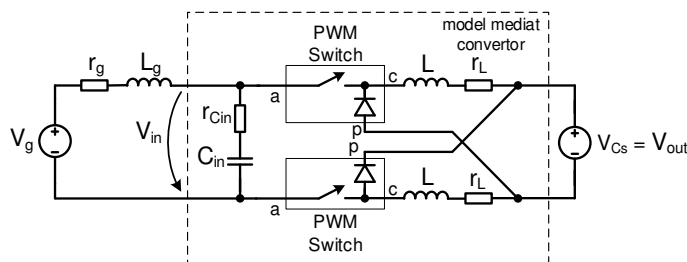


Fig. 2.16 Modelul SPICE mediat al convertorului HIC, folosit pentru analiza la semnal mic, cu punctul de funcționare dat de I_{L_g} (I_{in}), V_{in} și V_{out} .

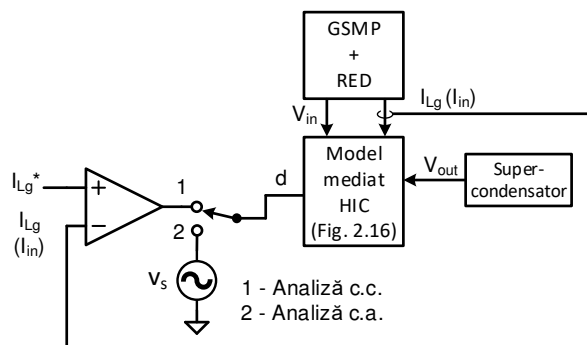


Fig. 2.17 Schema bloc a modelului SPICE folosit pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_g}(s) / \tilde{d}(s)$ ($\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$).

Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_g}(s) / \tilde{d}(s)$ ($\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$) obținută în SPICE prin metoda PWMSM este prezentată în Fig. 2.18. Punctul de funcționare considerat este: $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$.

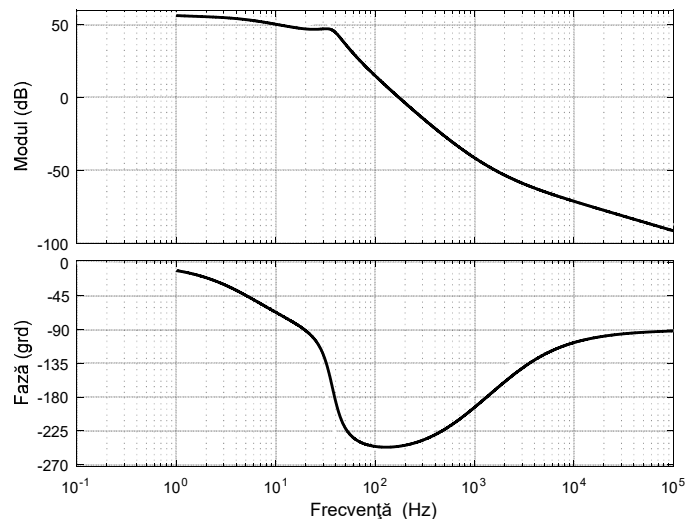


Fig. 2.18 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_g}(s)/\tilde{d}(s)$ ($\tilde{x}_1(s)/\tilde{d}(s)$), obținută prin metoda PWMSM. Punctul de funcționare: $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, în regim de curent neîntrerupt.

În Fig. 2.19 sunt prezentate comparativ diagramele Bode ale $\tilde{i}_{L_g}(s)/\tilde{d}(s)$ obținute prin cele două metode, SSA și PWMSM, pentru funcționare în regim de curent neîntrerupt la $I_{Lg} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$. Se observă o diferență nesemnificativă între cele două curbe, atât pentru modulul funcției cât și pentru fază. Acest lucru confirmă valabilitatea modelului la semnal mic din Fig. 2.16, precum și metoda de determinare a funcției de transfer folosind SPICE, schițată în Fig. 2.17 și descrisă în acest subcapitol.

Spre deosebire de SSA, metoda PWMSM permite utilizarea aceluiași model mediat al convertorului pentru determinarea diagramei Bode atât în regim de funcționare în curent neîntrerupt cât și în curent întrerupt, deoarece implementarea modelului se poate realiza astfel încât să se asigure validitatea lui în cele două regimuri și tranziția fără probleme legate de convergență, la calculul curenților și tensiunilor din circuit în SPICE [6]. Pe de altă parte, pentru a aplica metoda SSA în regimul de curent întrerupt, trebuie introdusă și starea a treia a convertorului și refăcute calculele pentru determinarea matricelor mediate. În felul acesta sistemul mediat obținut este de obicei complet diferit de cel pentru curent neîntrerupt.

Diagrama Bode a funcției $\tilde{i}_{L_g}(s)/\tilde{d}(s)$ pentru regimul de curent întrerupt, determinată în SPICE pentru punctul de funcționare $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, este prezentată în Fig. 2.20.

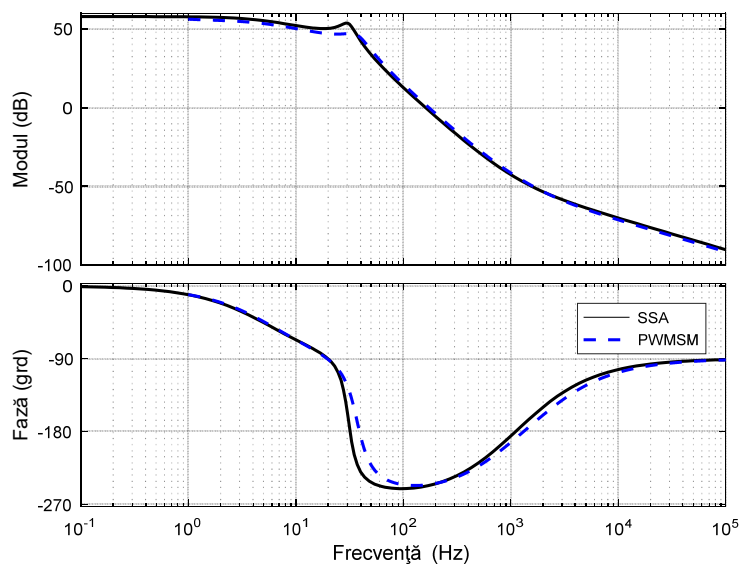


Fig. 2.19 Diagramele Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$, obținute cu metodele SSA și PWMSM, pentru regimul de curent neîntrerupt. Punctul de funcționare: $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$.

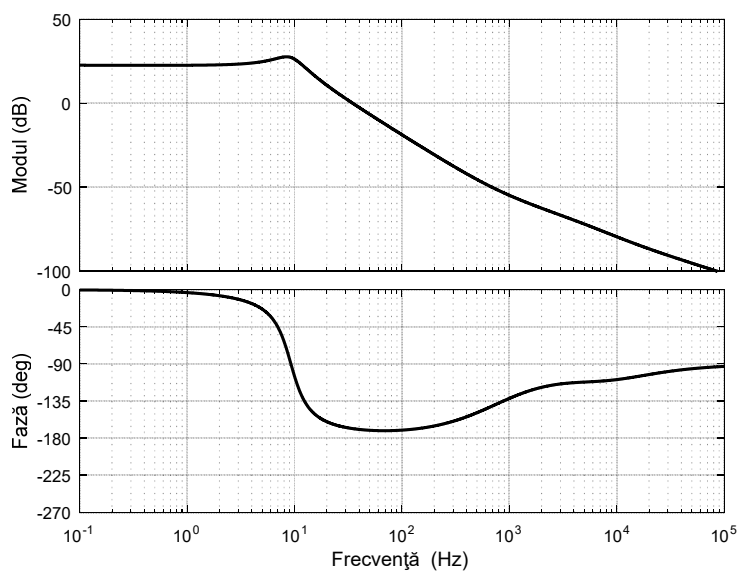


Fig. 2.20 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$, obținută în SPICE prin metoda PWMSM, **pentru regimul de curent întrerupt**. Punctul de funcționare: $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$.

2.3.1.3 Proiectarea regulatorului de curent I_{in} pentru asigurarea stabilității

Din analiza Fig. 2.19 și Fig. 2.20 se pot desprinde următoarele aspecte: în regim de curent neîntrerupt sistemul este instabil dacă funcția de transfer a convertorului nu este compensată, deoarece faza la frecvența de tăiere f_t este mult sub (-180°) ; în regim de curent întrerupt sistemul este teoretic stabil, faza fiind foarte aproape de (-170°) la f_t , dar o diferență de 10° între valoarea fazei și limita de instabilitate de (-180°) nu este acceptată ca suficientă în practică, astfel încât sistemul trebuie compensat în ambele situații.

Compensarea se face prin funcția de transfer a regulatorului, care trebuie să asigure stabilitatea atât în regim de curent neîntrerupt cât și în cel de curent întrerupt. Ceea ce face dificilă găsirea unei soluții de compensare care să determine o rezervă de fază suficientă și în același timp să asigure un răspuns rezonabil în ambele cazuri, este faptul că în intervalul $(0,03...1)\text{kHz}$ există o diferență semnificativă între faza pentru curent neîntrerupt și cea pentru curent întrerupt. În plus, în domeniul $(5...30)\text{Hz}$ se manifestă o dinamică accentuată a caracteristicilor de frecvență. Prin urmare, frecvența de tăiere trebuie aleasă în domeniul $(1...2)\text{kHz}$ sau în domeniul frecvențelor mai mici de 5Hz . Se poate observa din Fig. 2.19 și Fig. 2.20 că în ambele domenii, caracteristicile de frecvență în cele două regimuri se apropie una de alta. Pentru controlul curentului I_{in} , o frecvență de tăiere de 1kHz este prea mare, deoarece filtrul de la intrarea convertorului se opune modificării rapide a acestuia, fapt care ar determina saturarea regulatorului. Deoarece în aplicația prezentată nu este necesară o frecvență de răspuns mare, s-a stabilit o frecvență de tăiere $f_t = 4\text{Hz}$ pentru controlul I_{in} în regimul de curent neîntrerupt.

Pentru analiza de stabilitate în curent neîntrerupt s-a utilizat atât modelul mediat analitic al convertorului furnizat de SSA, cât și modelul mediat de circuit obținut prin metoda PWMSM. Stabilitatea sistemului (care include regulatorul proiectat pentru regimul de curent neîntrerupt) a fost verificată apoi în regim de curent întrerupt, folosind modelul implementat în SPICE.

Pentru determinarea în SPICE a funcției de transfer la semnal mic pentru sistemul complet s-a folosit schema bloc din Fig. 2.21, care este valabilă pentru cele două regimuri de funcționare: curent neîntrerupt și curent întrerupt. Pe lângă funcțiile de transfer ale convertorului și regulatorului, care depind de frecvență, în bucla de reglare mai intervin constantele senzorului de curent și modulatorului PWM.

Funcția de transfer la semnal mic în buclă deschisă, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, care determină stabilitatea sistemului, se exprimă matematic astfel:

$$G(s) = G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot G_{PWM} \cdot K_S, \quad (2.47)$$

unde $G_p(s)$ este funcția de transfer a convertorului, iar $G_c(s)$ este funcția de transfer a regulatorului care trebuie determinată pentru asigurarea stabilității sistemului.

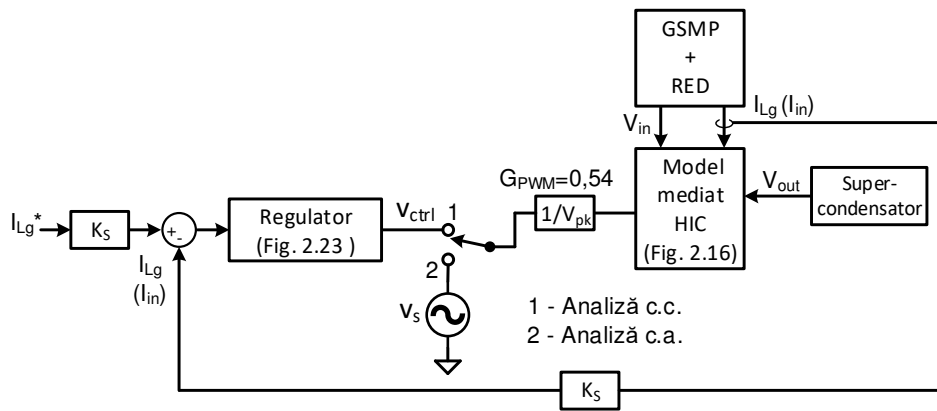


Fig. 2.21 Schema bloc a modelului SPICE folosit pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet ($\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$) cu comutatorul în poziția 2).

Constantele modulatorului PWM și senzorului de curent, pentru modelul experimental prezentat în subcapitolul 2.4, au valorile:

$$\begin{aligned} G_{PWM} &= 0,54, \\ K_S &= 0,3 \frac{V}{A}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

În SPICE, folosind schema de principiu din Fig. 2.21, funcția de transfer $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$ se determină în doi pași:

- se efectuează o analiză de c.c. pentru fixarea punctului de funcționare în jurul căruia se face analiza la semnal mic. Comutatorul din figură este în poziția 1;
- se efectuează analiza de c.a., cu comutatorul în poziția 2.

Funcția $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$ se poate determina și cu ecuația (2.47), dacă se folosește modelul mediat al convertorului obținut prin metoda SSA și dacă se cunoaște $G_c(s)$.

Folosirea unei funcții de transfer cu un singur pol aproape de origine pentru regulator, coboară caracteristica de frecvență cu 90° la frecvența de 4Hz și asigură o rezervă de fază suficientă. Diagramele Bode pentru funcția de transfer a sistemului complet (convertor și regulator), obținute cu ajutorul modelului matematic SSA și cu modelul PWM SM implementat în SPICE, sunt prezentate comparativ în

Fig. 2.22. Se confirmă $f_t = 4\text{Hz}$, la care rezerva de fază este $\varphi_r = 45^\circ$.

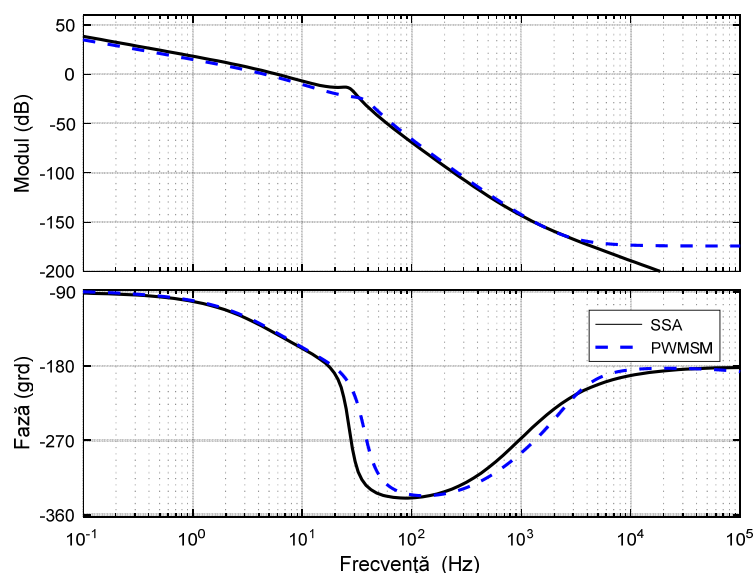


Fig. 2.22 Diagramele Bode pentru funcția de transfer la semnal mic care reprezintă răspunsul sistemului complet (convertor plus regulator) în buclă deschisă, în regim de curent neîntrerupt.

În modelul matematic s-a utilizat funcția regulatorului exprimată prin:

$$G_c(s) = \frac{k_c}{s}, \quad (2.49)$$

în care $k_c = 0,194$.

În SPICE, ecuația (2.49) s-a implementat cu un amplificator operațional cu circuit de reacție. Schema este prezentată în Fig. 2.23 iar valorile componentelor în Tabelul 2.1 din subcapitolul 2.4. Modelul mediat SPICE, bazat pe PWMSM, se poate utiliza și pentru determinarea diagramei Bode a funcției de transfer a sistemului complet pentru regimul de curent întrerupt. Fig. 2.24 scoate în evidență faptul că în diagrama Bode a funcției de transfer pentru punctul de funcționare $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, rezerva de fază este de 90° . Aceasta se obține la o frecvență de tăiere de $0,15Hz$, mult mai mică decât valoarea pentru regimul de curent neîntrerupt.

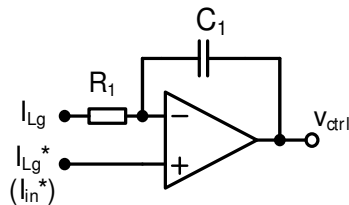


Fig. 2.23 Implementarea regulatorului pentru I_{in} cu un amplificator operațional cu circuit de reacție.

Deplasarea f_t spre valori mici în regimul de curent întrerupt este evident dezavantajoasă, dar situația este acceptabilă deoarece în acest regim de funcționare puterea la ieșirea generatorului este mai mică decât în curent neîntrerupt, iar influența momentului de inerție total asupra dinamicii sistemului eolian în procesul de atingere a punctului optim este mai pronunțată. În plus, având în vedere nivelul redus de putere, chiar dacă funcționarea optimă este obținută cu o anumită întârziere, pierderea de energie este nesemnificativă.

Fig. 2.25 prezintă comportarea sistemului complet la variația treaptă a valorii de referință pentru curentul I_{in} . Formele de undă au fost obținute pe baza unui model de simulare numerică, în comutație, care conține toate componentele sistemului cu parametrii prezentați în Tabelul 2.1. În intervalul $(0...0,7)s$ se manifestă subsistemul pentru "soft start" inclus în circuitul integrat folosit (UC3825) pentru implementarea regulatorului I_{in} . Fig. 2.25 b) arată că valoarea medie a I_{in} este egală cu cea de referință, în regim stabilizat de funcționare. Rezultatele au fost obținute în punctul de funcționare definit de: $I_{in} = 12,5A$, $V_{in} = 220V$ și $V_{out} = 60V$.

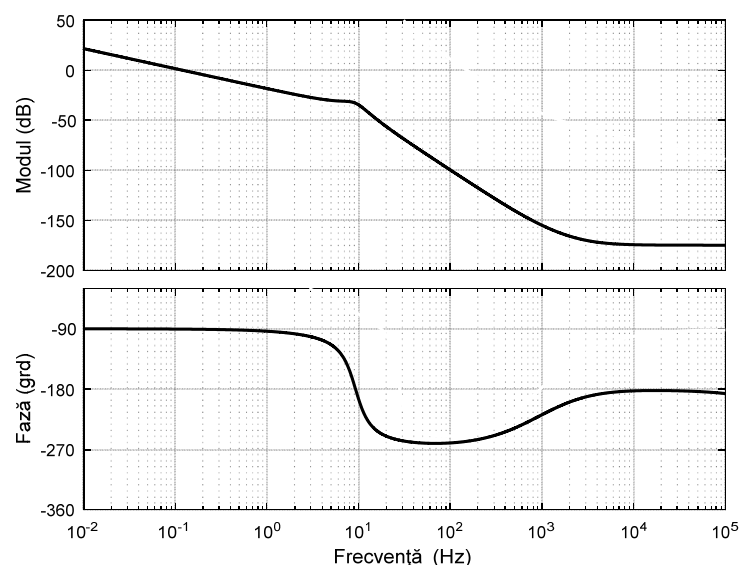


Fig. 2.24 Diagrama Bode, obținută în SPICE, pentru funcția de transfer la semnal mic a sistemului complet (convertor și regulator) în buclă deschisă. Punctul de funcționare este: $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, **în regim de curent întrerupt**.

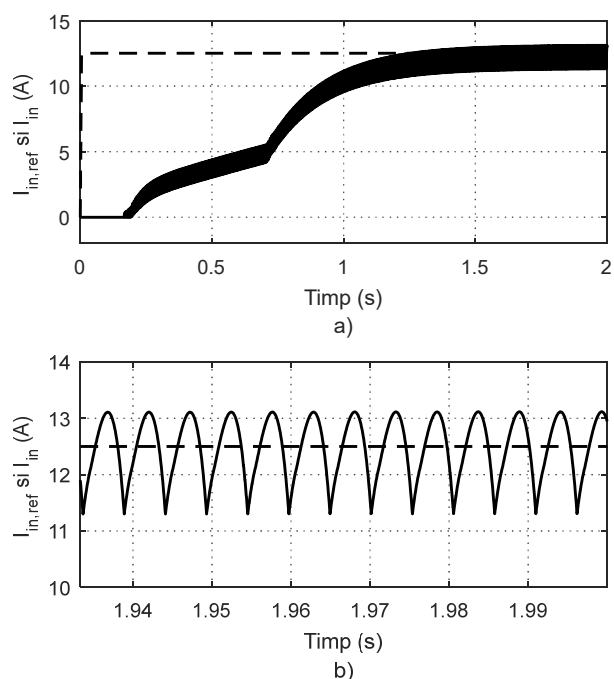


Fig. 2.25 Forme de undă obținute prin simulare numerică, utilizând un model în comutație pentru sistemul complet, cu parametrii listați în Tabelul 2.1. a) Răspunsul la semnal treaptă $I_{in,ref} = 12,5A$. În intervalul (0...0,7)s se manifestă subsistemul "soft start" încorporat în circuitul integrat folosit pentru control. b) Detaliu al a), după stabilizarea curentului.

2.3.2 Analiza de stabilitate pentru variabila de control I_{T1}

În acest caz se controlează valoarea medie a curentului prin tranzistorul T_1 . Având în vedere că frecvența de comutație a tranzistorului este de minim 8kHz dacă se folosește un dispozitiv IGBT, și mult mai mare pentru MOSFET, frecvența de tăiere a sistemului compensat se poate alege la o valoare superioară celei pentru controlul curentului I_{in} .

2.3.2.1 Analiza de stabilitate la funcționare în regim de curent neîntrerupt, prin medierea matematică a stărilor

Sunt valabile cele două stări, prezentate în subcapitolul 2.2 și ilustrate în Fig. 2.9 și Fig. 2.10. Variabilele de stare sunt aceleași, și anume x_1 - curentul de intrare, x_2 - tensiunea pe condensatorul C_{in} și x_3 - curentul prin inductivitatea L_1 ($i_{L_1} = i_{L_2}$). În schimb, variabila de ieșire nu este egală întotdeauna cu una dintre variabilele de stare, ca în cazul controlului curentului i_{T1} . În intervalul t_{on} , variabila de ieșire este egală cu x_3 ($i_{T1} = i_{L_1}$), iar în intervalul t_{off} variabila de ieșire este zero ($i_{T1} = 0$).

Ecuatiile de stare și ieșire pentru t_{on} , sunt:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u, \text{ unde } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_g} \\ v_{C_{in}} \\ i_L \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_g \\ V_{Cs} \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & \frac{r_{C_m}}{L_g} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & -\frac{1}{C_{in}} \\ \frac{r_{C_m}}{2L} & \frac{1}{2L} & -\frac{r_{C_m} + 2r_L}{2L} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L} \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

$$y = x_3 = C_1 \cdot x, C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Intervalul t_{off} este caracterizat de ecuațiile:

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u, \quad (2.53)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

$$y = 0 = C_2 \cdot x, C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Ecuațiile de stare și cea de ieșire ale modelului mediat, obținute din (2.50) – (2.52) și (2.53) – (2.55) sunt:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u, y = C \cdot x. \quad (2.56)$$

În (2.56), matricele A , B și C se obțin din A_1 , B_1 , C_1 și A_2 , B_2 , C_2 , ponderând matricele cu indicele 1 cu factorul D și cele cu indicele 2 cu factorul $(1-D)$.

Matricele A și B au aceleași forme ca în subcapitolul 2.2:

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D),$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_g} + r_{C_m}}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & \frac{r_{C_m}}{L_g} \cdot D \\ \frac{1}{C_m} & 0 & -\frac{1}{C_m} \cdot D \\ \frac{r_{C_m}}{2L} \cdot D & \frac{D}{2L} & -\frac{2r_L + r_{C_m}}{2L} \cdot D \end{bmatrix}, \quad (2.57)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2 - D}{2L} \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

Matricea C are o formă diferită:

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & D \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Funcția de transfer la semnal mic a variabilei de control y are forma [5]:

$$\frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [s \cdot I - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X_0 + (B_1 - B_2) \cdot u] + (2.60)$$

$$+ (C_1 - C_2) \cdot X_0,$$

unde $X_0 = -(A^{-1} \cdot B) \cdot u$ este punctul static de funcționare în care se realizează analiza de stabilitate.

Forma analitică a funcției de transfer la semnal mic pentru variabila de ieșire, extrasă din (2.60), este:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}. \quad (2.61)$$

În (2.61) coeficienții numărătorului sunt:

$$\begin{aligned} a_0 &= (r_{Cin} - r_{Lg})^2 \cdot D^4 - 2r_{Cin} \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot D^3 + \\ &+ (r_{Cin}^2 - 4 \cdot r_L \cdot (r_{Cin} - r_{Lg})) \cdot D^2 + 4 \cdot r_{Cin} \cdot r_L \cdot D + 4 \cdot r_L^2, \\ a_1 &= -(L_g - C_{in} \cdot r_{Cin}^2) \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot D^4 + \\ &- (C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) - r_{Cin} \cdot (L_g - C_{in} \cdot r_{Cin}^2)) \cdot D^3 + \\ &+ (C_{in} \cdot r_{Cin}^2 \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) - 2 \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot (L + C_{in} \cdot r_L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}))) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot r_L \cdot (L_g - C_{in} \cdot r_{Cin}^2) \cdot D + (2 \cdot C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot r_L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + \\ &+ 2 \cdot r_{Cin} \cdot (L + C_{in} \cdot r_L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}))) \cdot D + 4 \cdot r_L \cdot (L + C_{in} \cdot r_L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg})), \\ a_2 &= -C_{in} \cdot L_g \cdot r_{Cin} \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot D^3 + \\ &+ C_{in} \cdot (L_g \cdot r_{Cin}^2 - 2 \cdot (r_{Cin} - r_{Lg}) \cdot (L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + L_g \cdot r_L)) \cdot D^2 + \\ &+ 2 \cdot C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot ((L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + L_g \cdot r_L) + L_g \cdot r_L) \cdot D + \\ &+ 4 \cdot C_{in} \cdot r_L \cdot (L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + L_g \cdot r_L), \\ a_3 &= 2 \cdot C_{in} \cdot L \cdot L_g \cdot ((r_{Lg} - r_{Cin}) \cdot D^2 + r_{Cin} \cdot D + 2 \cdot r_L), \end{aligned} \quad (2.62)$$

iar coeficienții numitorului sunt:

$$\begin{aligned}
 b_0 &= (r_{Cin} \cdot (V_g - V_{Cs}) + 2 \cdot r_{Lg} \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + 4 \cdot r_L \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot r_L \cdot V_{Cs}, \\
 b_1 &= C_{in} \cdot (r_{Cin}^2 \cdot (V_g - V_{Cs}) + r_{Cin} \cdot r_{Lg} \cdot (V_g + V_{Cs}) + 2 \cdot V_{Cs} \cdot r_{Lg}^2) \cdot D^2 + \\
 &+ 2 \cdot (2 \cdot C_{in} \cdot r_{Cin} \cdot r_L + 2 \cdot C_{in} \cdot r_L \cdot r_{Lg} + L) \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D - 4 \cdot (C_{in} \cdot r_L (r_{Cin} + r_{Lg}) + L) \cdot V_{Cs}, \\
 b_2 &= C_{in} \cdot L_g \cdot (r_{Cin} \cdot (V_g - V_{Cs}) + 2 \cdot r_{Lg} \cdot V_{Cs}) \cdot D^2 + \\
 &+ 2 \cdot C_{in} \cdot (L \cdot r_{Cin} + L \cdot r_{Lg} + 2 \cdot L_g \cdot r_L) \cdot (V_g + V_{Cs}) \cdot D + \\
 &- 4 \cdot C_{in} \cdot (L \cdot (r_{Cin} + r_{Lg}) + L_g \cdot r_L) \cdot V_{Cs}, \\
 b_3 &= 2 \cdot C_{in} \cdot L \cdot L_g \cdot ((V_g + V_{Cs}) \cdot D - 2 \cdot V_{Cs}). \tag{2.63}
 \end{aligned}$$

Ecuațiile (2.61)– (2.63) s-au obținut din modelul echivalent mediat, caracterizat de (2.50) – (2.60), pentru variabila de ieșire egală cu curentul prin tranzistor, prin calcul matematic simbolic realizat cu ajutorul programului Matlab.

Pentru modelul experimental prezentat în subcapitolul 2.4, cu valorile listate în Tabelul 2.1, funcția de transfer $G_p(s)$ din (2.61) în punctul de funcționare caracterizat prin $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$ și $V_{out} = 60V$ se exprimă numeric astfel:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{29,21 \cdot s^3 + 2,947e05 \cdot s^2 + 9,595e06 \cdot s + 9,792e08}{s^3 + 87,77 \cdot s^2 + 3,96e04 \cdot s + 1,254e06}. \tag{2.64}$$

Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$ din (2.64) este prezentată în Fig. 2.26, iar Fig. 2.27 ilustrează influența tensiunii de intrare asupra acesteia. La frecvențe mici modulul funcției este influențat semnificativ de valoarea V_{in} , dar la frecvențe de ordinul sutelor de Hz și în jurul a 1kHz, unde este convenabil să fie aleasă frecvența de tăiere pentru sistemul completat cu regulatorul de curent, influența V_{in} atât asupra modulului cât și asupra fazei este neimportantă.

Fig. 2.28 și Fig. 2.29 ilustrează influențele V_{out} și I_{in} asupra diagramei Bode a funcției $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$. Se observă faptul că în ambele figuri, în intervalul ($10^2 \dots 10^3$)Hz modificările modulului și fazei nu sunt așa de pronunțate încât să afecteze obținerea unei scheme unice de compensare care să asigure stabilitatea sistemului pentru toate punctele de funcționare, în regim de curent neîntrerupt.

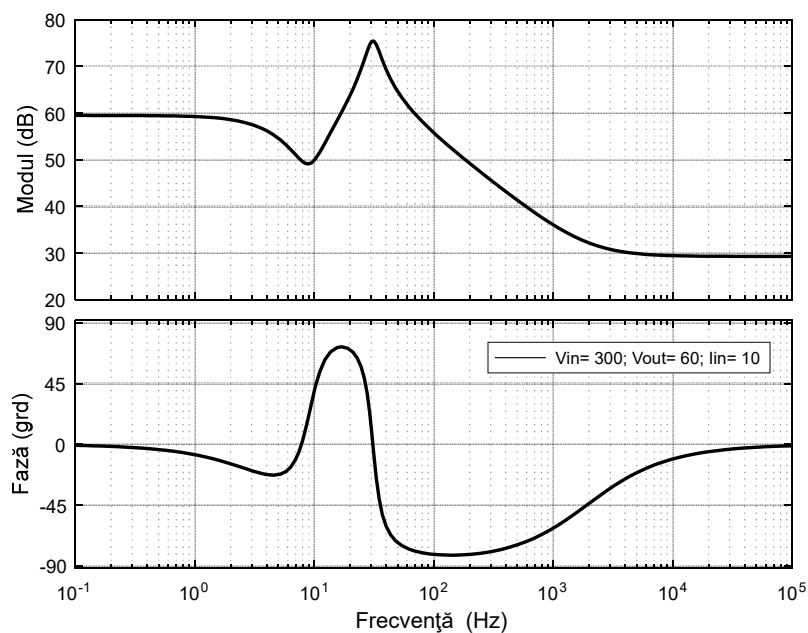


Fig. 2.26 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$, obținută prin metoda SSA, în punctul de funcționare $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$.

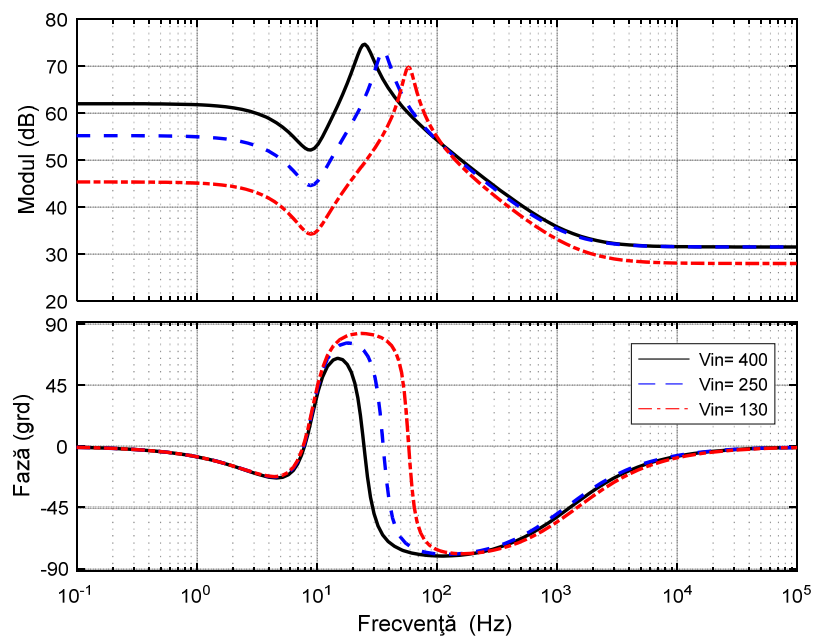


Fig. 2.27 Influența tensiunii V_{in} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$. $I_{in} = 10$, $V_{out} = 60$.

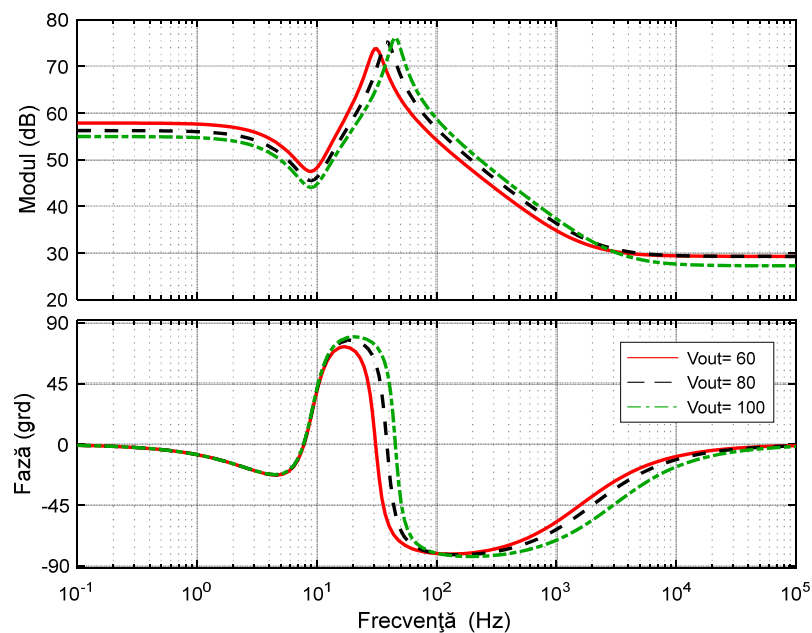


Fig. 2.28 Influența tensiunii V_{out} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_T(s) / \tilde{d}(s)$. $I_{in} = 10$, $V_{in} = 300$.

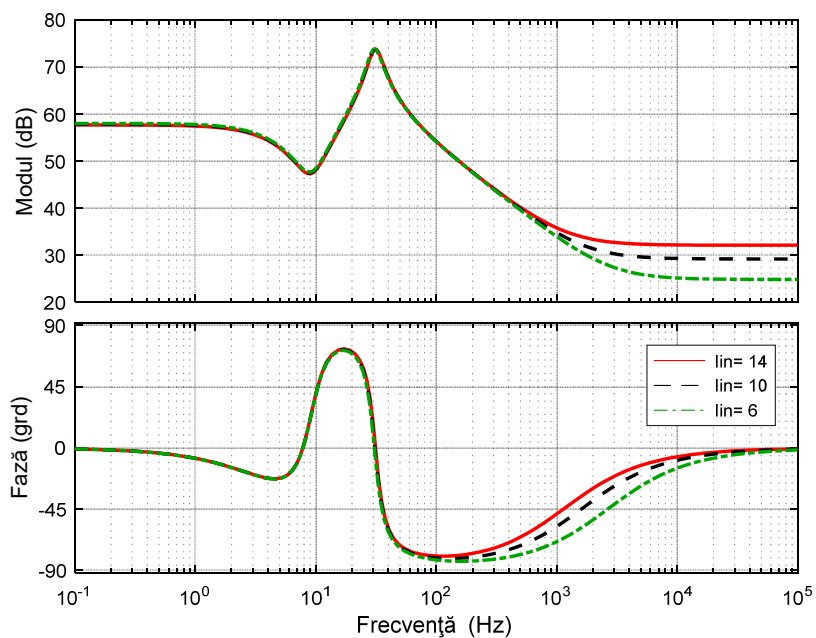


Fig. 2.29 Influența curentului de intrare I_{in} asupra diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_T(s) / \tilde{d}(s)$. $V_{in} = 300$, $V_{out} = 60$.

2.3.2.2 Analiza de stabilitate prin metode de circuit

Toate considerațiile legate de obținerea și folosirea modelului SPICE mediat pentru convertor, prezentate în subcapitolul 2.3.1.2, sunt valabile și în cazul controlului curentului prin tranzistor, exceptând faptul că la intrarea amplificatorului operațional care stabilește punctul de funcționare în c.c. vor fi conectate semnalele: I_{T1}^* , valoarea de referință a curentului mediu prin tranzistor și I_{T1} , valoarea medie a curentului prin tranzistor obținută din modelul mediat. Schema bloc a modelului SPICE folosit pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$ este prezentată în Fig. 2.30.

Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$, în punctul de funcționare de c.c. $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, este prezentată în Fig. 2.31. În Fig. 2.32 sunt prezentate comparativ diagramele Bode ale $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$ obținute prin cele două metode, SSA și PWMSM, pentru funcționare în regim de curent neîntrerupt la $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$. Ca și în cazul controlului curentului I_{in} , se observă o diferență nesemnificativă între cele două curbe, atât pentru modulul funcției cât și pentru fază.

Un avantaj al utilizării modelului mediat implementat în SPICE pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$, este faptul că același model, fără nicio modificare, poate fi folosit și pentru determinarea diagramei Bode pentru puncte de funcționare în regimul de curent întrerupt.

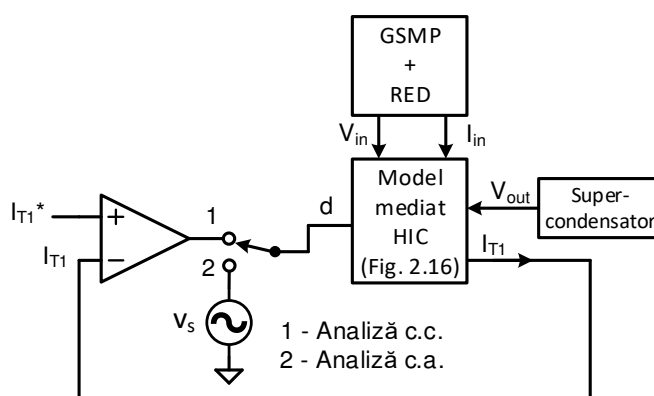


Fig. 2.30 Schema bloc a modelului SPICE folosit pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$.

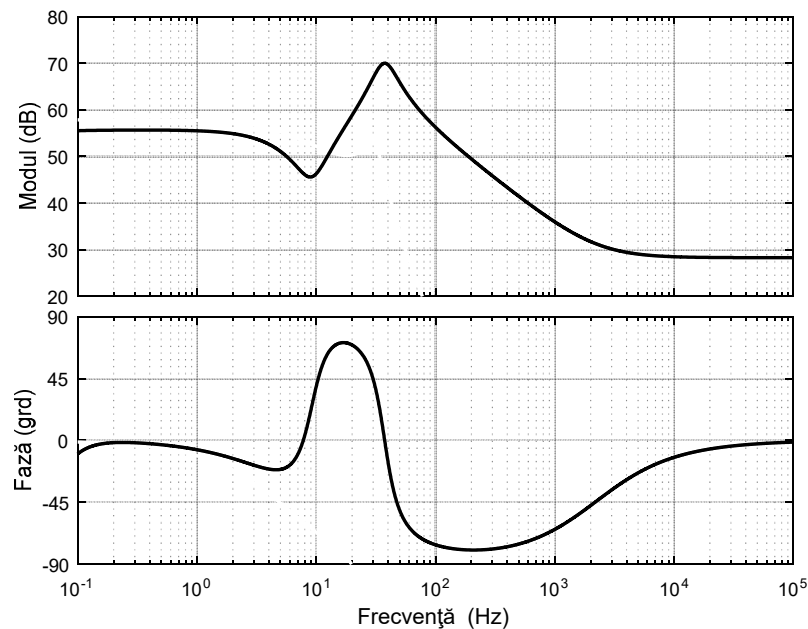


Fig. 2.31 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$, în regim de curent neîntrerupt, în punctul de funcționare: $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, obținută în SPICE prin metoda PWMSM.

Prin urmare, ținând cont de recomandările din literatura de specialitate [6], regulatorul de curent a fost proiectat pornind de la caracteristica de frecvență pentru curent neîntrerupt și apoi stabilitatea a fost verificată pentru funcționarea în regim de curent întrerupt.

Fig. 2.33 prezintă diagrama Bode pentru $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$ și $V_{out} = 60V$, în curent întrerupt. Caracteristicile pentru cele două regimuri de funcționare (Fig. 2.31, Fig. 2.33) sunt mult diferite. La o frecvență de tăiere de 1kHz există o diferență de fază de aproximativ 60° între regimurile de curent neîntrerupt și cel de curent întrerupt. Oricum, e dificil de ajuns la o concluzie în legătură cu compensarea pentru asigurarea stabilității în ambele regimuri prin utilizarea aceluiași regulator, deoarece este de așteptat ca în cazul curentului întrerupt frecvența de tăiere a caracteristicii sistemului compensat să se deplaseze spre valori mai mici, la fel ca în cazul variabilei de control I_{in} .

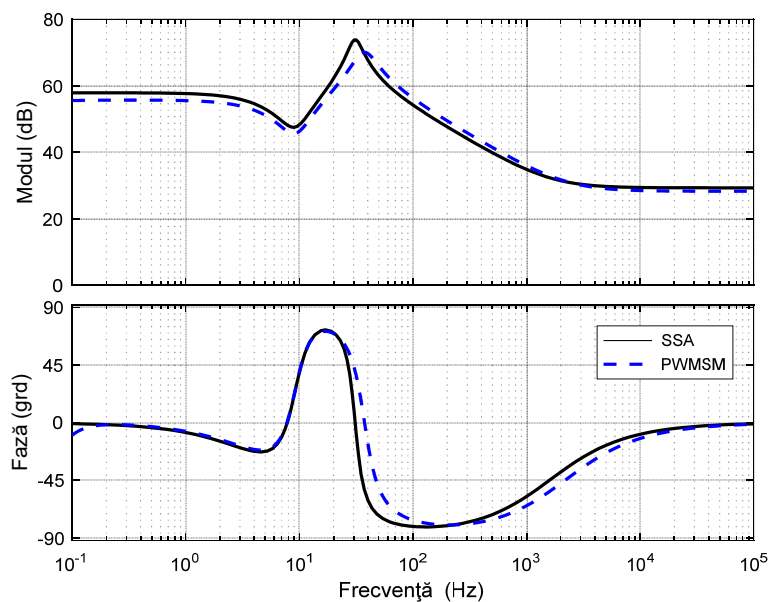


Fig. 2.32 Diagramele Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$ obținute cu metodele SSA și PWMSM, pentru regimul de curent neîntrerupt. Punctul de funcționare: $I_{in} = 10A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$.

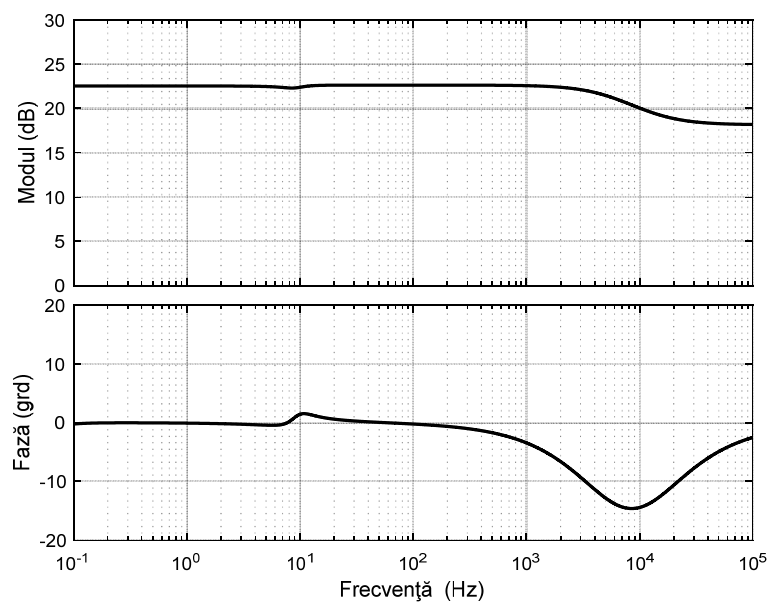


Fig. 2.33 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}(s)$, în punctul de funcționare **în regim de curent întrerupt**: $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$, obținută în SPICE.

2.3.2.2 Proiectarea regulatorului de curent pentru I_{T1}

Pentru controlul curentului I_{T1} , frecvența de tăiere pentru sistemul complet a fost aleasă la 1kHz. Asigurarea acestei valori precum și compensarea caracteristicii de frecvență în scopul garantării stabilității se face prin funcția de transfer a regulatorului proiectat.

La analiza de stabilitate în curent neîntrerupt s-a utilizat atât modelul mediat analitic al convertorului, obținut prin metoda SSA, cât și modelul SPICE mediat.

Determinarea în SPICE a funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet s-a efectuat folosind schema bloc din Fig. 2.34, utilizată pentru fiecare din cele două regimuri de funcționare. Ea este similară cu cea din Fig. 2.21, valabilă pentru controlul I_{in} . Pe lângă funcțiile de transfer ale convertorului și regulatorului, care depind de frecvență, în bucla de reglare mai intervin constanta senzorului de curent folosit pentru măsurarea i_{T1} și constanta modulatorului PWM. Ultimele două nu depind de frecvență.

Funcția de transfer la semnal mic în buclă deschisă, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, în cazul în care variabila de control este I_{T1} , se exprimă matematic prin:

$$G(s) = G_{c,I_{T1}}(s) \cdot G_{p,I_{T1}}(s) \cdot G_{PWM} \cdot K_{s,I_{T1}}. \quad (2.65)$$

unde $G_{p,I_{T1}}(s)$ este funcția de transfer la semnal mic a convertorului cu variabila de control I_{T1} , adică $\tilde{i}_{T1}(s) / \tilde{d}(s)$, iar $G_{c,I_{T1}}(s)$ este funcția de transfer a regulatorului de curent pentru I_{T1} , care trebuie determinată pentru asigurarea stabilității sistemului. Constantele modulatorului PWM și senzorului care măsoară curentul prin $T1$, pentru modelul experimental prezentat în subcapitolul 2.4, au valorile:

$$\begin{aligned} G_{PWM} &= 0,54, \\ K_{s,I_{T1}} &= 0,05 \frac{V}{A}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Funcția de transfer a sistemului se poate determina și analitic cu ajutorul ecuației (2.65), dacă se folosește modelul mediat al convertorului obținut prin metoda SSA pentru controlul I_{T1} și dacă se cunoaște $G_{c,I_{T1}}(s)$.

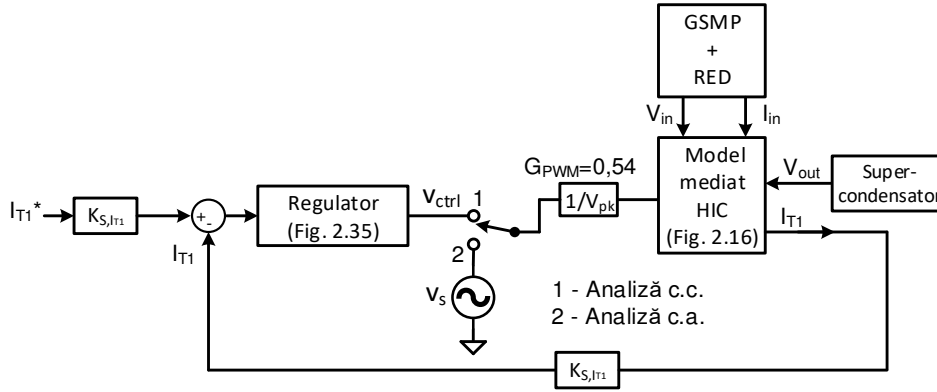


Fig. 2.34 Schema bloc a modelului SPICE folosit pentru determinarea funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet ($\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, cu comutatorul în poziția 2). Spre deosebire de Fig. 2.21, variabila de control este curentul prin tranzistorul T_1 .

Pentru a obține o frecvență de tăiere $f_t = 1\text{kHz}$ pentru sistemul complet, este necesar ca modulul funcției de transfer a regulatorului la această frecvență să fie:

$$G_{c,I_{T1}}(1\text{kHz}) = \frac{1}{G_{p,I_{T1}}(1\text{kHz}) \cdot G_{PWM} \cdot K_{s,I_{T1}}}. \quad (2.67)$$

Modulul $G_{p,I_{T1}}$ la 1kHz se poate obține din datele reprezentate grafic în Fig. 2.32. Astfel:

$$G_{p,I_{T1}}(1\text{kHz}) = 36\text{dB} = 63,09. \quad (2.68)$$

Valoarea $G_{c,I_{T1}}$ la 1kHz este:

$$G_{c,I_{T1}}(1\text{kHz}) = 0,59. \quad (2.69)$$

Pentru proiectarea regulatorului de curent a fost folosită metoda factorului K [6], care propune atât scheme de compensare pentru diferite caracteristici de frecvență ale convertorului, realizate în jurul unui amplificator operațional, cât și metode de calcul pentru componente.

Conform metodei de proiectare citate, un regulator de tip 2, care conține un integrator și o pereche pol-zero, poate fi utilizat pentru a compensa un convertor caracterizat de o diagrama Bode similară cu cea prezentată în Fig. 2.32, pentru a

asigura stabilitatea sistemului. Implementarea analogică este ilustrată în Fig. 2.35. Regulatorul are funcția de transfer:

$$G_c(s) = k_c \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}. \quad (2.70)$$

Pentru o rezervă de fază aleasă la valoarea $\varphi_r = 70^\circ$, la frecvența de tăiere $f_t = 1\text{kHz}$, ținând cont de $G_{c/I_{T1}}(1\text{kHz}) = 0,59$, prin metoda factorului K se obțin următoarele valori pentru k_c , ω_z și ω_p :

$$\begin{aligned} k_c &= 1537,2, \\ \omega_z &= 2610,58 \text{ rad/s} \quad (f_z = 415,48 \text{ Hz}), \\ \omega_p &= 15148,28 \text{ rad/s} \quad (f_p = 2410,92 \text{ Hz}). \end{aligned} \quad (2.71)$$

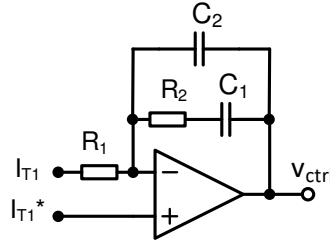


Fig. 2.35 Implementarea analogică a regulatorului de curent pentru i_{T1} , proiectat prin metoda factorului K . Valorile componentelor sunt listate în Tabelul 2.1.

Valorile parametrilor regulatorului din Fig. 2.35 sunt listate în Tabelul 2.1 din subcapitolul 2.4, iar relațiile de legătură între k_c , ω_z și ω_p și parametri sunt următoarele:

$$\begin{aligned} k_c &= \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)}, \\ \omega_z &= \frac{1}{R_2 \cdot C_1}, \\ \omega_p &= \frac{1}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)}. \end{aligned} \quad (2.72)$$

Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, pentru curent neîntrerupt în punctul de funcționare $I_{in} = 10\text{A}$, $V_{in} = 300\text{V}$, $V_{out} = 60\text{V}$, prezentată în Fig. 2.36, confirmă rezerva de fază de 70° la $f_t = 1\text{kHz}$.

Similar cazului în care se controlează I_{in} , pentru regimul de curent întrerupt se constată o deplasare a frecvenței de tăiere spre stânga, la valoarea $f_t = 100\text{Hz}$, așa cum arată Fig. 2.37. Faza la f_t este (-80°) , sistemul este stabil dar răspunsul mai lent ca în cazul regimului de curent neîntrerupt.

Comportarea sistemului complet la variații treaptă ale referinței pentru curentul I_{T_1} , este prezentată în Fig. 2.38. S-a folosit un model de simulare numerică în comutație, care conține toate componentele sistemului cu parametrii prezentați în Tabelul 2.1 din subcapitolul 2.4. Condensatorul de intrare are o valoare relativ mare, $C_{in} = 10.000\mu\text{F}$. Aceasta nu este determinată de condiția reducerii variației tensiunii de intrare, ci de cerința ca la intrare, componenta alternativă de mare frecvență (la frecvența de comutație) a curentului I_{in} , care este semnificativă la acest convertor, să fie suportată de condensatoarele electrolitice în paralel care formează C_{in} . Numărul necesar de condensatoare în paralel este mai mare decât cel care ar determina ținerea sub control a variației tensiunii V_{in} .

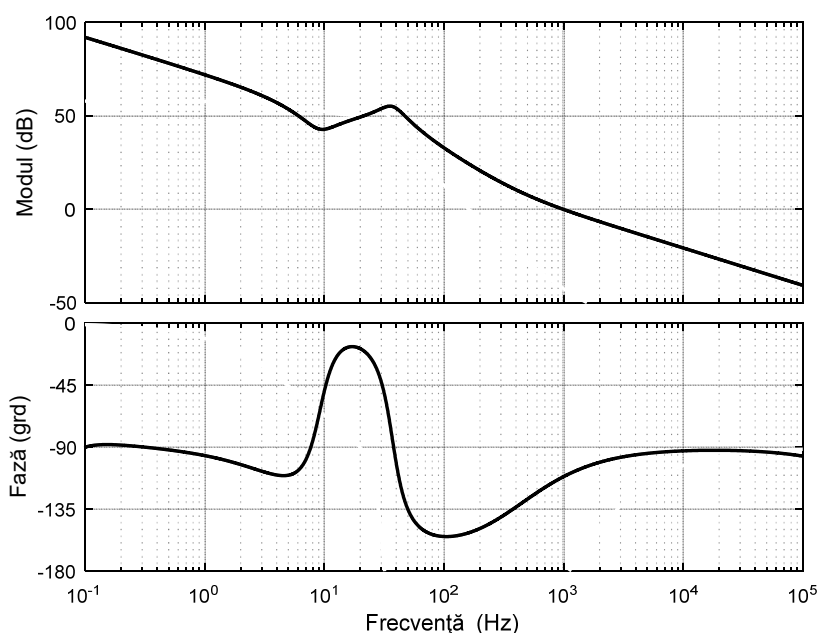


Fig. 2.36 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, pentru curent neîntrerupt în punctul de funcționare $I_{in} = 10\text{A}$, $V_{in} = 300\text{V}$, $V_{out} = 60\text{V}$. Faza la $f_t = 1\text{kHz}$ este (-110°) .

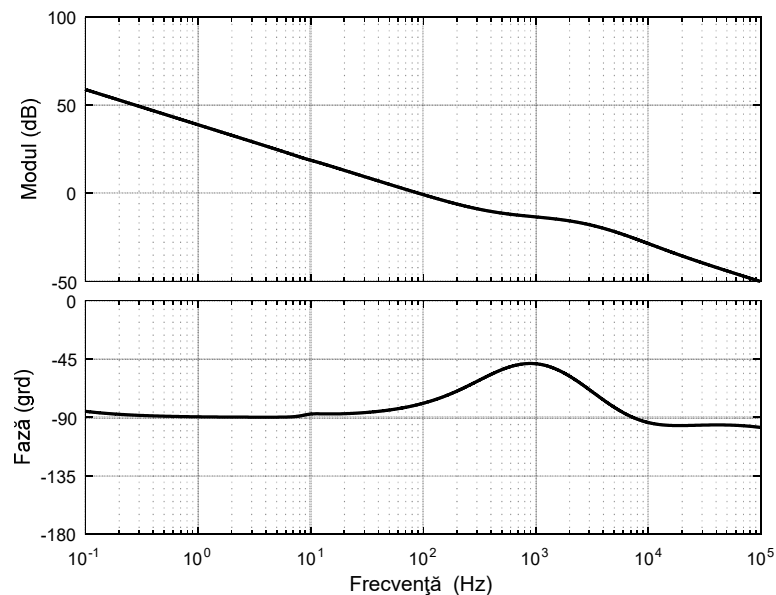


Fig. 2.37 Diagrama Bode, obținută în SPICE, a funcției de transfer la semnal mic a sistemului complet, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, **pentru curent întrerupt în punctul de funcționare $I_{in} = 2A$, $V_{in} = 300V$, $V_{out} = 60V$** . Se constată deplasarea frecvenței de tăiere spre stânga, la valoarea $f_t = 100Hz$. Faza la f_t este (-80°) .

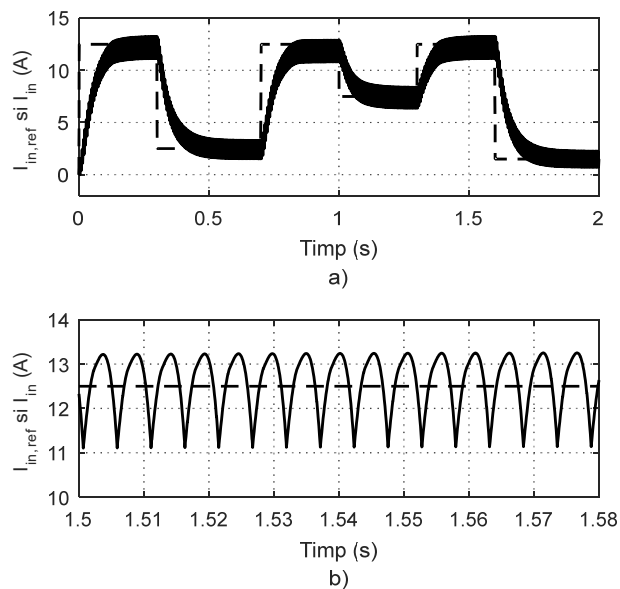


Fig. 2.38. Forme de undă obținute prin simulare numerică utilizând un model în comutație pentru sistemul complet, cu parametrii listați în Tabelul 2.1: a) Curentul de intrare și valoarea de referință a curentului mediu prin tranzistor. b) Detaliu al a). $C_{in} = 10.000\mu F$.

Fig. 2.39 prezintă rezultate obținute cu același model de simulare, la aceeași formă de undă a curentului de referință pentru I_r , în cazul în care $C_{in} = 1.000\mu F$, în condițiile în care se utilizează condensatoare cu rezistență echivalentă serie (ESR) redusă, care suportă o componentă alternativă a curentului de valori ridicate. Din compararea Fig. 2.38 și Fig. 2.39 se observă că o valoare mare a condensatorului de intrare întârzie considerabil atingerea valorii de referință a curentului.

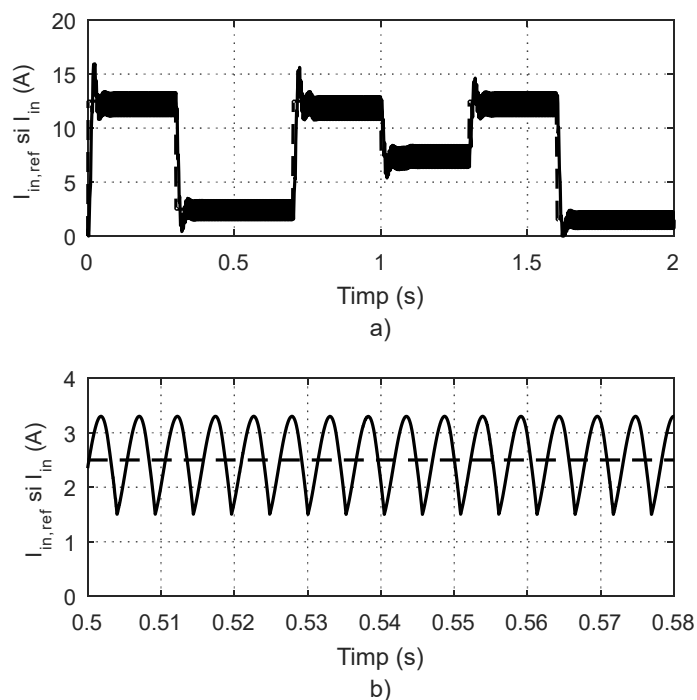


Fig. 2.39 Rezultate obținute prin simulare numerică pentru un curent de referință identic cu cel din Fig. 2.38, la $C_{in} = 1.000\mu F$.

2. 4 Rezultate experimentale

O fotografie a modelului experimental construit pentru convertorul cu inductivități comutate este prezentată în Fig. 2.40, având specificațiile din Tabelul 2.1.

Convertorul a fost testat în laborator și apoi a fost montat într-un sistem de conversie a energiei eoliene, exploatat în condiții reale de funcționare.

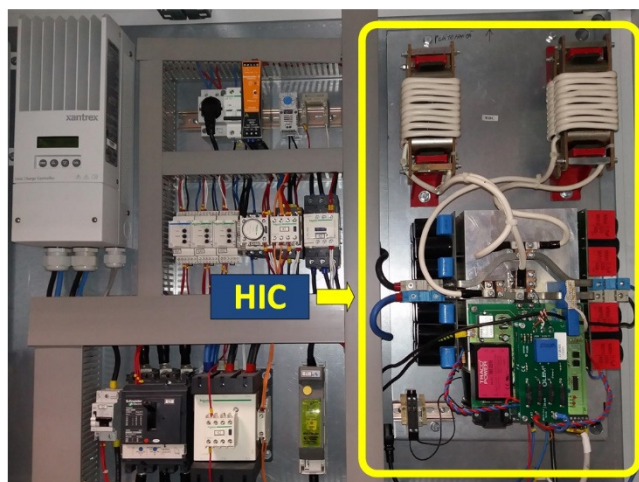


Fig. 2.40 Modelul experimental al convertorului cu inductivități comutate.

Tabelul 2.1 Specificațiile convertorului hibrid cu inductivități comutate.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
Convertor			
$P_{\max}$	5	kW	Puterea maximă
V_{in}	130 - 400	V	Tensiunea de intrare
V_{out}	50 - 120	V	Tensiune de ieșire
f_s	9	kHz	Frecvența de comutație
$L_1 = L_2 = L$	170	μH	Inductanțele comutate
$r_{L1} = r_{L2} = r_L$	6	m Ω	Rezistența serie a L_1, L_2
C_{in}	10	mF	Capacitatea de intrare
r_{cin}	20	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_{in}
C_{out}	12	mF	Capacitatea de ieșire
r_{cout}	16	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_{out}
C_s	63	F	Capacitatea supercondensatorului
r_{Cs}	18	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_s
K_S	0,3	V/A	Constanta senzorului de curent pt. I_{in} (I_{Lg})
$K_{S/I_{T1}}$	0,05	V/A	Constanta senzorului de curent pt. I_{T1}
Parametrii regulatorului pentru curentul de intrare, I_{in}			
f_t	4	Hz	Frecvența de tăiere (CCM)
φ_r	70	grd.	Rezerva de fază (în CCM)
R_1	47	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 2.23)
C_1	110	μF	Capacitate reacție AO (Fig. 2.23)
Parametrii regulatorului pentru curentul prin tranzistor, I_{T1}			
f_t	1	kHz	Frecvența de tăiere (CCM)
φ_r	70	grd.	Rezerva de fază (în CCM)
R_1	10	k Ω	Rezistență de reacție AO (Fig. 2.35)
R_2	7,12	k Ω	Rezistență de reacție AO (Fig. 2.35)
C_1	53,85	nF	Capacitate de reacție AO (Fig. 2.35)
C_2	11,2	nF	Capacitate de reacție AO (Fig. 2.35)

2.4.1 Date experimentale obținute în laborator

Testarea în laborator s-a făcut pe un echipament identic cu cel proiectat pentru sistemul real de conversie a energiei eoliene, cu excepția turbinei de vânt care a fost înlocuită cu un emulator „hardware-in-the-loop” dezvoltat și montat în laborator [7]. Schema bloc este prezentată în Fig. 2.41.

Emulatorul conține un motor de inducție trifazat alimentat printr-un convertizor de frecvență cu controlul direct al cuplului, conectat la arbore cu un generator electric sincron cu magneți permanenți, identic cu cel montat în nacela turbinei eoliene (Fig. 2.42). Schema simplificată a sistemului de control pentru emulator este schițată în Fig. 2.43. Profilul vitezei vântului este definit pe un calculator personal conectat la o placă de control (dSPACE) în care este implementat modelul dinamic al turbinei de vânt, care furnizează la intrarea convertizorului de frecvență mărimile prescrise. Astfel, la arborele motorului de inducție se vor regăsi aceiași parametri mecanici ca în cazul cuplării generatorului cu o turbină eoliană.

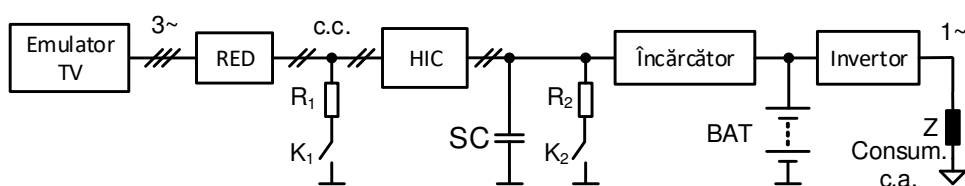


Fig. 2.41 Schema bloc a standului de testare în laborator pentru sistemul complet de conversie a energiei eoliene.



Fig. 2.42 Emulatorul de turbină de vânt utilizat la testarea în laborator a sistemului complet de conversie a energiei eoliene.

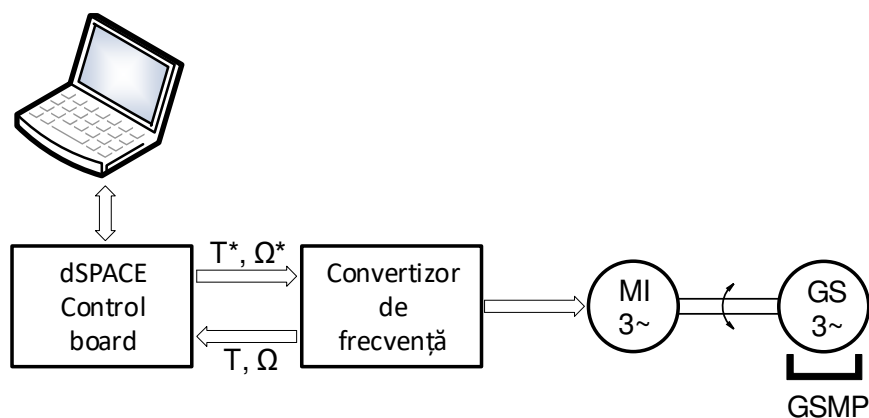


Fig. 2.43 Schema simplificată de control pentru emulatorul de turbină de vânt.

Formele de undă principale, achiziționate pentru regimul de curent neîntrerupt, sunt prezentate în Fig. 2.44, împreună cu cele obținute prin simulare în aceleași condiții de funcționare: $I_{in}(\text{mediu}) = 7\text{A}$, $V_{in} = 190\text{V}$ și $V_{out} = 60\text{V}$. Se constată o bună concordanță între datele experimentale și cele de simulare.

Forma curentului de intrare este influențată de inductivitățile de fază ale generatorului trifazat. Deși valoarea medie a acestuia urmărește valoarea de referință de 7A, forma de undă este cea a unui curent redresat. Pentru datele experimentale este evidentă inegalitatea celor trei inductivități. Acest fapt este des întâlnit în construcția mașinilor electrice prototip. Fig. 2.44 arată că formele de undă ale curentului prin inductivitate, curentului prin tranzistor și curentului de ieșire I_{out} sunt foarte apropiate de cele obținute prin simulare, chiar și cu această inegalitate a inductivităților reale de fază.

Fig. 2.45 prezintă curentul prin tranzistor, curentul prin inductivitatea L_1 și curentul de ieșire I_{out} pentru funcționarea la limita regimului de curent neîntrerupt (la $I_{in} = 2,5\text{A}$, $V_{in} = 190\text{V}$ și $V_{out} = 60\text{V}$), iar Fig. 2.46 ilustrează cazul curentului întrerupt, la $I_{in} = 1,8\text{A}$, $V_{in} = 190\text{V}$ și $V_{out} = 60\text{V}$. Și în aceste cazuri se observă o bună concordanță între datele experimentale și cele de simulare.

Rezultatele din Fig. 2.44, Fig. 2.45 și Fig. 2.46 sunt reprezentative pentru ilustrarea funcționării convertorului. Înainte de implementarea sistemului în condiții reale de exploatare, convertorul a fost testat în laborator în diferite puncte de funcționare, atât în regim de curent neîntrerupt cât și de curent întrerupt.

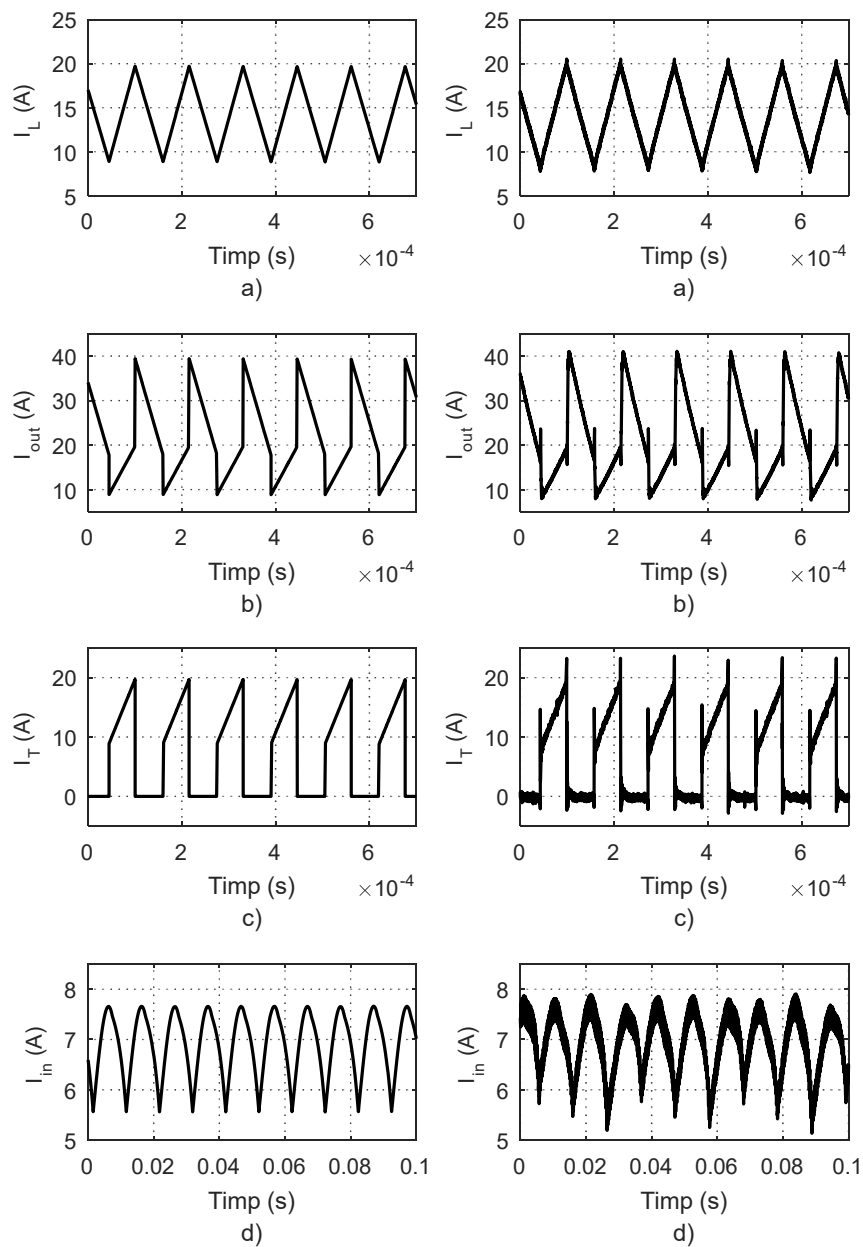


Fig. 2.44 Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent neîntrerupt, cu $I_{in} = 7A$, $V_{in} = 190V$, $V_{out} = 60V$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică; dreapta: rezultate experimentale. a) curentul prin inductivitatea L_1 ; b) curentul de ieșire I_{out} ; c) curentul prin transistor I_{T1} ; d) curentul de intrare I_{in} .

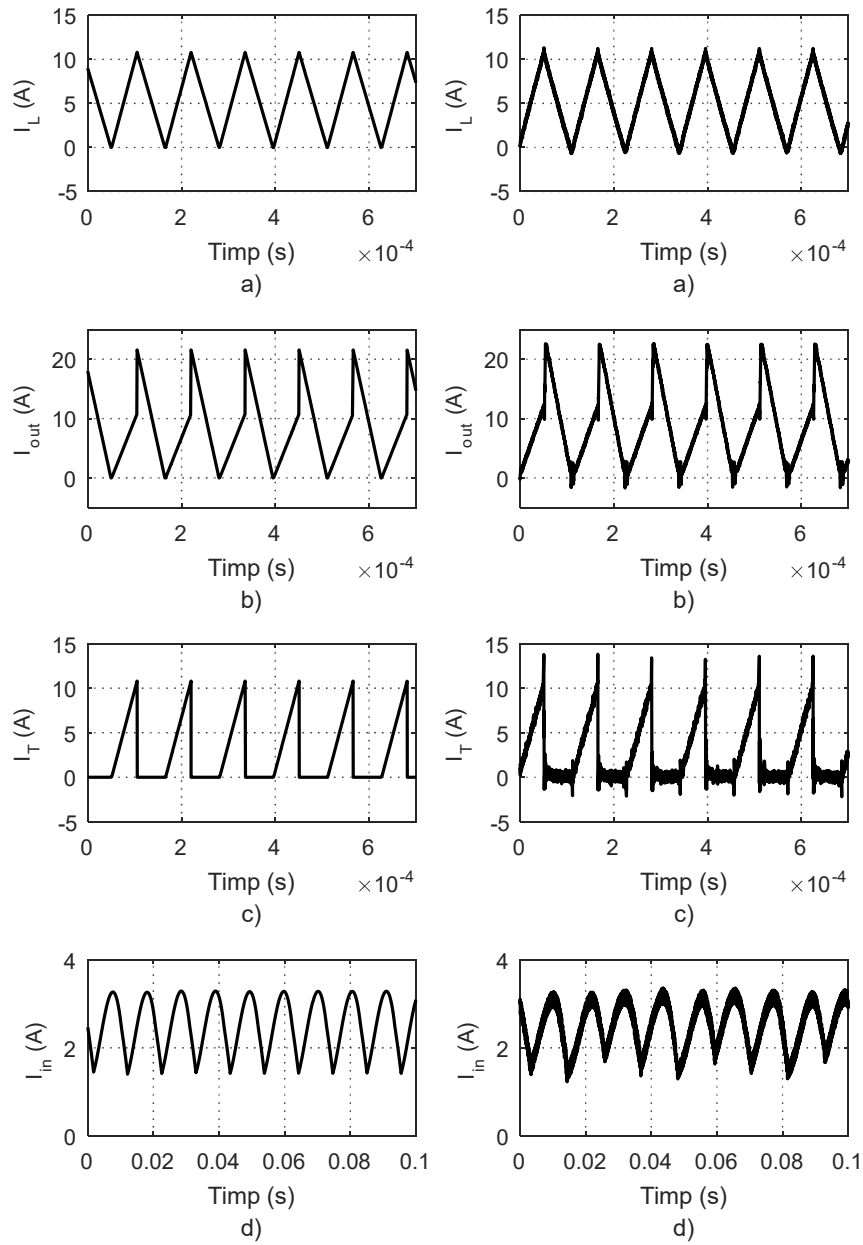


Fig. 2.45 Forme de undă obținute la funcționare la limita regimului de curent neîntrerupt, cu $I_{in} = 2,5\text{A}$, $V_{in} = 190\text{ V}$ și $V_{out} = 60\text{ V}$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică; dreapta: rezultate experimentale.

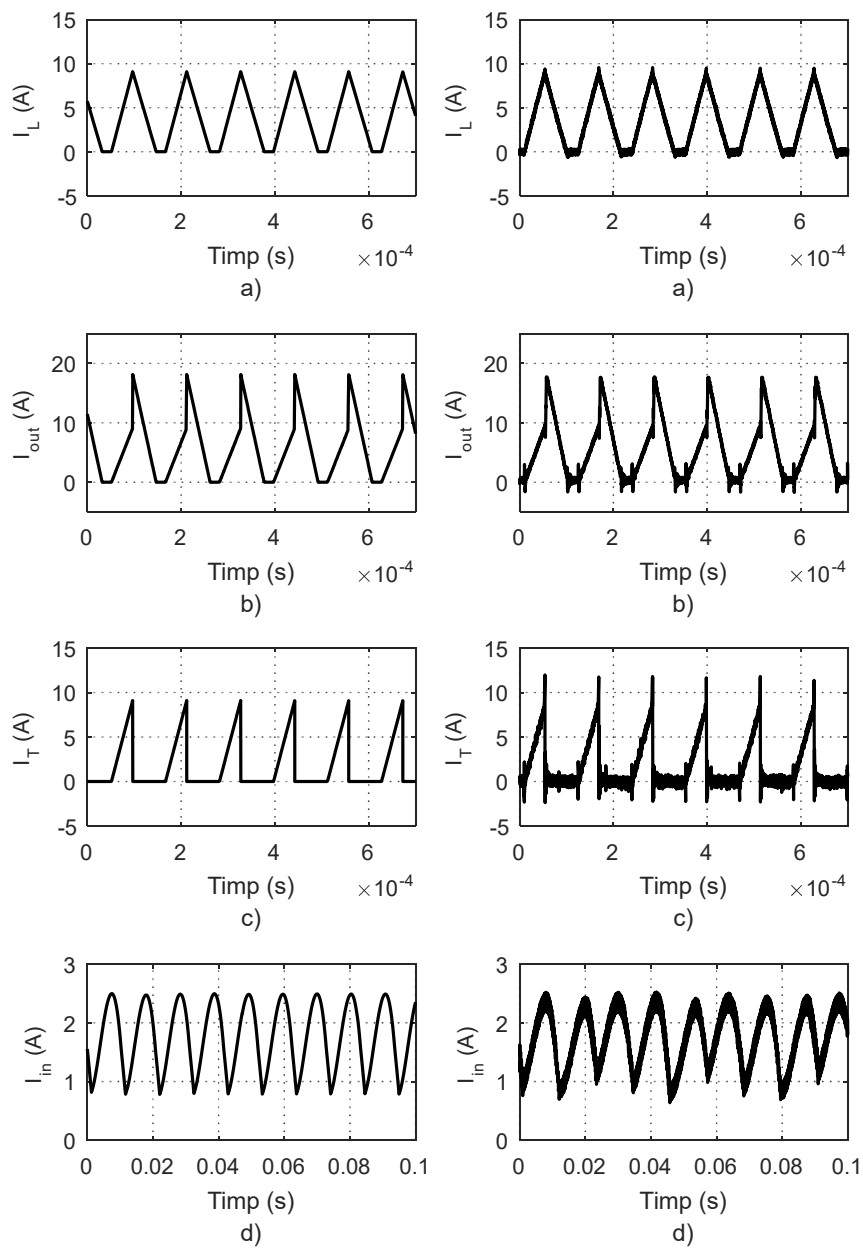


Fig. 2.46 Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent întrerupt, cu $I_{in} = 1,8A$, $V_{in} = 190V$ și $V_{out} = 60V$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică; dreapta: rezultate experimentale.

2.4.2 Date experimentale obținute de la un sistem de conversie a energiei eoliene, în condiții reale de funcționare

Un sistem de conversie identic cu cel din laborator a fost testat în condiții reale de funcționare. Turbina de vânt cu specificațiile din Tabelul 2.2 este cuplată la arbore cu GSMP cu caracteristicile prezentate în Tabelul 2.3.

O fotografie a amplasamentului turbinei este prezentată în Fig. 2.47. Turnul pe care este fixat ansamblul turbină – generator are înălțimea de 15m. În spatele lui se poate observa containerul în care se află instalația electrică care conține convertorul cu inductivități comutate, aparatele de conectare și protecție, bateriile reîncărcabile și încărcătorul pentru ele, inverterul monofazat, adică toate elementele prezentate în schema bloc din Fig. 2.2.

Tabelul 2.2 Specificațiile turbinei de vânt.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
N_p	3	-	Numărul de pale
P_n	5,5	kW	Puterea nominală
v_n	11	m/s	Viteza vântului nominală
n_{max}	126	rpm	Turația maximă
J_{vt}	140	kg·m ²	Momentul de inerție total
A	19,6	m ²	Aria acoperită de pala turbinei
r_p	2,5	m	Raza palei turbinei
C_p	0,42	-	Coeficientul maxim al conversiei de putere

Tabelul 2.3 Specificațiile generatorului sincron cu magneți permanenți.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
GSMP			
S_n	5	kVA	Puterea nominală
I_n	12	A	Curentul nominal
n_n	120	rpm	Turația nominală
f_n	32	Hz	Frecvența nominală
N_c	33	-	Număr de creștături în stator
p_p	16	-	Număr de perechi de poli
V_o	175	V	Tensiunea de fază în gol, la n_n
Modelul echivalent de c.c. al GSMP			
V_g	120 - 400	V	Tensiunea GSMP, redresată
L_g	30	mH	Inductivitatea echivalentă a GSMP
r_{lg}	0,95	Ω	Rezistența echivalentă serie a GSMP

Viteza măsurată a vântului, puterea de la ieșirea generatorului, tensiunea de intrare a convertorului, V_{in} , și valoarea medie a curentul de intrare, I_{in} , pe o durată de funcționare de 10 ore sunt prezentate în Fig. 2.48. Datele au fost achiziționate cu ajutorul unui sistem SCADA dedicat, care permite și monitorizarea în timp real a funcționării sistemului eolian, folosind orice PC sau laptop cu conexiune la internet.

Fig. 2.49 este un detaliu din Fig. 2.48. Curentul I_{in} este modificat continuu prin intermediul HIC pentru a menține turbina în punctul optim de funcționare.



Fig. 2.47 Turbina de vânt și containerul (în spate) cu instalațiile aferente, montate pe amplasament.

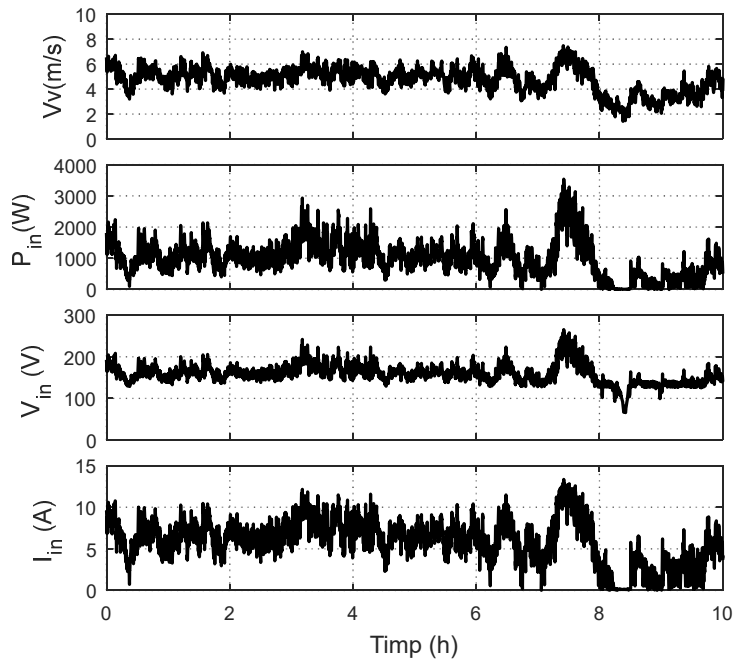


Fig. 2.48 Forme de undă achiziționate prin SCADA, de la sistemul eolian testat în condiții reale de funcționare.

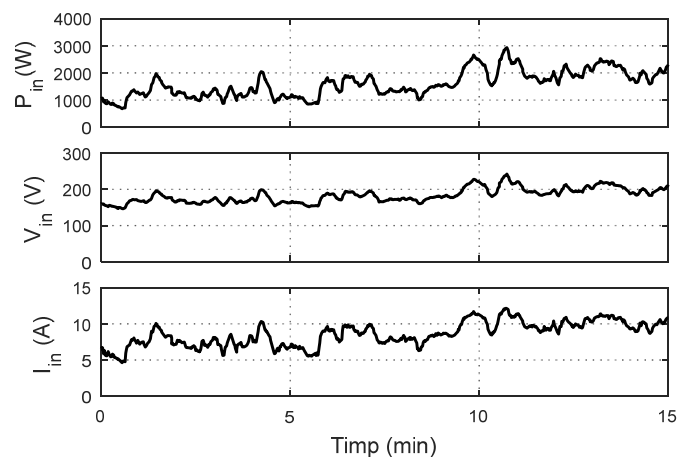


Fig. 2.49 Detaliu din Fig. 2.48. Curentul I_{in} este reglat de convertorul hibrid cu inductivități comutate pentru atingerea punctului optim de funcționare.

Fig. 2.50 ilustrează gestionarea energiei stocate în supercondensator. Există un subsistem care urmărește tensiunea pe supercondensator, o măsură a energiei electrice stocate în acesta, și controlează conectarea la sistem a consumatorilor suplimentari când există energie în exces.

Dacă puterea de la ieșirea generatorului este mai mare decât cea consumată la un moment dat, incluzând și puterea absorbită de baterii, se folosesc două praguri de tensiune pentru control. Când V_{out} atinge valoarea 90V, se introduce un consumator rezistiv (rezistență boiler), care determină scăderea rapidă a tensiunii. Când V_{out} atinge valoarea 70V, consumatorul suplimentar este deconectat. Dacă în continuare puterea obținută de la generator este mare, după deconectare tensiunea V_{out} crește din nou la 90V, iar la atingerea acestei valori este din nou conectat consumatorul rezistiv. Dacă generatorul furnizează o putere mai mică decât cea necesară consumatorilor și încărcării bateriilor de acumulatori, tensiunea pe supercondensator este menținută la valoarea de 60V, așa cum se observă la sfârșitul intervalului din figură.

Convertorul HIC are nevoie de o tensiunea de intrare mai mare de 120V (tensiunea la ieșirea GSMP, redresată, care corespunde turației minime de la care turbina eoliană poate genera putere) pentru a intra în regimul de reglare a curentului I_{in} . Sub această valoare, comanda tranzistorului IGBT este inhibată. Fig. 2.51 surprinde trecerea din regimul de blocare în cel de reglare a curentului I_{in} . Inițial curentul de intrare este nul. Tensiunea V_{in} este menținută la valoarea 60V printr-o diodă conectată în antiparalel cu tranzistorul IGBT (nereprezentată în

Fig. 2.1, deoarece nu are rol în funcționarea convertorului), care se deschide în momentul în care tensiunea pe condensatorul de intrare scade sub valoarea tensiunii de la bornele supercondensatorului. Datorită capacității mari a SC, tensiunea pe C_{in} scade foarte lent, atât timp cât tensiunea de la ieșirea generatorului, redresată, nu depășește valoarea tensiunii pe supercondensator. Când viteza vântului depășește pragul minim, tensiunea de ieșire a generatorului crește (la 180s de la începutul formelor de undă din Fig. 2.51), condensatorul C_{in} se încarcă, dioda se blochează, iar valoarea de referință a curentului devine nenulă imediat ce V_{in} depășește 120V.

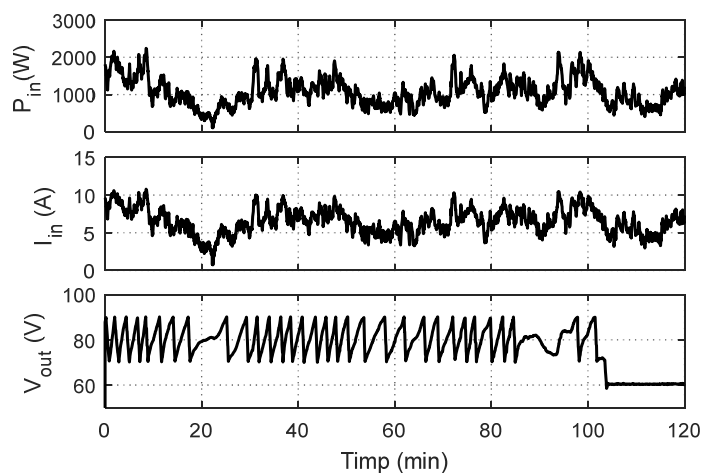


Fig. 2.50 Date experimentale care ilustrează gestionarea energiei stocate în supercondensator.

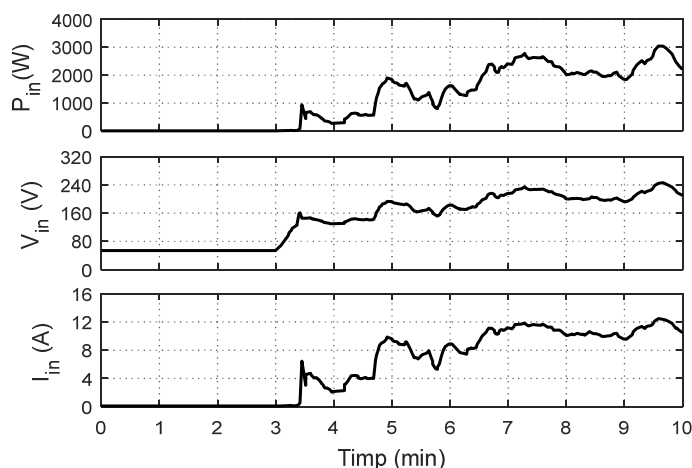


Fig. 2.51 Trecerea din regimul de blocare în regimul de reglare a curentului I_{in} . Pentru o tensiune $V_{in} < 120V$, convertorul HIC este blocat.

2. 5 Concluzii

Convertorul HIC unidirecțional este obținut din topologia buck clasică prin inserarea unei celule cu inductivități comutate între tranzistor și condensatorul de ieșire. Sunt prezentate analiza de regim stabilizat precum și cea de stabilitate, având în vedere o aplicație care impune un raport de conversie ridicat (sistemul de conversie și stocare a energiei unei turbine eoliene), în care HIC are rolul de a utiliza puterea de la ieșirea generatorului electric pentru încărcarea unui supercondensator (parte a elementelor de stocare), menținând în același timp sistemul eolian în punctul optim de funcționare.

Analiza de regim stabilizat pentru CCM și DCM relevă relația dintre curentul mediu de intrare al convertorului (mărimea controlată pentru menținerea turbinei în punctul de putere maximă) și curenții prin tranzistor și inductivități. Din analiză rezultă valorile maxime ale curenților prin componente, care sunt necesare pentru dimensionarea acestora. În CCM convertorul funcționează la un factor de umplere care este de până la două ori mai mare decât cel al convertorului buck clasic, la același raport de conversie pentru tensiune. În DCM factorul de umplere este dat de o expresie simplă și poate fi calculat la orice valoare a raportului între tensiuni, dacă valoarea medie necesară a curentul de intrare este dată.

Analiza de stabilitate este prezentată în detaliu în două cazuri: variabila de control este curentul de intrare în primul caz, respectiv curent mediu prin tranzistor în al doilea caz. În regim stabilizat cele două metode de control sunt echivalente, deoarece valoarea medie a curentului prin tranzistor este egală cu cea a curentului de intrare în CCM și DCM. Pe de altă parte, în regim tranzitoriu este avantajos să fie controlat curentul prin tranzistor pentru că stabilizarea acestuia la o nouă valoare se face într-un timp mult mai scurt. Influența GSMP asupra stabilității este luată în considerare prin intermediul unui model de c.c. echivalent. Analiza SSA este utilizată pentru a obține modelul mediat echivalent al HIC pentru CCM. Expresia analitică, parametrizată, a funcției de transfer la semnal mic a variabilei de control, prezentată în acest capitol, poate fi particularizată pentru orice sistem de conversie și stocare a energiei similar. Rezultatele obținute prin SSA au fost validate prin analiza de stabilitate bazată pe modelul de circuit PWMSM, care poate fi utilizat atât în CCM cât și în DCM.

Regulatorul de curent pentru HIC a fost proiectat pentru funcționare stabilă în CCM și apoi stabilitatea a fost verificată și în DCM, pentru fiecare variabilă de control. Simulările realizate, utilizând modelul mediat și un model în comutație cu

toate elementele din sistemul complet, care include convertorul și regulatorul, confirmă analiza teoretică.

Un model experimental de 5kW al HIC a fost construit pe baza datelor obținute prin analiză și simulare și apoi testat în laborator și în condiții reale de funcționare. Testele de laborator, efectuate pe un sistem de conversie și stocare alimentat de un emulator de turbină eoliană, au dovedit că HIC este capabil să controleze puterea de ieșire a GSMP, prin curentul de intrare al convertorului, și funcționarea este stabilă în CCM și DCM. Datele experimentale obținute în condiții reale de funcționare de la o turbină eoliană de 5kW (cu HIC utilizat pentru transferul de energie de la turbină și asigurarea menținerii în punctul de putere maximă), monitorizată pe o perioadă de timp extinsă, au confirmat analiza teoretică, rezultatele de simulare și testele de laborator.

2. 6 Bibliografie

- [1] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, Mar. 2008.
- [2] D. P. Petrila, "Energy Conversion and Storage Control for Small Wind Turbine Systems", PhD Thesis, *Editura Politehnica*, Timișoara, 2013, ISBN: 978-606-554-662-6.
- [3] A. Ioinovici, "Power Electronics and Energy Conversion Systems", vol. 1, "Fundamentals and Hard-switching Converters. Chichester", UK: *John Wiley & Sons*, May 2013, ch. 2.2-2.5, p. 164–288.
- [4] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, no. 3, p. 490–496, May 1990.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics-Converters, Applications and Design", 3rd ed. *New York: Wiley*, 2003.
- [6] C. Basso C. P. Basso, "Switch Mode Power Supplies. SPICE Simulations and Practical Design", *New York, USA: McGraw-Hill*, Feb. 2008, p. 111–145; p. 241–285.
- [7] N. Muntean, L. Tutelea, D. Petrila, and O. Pelan, "Hardware in the loop wind turbine emulator," in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*, 2011, pp. 53–58.

CONVERTORUL BIDIRECȚIONAL HIBRID CU INDUCTIVITĂȚI COMUTATE

3. 1 Topologie. Domeniu de utilizare

Convertorul bidirecțional hibrid cu inductivități comutate (BHIC) [1], prezentat în Fig. 3.1, este dezvoltat din configurația unidirecțională hibridă cu inductivități comutate (HIC) din capitolul 2, păstrând avantajele acestuia față de convertorul „buck/boost” bidirecțional convențional: raport static de conversie mult mărit, o solicitare mai mică a dispozitivelor semiconductoare și inductivități mai mici.

Denumirea convertorului provine din modul său de funcționare, cele două inductivități conectându-se în serie și în paralel în cele două intervale de comutație. Diferența față de convertorul HIC este că, în acest caz, inductivitățile pot acumula energie și de la sursa V_1 , conectându-se în paralel cu aceasta, spre deosebire de convertorul HIC unde acumularea de energie se face doar la conectarea inductivităților în serie, între cele două surse.

Asemenea multor alte structuri bidirecționale cu raport mare de conversie [2]–[5], și acest convertor poate fi util atât în aplicații legate de stocarea energiei în baterii și supercondensatoare (SC), cât și pentru interfațarea diferitelor rețele de curent continuu în structuri de tip „microgrid”.

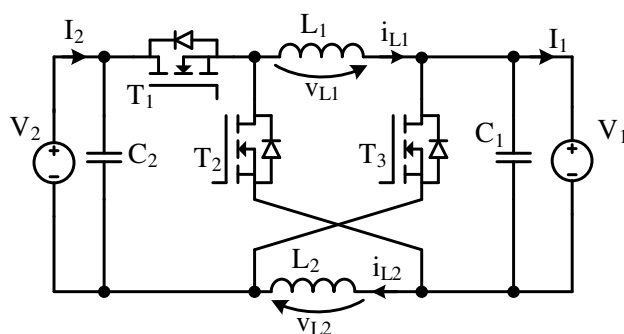


Fig. 3.1 Convertorul bidirecțional hibrid cu inductivități comutate (BHIC) [1].

Aplicația avută în vedere pentru utilizarea acestui convertor este interfațarea unui SC într-o rețea de tip microgrid, reprezentată prin diagrama bloc din Fig. 3.2. În acest caz SC este folosit pentru stocarea energiei pe perioade scurte de timp, cu variații mari de putere (provenite, de exemplu, de la o turbină eoliană).

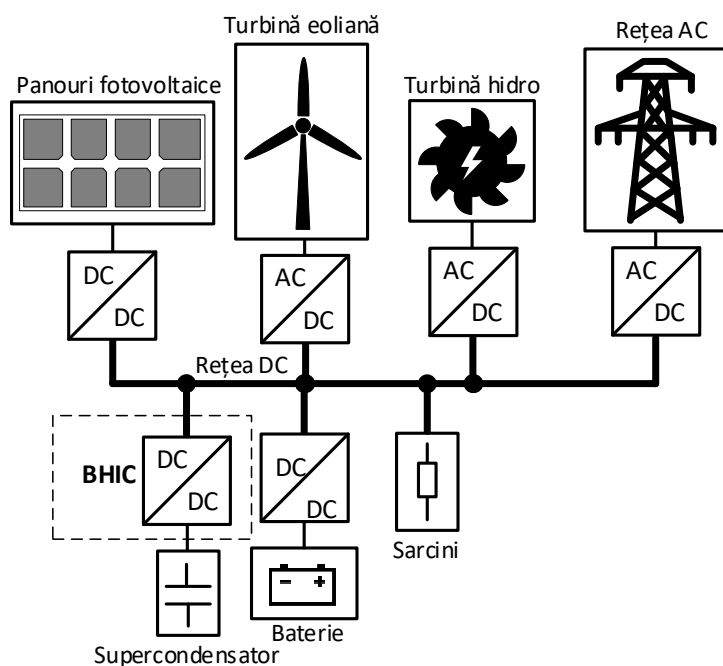


Fig. 3.2 Schema bloc a unei rețele de tip Microgrid care folosește un convertor BHIC pentru stocarea energiei în supercondensator.

Avantajul convertorului BHIC pentru aceste aplicații este pus în evidență de eficiența în utilizarea stocării în SC. Datorită raportului mare de conversie, SC se poate încărca și descărca pe o plajă mai mare de tensiune și în acest fel utilizarea capacității de stocare a energiei este crescută.

Pentru a controla structura și modul în care se realizează stocarea, se utilizează strategii de management energetic, fie centralizate, fie descentralizate sau o combinație între acestea [6]–[11].

3. 2 Analiza teoretică în regim stabilizat

Pentru analiza funcționării în regim de curent neîntrerupt se prezintă convertorul cu cele două stări de comutație în Fig. 3.3. Prin comutarea celor trei tranzistoare, T_1 în opoziție cu grupul $T_2 - T_3$, se realizează conectarea inductivităților L_1 și L_2 în serie între cele două surse (în intervalul t_{on}) și în paralel cu sursa V_1 în intervalul t_{off} . Pentru o funcționare corectă și pentru simplificarea analizei matematice a convertorului, se consideră egale inductivitățile, respectiv valorile curenților prin cele două inductivități.

În schemele echivalente, la funcționarea în regim coborâtor de tensiune, pentru $V_2 > V_1$, curenții au valori medii pozitive. Pentru funcționarea în regim ridicător de tensiune, curenții au valori medii negative, analiza prezentată în acest subcapitol fiind valabilă în ambele cazuri.

În timpul unei perioade de comutație, tensiunile pe condensatoarele C_1 și C_2 sunt considerate constante. Toate componentele sunt ideale și regimul de funcționare este stabilizat. Pe baza Fig. 3.3 se pot reprezenta formele de undă teoretice ale convertorului BHIC (Fig. 3.4).

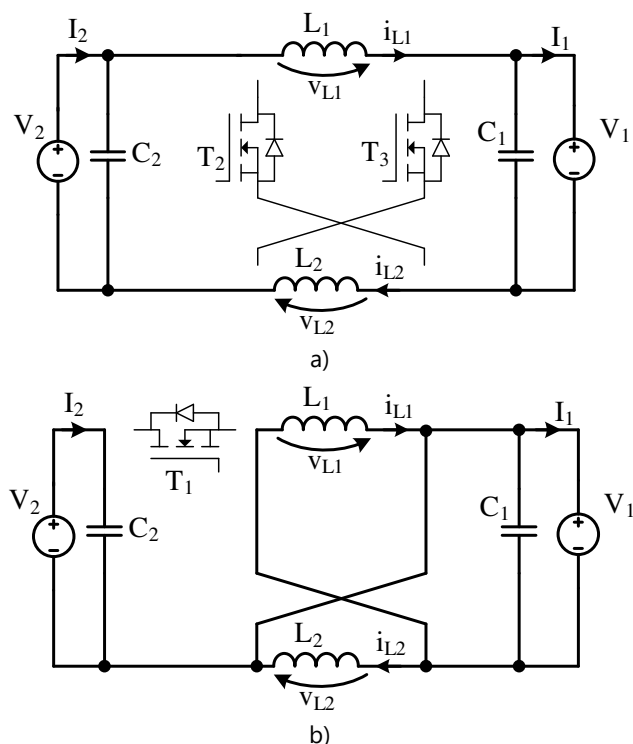


Fig. 3.3 Circuitele echivalente pentru cele două stări de comutație: a) t_{on} (T_1 în conducție), b) t_{off} (T_2 și T_3 în conducție).

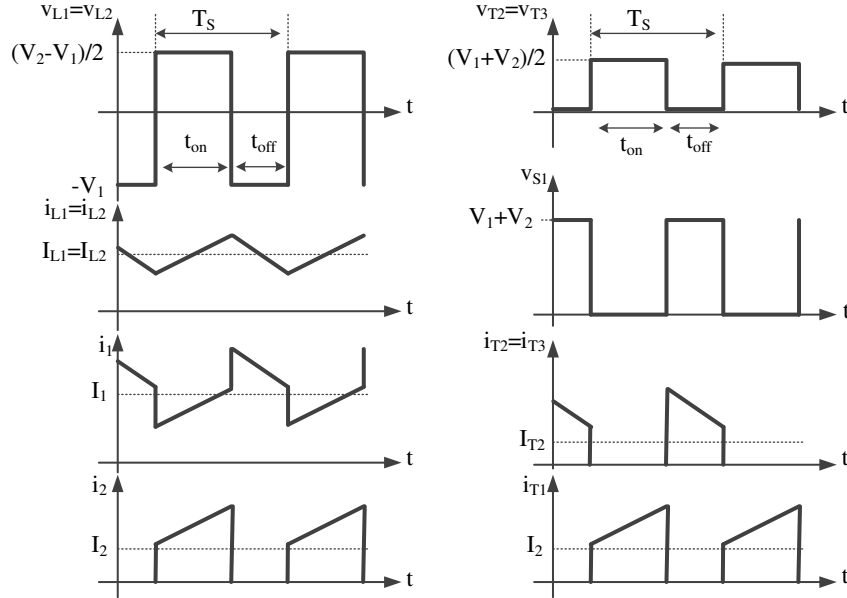


Fig. 3.4 Formele de undă ale convertorului BHIC în regim stabilizat și curent neîntrerupt.

Având în vedere că acest convertor este bidirecțional, factorul de umplere se definește sub forma (3.1) și (3.2), pentru a putea fi comparat mai ușor cu structurile unidirecționale în regim buck sau boost. Intervalele de timp pentru cele două stări de conducție sunt t_{on} (T_1 este în saturație) și t_{off} (T_1 este blocat).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1)$$

$$D' = \frac{t_{off}}{T_s} = 1 - D \quad (3.2)$$

Din Fig. 3.3 și Fig. 3.4 se pot extrage valorile tensiunilor pe inductivități pentru t_{on} și t_{off} .

$$\begin{cases} t_{on} : V_{L_1} + V_{L_2} = V_2 - V_1 \equiv V_{L_1} = \frac{V_2 - V_1}{2}, \\ t_{off} : V_{L_1} = V_{L_2} = -V_1. \end{cases} \quad (3.3)$$

Pentru funcționarea în regim stabilizat se consideră tensiunea medie pe fiecare inductivitate ca fiind nulă, astfel încât:

$$D \cdot \frac{V_2 - V_1}{2} + (1 - D) \cdot V_1 = 0. \quad (3.4)$$

Din (3.4) se poate deduce relația dintre cele două tensiuni, aceeași pentru ambele regimuri de funcționare, coborâtor și ridicător de tensiune, în funcție de D , respectiv D' :

$$V_1 = V_2 \cdot \frac{D}{2-D}, \quad (3.5)$$

$$V_2 = V_1 \cdot \frac{1+D'}{1-D'}, \quad (3.6)$$

Relațiile convertorului BHIC și ale convertorului HIC (din capitolul 2) sunt aceleași, BHIC având în plus caracter bidirecțional.

Raportul de conversie îmbunătățit față de convertorul convențional buck se obține datorită factorului $(2-D)$ de la numitor, care micșorează și mai mult raportul între cele două tensiuni. Comparativ cu structura boost convențională se poate observa diferența în termenul $(1+D')$ la numărător, care determină o creștere a raportului. Din comparația convertorului BHIC cu convertoarele convențional și „quadratic” [12], prezentată în Fig. 3.5, se observă apropierea de performanțele unui convertor „quadratic”.

Factorul de umplere se poate determina din (3.4):

$$D = \frac{2 \cdot V_1}{V_1 + V_2}. \quad (3.7)$$

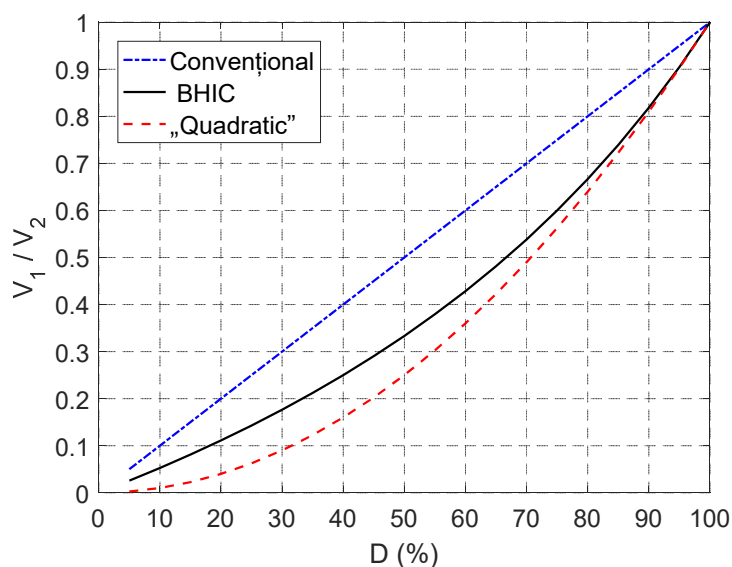


Fig. 3.5 Comparație între rapoartele de conversie pentru convertoarele: Convențional, BHIC și „Quadratic”.

Pentru dimensionarea componentelor pasive și active se pot reprezenta mărimile din circuit raportate la I_1 și V_1 . Deoarece curentul I_1 este egal cu I_{L_1} pe intervalul t_{on} și $2 \cdot I_{L_1}$ pe t_{off} , curentul mediu prin inductivitate poate fi calculat astfel:

$$I_1 = \frac{t_{on} \cdot I_{L_1} + 2 \cdot t_{off} \cdot I_{L_1}}{T_s}, \quad (3.8)$$

$$I_{L_1} = I_1 \cdot \frac{1}{2-D}. \quad (3.9)$$

Înlocuind (3.7) în (3.9) se poate obține expresia curentului printr-o inductivitate:

$$I_{L_1} = I_1 \cdot \frac{V_1 + V_2}{2 \cdot V_2}, \quad (3.10)$$

care se utilizează pentru calculul energiei totale stocate în cele două inductivități.

Pentru a putea evalua această topologie, se definește variația curentului, Δi_{L_1} , relativ la curentul mediu prin inductivitate la putere nominală:

$$\Delta i_{L_1} = k_L \cdot I_{L_1}, \quad (3.11)$$

unde k_L este o constantă de proiectare, situată de regulă în intervalul (0,1...0,4), și este utilizată ca mărime de calcul pentru dimensionarea inductivităților [13].

Folosind (3.10) în (3.11) se obține:

$$\Delta i_{L_1} = k_L \cdot I_1 \cdot \frac{V_1 + V_2}{2 \cdot V_2}. \quad (3.12)$$

Considerând dependența curent-tensiune:

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \quad (3.13)$$

valoarea inductivității poate fi calculată astfel încât în intervalul t_{on} curentul prin inductivitate să aibă variația impusă Δi_{L_1} :

$$L_1 = \frac{t_{on} \cdot V_{L_1}}{\Delta i_{L_1}}, \quad (3.14)$$

unde V_{L_1} este căderea de tensiune pe inductivitate în t_{on} . Variația pe intervalul t_{off} este aceeași dacă regimul de funcționare este stabilizat.

Relația (3.14) poate fi dezvoltată în (3.15), utilizând (3.1), (3.3) și (3.7).

$$L_1 = \frac{\frac{2 \cdot V_1 \cdot (V_2 - V_1)}{V_1 + V_2}}{2 \cdot f_{SW} \cdot \Delta i_{L_1}} \quad (3.15)$$

Cu ajutorul (3.12), relația (3.15) se poate pune sub forma:

$$L_1 = \frac{\frac{2 \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot (V_2 - V_1)}{(V_1 + V_2)^2}}{f_s \cdot k_L \cdot I_1}. \quad (3.16)$$

Ținând cont de (3.16), expresia generală a energiei din inductivitate:

$$W_L = \frac{L \cdot I_L^2}{2}, \quad (3.17)$$

devine pentru convertorul BHIC:

$$W_{L_1} = I_1 \cdot \frac{(V_2 - V_1) \cdot \frac{V_2}{V_1}}{4 \cdot f_s \cdot k_L}. \quad (3.18)$$

Energia totală, stocată în toate inductivitățile din componența convertorului, $W_{L,tot}$, a fost folosită ca termen de comparație a diferitelor topologii, ea fiind proporțională cu gabaritul și implicit costul total al acestora.

$$W_{L,tot} = \sum_{i=1}^n W_{L_i} \quad (3.19)$$

Pentru a avea o imagine mai buna asupra relației (3.19), $W_{L,tot}$ pentru BHIC a fost reprezentată în raport cu alte convertoare. În Fig. 3.6 se compară energia totală a inductivităților din convertorul BHIC cu cea a unui convertor „quadratic”, pentru diferite valori ale tensiunilor. Se consideră că toate inductivitățile au fost dimensionate utilizând același factor k_L .

De aici se poate observa că structura BHIC are aceeași energie totală în inductivități ca și convertorul convențional, iar convertorul „quadratic” are nevoie de inductivități mai mari pentru același raport de conversie.

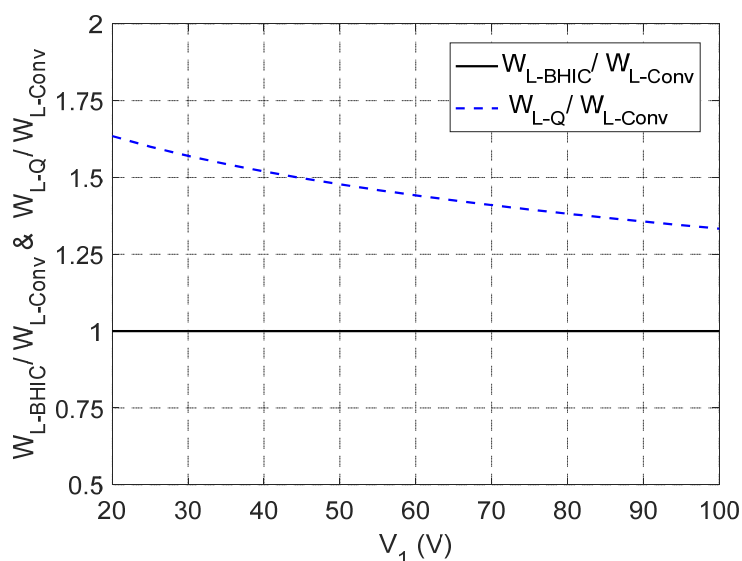


Fig. 3.6 Comparație între valorile energiei totale stocate în inductivități pentru convertoarele: BHIC, Convențional și „Quadratic” ($V_2=400V$, Q-„Quadratic”).

Un alt criteriu de comparație este solicitarea totală a tranzistoarelor, care este obținută prin însumarea solicitărilor individuale (definite ca fiind produsul dintre curentul maxim și tensiunea maximă pe fiecare tranzistor în parte). Această mărime, calculată în (3.20), este un indicator global, care include atât costul total al dispozitivelor semiconductoare cât și randamentul convertorului, elemente care sunt de obicei în contradicție [14].

$$S = \sum_{j=1}^3 V_j \cdot I_j \quad (3.20)$$

Din Fig. 3.3 și ecuația (3.10) s-au extras tensiunile și curenții maximi prin tranzistoare, rezultând expresiile din (3.21) și (3.22). Se observă că tensiunea maximă ce apare pe tranzistorul T_1 este mai mare față de cea din cazul convertorului buck convențional

($V_{T_1} = V_2$), dar tensiunea pe celelalte două dispozitive de comutație este înjumătățită.

Curentul prin inductivități și, implicit, prin tranzistoare este de $(2-D)$ ori mai mic decât cel al convertorului buck convențional.

$$\begin{aligned} V_{T_1} &= V_1 + V_2 \\ V_{T_2} &= V_{T_3} = \frac{V_1 + V_2}{2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} I_{T_1} &= I_{L_1} = I_1 \cdot \frac{1}{2-D} \\ I_{T_1} &= I_{T_2} = I_{T_3} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Rezultatul final al calculului este prezentat în (3.23), și are o formă convenabilă pentru evaluare.

$$S = I_1 \frac{(V_1 + V_2)^2}{V_2} \quad (3.23)$$

Relația (3.23) se poate reprezenta grafic, raportată la mărimea corespondentă a convertorului convențional, putându-se compara cu convertorul „quadratic”, pentru diferite valori ale tensiunii V_1 , conform Fig. 3.7. De aici se poate observa că structura convențională are cele mai mari solicitări în tranzistoare, urmată de convertorul „quadratic” la aproximativ 93% și de convertorul BHIC la (55...80)%.

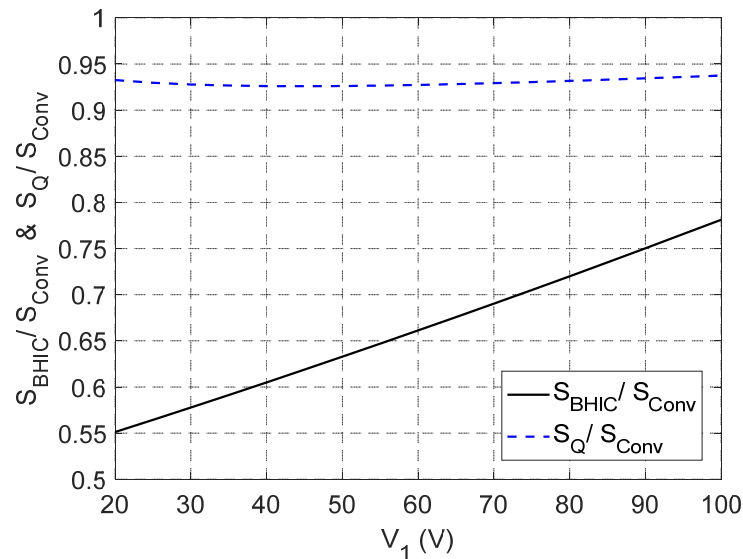


Fig. 3.7 Comparația între solicitările totale ale tranzistoarelor ($V_2=400V$, Q- „Quadratic”).

3. 3 Analiza de stabilitate

Pentru analiza de stabilitate s-a utilizat schema din Fig. 3.8, derivată din Fig. 3.1, în care s-au introdus componentele parazite de circuit, rezistențele tranzistoarelor în saturație și cele ale inductivităților și surselor. În schemă nu sunt prezente condensatoarele conectate în paralel cu sursele, dar rezistențele r_1 și r_2 , conțin atât componentele rezistive serie ale surselor cât și cele ale condensatoarelor.

Fiind un convertor bidirecțional, este potrivită utilizarea unui curent ca variabilă de control. Pentru BHIC, variabila de control aleasă este curentul i_{L_1} . Astfel se poate implementa și un reglaj în cascadă, prin adăugarea unei bucle exterioare de tensiune de tip „droop” [11].

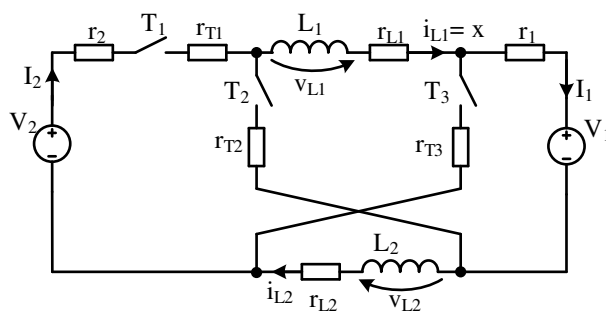


Fig. 3.8 Convertorul BHIC cu componentele de circuit parazite, pentru analiza de stabilitate.

Metoda utilizată pentru abordarea stabilității este cea de mediere a stărilor (SSA – „state-space averaging”), prin care se poate obține funcția de transfer a convertorului. Pentru aplicarea metodei se consideră un punct de funcționare în care convertorul este în regim stabilizat, în curent neîntrerupt.

Câteva ipoteze simplificatoare sunt luate în considerare:

- Dispozitivele semiconductoare au rezistențe în serie doar la saturație;
- Sursele de tensiune sunt considerate constante;
- Inductivitățile sunt considerate identice, având rezistențele parazite egale;
- Curenții i_{L_1} și i_{L_2} sunt egali și reprezintă mărimea de stare x , obținându-se astfel un sistem de ordin redus.

Luând în considerare aceste condiții, circuitul echivalent al convertorului în intervalul de timp t_{on} , în care tranzistorul T_1 este în conducție și T_2 , T_3 sunt blocate, este prezentat în Fig. 3.9.

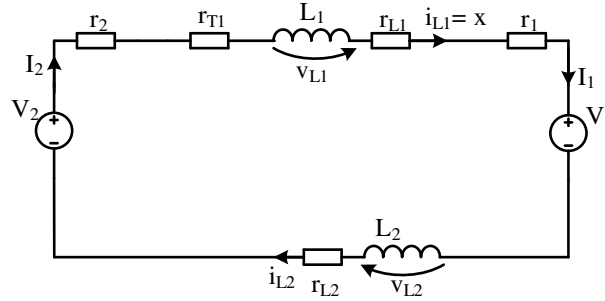


Fig. 3.9 Circuitul echivalent al BHIC în intervalul t_{on} , pentru aplicarea metodei SSA.

Considerând mărimea de stare și vectorul de intrare:

$$x = i_{L_1}, \quad (3.24)$$

$$u = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

ecuațiile de stare pentru Fig. 3.9 pot fi scrise astfel:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u. \quad (3.26)$$

Din Fig. 3.9 se pot afla tensiunea pe inductivitatea L_1 și derivata curentului:

$$V_{L_1} = \frac{1}{2} \cdot (-i_{L_1} \cdot (r_2 + r_{T_1} + r_{L_1} + r_1 + r_{L_2}) + V_2 - V_1), \quad (3.27)$$

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot (-i_{L_1} \cdot (r_2 + r_{T_1} + r_{L_1} + r_1 + r_{L_2}) + V_2 - V_1). \quad (3.28)$$

Din (3.28) se obțin matricele A_1 și B_1 ale ecuației (3.26):

$$A_1 = \frac{-(r_2 + r_{T_1} + r_{L_1} + r_1 + r_{L_2})}{2 \cdot L_1}, \quad (3.29)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{2 \cdot L_1} & \frac{1}{2 \cdot L_1} \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Circuitul echivalent al convertorului în intervalul de timp t_{off} , în care tranzistoarele T_2 , T_3 sunt în conducție și T_1 este blocat, este prezentat în Fig. 3.10.

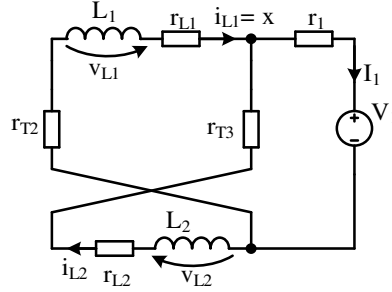


Fig. 3.10 Circuitul echivalent al BHIC în intervalul t_{off} pentru aplicarea metodei SSA.

Având aceeași mărime de stare (3.24) și același vector de intrare (3.25), ecuațiile de stare pentru Fig. 3.10 pot fi scrise sub forma:

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u. \quad (3.31)$$

Din Fig. 3.10 se obțin tensiunea pe inductivitatea L_1 și derivata curentului:

$$V_{L_1} = -i_{L_1} \cdot (r_{T_2} + r_{L_1} + 2 \cdot r_1) - V_1, \quad (3.32)$$

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{1}{L_1} \cdot (-i_{L_1} \cdot (r_{T_2} + r_{L_1} + 2 \cdot r_1) - V_1). \quad (3.33)$$

Din (3.33) rezultă expresiile matricelor A_2 și B_2 din (3.31):

$$A_2 = \frac{-(r_{T_2} + r_{L_1} + 2 \cdot r_1)}{L_1}, \quad (3.34)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.35)$$

Pentru a obține modelul mediat al convertorului, se ponderează matricele obținute mai sus în funcție de intervalele de timp t_{on} și t_{off} (în care se manifestă matricele cu indicii 1, respectiv 2), sub forma ecuațiilor:

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D), \quad (3.36)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D). \quad (3.37)$$

Aplicând (3.29) și (3.34) în (3.36) se obține următoarea expresie pentru matricea A :

$$A = \frac{-(1 - D) \cdot (2 \cdot r_1 + r_{L_1} + r_{T_1})}{L_1} - \frac{D \cdot (r_1 + r_2 + 2 \cdot r_{L_1} + r_{T_1})}{2 \cdot L_1}. \quad (3.38)$$

Introducând (3.30) și (3.35) în (3.37) se obține pentru matricea B :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D-2}{2 \cdot L_1} & \frac{D}{2 \cdot L_1} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Ecuția care caracterizează dinamica modelului mediat este:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u. \quad (3.40)$$

Considerând un regim stabilizat, în jurul unui punct de funcționare X_0 , rezultă din derivata nulă a variabilei de stare în acest punct valabilitatea relației:

$$0 = (A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D)) \cdot X_0 + (B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D)) \cdot U. \quad (3.41)$$

Din relația (3.41) se poate calcula punctul X_0 ca fiind:

$$X_0 = -A^{-1} \cdot B \cdot U. \quad (3.42)$$

În acest caz particular, în care matricea A are un singur element, se poate determina factorul de umplere D pentru a stabili un punct de funcționare X_0 impus, conform relației:

$$D = (A_2 + B_2 \cdot U) \cdot (B_2 \cdot U + A_2 \cdot X_0 - B_1 \cdot U - A_1 \cdot X_0)^{-1}. \quad (3.43)$$

Având în vedere că uneori matricea dată de expresia $B_2 \cdot U + A_2 \cdot X_0 - B_1 \cdot U - A_1 \cdot X_0$ nu este inversabilă, relația (3.43) nu se poate utiliza întotdeauna, astfel încât factorul de umplere D trebuie obținut în alte moduri.

Sistemul (3.40) poate fi liniarizat obținând funcția de transfer [15]:

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = (s \cdot I - A)^{-1} \cdot ((A_1 - A_2) \cdot X_0 + (B_1 - B_2) \cdot U). \quad (3.44)$$

În această ecuație, $\tilde{x}(s)$ reprezintă variația vectorului variabilelor de stare, iar $\tilde{d}(s)$ reprezintă variația factorului de umplere D în jurul punctului de funcționare impus.

Dacă se înlocuiesc relațiile (3.29), (3.30), (3.34), (3.35) în (3.44), funcția de transfer la semnal mic, $G_P(s)$, poate fi calculată simbolic astfel:

$$G_P(s) = \frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_1 + V_2 + I_{L_1} \cdot (3 \cdot r_1 - r_2 + r_{T_1})}{2 \cdot L_1 \cdot s + 4 \cdot r_1 + 2 \cdot r_{L_1} + 2 \cdot r_{T_1} + D \cdot (r_2 - 3 \cdot r_1 - r_{T_1})} \quad (3.45)$$

Folosind specificațiile convertorului BHIC, prezentate în Tabelul 3.1, funcția de transfer din (3.45) se poate scrie numeric:

$$G_P(s) = \frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2,106 \cdot 10^6}{s + 483,1} \quad (3.46)$$

În Fig. 3.11 sunt reprezentate diagramele Bode ale funcției de transfer la semnal mic a convertorului, $G_P(s)$, obținute prin metoda SSA și prin simulare în PSIM, utilizând un model complet (în comutație) al convertorului. Se observă o bună corespondență între cele două rezultate.

Tabelul 3.1 Specificațiile convertorului BHIC.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
P_N	2,5	kW	Puterea maximă
V_1	70	V	Tensiunea de alimentare V_1
V_2	350	V	Tensiunea de alimentare V_2
f_s	40	kHz	Frecvența de comutație
C_2	1760	μF	Capacitatea de la bornele V_2
C_1	3290	μF	Capacitatea de la bornele V_1
L_1, L_2	100	μH	Inductivitățile comutate
r_{L_1}, r_{L_2}	9	m Ω	Rezistența serie a L_1, L_2
r_1	2,9	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_1
r_2	10,6	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_2

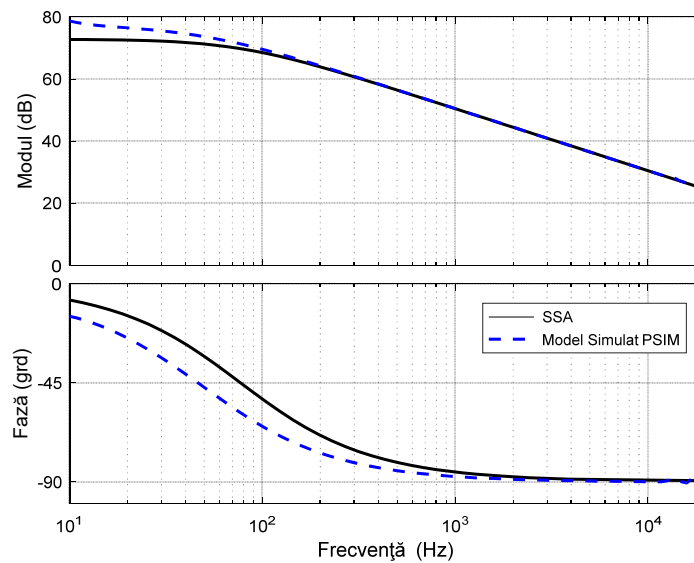


Fig. 3.11 Diagrama Bode a convertorului BHIC pentru semnal mic. Model mediat ($\tilde{i}_{L_1} / \tilde{d}$) și model simulat ($I_{L_1} = 30A$).

Pentru proiectarea regulatorului, este necesar să se cunoască influența valorilor tensiunilor, V_1 și V_2 asupra diagramei Bode. În Fig. 3.12 și Fig. 3.13 se prezintă diagramele Bode pentru trei valori ale tensiunilor V_1 , respectiv V_2 . Se observă că variațiile sunt nesemnificative, deci regulatorul poate fi proiectat utilizând o singură diagramă Bode, stabilitatea fiind asigurată și pentru alte valori ale tensiunilor.

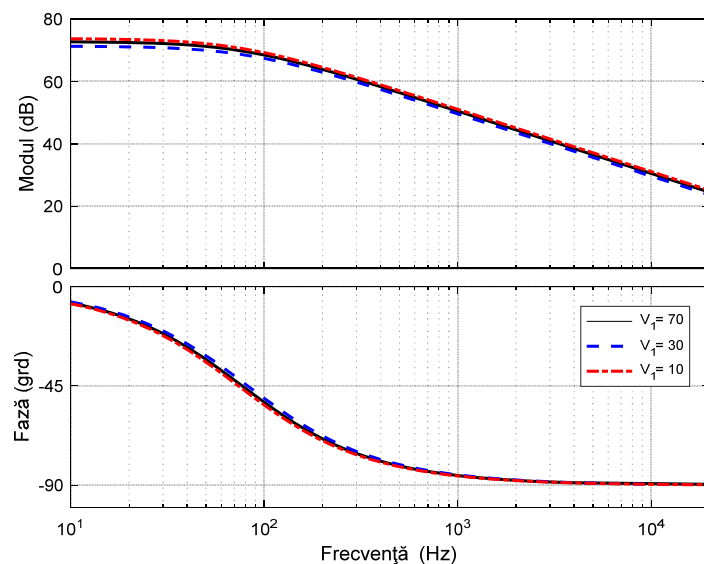


Fig. 3.12 Influența tensiunii V_1 asupra diagramei Bode.

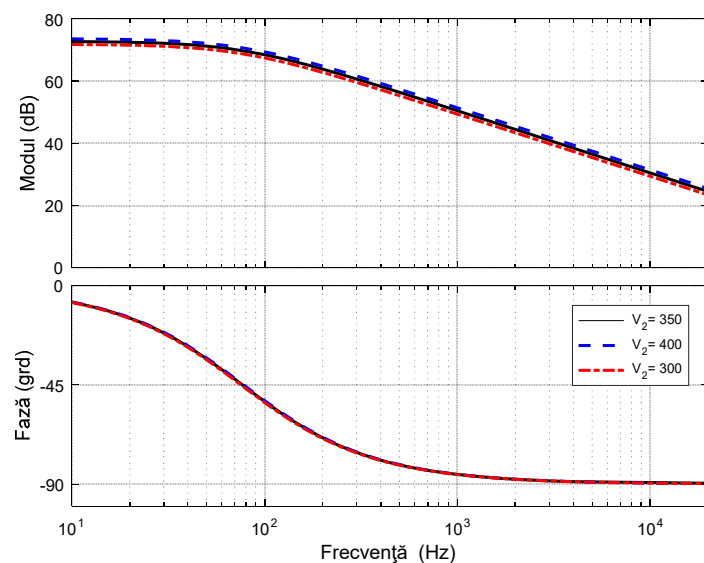


Fig. 3.13 Influența tensiunii V_2 asupra diagramei Bode.

Având în vedere că circulația de putere este bidirecțională, regimul de curent întrerupt poate să fie evitat, convertorul utilizând redresarea sincronă, fapt care asigură reversarea curentului fără întreruperea acestuia. În aplicații în care este necesară și funcționarea în regim de curent întrerupt, analiza de stabilitate trebuie realizată și pentru acest regim de funcționare.

La proiectarea regulatorului se urmărește compensarea caracteristicii de frecvență a convertorului, pentru a obține un răspuns stabil. Din diagrama Bode se poate observa că pentru a avea eroare nulă de regim staționar este nevoie de un pol în origine iar pentru a avea o rezervă de fază suficient de mare (aproximativ 90°) se poate plasa un zero în jurul frecvenței de 100 Hz. Frecvența de tăiere se alege $f_t = (2...3)$ kHz, la o frecvență de comutație de 40kHz.

Din aceste considerente rezultă un regulator cu structură PI, cu funcția de transfer:

$$G_c(s) = \frac{0,0078567 \cdot (s + 468,9)}{s}. \quad (3.47)$$

Diagrama Bode a acestuia este prezentată în Fig. 3.14.

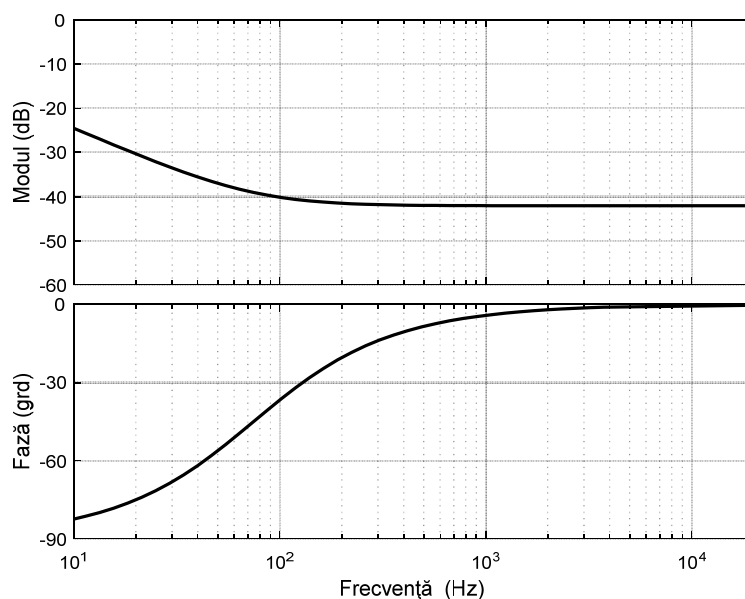


Fig. 3.14 Diagrama Bode a regulatorului $G_C(s)$.

În Fig. 3.15 se poate observa că sistemul complet (convertor + regulator) este caracterizat de o rezervă de fază de 90°, care anulează suprareglajul, conform diagramei Bode obținută prin metoda SSA. Comparația cu diagrama Bode obținută din modelul de simulare relevă diferențe nesemnificative între cele două caracteristici de frecvență.

Răspunsurile la semnal treaptă pentru modelul mediat (SSA) și pentru modelul de simulare în comutație, din Fig. 3.16, confirmă afirmațiile de mai sus legate de stabilitatea sistemului.

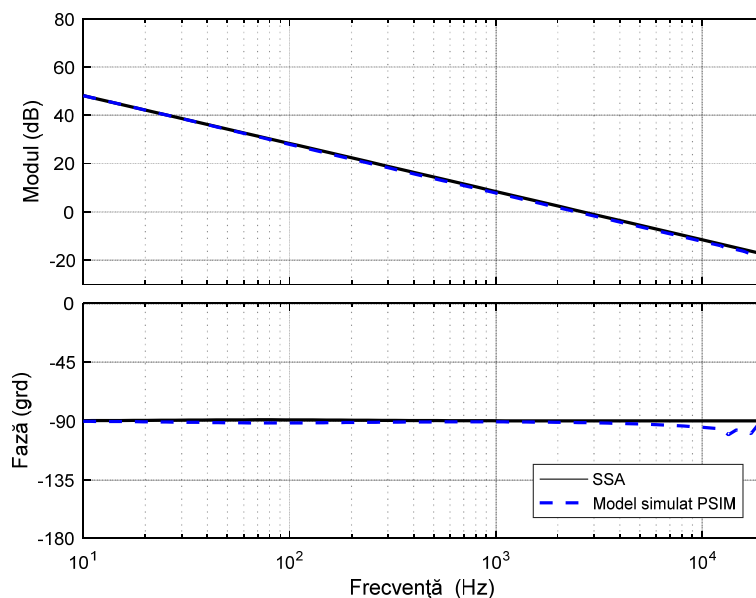


Fig. 3.15 Diagrama Bode a BHIC cu regulator, $G_C(s) \cdot G_P(s)$, în buclă deschisă.

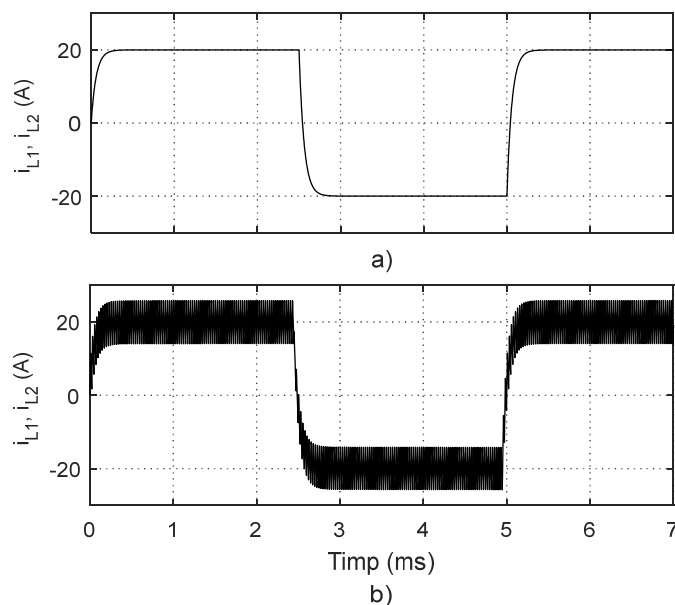


Fig. 3.16 Răspunsul la semnal treaptă al sistemului complet: a) Modelul mediat (SSA); b) Modelul de simulare în comutație (PSIM).

3. 4 Rezultate experimentale

Rezultatele experimentale au fost obținute cu ajutorul standului cu schema bloc din Fig. 3.17. Deoarece convertorul BHIC este bidirecțional, este nevoie ca sursele V_1 și V_2 să asigure circulația bidirecțională de putere. Din acest motiv pentru sursa V_1 s-a folosit un SC cu capacitatea de 63F și tensiunea maximă de 125V. Pentru V_2 s-a utilizat un ansamblu format dintr-o sursă de tensiune și o sarcină electronică reglată pentru a menține tensiunea constantă, conectate între ele printr-o diodă.

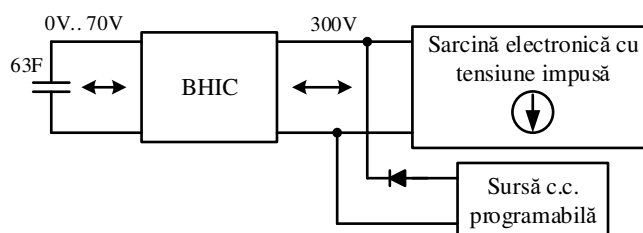


Fig. 3.17 Schema bloc a standului experimental pentru testarea convertorului BHIC.

Regulatorul a fost implementat în timp discret, pe baza datelor din Tabelul 3.2. Deoarece transpunerea regulatorului în procesorul de semnal (TMS320F28377S) introduce o întârziere suplimentară egală cu perioada de comutație, T_s (dată de modulatorul PWM), rezerva de fază se modifică la $\varphi_r = 47^\circ$.

Tabelul 3.2 Elemente ale buclei de control.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
f_k	2,74	kHz	Frecvența de tăiere
φ_r	47	°	Rezerva de fază
m_{dB}	7,7	dB	Rezerva de modul
σ	0,4	-	Suprareglaj
t_σ	80	μs	Timpul de creștere
T_s	25	μs	Perioada de comutație
b_0	0,0173	-	Coeficient b_0 din (3.48)
b_1	-0,0162	-	Coeficient b_1 din (3.48)
a_0	1	-	Coeficient a_0 din (3.48)
a_1	-1	-	Coeficient a_1 din (3.48)

Utilizând valorile din tabel, funcția de transfer în timp discret se scrie astfel:

$$G_c(z) = \frac{b_0 z + b_1}{a_0 z + a_1} \quad (3.48)$$

Cu acest regulator, introdus în schema de simulare în comutație, s-a obținut diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic în buclă deschisă, prezentată în

Fig. 3.18, care este utilizată pentru determinarea stabilității sistemului. Frecvența de tăiere și rezerva de fază au valorile din Tabelul 3.2.

În Fig. 3.19 - Fig. 3.24 sunt prezentate comparativ rezultatele experimentale cu cele obținute prin simulare, pe baza modelului complet în comutație.

În Fig. 3.19 este ilustrată funcționarea în regim stabilizat, ridicător de tensiune. În aceste forme de undă se confirmă egalitatea între curenții prin inductivități și faptul că tensiunile V_1 și V_2 pot fi considerate constante. În plus asemănarea între formele de undă validează modelului de simulare.

În Fig. 3.20 este prezentat un regim tranzitoriu, pentru o referință treaptă a curentului I_{L_1} de la -20 A la 20 A, adică trecerea din regimul „boost” în „buck”. Se observa că această tranziție se realizează fără oscilații. Și în regim tranzitoriu se constată concordanța dintre simulare și experiment. Suprareglajul existent se încadrează în limitele impuse în Tabelul 3.2, timpul de creștere este redus, iar amortizarea se realizează într-o perioadă a oscilației de joasă frecvență.

În Fig. 3.21 se observă trecerea inversă, din modul „buck” în „boost”, confirmând funcționarea corespunzătoare și în acest caz.

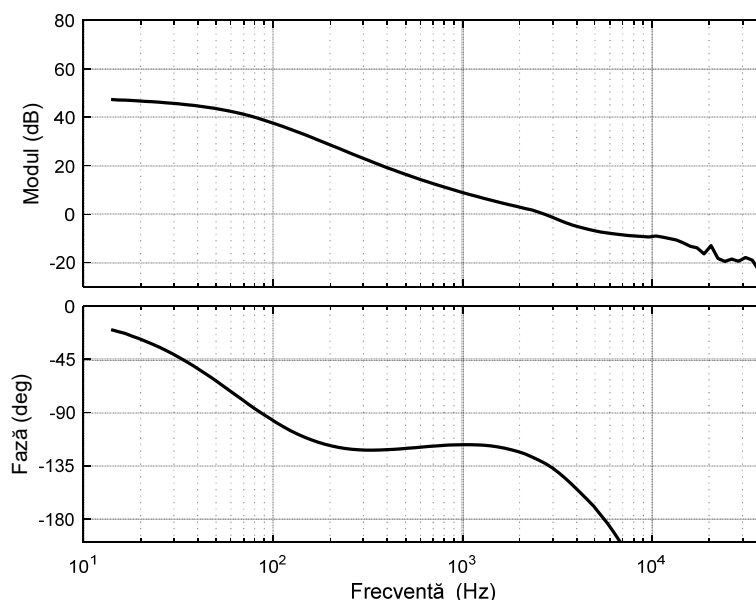


Fig. 3.18 Diagrama Bode a sistemului cu regulatorul digital obținută din modelul de simulare în comutație.

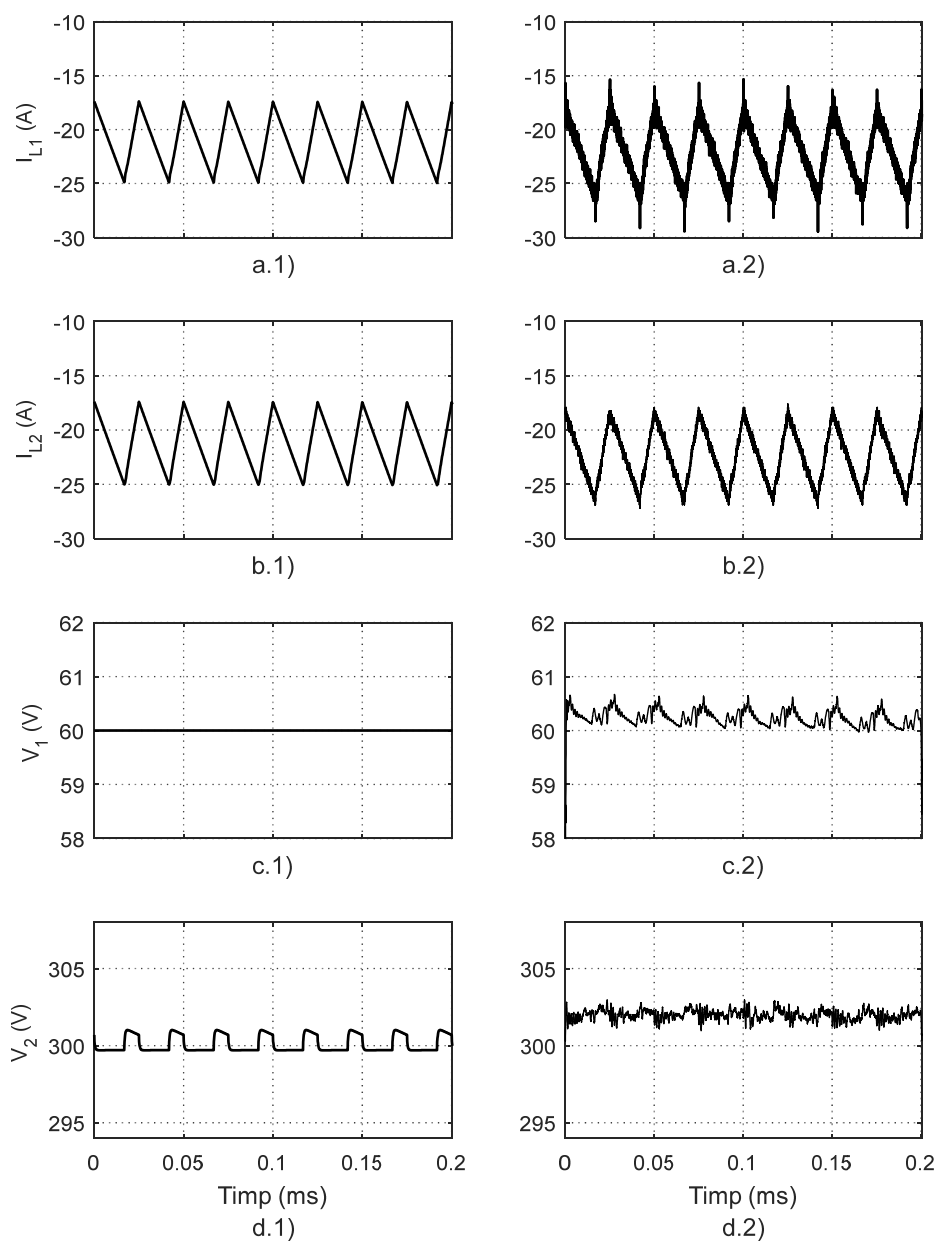


Fig. 3.19 Forme de undă în regim staționar, de simulare (a.1-d.1) și experimentale (a.2-d.2).
 $I_{L_1} = I_{L_2} = -20\text{ A}$, $V_1 = 60\text{ V}$, $V_2 = 300\text{ V}$.

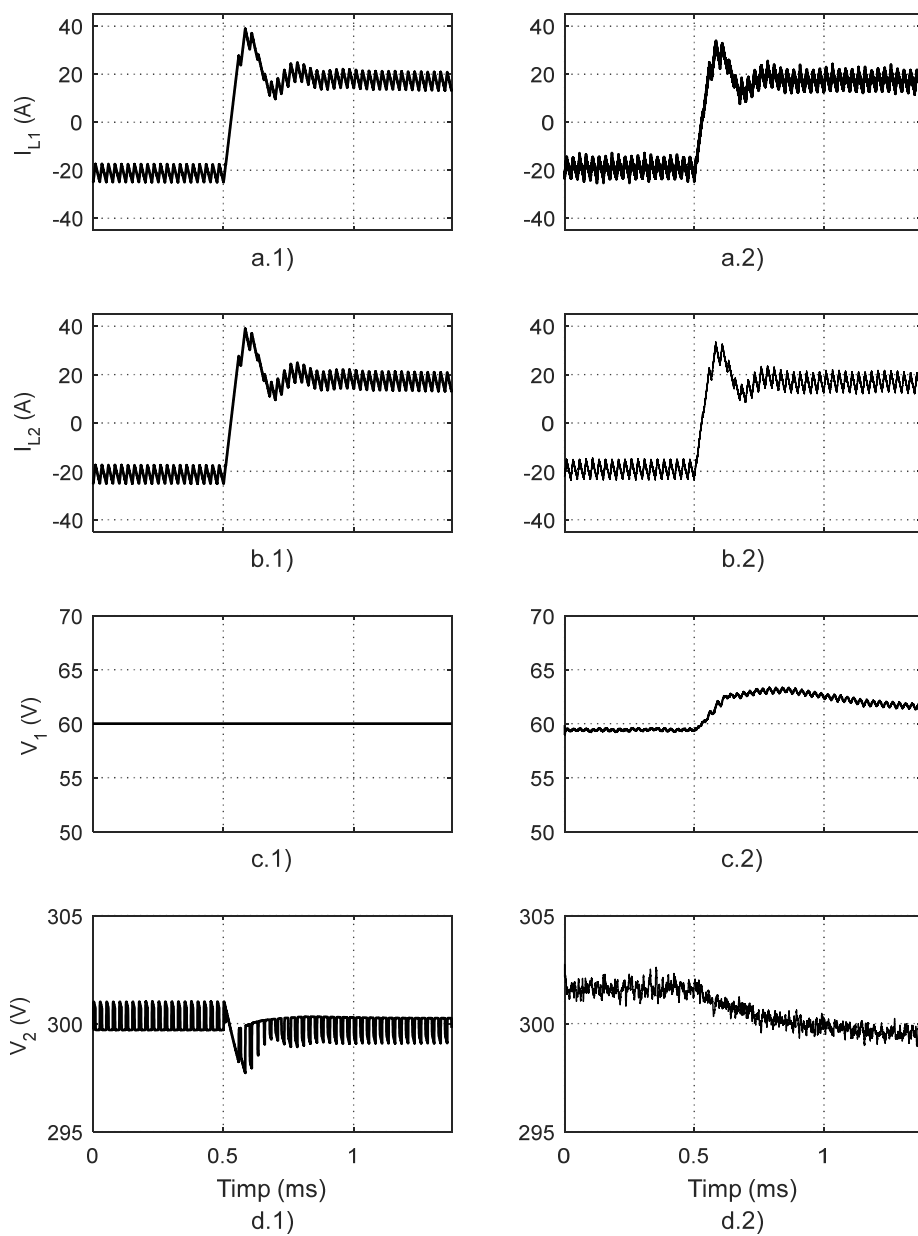


Fig. 3.20 Forme de undă în regim tranzitoriu, de simulare (a.1-d.1) și experimentale (a.2-d.2).

$I_{L_1} = I_{L_2} = \pm 20A$, $V_1 = 60V$, $V_2 = 300V$.

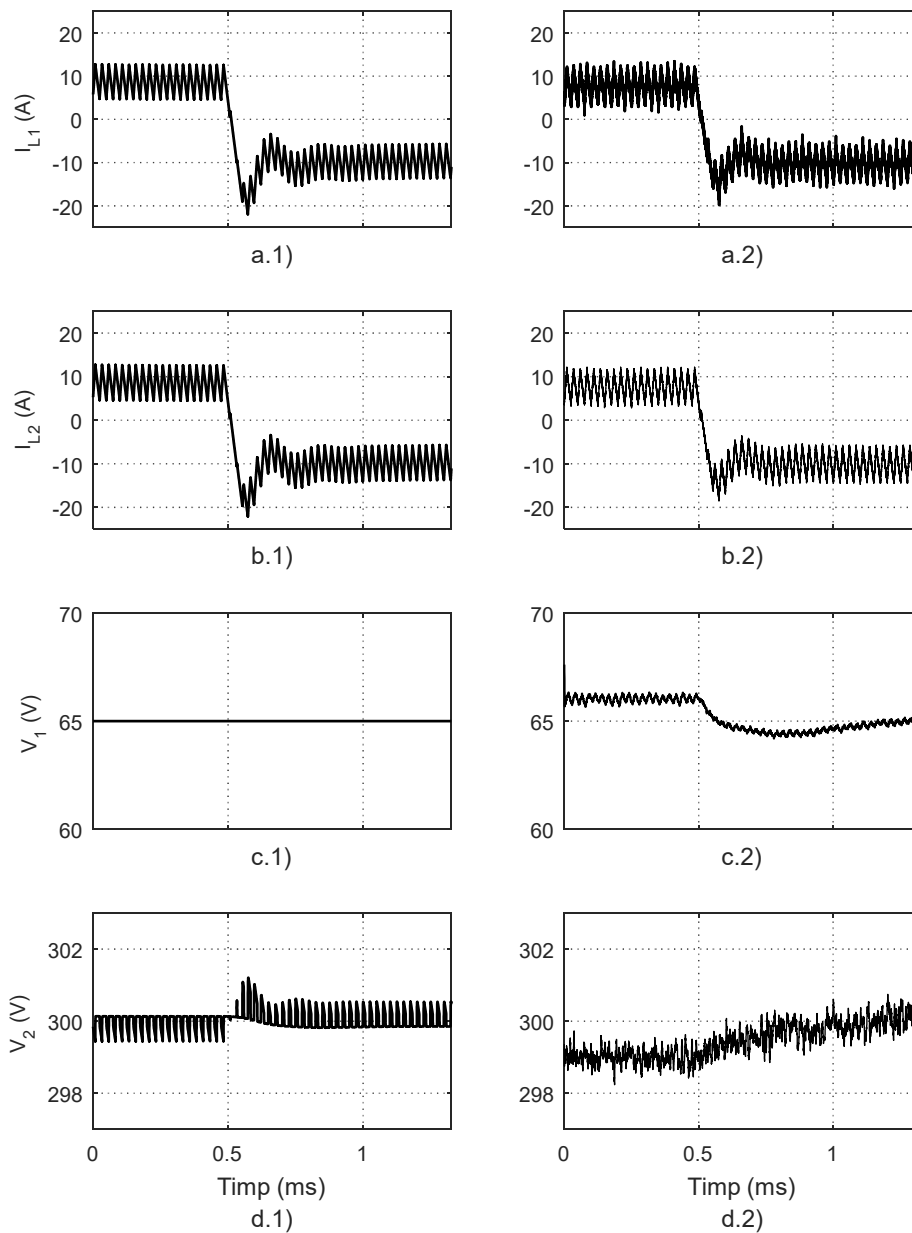


Fig. 3.21 Forme de undă în regim tranzitoriu, de simulare (a.1-c.1) și experimentale (a.2-c.2).
 $I_{L_1} = I_{L_2} = \pm 10A$, $V_1=65V$, $V_2=300V$.

Fig. 3.22 arată porțiunea tranzitorie a Fig. 3.20. Se observă că regimul tranzitoriu durează aproximativ $150\ \mu\text{s}$, adică 6 perioade de comutație. În Fig. 3.23 și Fig. 3.24 se pune în evidență întârzierea față de semnalul de referință, care este de aproximativ o perioadă T_s .

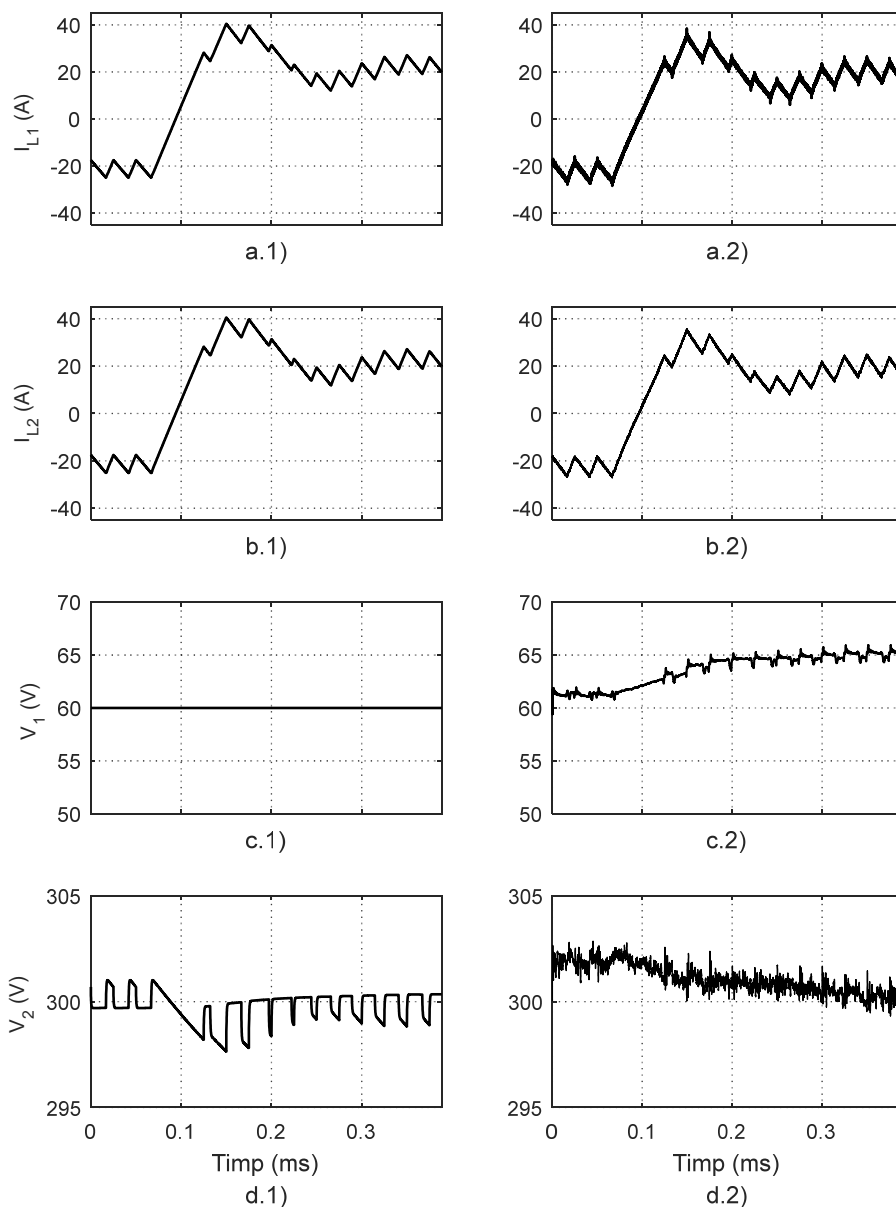


Fig. 3.22 Forme de undă în regim tranzitoriu, de simulare (a.1-c.1) și experimentale (a.2-c.2).
 $I_{L1} = I_{L2} = \pm 20\text{ A}$, $V_1 = 60\text{ V}$, $V_2 = 300\text{ V}$.

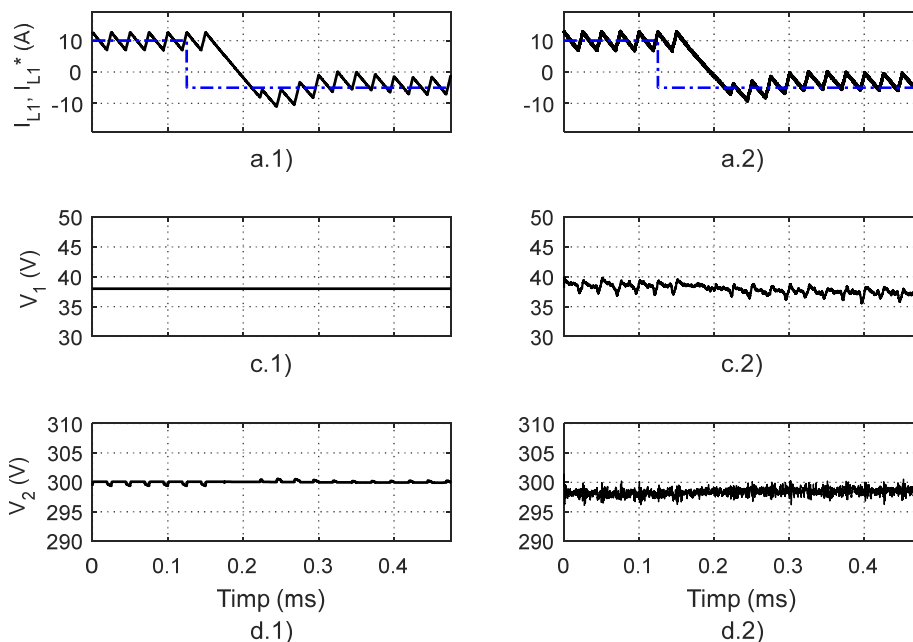


Fig. 3.23 Forme de undă în regim tranzitoriu, de simulare (a.1-c.1) și experimentale (a.2-c.2).

$I_{L_1} = I_{L_2} = 10A / -5A$, $V_1 = 38V$, $V_2 = 300V$.

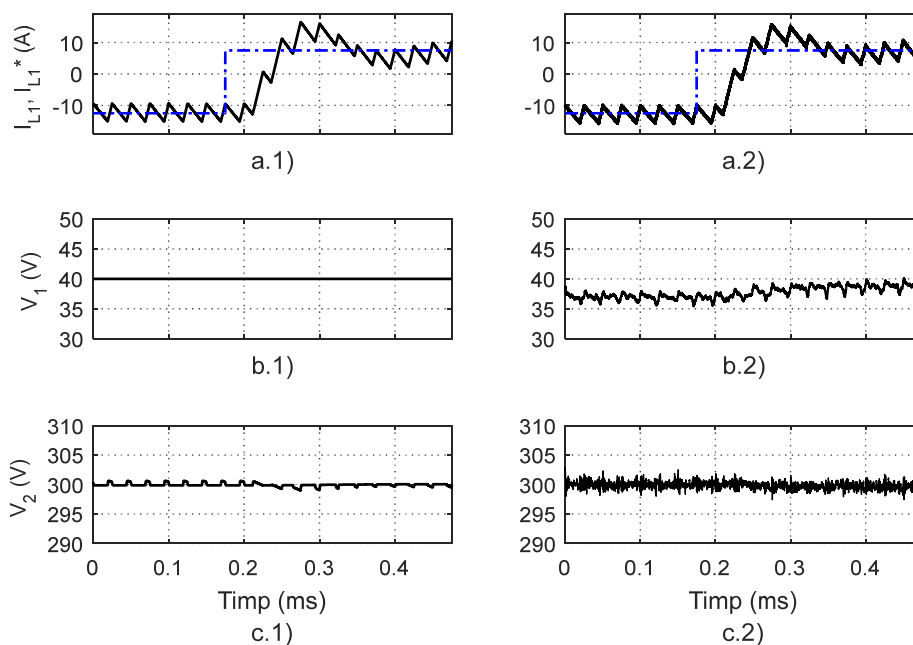


Fig. 3.24 Forme de undă în regim tranzitoriu, de simulare (a.1-c.1) și experimentale (a.2-c.2).

$I_{L_1} = I_{L_2} = -10A / 5A$, $V_1 = 40V$, $V_2 = 300V$.

3. 5 Determinarea randamentului

3.5.1 Calcule teoretice

În etapa dimensionării convertorului este inclusă și alegerea tranzistoarelor, care se face în urma unor calcule de putere disipată și randament.

Convertorul a fost implementat în două variante, cu tranzistoare de tip MOSFET, respectiv cu tranzistoare cu nitrit de galiu (GaN), pentru care s-a realizat o analiză comparativă referitoare la randament.

Considerând că pierderile în inductivități și condensatoare sunt nule, randamentul convertorului poate fi calculat astfel:

$$\eta = \frac{P_{Ies}}{P_{Ies} + P_P}. \quad (3.49)$$

Dacă pierderile în tranzistoarele T_2 și T_3 , care funcționează sincron, sunt egale, pierderile totale în tranzistoare, P_P , se pot calcula utilizând relația:

$$P_P = P_{T_1} + 2 \cdot P_{T_2}. \quad (3.50)$$

În modul de funcționare „buck”, pierderile prin T_1 se calculează cu ecuația [16]:

$$P_{T_1} = P_{Com_1} + P_{Cond_1} + P_{Qrr_1} + P_{Coss_1}. \quad (3.51)$$

În (3.51), P_{Com_1} reprezintă pierderile în comutație, P_{Cond_1} pierderile în conducție, P_{Qrr_1} pierderile care apar la blocarea diodelor din structura tranzistoarelor T_2 și T_3 , și P_{Coss_1} pierderile din capacitățile parazite ale tranzistorului T_1 .

Pierderile în tranzistorului T_2 sunt:

$$P_{T_2} = P_{Com_2} + P_{Cond_2}, \quad (3.52)$$

și conțin doar pierderile în comutație (P_{Com_2}) și în conducție (P_{Cond_2}).

În această analiză se neglijează P_{Coss_2} și P_{Com_2} (T_2 funcționează în regim de redresare sincronă), precum și pierderile în circuitele de comandă, care sunt mult mai mici decât celelalte pierderi din tranzistor.

Pierderile în conducție pentru tranzistorul T_1 se calculează cu:

$$P_{Cond_1} = I_{T_1}^2 \cdot r_{T_1} \cdot D, \quad (3.53)$$

unde I_{T_1} are semnificația din (3.21), iar r_{T_1} este rezistența în conducție a tranzistorului ($R_{DS(on)}$).

Pierderile în comutație, P_{Comut_1} , sunt:

$$P_{Comut_1} = f_s \cdot \frac{V_{T_1} \cdot I_{T_1}}{2} \cdot (t_{T1,on} + t_{T1,off}), \quad (3.54)$$

în care V_{T_1} este definit în (3.21), iar $t_{T1,on}$ și $t_{T1,off}$ sunt timpii de deschidere și de blocare ai tranzistorului.

Pentru calcularea timpilor de comutație se folosesc:

$$t_{T1,on} = \frac{Q_{G_1}}{I_{G,on}}, \quad (3.55)$$

$$t_{T1,off} = \frac{Q_{G_1}}{I_{G,off}}, \quad (3.56)$$

aceștia depinzând de sarcina acumulată în grila tranzistorului (Q_{G_1}) și de curentul de încărcare a grilei la intrarea în conducție ($I_{G,on}$) respectiv de descărcare la ieșirea din conducție ($I_{G,off}$).

Curenții din grila tranzistorului se pot calcula utilizând relațiile:

$$I_{G,on} = \frac{V_{DD} - V_{SP_1}}{R_{G,on_1}}, \quad (3.57)$$

$$I_{G,off} = \frac{V_{SP_1}}{R_{G,off_1}}, \quad (3.58)$$

care depind de tensiunea de alimentare a circuitelor de comandă (V_{DD}), tensiunea de deschidere a tranzistorului (V_{SP_1}) și rezistența totală din grila tranzistorului la deschidere (R_{G,on_1}) respectiv la blocare (R_{G,off_1}).

Rezistențele din grilă conțin rezistența internă a tranzistorului (R_{G,T_1}), rezistențele interne ale circuitului de comandă (R_{D,on_1} și R_{D,off_1}) și rezistențele externe, conectate între circuitul de comandă și grilă (R_{E,on_1} și R_{E,off_1}):

$$R_{G,on_1} = R_{G,T_1} + R_{D,on_1} + R_{E,on_1}, \quad (3.59)$$

$$R_{G,off_1} = R_{G,T_1} + R_{D,off_1} + R_{E,off_1}. \quad (3.60)$$

Sarcina Q_{G_1} se calculează utilizând:

$$Q_{G_1} = Q_{G,D_1} + \frac{Q_{G,S_1}}{2}, \quad (3.61)$$

în care Q_{G,D_1} reprezintă sarcina acumulată în capacitatea grilă-drenă și Q_{G,S_1} sarcina acumulată în capacitatea grilă-sursă.

Pierderile care apar la blocarea diodei din componența tranzistorului T_2 sau T_3 se calculează cu:

$$P_{Qrr_1} = Q_{rr_2} \cdot V_{T_1} \cdot f_s, \quad (3.62)$$

și depind de sarcina care trebuie eliminată din joncțiune, Q_{rr_2} .

Sarcina Q_{rr_2} se obține din:

$$Q_{rr_2} = Q_{rr,mas} \cdot \sqrt{\frac{I_{T_2} - \frac{\Delta I_{L_1}}{2}}{I_{T_2,mas}}}, \quad (3.63)$$

unde $Q_{rr,mas}$ și $I_{T_2,mas}$ sunt valori date în foaia de catalog.

Pentru calculul pierderilor în conducție ale tranzistoarelor T_2 și T_3 a fost folosită relația:

$$P_{Cond_2} = (1 - D) \cdot I_{T_2}^2 \cdot r_{T_2}, \quad (3.64)$$

iar în cazul în care căderea de tensiune pe dioda din structura tranzistorului (V_{SD_2}) este mai mare decât căderea de tensiune pe rezistența în conducție a acestuia, în locul relației (3.64) se utilizează:

$$P_{Cond_2} = (1 - D) \cdot I_{T_2} \cdot V_{SD_2}. \quad (3.65)$$

Pentru a menține temperaturile tranzistoarelor în limite admisibile, se calculează temperaturile joncțiunilor, utilizând relația:

$$\theta_1 = R_{th_1} \cdot P_{Total_1} + \theta_{Amb}. \quad (3.66)$$

Conform (3.66), temperatura este proporțională cu puterea disipată totală, P_{Total_1} , și rezistența termică joncțiune - mediu ambiant, R_{th_1} . Relațiile (3.50) - (3.66), se pot utiliza în mod similar și pentru regimul ridicător de tensiune.

Ținând cont de specificațiile din Tabelul 3.1 ale modelului experimental al convertorului BHIC, pentru analiza comparativă au fost luate în considerare trei tipuri de tranzistoare, cu datele de catalog prezentate în Tabelul 3.3.

Utilizând relațiile (3.49) - (3.66) și datele din Tabelul 3.3, s-au calculat randamentul, temperaturile joncțiunilor și distribuția pierderilor în tranzistoare, care sunt prezentate în Fig. 3.25 - Fig. 3.27. În calcule s-au folosit valorile: $V_1 = 60V$, $V_2 = 300V$, $f_s = 80kHz$ și $P_{ies} = (0,5...3)$ kW.

În aceste figuri se observă un randament estimat de 96 % pentru tranzistorul de tip MOSFET și de 98% pentru tranzistorul de tip GaN, ceea ce demonstrează superioritatea acestuia din urmă.

Tabelul 3.3 Specificații ale tranzistoarelor utilizate.

Mărime	Cod/Tip			UM	Semnificație
	IXFK80N60P3 MOSFET	FCH041N65EF MOSFET	TPH3207WS GaN		
r_T	77	36	35	mΩ	Rezistență parazită în conducție ($R_{DS(on)}$)
V_{SP}	4,33	4,41	7	V	Tensiune de grilă la intrarea în saturație
R_G	1	0,6	0	Ω	Rezistența internă a grilei
V_{DD}	15	15	15	V	Tensiunea de comandă
Q_{GD}	48	90	6	nC	Sarcina grilă-drenă
Q_{GS}	56	50	10	nC	Sarcina grilă-sursă
C_{OSS}	1240	197	202	pF	Capacitatea de ieșire a tranzistorului
$Q_{RR,mas}$	1,4	1,5	0,175	μC	Sarcina de pierderi la blocarea diodei încorporate
$I_{T,mas}$	40	38	32	A	Curentul la care s-a măsurat $Q_{RR,mas}$
R_{th}	0,4	0,615	1,11	°C/W	Rezistența termică a capsulei
$R_{D,on}$	1	0,75	1	Ω	Rezistența internă a circuitului de comandă la intrarea (ON), respectiv ieșirea (OFF) din conducție
$R_{D,off}$	0,37	0,45	0,4	Ω	
$R_{E,on}$	4	3,7	15	Ω	Rezistența externă circuitului de comandă la intrarea (ON), respectiv ieșirea (OFF) din conducție
$R_{E,off}$	2,02	3,95	10	Ω	
V_{SD}	1,5	1,2	1,9	V	Căderea de tensiune pe dioda încorporată

Tranzistoarele MOSFET nu prezintă diferențe notabile din punct de vedere al pierderilor, dar din punct de vedere al temperaturii joncțiunii, tranzistorul IXFX80N60P3 are un avantaj net, așa cum rezultă din Fig. 3.25 și Fig. 3.26. Temperatura joncțiunii la FCH041N65EF atinge 120°C la 3,3kW iar la IXFX80N60P3 este de doar 100°C la 5kW. În graficele din Fig. 3.25 - Fig. 3.27 se observă pierderi mai mici în tranzistoarele T_2 și T_3 , pentru cele trei cazuri considerate, ceea ce era de așteptat datorită solicitărilor în tensiune mai reduse față de T_1 .

Din distribuția pierderilor se observă că cele în comutație (P_{Comut_1}) pentru tranzistorul T_1 sunt cele mai mari, urmate îndeaproape de pierderile datorate diodelor încorporate în T_2 și T_3 (P_{Qrr_1}), la intrarea în conducție a lui T_1 . Acestea sunt două dintre mărimile cu cea mai mare influență asupra diferenței de randament între modelul experimental cu tranzistoare MOSFET și cel cu GaN.

Pierderile în conducție sunt cele mai mici pentru toate tipurile de tranzistoare din Tabelul 3.3 datorită valorilor reduse ale rezistențelor $R_{DS(on)}$.

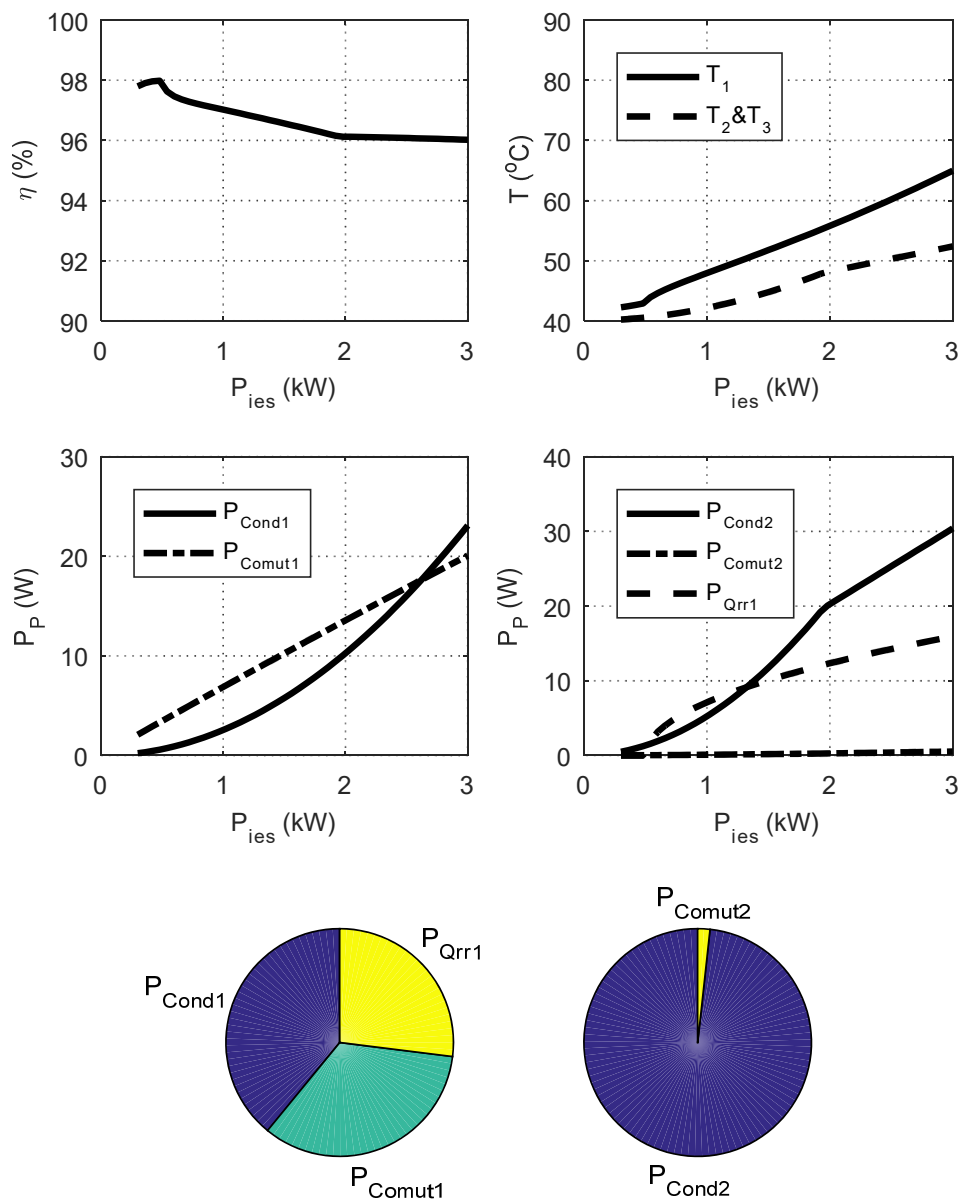


Fig. 3.25 Distribuția puterilor și randamentul pentru tranzistorul IXFX80N60P3.

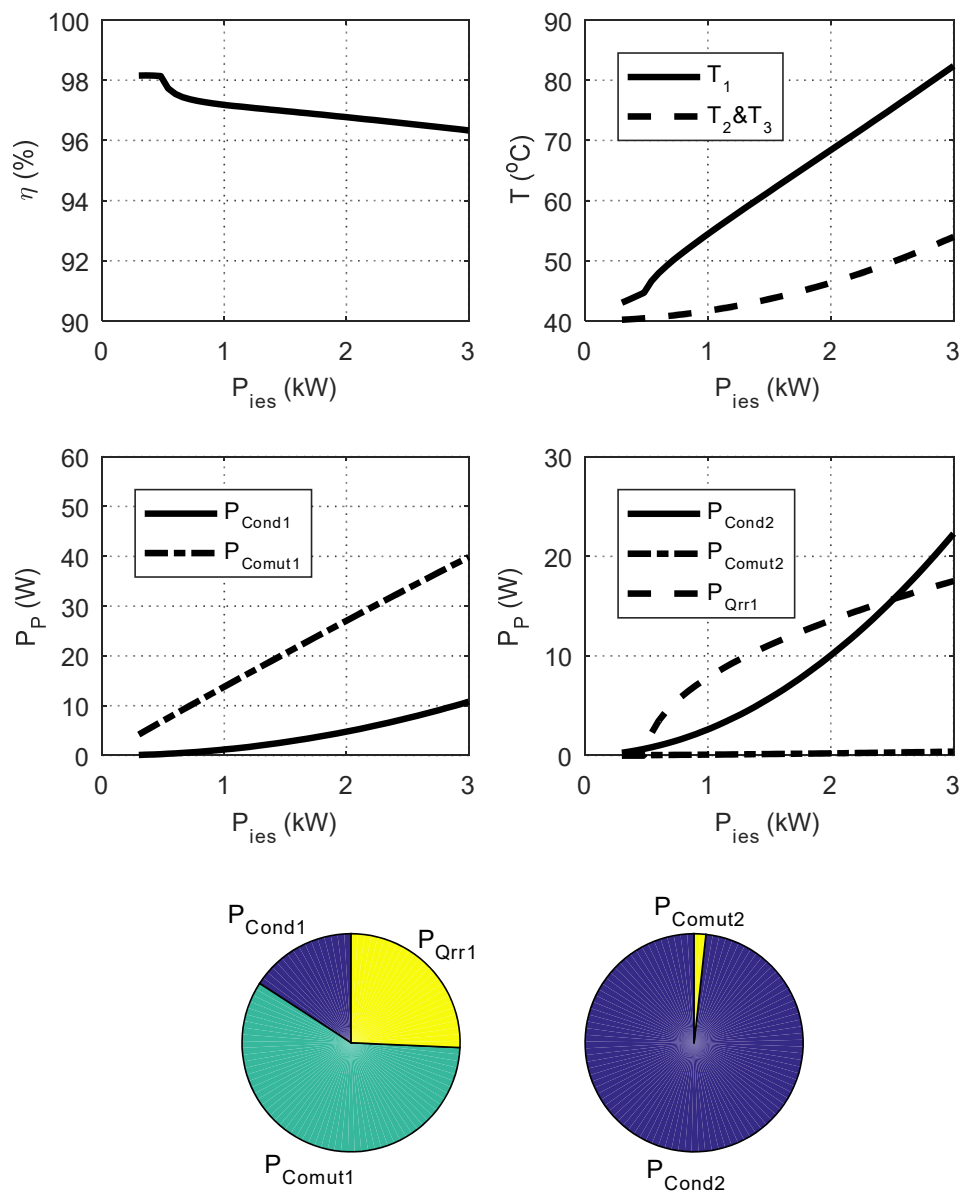


Fig. 3.26 Distribuția puterilor și randamentul pentru tranzistorul FCH041N65EF.

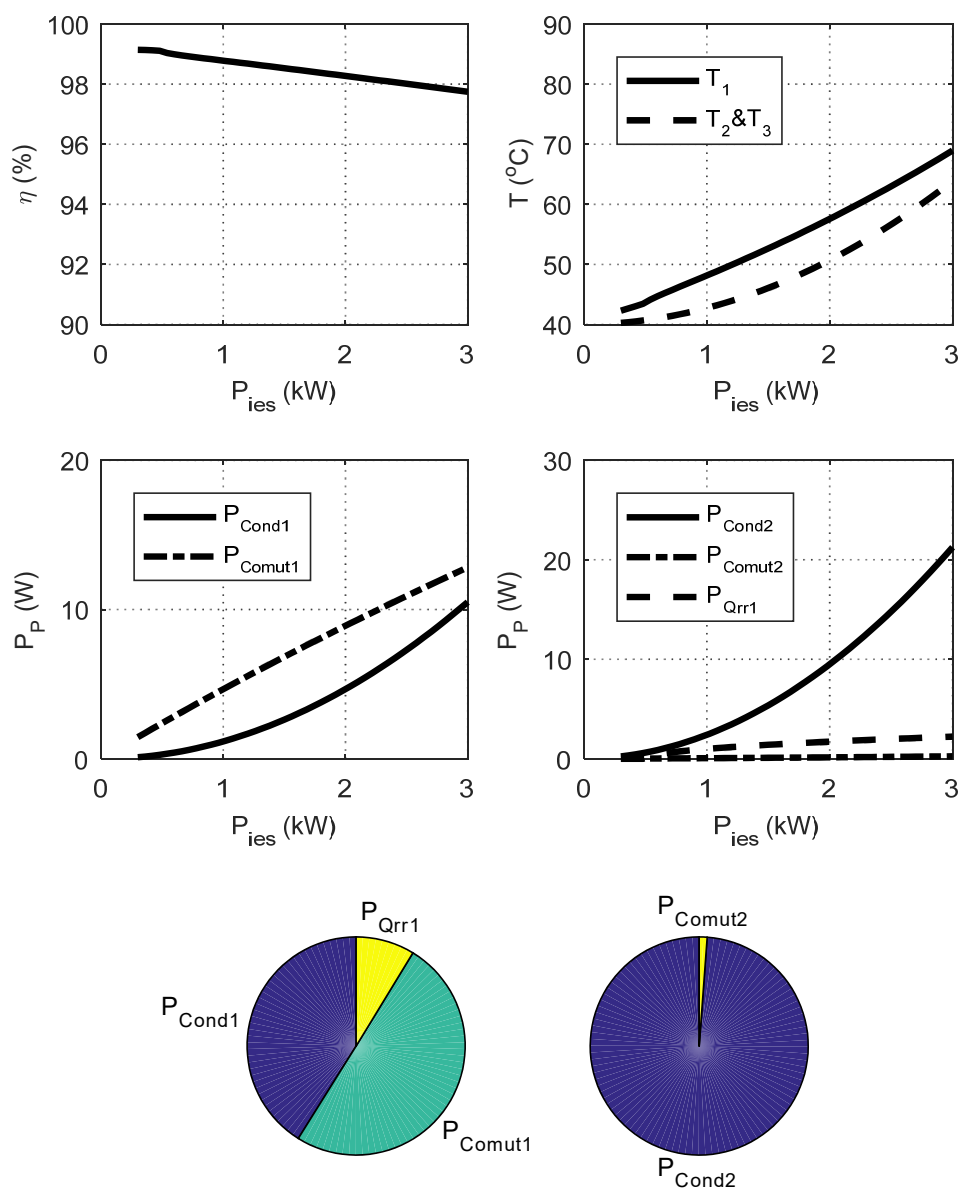


Fig. 3.27 Distribuția pierderilor și randamentul pentru tranzistorul TPH3207WS.

3.5.2 Determinări experimentale

Experimentele au fost realizate pe două modele, prezentate în Fig. 3.28: în unul s-a utilizat tranzistorul TPH3207WS, de tip GaN, în celălalt s-a utilizat tranzistorul IXFX80N60P3, de tip MOSFET. Tranzistorul FCH041N65EF nu a fost luat în considerare pentru determinarea experimentală a randamentului, deoarece analiza teoretică a evidențiat faptul că performanțele lui sunt inferioare.

Fig. 3.29 prezintă curbele de randament determinate experimental și cele teoretice pentru tranzistoarele MOSFET și GaN. Diferențele dintre valorile teoretice și cele experimentale provin în principal din pierderile în rezistențele parazite ale componentelor pasive și în miezul magnetic al inductivităților, care au fost neglijate în (3.49). Se observă o diferență mare între randamentele pentru regimurile buck și boost, la prototipul cu tranzistoare MOSFET, datorată influenței derivatei tensiunii pe tranzistorul T_1 , semnificativ mai mare în regimul boost.

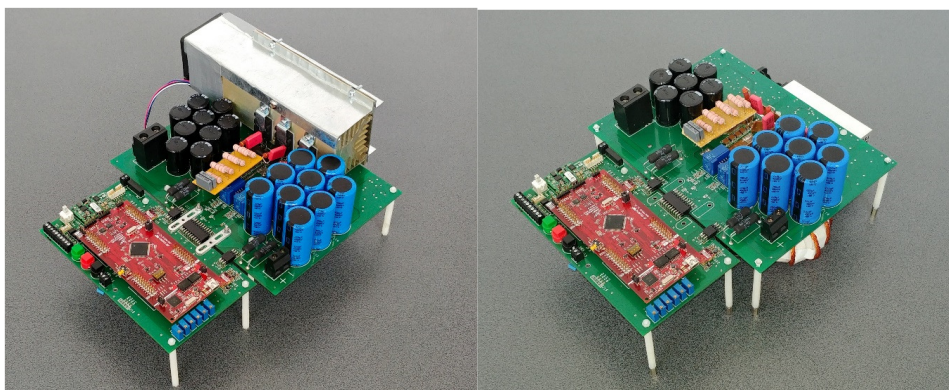


Fig. 3.28 Modelele experimentale ale convertorului BHIC, cu tranzistoare MOSFET (stânga) și GaN (dreapta).

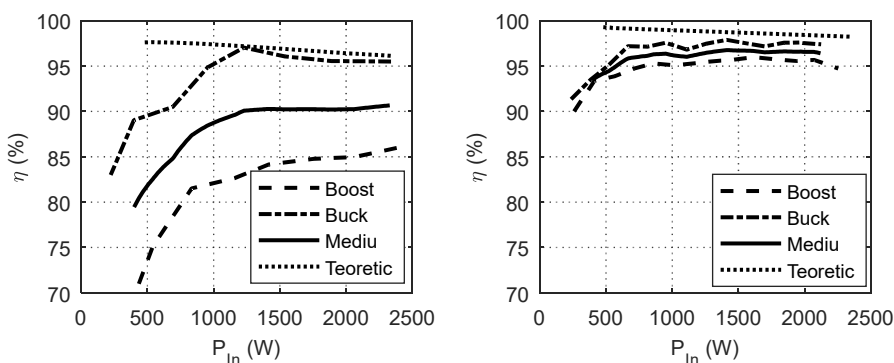


Fig. 3.29 Rezultate experimentale, pentru randamentul convertorului BHIC utilizând tranzistoarele: MOSFET (IXFX80N60P3 - stânga) și GaN (TPH3207WS - dreapta).

Aceste aspecte au un impact mult mai mic la tranzistoarele de tip GaN, astfel că randamentul determinat experimental se apropie destul de mult de cel teoretic, cu excepția puterilor mici.

3. 6 Concluzii

Convertorul BHIC, bidirecțional, este derivat din topologia HIC, unidirecțională, din capitolul 2. Acesta este obținut prin conectarea în paralel cu diodele din circuit a unor tranzistoare, pentru a permite trecerea curentului în ambele sensuri. Sunt prezentate analizele de regim stabilizat și de stabilitate precum și evaluarea eficienței convertorului pentru diferite tipuri de tranzistoare. Analiza BHIC se prezintă în contextul utilizării convertorului într-o aplicație de stocare a energiei într-un SC, care necesită un raport mare de conversie în tensiune.

Analiza de regim stabilizat, în CCM, este realizată pentru a oferi relațiile de dimensionare ale elementelor componente, dar și pentru a compara această topologie cu alte convertoare bidirecționale cu raport mare de conversie în tensiune. Relația dintre cele două tensiuni se menține indiferent de modul de funcționare (coborâtor sau ridicător), fapt care a fost folosit pentru implementarea unei comenzi unice și a unui singur regulator.

Analiza de stabilitate este efectuată având în vedere reglarea curentului în ambele sensuri prin una din cele două inductivități comutate, astfel încât să se implementeze controlul bidirecțional al circulației de putere prin convertor. Metoda de analiză SSA este utilizată pentru a obține un model mediat echivalent al convertorului pentru CCM. Acesta este apoi liniarizat în jurul mai multor puncte de funcționare și apoi utilizat pentru proiectarea unui regulator în timp discret, care asigură stabilitatea sistemului. Funcționarea convertorului a fost verificată prin simulare și teste experimentale, care au confirmat analiza teoretică.

Eficiența preliminară obținută inițial prin calcul a fost utilizată pentru evaluarea pierderilor în mai multe tipuri de tranzistoare, considerând atât pierderi în conducție cât și în comutație, dintre care au fost selectate un tranzistor de tip MOSFET, respectiv unul de tip GaN, pentru construcția celor două modele experimentale de 3kW. Acestea au fost testate în laborator utilizând supercondensatoare pentru stocarea energiei iar rezultatele au fost prezentate comparativ, evidențiind performanțele superioare, din punct de vedere al randamentului, pentru tranzistoarele de tip GaN.

3. 7 Bibliografie

- [1] D. Hulea, B. Fahimi, N. Muntean, and O. Cornea, "High Ratio Bidirectional Hybrid Switched Inductor Converter Using Wide Bandgap Transistors," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018, p. P.1-P.10.
- [2] V. F. Pires, D. Foito, and A. Cordeiro, "A DC–DC Converter With Quadratic Gain and Bidirectional Capability for Batteries/Supercapacitors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 274–285, Jan. 2018.
- [3] H. Choi, M. Jang, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "Hybrid energy storage for large PV systems using bidirectional high-gain converters," in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2016, pp. 425–430.
- [4] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Loss analysis of non-isolated bidirectional DC/DC converters for hybrid energy storage system in EVs," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 543–549.
- [5] H. Xu and Z. Pan, "An adaptive droop control strategy of energy storage control for microgrid with wind power and energy storage systems," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017, pp. 1–5.
- [6] D. Arcos-Aviles *et al.*, "Fuzzy energy management strategy based on microgrid energy rate-of-change applied to an electro-thermal residential microgrid," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, pp. 99–105.
- [7] M. Mokhtar, M. I. Marei, and A. A. El-Sattar, "An Adaptive Droop Control Scheme for DC Microgrids Integrating Sliding Mode Voltage and Current Controlled Boost Converters," *IEEE Trans. Smart Grid*, pp. 1–1, 2018.
- [8] J. Hu, J. Duan, H. Ma, and M. Chow, "Distributed Adaptive Droop Control for Optimal Power Dispatch in DC Microgrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 1, pp. 778–789, Jan. 2018.
- [9] S. Peyghami, H. Mokhtari, and F. Blaabjerg, "Decentralized Load Sharing in a Low-Voltage Direct Current Microgrid With an Adaptive Droop Approach Based on a Superimposed Frequency," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 1205–1215, Sep. 2017.
- [10] Y. Zhang and Y. W. Li, "Energy Management Strategy for Supercapacitor in Droop-Controlled DC Microgrid Using Virtual Impedance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2704–2716, Apr. 2017.
- [11] D. Hulea, O. Cornea, and N. Muntean, "Energy Management Strategy for Supercapacitor Storage Using a Nonlinear Virtual Impedance," in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2018, pp. 375–380.
- [12] H. Ardi, A. Ajami, F. Kardan, and S. N. Avilagh, "Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC–DC Converter With High Voltage Gain," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4878–4888, Aug. 2016.
- [13] He Li-gao and Wu Jian, "Selection of the current ripple ratio of converters and optimal design of output inductor," in *2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2010, pp. 1163–1167.

- [14] S. Li, K. M. Smedley, D. R. Caldas, and Y. W. Martins, "Hybrid Bidirectional DC-DC Converter With Low Component Counts," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 1573–1582, Mar. 2018.
- [15] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition*, 2 edition. New York: Wiley, 1995.
- [16] J. Klein, "AN-6005 Synchronous buck MOSFET loss calculations with EXCEL model," p. 7, Nov. 2014.

4

CONVERTORUL BIDIREȚIONAL HIBRID CU CAPACITĂȚI COMUTATE

4. 1 Topologie. Moduri de operare

Convertorul bidirecțional cu capacități comutate este prezentat în Fig. 4.1. Topologia este recomandată pentru conectarea a două magistrale de curent continuu. Tensiunea V_2 este mai mare decât V_1 și poate fi o magistrală conectată la surse de energie regenerabilă, iar V_1 este tensiunea de la bornele unei unități de stocare a energiei realizată cu supercondensatoare sau/și baterii reîncărcabile.

Structura convertorului este formată din trei secțiuni. Secțiunea A este un convertor de tip ridicător de tensiune ("boost") clasic, fără condensatorul de filtrare de la ieșire, secțiunea B este o celulă cu capacități comutate [1] iar secțiunea C este filtrul de ieșire LC. Dacă în locul perechilor $T_2||D_2$ și $T_3||D_3$ se folosesc doar diode, convertorul este unidirecțional, ridicător de tensiune. În [2] și [3] s-au prezentat varianta unidirecțională, respectiv cea bidirecțională.

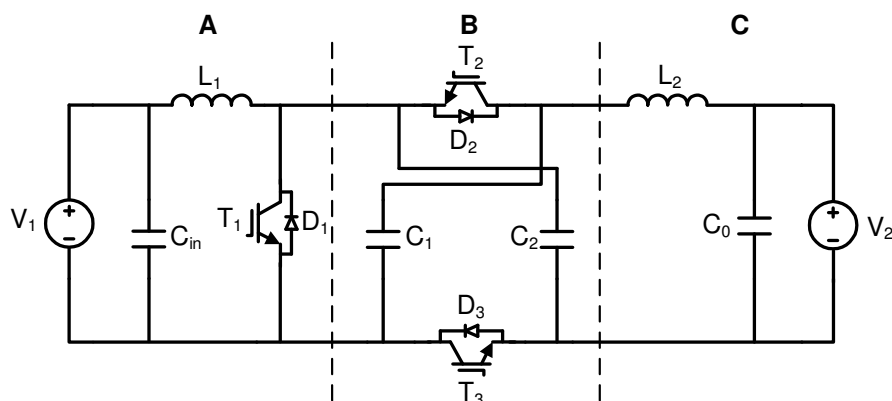


Fig. 4.1 Convertor bidirecțional hibrid cu capacități comutate (BHCC).

În topologia bidirecțională, convertorul funcționează în regim ridicător de tensiune atunci când este comandat tranzistorul T_1 , și în regim coborâtor de tensiune, atunci când sunt comandate simultan tranzistoarele T_2 și T_3 , iar T_1 este blocat. Tranzistoare de tip IGBT din Fig. 4.1 pot fi înlocuite cu tranzistoare MOSFET în anumite aplicații. În acest din urmă caz, tranzistoarele se pot folosi pentru așa numita "redresare sincronă", primind comandă de intrare în conducție imediat după deschiderea diodelor conectate în paralel, pentru reducerea căderilor de tensiune și, implicit, îmbunătățirea randamentului.

4.1.1 Funcționarea în mod coborâtor de tensiune, în regim stabilizat

4.1.1.1 Regimul de curent neîntrerupt

În mod coborâtor de tensiune T_2 și T_3 sunt comandate sincron, iar T_1 este blocat. Se poate folosi un singur semnal, care se aplică la intrările circuitelor de comandă distincte, ale celor două tranzistoare. În regim stabilizat de funcționare factorul de umplere D al semnalului de comandă este constant. Circuitele echivalente pentru cele două stări ale convertorului, în regim de curent neîntrerupt, cu tranzistoarele T_2 și T_3 în conducție, respectiv blocate, sunt prezentate în Fig. 4.2, iar formele de undă tipice ale tensiunilor și curenților care caracterizează funcționarea sunt schițate în Fig. 4.3.

Când T_2 și T_3 sunt în conducție (Fig. 4.2 a), condensatoarele C_1 și C_2 sunt conectate în paralel prin cele două tranzistoare și se descarcă prin L_1 . Tensiunea pe un condensator, V_C , satisface relația $V_1 < V_C < V_2$. În același timp se transferă energie de la V_2 la V_1 prin L_2 , T_2 , T_3 și L_1 . Tensiunile pe inductivitățile L_1 și L_2 sunt pozitive iar curentul prin ele crește liniar pe tot intervalul. Curentul printr-un tranzistor este egal cu suma a doi curenți, cel prin inductivitatea L_2 și curentul prin unul dintre condensatoare și este mult mai mare decât curentul prin L_2 , fapt ilustrat în Fig. 4.3.

În intervalul în care T_2 și T_3 sunt blocate (Fig. 4.2 b), curenții prin C_1 și C_2 își schimbă sensul, condensatoarele sunt legate în serie prin D_1 și se încarcă prin inductivitatea L_2 . Datorită faptului că tensiunea pe cele două condensatoare înseriate, $2 \cdot V_C$, este mai mare decât V_2 , tensiunea pe L_2 este negativă și curentul prin L_2 descrește liniar.

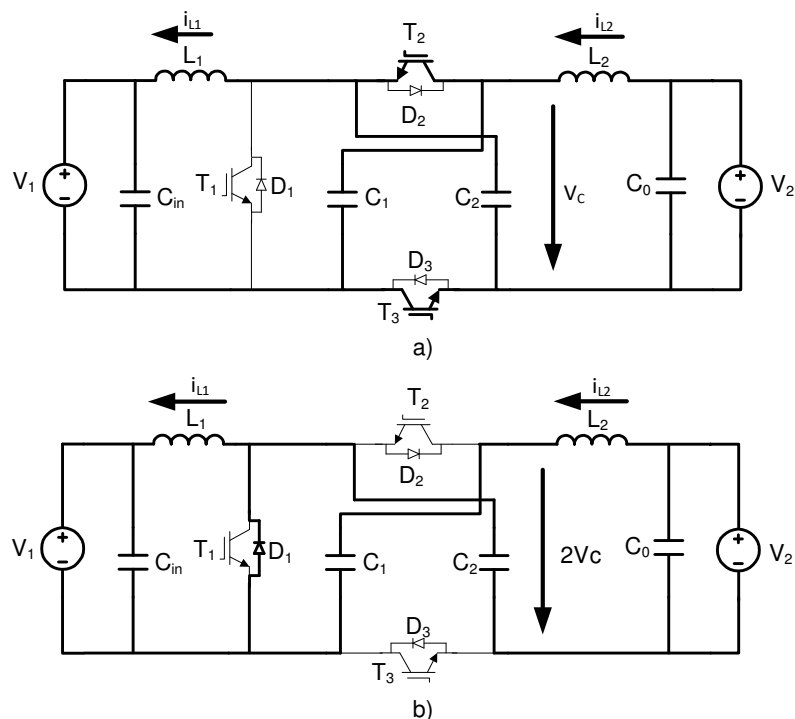


Fig. 4.2 Circuitele echivalente pentru cele două stări ale convertorului, în timpul funcționării în regim coborât stabilizat, în curent neîntrerupt. a) t_{on} (pentru T_2 și T_3) b) t_{off} .

Inductivitatea L_1 este conectată prin D_1 în paralel cu sursa V_1 , tensiunea pe ea este negativă iar curentul prin ea descrește, de asemenea, liniar. Curentul prin dioda D_1 este egal cu suma curenților prin cele două inductivități.

Relația de legătură între cele două tensiuni și expresia factorului de umplere D se obțin din integralele de tensiune pentru cele două inductivități pe o perioadă de comutație T_s . În regim stabilizat de funcționare, cele două integrale sunt egale cu zero.

Pentru a unifica analiza celor două moduri de funcționare, coborât și ridicător de tensiune, se exprimă factorul de umplere al semnalului de comandă pentru $T_2||D_2$ și $T_3||D_3$ în funcție de cel al perechii $T_1||D_1$, notat cu D . Chiar dacă tranzistorul T_1 nu primește semnal de comandă la funcționare în modul coborât de tensiune, în analiza teoretică factorul de umplere al T_1 este același cu cel al diodei D_1 .

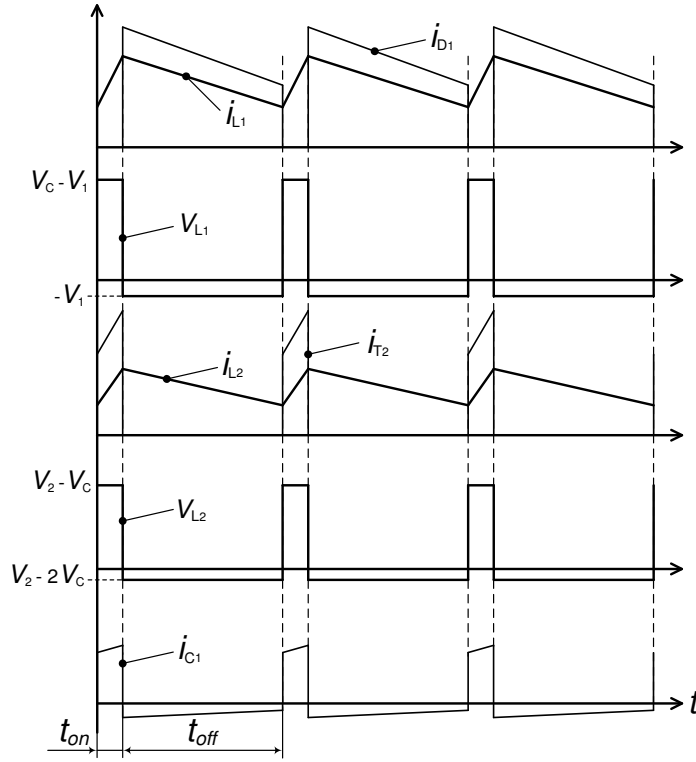


Fig. 4.3 Principalele forme de undă ale BHCC pentru funcționare în modul coborâtor de tensiune.

Dacă se notează cu D' factorul de umplere pentru T_2 și T_3 , atunci $D' = 1-D$ și integralele de tensiune pentru L_1 și L_2 se scriu astfel:

$$\begin{aligned} (1-D) \cdot (V_C - V_1) + D \cdot (-V_1) &= 0, & (L_1) \\ (1-D) \cdot (V_2 - V_C) + D \cdot (V_2 - 2 \cdot V_C) &= 0. & (L_2) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Din ecuațiile (4.1) se obține:

$$V_1 = \frac{1-D}{1+D} \cdot V_2 = \frac{D'}{2-D'}. \quad (4.2)$$

Tensiunea pe oricare dintre condensatoarele C_1 și C_2 , la funcționare în curent neîntrerupt, este:

$$V_C = \frac{V_2}{1+D} = \frac{V_1}{1-D} = \frac{V_1 + V_2}{2}. \quad (4.3)$$

Prin rescrierea ecuației (4.2) se poate obține valoarea factorului de umplere D , valabilă la funcționare în curent neîntrerupt:

$$D = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}. \quad (4.4)$$

Această expresie este valabilă cu condiția ca tensiunile V_1 și V_2 să fie constante sau lent variabile astfel încât să poată fi considerate constante pe o perioadă a semnalului de comandă.

Din formele de undă ale curenților prin L_1 și L_2 , prezentate în Fig. 4.4, se pot obține valorile limită maxime ale curenților prin dispozitivele semiconductoare. Curentul maxim prin L_1 , folosit și pentru dimensionarea inductivității, se poate exprima astfel, considerând intervalul $D \cdot T_s$, în care dioda D_1 este în conducție:

$$I_{L_1, \max} = I_{L_1, \text{med}} + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} = I_1 + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1}. \quad (4.5)$$

Curentul maxim prin L_2 este:

$$I_{L_2, \max} = I_{L_2, \text{med}} + \frac{(2 \cdot V_C - V_2) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2} = I_2 + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2}, \quad (4.6)$$

unde cu I_1 și I_2 s-au notat curenții prin sursele V_1 și V_2 .

Valoarea maximă a curentului prin D_1 , $I_{D_1, \max}$, se poate obține ținând cont de faptul că $i_{D_1} = i_{L_1} + i_{L_2}$ în intervalul în care D_1 conduce:

$$\begin{aligned} I_{D_1, \max} &= I_{L_1, \max} + I_{L_2, \max} = I_{L_1, \text{med}} + I_{L_2, \text{med}} + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2} = \\ &= I_1 + I_2 + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \cdot \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

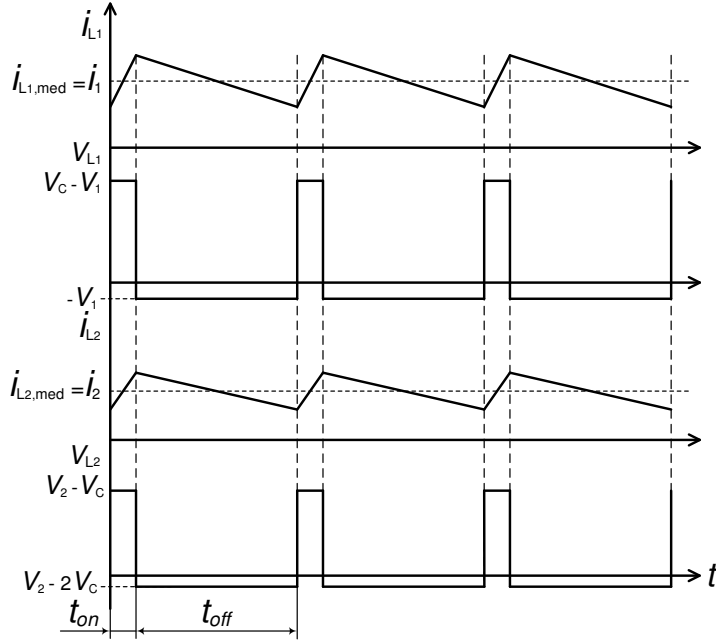


Fig. 4.4 Formele de undă tipice ale curenților prin L_1 și L_2 la funcționare în mod coborător în regim de curent neîntrerupt și tensiunile pe cele două inductivități.

În intervalul în care T_2 și T_3 sunt în conducție, se pot scrie două relații de legătură între curenții din convertor:

$$i_{T_2} = i_{L_2} + i_C, \quad (4.8)$$

$$i_{L_1} = i_{T_2} + i_C, \quad (4.9)$$

din care se obține:

$$i_{T_2} = \frac{i_{L_1} + i_{L_2}}{2}. \quad (4.10)$$

Valoarea maximă a curentului prin T_2 (de asemenea prin T_3) este:

$$I_{T_2, \max} = \frac{I_{L_1, \max} + I_{L_2, \max}}{2} = \frac{I_{L_1, \text{med}} + I_{L_2, \text{med}}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2} \right) = \frac{I_1 + I_2}{2} + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \cdot \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{4}. \quad (4.11)$$

Conform (4.7) și (4.11), valoarea maximă a curentului prin dioda D_1 este de două ori mai mare decât valoarea maximă a curentului prin T_2 (sau T_3).

În ceea ce privește solicitările dispozitivelor semiconductoare în tensiune, acestea sunt egale. În timpul funcționării în mod coborâtor de tensiune, în curent neîntrerupt, căderea de tensiune pe dioda D_1 este egală cu cea pe un condensator din secțiunea B a convertorului (Fig. 4.1), iar tensiunea pe T_2 (sau T_3) în starea blocată (Fig. 4.2 b), este de asemenea egală cu tensiunea pe un condensator, deci:

$$V_{D_1} = V_{T_2} = V_{T_3} = V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}. \quad (4.12)$$

4.1.1.2 Funcționarea la limita regimului de curent neîntrerupt în mod coborâtor de tensiune

La limita de trecere în curent întrerupt, curentul prin inductivitate se anulează la finalul perioadei de comutație. Deoarece convertorul bidirecțional prezentat în acest capitol conține două inductivități, regimul limită trebuie abordat ținând cont de formele de undă ale celor doi curenți, prezentate în Fig. 4.5. Pentru a simplifica analiza vom considera că aceștia ating valoarea zero în același moment.

Valoarea maximă a curentului prin inductivitatea L_1 , în regimul limită, este egală cu variația curentului în intervalul în care conduce dioda D_1 :

$$I_{L_1, \text{lim}, \text{max}} = \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{L_1}. \quad (4.13)$$

Similar, pentru L_2 avem:

$$I_{L_2, \text{lim}, \text{max}} = \frac{(2 \cdot V_C - V_2) \cdot D \cdot T_s}{L_2} = \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{L_2}. \quad (4.14)$$

Din (4.13) și (4.14) se pot obține valorile medii ale celor doi curenți pentru regimul limită:

$$I_{L_1, \text{lim}, \text{med}} = I_{1, \text{lim}} = \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} = \frac{V_1 \cdot \frac{V_2 - V_1}{V_1 + V_2} \cdot T_s}{2 \cdot L_1}, \quad (4.15)$$

$$I_{L_2, \text{lim}, \text{med}} = I_{2, \text{lim}} = \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2} = \frac{V_1 \cdot \frac{V_2 - V_1}{V_1 + V_2} \cdot T_s}{2 \cdot L_2}, \quad (4.16)$$

unde $I_{1, \text{lim}}$ și $I_{2, \text{lim}}$ sunt curenții prin cele două surse, V_1 și V_2 , în acest regim.

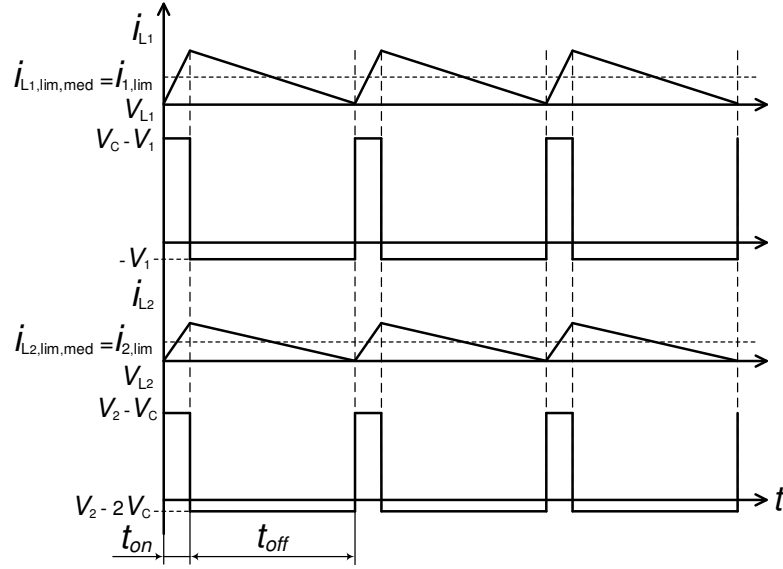


Fig. 4.5 Regimul limită pentru L_1 și L_2 , la funcționare în mod coborâtor de tensiune.

Însumând ecuațiile (4.15) și (4.16), se obține o formă în care poate fi exprimat D în regimul limită, în funcție de I_1 și I_2 , inductivități și V_1 :

$$D = 2 \cdot \frac{I_{L_1, \text{lim}, \text{med}} + I_{L_2, \text{lim}, \text{med}}}{V_1 \cdot T_s} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = 2 \cdot \frac{I_{1, \text{lim}} + I_{2, \text{lim}}}{V_1 \cdot T_s} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}. \quad (4.17)$$

Această expresie a lui D este valabilă atât pentru regimul limită cât și pentru regimul de curent neîntrerupt, cu mențiunea că în ecuație nu se mai folosesc notațiile $I_{1, \text{lim}}$ și $I_{2, \text{lim}}$, ci I_1 și I_2 . Valorile medii ale curenților la limită, așa cum arată (4.15) și (4.16) sunt unice pentru V_1 și V_2 considerate constante. Pentru că în regimul de curent neîntrerupt, întotdeauna $I_1 > I_{1, \text{lim}}$ și $I_2 > I_{2, \text{lim}}$ în timpul funcționării, este în orice moment valabilă relația:

$$D < 2 \cdot \frac{I_1 + I_2}{V_1 \cdot T_s} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}. \quad (4.18)$$

Trecerea în regim de curent întrerupt se face prin reducerea I_1 sau I_2 sub valoarea lor limită. Condiția de trecere în regim de curent întrerupt este deci:

$$D > 2 \cdot \frac{I_1 + I_2}{V_1 \cdot T_s} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}. \quad (4.19)$$

4.1.2 Funcționarea în mod ridicător de tensiune, în regim stabilizat

4.1.2.1 Regimul de curent neîntrerupt

Semnalul de comandă este aplicat tranzistorului T_1 iar T_2 și T_3 sunt blocate. Factorul de umplere D este constant. Circuitele corespunzătoare celor două stări ale T_1 sunt prezentate în Fig. 4.6 iar formele de undă tipice în Fig. 4.7. Curenții prin L_1 și L_2 sunt pozitivi în sensurile prezentate în figură, evident opuse celor pentru modul coborâtor din Fig. 4.2, în timp ce curenții prin C_1 și C_2 au aceleași sensuri de referință pentru cele două figuri.

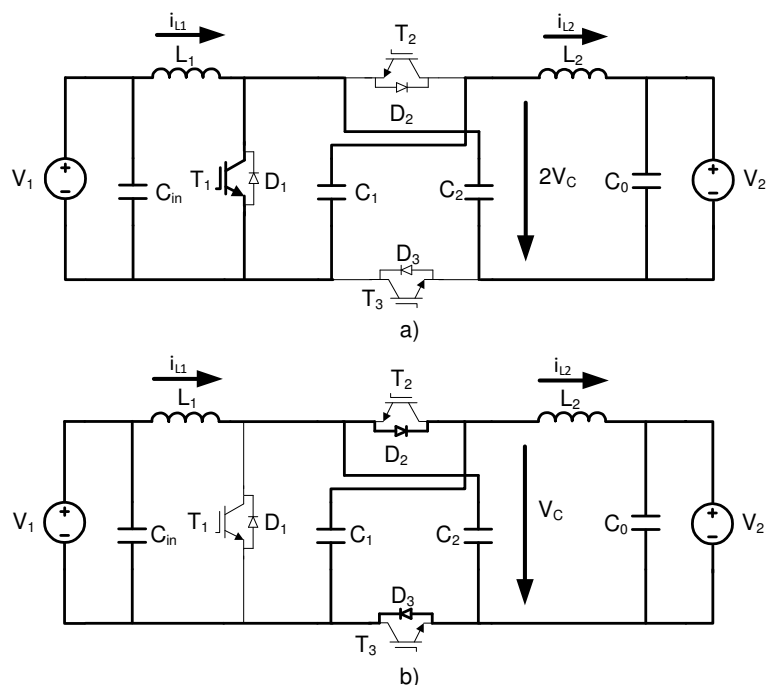


Fig. 4.6 Circuitele echivalente pentru cele două stări ale convertorului, în timpul funcționării stabilizate în modul ridicător de tensiune, în curent neîntrerupt. a) t_{on} (pentru T_1) b) t_{off} .

La funcționare în mod ridicător de tensiune, transferul de energie se face de la sursa cu tensiune mai mică, V_1 , la sursa V_2 . Tensiunile V_1 , V_2 și tensiunea pe fiecare dintre condensatoarele C_1 și C_2 (V_C) pot fi considerate constante. Ca și la modul coborâtor de tensiune, V_C satisface relațiile:

$$\begin{aligned} V_1 &< V_C < V_2, \\ V_C &< 2 \cdot V_2. \end{aligned} \quad (4.20)$$

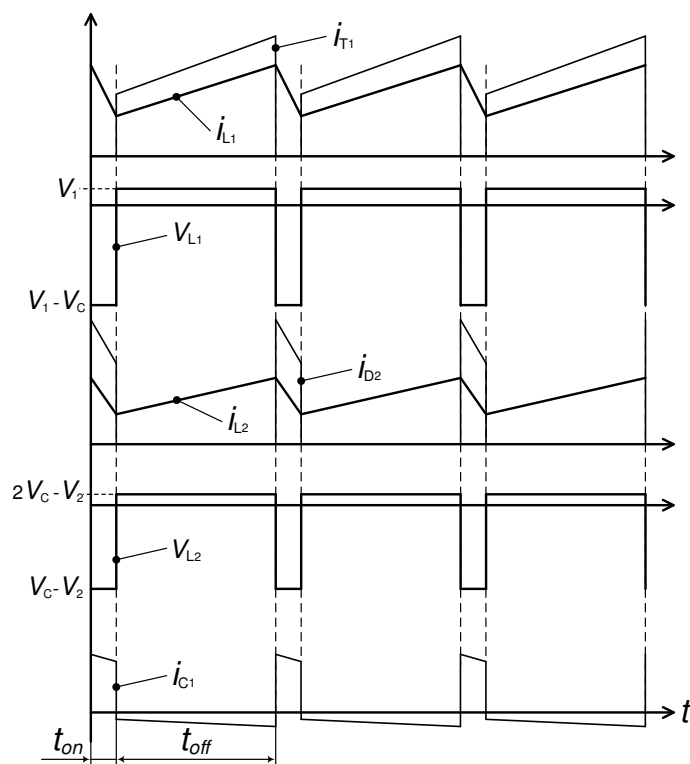


Fig. 4.7 Principalele forme de undă ale convertorului BHCC pentru modul ridicător de tensiune.

În intervalul în care T_1 este în conducție (Fig. 4.6 a), inductivitatea L_1 este conectată direct la sursa V_1 și înmagazinează energie, curentul prin ea crescând liniar. Condensatoarele C_1 și C_2 sunt conectate în serie prin T_1 și transferă din energia stocată, inductivității L_2 și sursei V_2 . Energia înmagazinată în L_2 crește, iar curentul prin inductivitate variază liniar crescător. Curentul prin T_1 este egal cu suma curenților prin inductivități, iar valoarea lui maximă se obține la finalul intervalului t_{on} .

În intervalul în care T_1 este blocat (Fig. 4.6 b), C_1 și C_2 sunt conectate în paralel prin D_2 și D_3 . Ele înmagazinează energie de la V_1 și L_1 . Pe inductivitatea L_1 se aplică o tensiune negativă, iar curentul i_{L1} descrește liniar. Curentul prin D_2 este egal cu jumătate din suma curenților prin cele două inductivități.

Pentru a calcula expresia de legătură dintre cele două tensiuni se folosește D , factorul de umplere al $T_1||D_1$, ca la modul coborător. Integralele de tensiune pentru inductivități pe o perioadă de comutație sunt:

$$\begin{aligned} D \cdot V_1 + (1-D) \cdot (V_1 - V_C), & \quad (L_1) \\ D \cdot (2 \cdot V_C - V_2) + (1-D) \cdot (V_C - V_2). & \quad (L_2) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Din (4.21) se obține:

$$V_1 = \frac{1-D}{1+D} \cdot V_2 = \frac{D'}{2-D'}, \quad (4.22)$$

$$V_C = \frac{V_2}{1+D} = \frac{V_1}{1-D} = \frac{V_1 + V_2}{2}, \quad (4.23)$$

$$D = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}. \quad (4.24)$$

Ecuațiile (4.22) – (4.24) sunt identice cu (4.2) – (4.4). Acest lucru face posibilă unificarea comenzii pentru cele două moduri de funcționare, coborător și ridicător de tensiune.

Formele de undă ale curenților prin L_1 și L_2 , cu evidențierea valorilor medii, sunt prezentate în Fig. 4.8.

Pentru curenții prin L_1 și L_2 se obțin valori maxime egale cu cele din modul de funcționare coborător de tensiune:

$$I_{L_1, \max} = I_{L_1, \text{med}} + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} = I_1 + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1}, \quad (4.25)$$

$$I_{L_2, \max} = I_{L_2, \text{med}} + \frac{(2 \cdot V_C - V_2) \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2} = I_2 + \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_2}. \quad (4.26)$$

Solicitățile maxime în curent și în tensiune sunt și ele aceleași, dar în acest mod de funcționare sunt în conducție T_1 , D_2 și D_3 , deci:

$$I_{T_1, \max} = I_{L_1, \max} + I_{L_2, \max} = I_1 + I_2 + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \cdot \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{2}, \quad (4.27)$$

$$I_{D_2, \max} = I_{D_3, \max} = \frac{I_{L_1, \max} + I_{L_2, \max}}{2} = \frac{I_1 + I_2}{2} + \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \cdot \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{4}, \quad (4.28)$$

$$V_{T_1} = V_{D_2} = V_{D_3} = V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}. \quad (4.29)$$

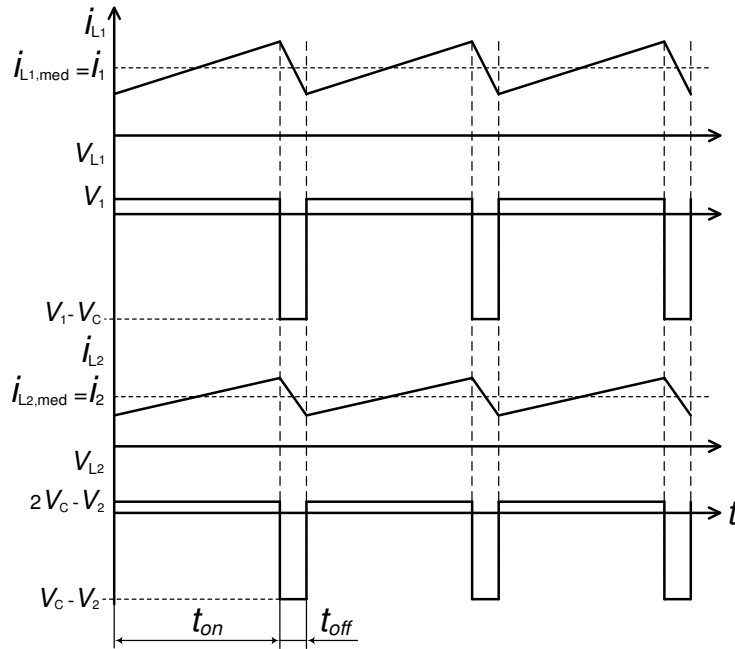


Fig. 4.8 Curenții prin L_1 și L_2 , împreună cu formele de undă ale tensiunilor pe cele două inductivități, la funcționare în mod ridicător de tensiune.

4.1.2.2 Funcționarea la limita regimului de curent neîntrerupt în mod ridicător de tensiune

Curenții prin L_1 și L_2 , în regimul limită pentru modul ridicător de tensiune, sunt prezentați în Fig. 4.9, împreună cu cele două tensiuni.

Pentru valorile maxime ale curenților sunt valabile relațiile pentru modul coborât de tensiune, (4.15) și (4.16).

Valoarea lui D pentru regimul limită este:

$$D = 2 \cdot \frac{I_{1,\text{lim}} + I_{2,\text{lim}}}{V_1 \cdot T_s} \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}, \quad (4.30)$$

iar condițiile pentru regimurile de curent neîntrerupt și întrerupt sunt exprimate prin (4.18) și (4.19).

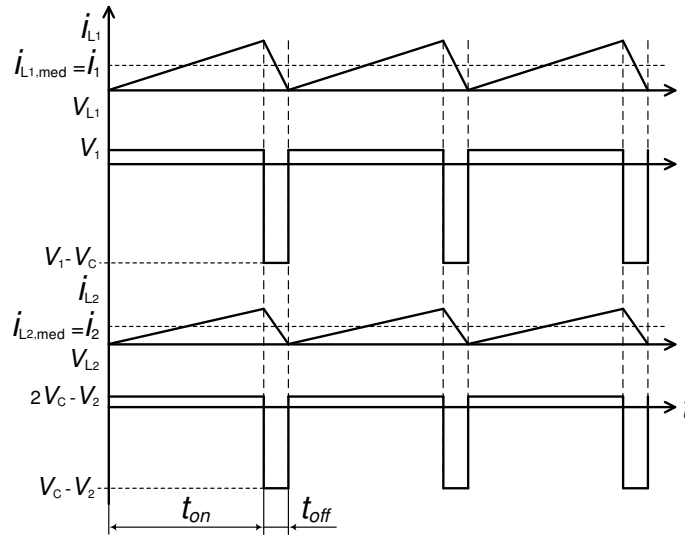


Fig. 4.9 Formele de undă pentru L_1 și L_2 la limita regimului de curent neîntrerupt, în mod ridicător de tensiune.

4. 2 Analiza de stabilitate

Pentru analiza de stabilitate s-au aplicat metoda analitică de mediere a stărilor (SSA – “state-space averaging”) și metoda de circuit “PWM switch model” [5, 6]. Analiza a fost realizată pentru cazul în care convertorul este folosit într-o aplicație în care are rolul de a asigura transferul bidirecțional de energie între două surse de tensiune.

4.2.1 Analiza de stabilitate prin medierea matematică a stărilor

Pentru aplicarea metodei SSA se consideră funcționarea convertorului BHCC în regim stabilizat, într-un punct de funcționare cunoscut, în regim de curent neîntrerupt.

În plus, ipotezele necesare pentru simplificarea acestei analize sunt:

- Toate dispozitivele de comutație sunt ideale;
- Sursele de tensiune V_1 și V_2 sunt considerate constante, tensiunea lor nu variază în timpul transferului de energie într-un sens sau altul, în timpul unei perioade de comutație;
- Rezistențele serie ale inductivităților L_1 și L_2 sunt r_{L_1} , respectiv r_{L_2} ;
- Condensatoarele C_1 și C_2 au valori egale, fiecare dintre ele având o rezistență echivalentă serie: $r_C = r_{C_1} = r_{C_2}$.

Cele trei variabile de stare sunt:

- x_1 , curentul prin inductivitatea L_1 , care e și variabilă de control;
- x_2 , curentul prin inductivitatea L_2 ;
- x_3 , tensiunea pe condensatorul C_1 . Condensatorul C_2 va fi caracterizat de aceeași variabilă de stare, deoarece $V_{C1} = V_{C2}$.

Circuitul echivalent al convertorului la funcționare în mod ridicător de tensiune, în intervalul în care tranzistorul T_1 este în conducție, este prezentat în Fig. 4.10. Un circuit echivalent identic se obține la funcționare în mod coborâtor de tensiune, în intervalul în care T_2 și T_3 sunt blocate. Ceea ce poate să difere la modul coborâtor este doar sensul de referință pentru curenții celor două inductivități, dar acesta nu influențează analiza de stabilitate.

Circuitul echivalent din Fig. 4.11 este valabil pentru funcționare în modul coborâtor de tensiune, în intervalul în care T_2 și T_3 sunt în conducție și, de asemenea, pentru funcționare în modul ridicător de tensiune, în intervalul în care T_1 este blocat.

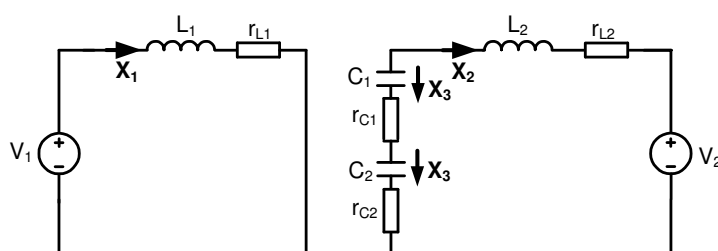


Fig. 4.10 Circuitul echivalent al convertorului pentru modul coborâtor de tensiune în intervalul în care T_2 și T_3 sunt blocate (D_1 în conducție), respectiv pentru modul ridicător de tensiune, în intervalul în care T_1 este în conducție.

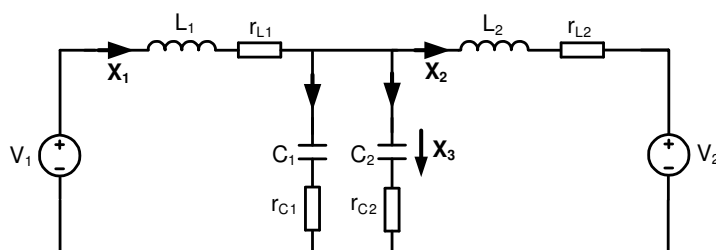


Fig. 4.11 Circuitul echivalent al convertorului pentru modul coborâtor de tensiune în intervalul în care T_2 și T_3 sunt în conducție, respectiv pentru modul ridicător de tensiune, în intervalul în care T_1 este blocat (D_2 și D_3 în conducție).

Transferului de energie se poate realiza prin controlul curentului I_{L_1} sau al curentului I_{L_2} . Se consideră $x_1 = i_{L_1}$ variabilă de control, deși folosirea variabilei de stare $x_2 = i_{L_2}$ este de asemenea posibilă. Alegerea x_1 sau x_2 se face în funcție de aplicație.

Ecuțiile de stare și ieșire pentru circuitul din Fig. 4.10, sunt:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u, \text{ unde } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_C \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

$$y = x_1 = C_1 \cdot x, \quad C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

Matricele A_1 și B_1 din (4.31) sunt exprimate astfel:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_{L_2} + 2 \cdot r_C}{L_2} & \frac{2}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

Circuitul echivalent din Fig. 4.11 este caracterizat de ecuațiile:

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u, \quad (4.34)$$

$$y = x_1 = C_2 \cdot x, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{2 \cdot r_{L_1} + r_C}{2 \cdot L_1} & \frac{r_C}{2 \cdot L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{r_C}{2 \cdot L_2} & -\frac{2 \cdot r_{L_2} + r_C}{2 \cdot L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{2 \cdot C} & -\frac{1}{2 \cdot C} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

Model matematic mediat al convertorului, care poate fi utilizat pentru investigarea stabilității, se obține prin combinarea ecuațiilor (4.31) – (4.33) cu (4.34) – (4.36). Ecuațiile de stare și ecuația de ieșire ale modelului sunt:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u, \\ y = x_1 &= C \cdot x.\end{aligned}\quad (4.37)$$

În (4.37), matricele A , B și C se obțin din A_1 , B_1 , C_1 și A_2 , B_2 , C_2 , ponderând toate matricele cu indicele 1 cu factorul D și cele cu indicele 2 cu factorul $(1-D)$, corespunzător intervalului de timp în care se manifestă fiecare dintre schemele echivalente din Fig. 4.10 și Fig. 4.11.

Pentru matricea A este valabilă relația:

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D), \quad (4.38)$$

în care înlocuindu-se A_1 și A_2 cu expresiile din (4.33) și (4.36) se obține:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2 \cdot r_{L_1} + r_C \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_1} & \frac{r_C \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_1} & -\frac{1 - D}{L_1} \\ \frac{r_C \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_2} & -\frac{2 \cdot r_{L_2} + r_C (1 + 3 \cdot D)}{2 \cdot L_2} & \frac{1 + D}{L_2} \\ \frac{1 - D}{2 \cdot C} & -\frac{1 + D}{2 \cdot C} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

În matricele B și C , deoarece $B_1 = B_2$ și $C_1 = C_2$, nu apare D :

$$B = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.40)$$

$$C = C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

În regim stabilizat, într-un punct X_0 , funcționarea sistemului este definită de ecuația următoare, obținută din (4.37), ținând cont că $\dot{x} = 0$:

$$X_0 = -(A^{-1} \cdot B) \cdot u. \quad (4.42)$$

Funcțiile de transfer la semnal mic ale variabilelor de stare se pot obține prin calcul matriceal din (4.37) – (4.42) și au forma [4]:

$$\frac{\tilde{\mathbf{x}}(s)}{\tilde{d}(s)} = [s \cdot I - A]^{-1} \cdot (A_1 - A_2) \cdot X_0. \quad (4.43)$$

În (4.43), $\tilde{\mathbf{x}}(s)$ reprezintă variația vectorului variabilelor de stare în jurul punctului de funcționare X_0 iar $\tilde{d}(s)$ este variația factorului de umplere D în jurul valorii staționare care stabilește funcționarea convertorului în X_0 , la alimentare cu un vector de tensiune u constant.

Din (4.43), de interes din punct de vedere al analizei de stabilitate este $\tilde{\mathbf{x}}_1(s) / \tilde{d}(s)$, deoarece x_1 este variabila de control. Forma analitică a funcției de transfer la semnal mic pentru prima variabilă de stare, extrasă din (4.43), este aceea a unui sistem de ordinul 3:

$$G_P(s) = \frac{\tilde{\mathbf{x}}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad (4.44)$$

unde coeficienții de la numărător sunt:

$$\begin{aligned} a_0 &= 2 \cdot (1 + D) \cdot V_1, \\ a_1 &= 2 \cdot (r_2 + (1 + D) \cdot r_C) \cdot C \cdot V_1, \\ a_2 &= 2 \cdot L_2 \cdot C \cdot V_1, \end{aligned} \quad (4.45)$$

iar coeficienții de la numitor au expresiile:

$$\begin{aligned} b_0 &= (-r_1 - r_2 + 2 \cdot r_C) \cdot D^3 + (-r_1 + 3 \cdot r_2 - 4 \cdot r_C) \cdot D^2 + \\ &\quad + (r_1 - 3 \cdot r_2 + 2 \cdot r_C) \cdot D + r_1 + r_2, \\ b_1 &= (2 \cdot r_C^2 \cdot C - L_1 - L_2) \cdot D^3 + \\ &\quad + [(r_2 - 3 \cdot r_1 - 4 \cdot r_C) \cdot r_C \cdot C - L_1 + 3 \cdot L_2] \cdot D^2 + \\ &\quad + [2 \cdot (r_C - r_2) \cdot r_C \cdot C + 2 \cdot (r_C - r_2) \cdot r_1 \cdot C + L_1 - 3 \cdot L_2] \cdot D + \\ &\quad + [2 \cdot r_1 \cdot r_2 + (r_1 + r_2) \cdot r_C] \cdot C + L_1 + L_2, \\ b_2 &= r_C \cdot (L_2 - 3 \cdot L_1) \cdot C \cdot D^2 + \\ &\quad + [2 \cdot (r_C - r_2) \cdot L_1 - 2 \cdot (r_1 + r_C) \cdot L_2] \cdot C \cdot D + \\ &\quad + (2 \cdot r_2 + r_C) \cdot L_1 \cdot C + (2 \cdot r_1 + r_C) \cdot L_2 \cdot C, \\ b_3 &= 2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot C \cdot (1 - D). \end{aligned} \quad (4.46)$$

Ecuatiile (4.44) – (4.46) s-au obținut din modelul echivalent mediat, caracterizat de (4.31) – (4.43), prin intermediul pachetului de calcul matematic simbolic din Matlab. În ecuațiile (4.45) și (4.46), s-a notat $r_1 = r_{L_1}$ și $r_2 = r_{L_2}$.

Funcția de transfer (4.44) depinde de valorile parametrilor. Pentru modelul experimental prezentat în subcapitolul 4.4, cu valorile listate în Tabelul 4.1, $G_p(s)$ se exprimă prin:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1,139E06 \cdot s^2 + 2,126E08 \cdot s + 1,958E12}{s^3 + 214,3 \cdot s^2 + 1,708E06 \cdot s + 9,424E07}, \quad (4.47)$$

sau:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}(s)} = k \cdot \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdot (s - p_3)}, \quad (4.48)$$

unde k , factorul de amplificare în c.c., zerourile z_1, z_2 și polii p_1, p_2, p_3 au valorile numerice:

$$k = 2,0776E04, \quad z_{1,2} = -93,3 \pm j \cdot 1307,8, \quad (4.49)$$

$$p_1 = -55,4, \quad p_{2,3} = -79,4 \pm j \cdot 1301,3.$$

Forma (4.48) permite scoaterea în evidență a unor caracteristici legate de comportarea în frecvență a convertorului bidirecțional hibrid cu parametrii din Tabelul 4.1, având ca variabilă de control curentul prin L_1 . Perechea de zerouri complex conjugate $z_{1,2}$ are partea reală negativă, ceea ce înseamnă că sistemul nu are un caracter cu fază neminimă, un avantaj al acestei topologii.

În plus, perechea de zerouri (z_1, z_2) fiind foarte apropiată de perechea de poli (p_2, p_3), este compensată de aceasta și prin urmare, funcția de transfer $G_p(s)$ devine cea a unui sistem de ordinul 1.

Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s)/\tilde{d}(s)$, pentru convertorul cu parametrii listați în Tabelul 4.1, este prezentată în Fig. 4.12. Este evidentă comportarea caracteristică unui sistem de ordinul 1, cu o reducere a modulului cu 20dB/decadă. De asemenea, se poate observa punctul în care se compensează efectul perechii de zerouri (z_1, z_2) prin perechea de poli (p_1, p_2), în apropierea frecvenței de 200Hz.

Diagrama Bode din Fig. 4.12 a fost folosită pentru proiectarea regulatorului de curent în vederea asigurării stabilității sistemului.

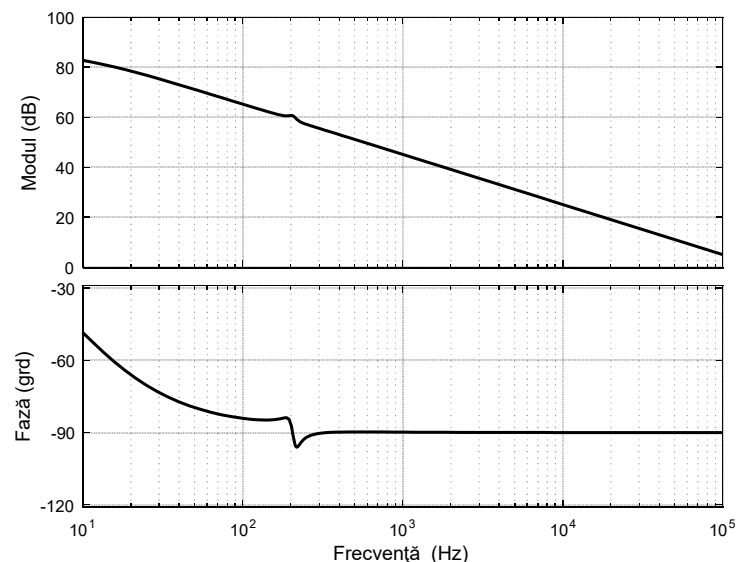


Fig. 4.12 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s)$.

4.2.2 Analiza de stabilitate prin metode de circuit

Pentru această analiză a fost utilizată metoda PWMSM [5, 6]. Avantajele PWMSM sunt prezentate succint în capitolul 2.

4.2.2.1 Aplicarea PWMSM în modul coborâtor de tensiune

La funcționare în modul coborâtor de tensiune, tranzistoarele T_2 și T_3 primesc semnal de comandă, iar T_1 este blocat. Pentru a obține perechi tranzistor/diodă, dioda D_1 este echivalată cu două diode în paralel, D_{1A} și D_{1B} , ambele conducând un curent egal cu jumătate din curentul prin D_1 . Schema echivalentă a convertorului este prezentată în Fig. 4.13.

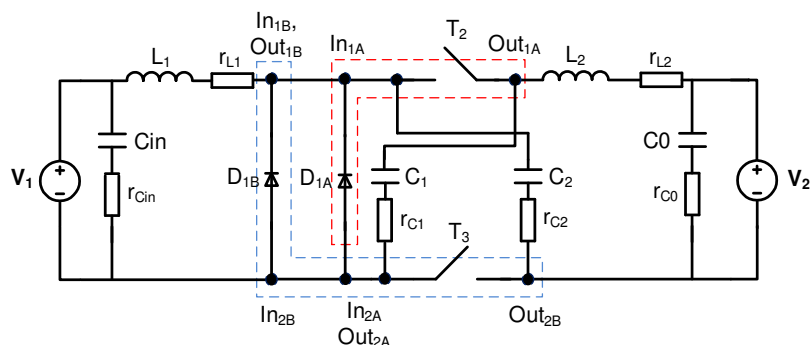


Fig. 4.13 Convertorul BHCC pregătit pentru aplicarea PWMSM. Dioda D_1 este echivalată cu două diode, D_{1A} și D_{1B} .

Se formează două perechi tranzistor/diodă, $T_2 + D_{1A}$ și $T_3 + D_{1B}$. Fiecare dintre aceste perechi este înlocuită cu modelul mediat PWMSM, așa cum arată Fig. 4.14. Modelul PWMSM conține o intrare, d , ce reprezintă valoarea factorului de umplere (între 0 și 1), care împreună cu condițiile de circuit determină curenții prin ramurile a , c și p . Aceștia sunt de fapt valorile medii ale curenților care apar în schema reală a convertorului, în laturile de circuit corespunzătoare. Schema echivalentă a convertorului, care rezultă ca urmare a acestor înlocuiri, este cea din Fig. 4.15 și reprezintă modelul mediat al convertorului ce poate fi folosit pentru investigarea comportării în frecvență la funcționare în mod coborât de tensiune.

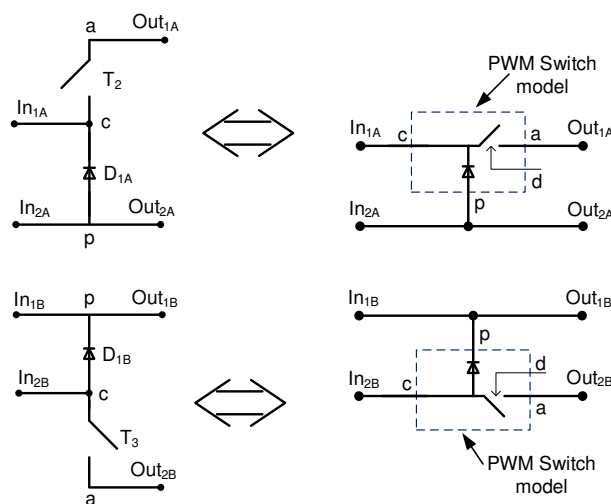


Fig. 4.14 Înlocuirea $T_2 + D_{1A}$ și $T_3 + D_{1B}$ cu PWMSM.

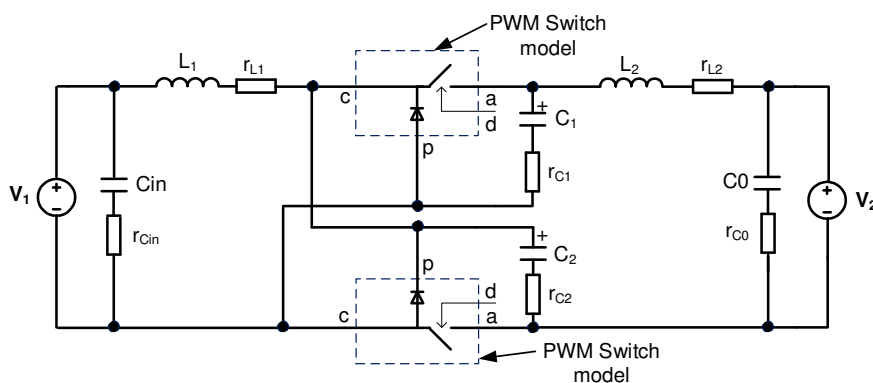


Fig. 4.15 Modelul mediat al convertorului bidirecțional pentru modul coborât de tensiune, obținut prin aplicarea PWMSM.

4.2.2.2 Aplicarea PWMSM în modul ridicător de tensiune

Aplicarea metodei PWMSM pentru modul ridicător de tensiune presupune aceleași etape ca la modul coborâtor. În primul rând se echivalează convertorul cu unul care conține același număr de tranzistoare și diode, pentru a realiza perechi tranzistor/diodă. Acest lucru se face prin înlocuirea tranzistorului T_1 cu două tranzistoare identice conectate în paralel, T_{1A} și T_{1B} . Schema echivalentă este prezentată în Fig. 4.16. Apoi se înlocuiește fiecare dintre perechile $T_{1A} + D_2$ și $T_{1B} + D_3$ cu modelul mediat PWMSM, așa cum arată Fig. 4.17. După înlocuire, respectând punctele de conectare în circuit, In_{1A} , In_{2A} , Out_{1A} , Out_{2A} etc., se obține modelul mediat al convertorului din Fig. 4.18.

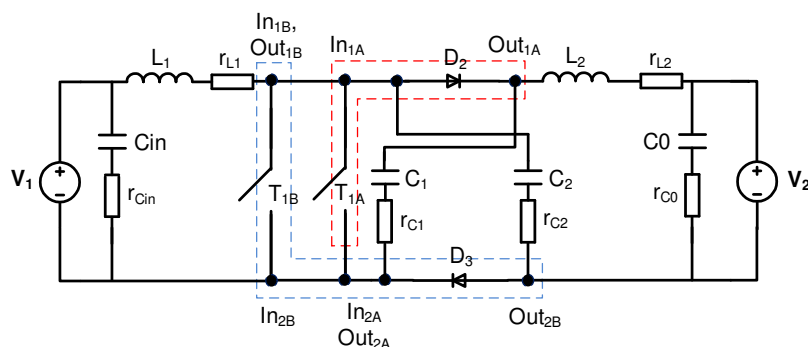


Fig. 4.16 Convertorul BHCC pregătit pentru aplicarea PWM SM în modul ridicător de tensiune. Tranzistorul T_1 este echivalat cu două tranzistoare identice, T_{1A} și T_{1B} .

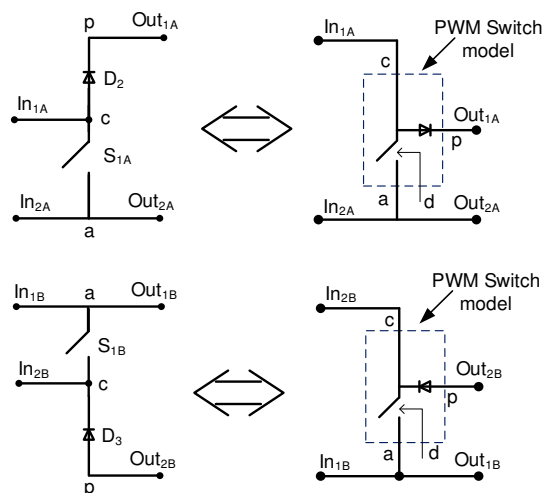


Fig. 4.17 Înlocuirea $T_{1A} + D_2$ și $T_{1B} + D_3$ cu PWMSM.

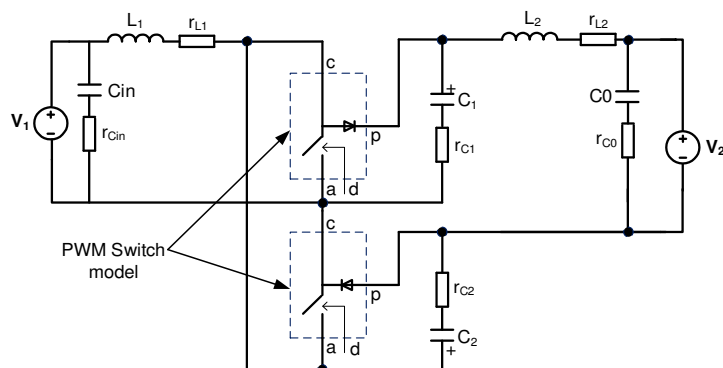


Fig. 4.18 Modelul mediat al convertorului BHCC pentru modul ridicător de tensiune, obținut prin aplicarea PWMSM.

4.2.3 Investigarea comportării în frecvență în SPICE, utilizând modelul mediat bazat pe PWMSM

Pachetele software de tip SPICE s-au dovedit foarte potrivite pentru implementarea modelelor mediate bazate pe PWMSM și pentru investigarea comportării în frecvență a convertoarelor prin simulare numerică a acestor modele. Proiectarea reguletoarelor poate fi făcută utilizând diagramele Bode obținute direct în SPICE, care conțin informație suficientă pentru a asigura stabilitatea sistemului (convertor + regulator).

Structura sistemului de control, prezentată în Fig. 4.19, conține pe lângă modelul mediat al convertorului din Fig. 4.13 sau Fig. 4.16, regulatorul caracterizat de funcția de transfer $G_c(s)$, constanta senzorului de curent K_{CS} și constanta G_{PWM} a modulatorului în lățime de puls (acesta este folosit în schema reală pentru transformarea ieșirii regulatorului într-un semnal PWM cu factorul de umplere d).

Structura din Fig. 4.19 se folosește ca schemă de bază pentru:

- Determinarea diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_1}(s) / \tilde{d}(s) (\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}(s))$;
- Determinarea diagramei Bode pentru funcția de transfer la semnal mic $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$ care reprezintă răspunsul în buclă deschisă al sistemului cu toate componentele sale;
- Determinarea răspunsului tranzitoriu al sistemului în buclă închisă, la diferite forme de undă ale curentului de referință.

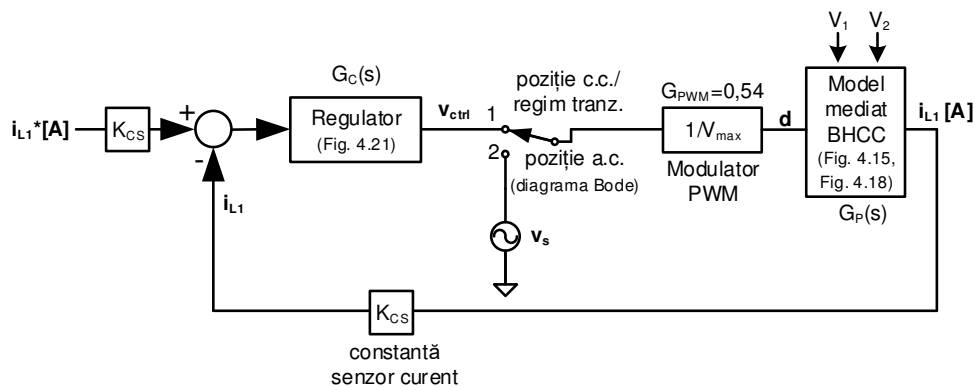


Fig. 4.19 Structura de control a sistemului care conține modelul mediat al convertorului.

Diagrama Bode de la punctul a), se determină înainte ca regulatorul să fie cunoscut, în modul următor: comutatorul este pus în poziția 1, constanta G_{PWM} este modificată la valoarea 1, iar regulatorul este înlocuit cu un amplificator operațional care are doar rolul de a fixa punctul de funcționare în jurul căruia se face analiza de semnal mic. Înlocuirea regulatorului poate însemna de fapt doar eliminarea câtorva componente pasive din schemă, deoarece în SPICE acesta este realizat în general folosind un amplificator operațional în diferite configurații. Înaintea analizei de semnal mic, SPICE necesită executarea unei analize de curent continuu cu rolul de a calcula curenții și tensiunile din circuit, care definesc punctul static de funcționare. Valorile sunt folosite de SPICE în analiza de curent alternativ care este efectuată după cea de curent continuu, pentru determinarea funcției de transfer $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{d}(s)$. Înainte de executarea analizei de curent alternativ, comutatorul este pus automat pe poziția 2. Diagrama Bode a funcției $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{d}(s)$, pentru modul ridicător de tensiune este prezentată în Fig. 4.20. Ea a fost folosită pentru proiectarea regulatorului, astfel încât sistemul complet (convertor + regulator) să fie stabil.

Funcția de transfer $\tilde{v}_{ctrl}(s)/\tilde{v}_s(s)$, de la punctul b), este determinată după ce regulatorul este proiectat folosind informația de la punctul a) și se utilizează pentru verificarea stabilității sistemului. Comutatorul din Fig. 4.19. este în poziția 2.

Pentru determinarea răspunsului tranzitoriu al sistemului în buclă închisă (punctul c), comutatorul este pus pe poziția 1 iar la intrarea $i_{L_1}^*$ se aplică, în scopul testării funcționării, diferite forme de undă ale curentului prescris.

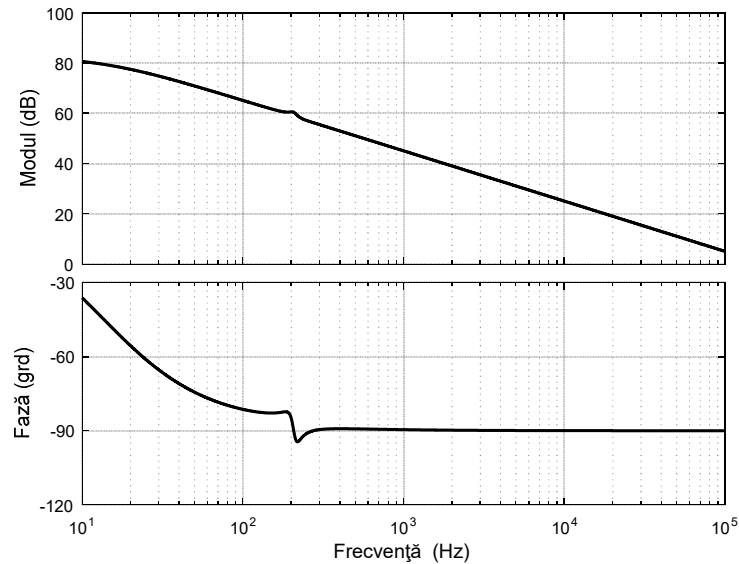


Fig. 4.20 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic a convertorului BHCC în mod ridicător de tensiune, obținută folosind modelul mediat SPICE din Fig. 4.18.

Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic $\tilde{i}_L(s) / \tilde{d}(s)$ pentru modul coborâtor a fost obținută folosind modelul mediat din Fig. 4.15 în schema din Fig. 4.19 și este identică cu cea din Fig. 4.20, motiv pentru care nu este prezentată aici.

Comparând Fig. 4.12 și Fig. 4.20 se poate observa că cele două diagrame sunt foarte apropiate, diferențe sesizabile existând doar în domeniul frecvențelor mici (sub 50Hz). Acest fapt confirmă că rezultatele obținute prin aplicarea PWMSM se pot folosi pentru determinarea stabilității sistemului și pentru proiectarea regulatorului de curent.

4.2.4 Proiectarea regulatorului de curent. Compensarea caracteristicii de frecvență pentru asigurarea stabilității

Dacă implementarea regulatorului se realizează cu ajutorul unui amplificator operațional în diferite configurații, schema lui detaliată se poate folosi direct în modelul SPICE al sistemului, prezentat în Fig. 4.19. Proiectarea regulatorului a fost abordată folosind metoda factorului K [6], dezvoltată special pentru convertoare de putere de curent continuu în comutație.

Frecvența de tăiere a caracteristicii de frecvență a sistemului de control din Fig. 4.19 în buclă deschisă ($\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$) trebuie impusă în funcție de frecvența de

comutație a convertorului și de aplicație. Pentru un răspuns dinamic satisfăcător în aplicația prezentată în subcapitolul 4.4, la o frecvență de comutație de 20kHz, o frecvența de tăiere $f_t = 2\text{kHz}$ este o alegere potrivită.

Factorul de amplificare al regulatorului se calculează astfel încât să determine trecerea prin zero la frecvența f_t a modulului funcției de transfer la semnal mic $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, în diagrama Bode asociată.

Modulul funcției $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$ este produsul a patru termeni, așa cum reiese din Fig. 4.19. Deci:

$$G_{c(2kHz)} \cdot G_{p(2kHz)} \cdot G_{PWM} \cdot K_{CS} = 0|_{dB} = 1. \quad (4.50)$$

Conform diagramei Bode din Fig. 4.20, $G_{p(2kHz)} = 39 \text{ dB} = 89,12$. Constanta $G_{PWM} = 0,54$ pentru circuitul integrat folosit la implementarea modulatorului PWM, iar constanta senzorului de curent menționată în Tabelul 4.1, ce conține valorile parametrilor pentru modelul experimental al convertorului BHCC, este $K_{CS} = 8,78 \cdot 10^{-3}$. Din (4.50) se obține valoarea amplificării regulatorului la $f_t = 2\text{kHz}$:

$$G_{c(2kHz)} = \frac{1}{G_{p(2kHz)} \cdot G_{PWM} \cdot K_{CS}} = 2,36. \quad (4.51)$$

Metoda factorului K oferă relații de dimensionare pentru trei scheme de regulator, construite în jurul unui amplificator operațional [6]. În funcție de diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic în buclă deschisă ($\tilde{x}_r(s) / \tilde{d}(s)$, unde x_r este mărimea reglată) care caracterizează convertorul, se folosește una dintre cele trei scheme. Pentru diagrame similare celei pentru $\tilde{i}_{L_1}(s) / \tilde{d}(s)$, din Fig. 4.20, metoda factorului K recomandă utilizarea schemei din Fig. 4.21, numită compensator de tip 2. Funcția de transfer a regulatorului este de forma:

$$G_c(s) = k_c \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}. \quad (4.52)$$

Această expresie, care conține un integrator și o pereche pol/zero, compensează caracteristica de frecvență a convertorului, astfel încât sistemul complet (convertor + regulator) să aibă o funcționare stabilă, cu dinamică bună și eroare staționară nulă.

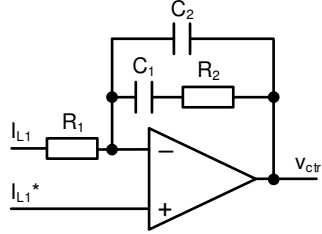


Fig. 4.21 Implementarea analogică a regulatorului cu funcția de transfer din (4.52).

Deoarece folosind configurația din Fig. 4.21 se poate obține o rezervă de fază φ_r semnificativă, s-a ales o valoare sensibil mai mare decât valoarea minimă recomandată în literatura de specialitate.

Pentru $\varphi_r = 70^\circ$, la o valoare a modulului $G_{c(2kHz)} = 2,36$ la frecvența de tăiere $f_t = 2$ kHz, metoda de proiectare menționată furnizează următoarele valori:

$$\begin{aligned} k_c &= 5200, \\ \omega_z &= 2,2 \cdot 10^3 \text{ rad / s}, \quad f_z = 0,35 \text{ kHz}, \\ \omega_p &= 71 \cdot 10^3 \text{ rad / s}, \quad f_p = 11,3 \text{ kHz}. \end{aligned} \quad (4.53)$$

Relațiile de legătură între k_c , ω_z , ω_p și componentele pasive din Fig. 4.21 sunt următoarele:

$$\begin{aligned} k_c &= \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)}, \\ \omega_z &= \frac{1}{R_2 \cdot C_1}, \\ \omega_p &= \frac{1}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)}. \end{aligned} \quad (4.54)$$

Valorile componentelor R_1 , R_2 , C_1 , C_2 sunt listate în Tabelul 4.1.

Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$, care reprezintă răspunsul sistemului complet în buclă deschisă, este prezentată în Fig. 4.22. Funcția de transfer a fost obținută folosind implementarea în SPICE a schemei bloc din Fig. 4.19, cu comutatorul în poziția 2. După cum se poate observa din figura respectivă, răspunsul sistemului, între punctul de aplicare a semnalului sinusoidal de excitație $\tilde{v}_s(s)$ și punctul de măsurare a $\tilde{v}_{ctrl}(s)$, conține toate blocurile funcțiilor de transfer care intervin în sistem.

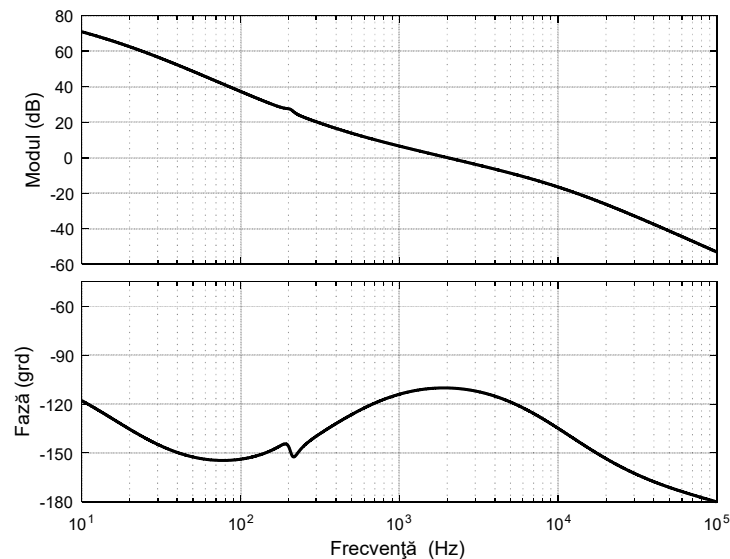


Fig. 4.22 Diagrama Bode obținută în SPICE, a funcției de transfer la semnal mic din Fig. 4.19, $\tilde{v}_{ctrl}(s) / \tilde{v}_s(s)$ (răspunsul sistemului complet în buclă deschisă cu $\varphi_r = 70^\circ$ la $f_t = 2$ kHz).

Răspunsul în frecvență prezentat în Fig. 4.22, cu rezerva de fază de 70° , a fost obținut atât pentru modul de funcționare coborâtor de tensiune, cât și pentru cel ridicător.

4. 3 Rezultate de simulare

Folosind implementarea în SPICE a schemei din Fig. 4.19, care conține modelul mediat al convertorului precum și regulatorul proiectat pentru asigurarea stabilității, se poate investiga comportarea sistemului la semnale de referință variabile în timp. Fig. 4.22 prezintă rezultate obținute pentru modul de funcționare coborâtor de tensiune. Prima parte a formei de undă a curentului de referință este caracterizată de o variație de tip treaptă, adecvată pentru a verifica dacă curentul se stabilește la valoarea de referință, iar oscilațiile care apar sunt amortizate rapid și nu au amplitudine foarte mare. În a doua parte a formei de undă, variația semnalului de referință este de tip rampă, fapt care permite verificarea capacității regulatorului de a urmări variații ale semnalului de referință cu o frecvență comparabilă cu cea necesară în aplicație.

De remarcat că cele două modele mediate pentru convertor, prezentate în Fig. 4.15 și Fig. 4.18, sunt diferite, bornele a , p și c ale modelelor PWMSM fiind conectate în alt mod la componentele pasive din convertor. Cu toate acestea,

rezultatele obținute pentru modul de funcționare ridicător de tensiune sunt identice cu cele de la modul coborâtor, motiv pentru care nu sunt prezentate separat.

Modelul mediat se poate folosi pentru simularea funcționării convertorului în interiorul unui mod de funcționare, ridicător sau coborâtor, dar nu poate fi folosit pentru a examina comportarea lui la trecerea dintr-un mod în celălalt.

Formele de undă de undă din Fig. 4.24 sunt obținute prin utilizarea unui model în comutație al convertorului, care conține toate elementele pasive și modele realiste pentru dispozitivele în comutație, diode și tranzistoare. În plus, regulatorul proiectat, prezentat în subcapitolul 4.2 este realizat utilizând un model de amplificator operațional, conform schemei din Fig. 4.21. Forma de undă a semnalului de referință este aceeași cu cea din Fig. 4.23. Semnalul de comandă are frecvența $f_s = 20\text{kHz}$.

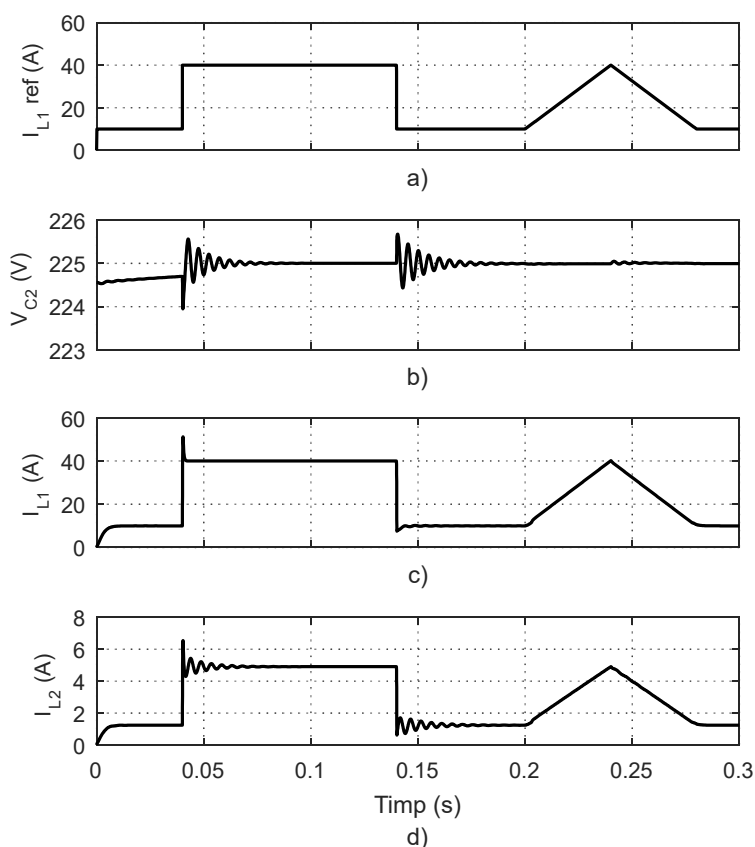


Fig. 4.23 Răspunsul sistemului complet (convertor + regulator) obținut în SPICE folosind modelul mediat, la o formă de undă a semnalului de referință care conține atât o variație de tip treaptă cât și o variație de tip rampă.

Analizând Fig. 4.23 și Fig. 4.24 se poate constata că rezultatele obținute prin utilizarea modelului mediat sunt confirmate de cele obținute cu modelul în comutație. Comportarea sistemului este stabilă. Pentru un semnal de referință cu variație treaptă, curentul i_{L_1} este adus la valoarea de referință rapid, practic fără oscilații. Totuși, câteva oscilații amortizate sunt vizibile în cealaltă parte a convertorului, la curentul prin L_2 care nu este reglat. Regulatorul este capabil să asigure urmărirea curentului de referință în cazul variației de tip rampă a acestuia, cu absența oscilațiilor atât în i_{L_1} cât și în i_{L_2} .

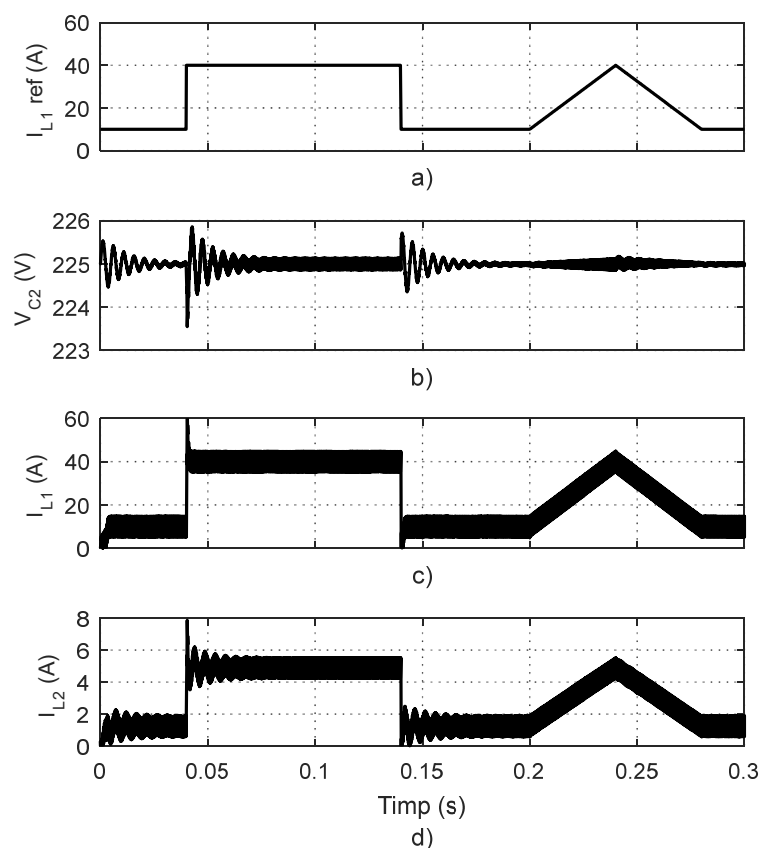


Fig. 4.24 Răspunsul sistemului complet (convertor + regulator) obținut folosind un model de simulare în comutație, la forma de undă a semnalului de referință prezentată și în Fig. 4.23.

4. 4 Rezultate experimentale

Pentru convertorul bidirecțional hibrid a fost construit un model experimental, pe baza rezultatelor obținute prin analiza teoretică, modelare și simulare.

Caracteristicile, valorile componentelor și parametrii sistemului, care conține convertorul și regulatorul prezentat anterior, sunt listate în Tabelul 4.1. Modelul experimental al convertorului BHCC este prezentat în Fig. 4.25.

Schema bloc a standului de testare este schițată în Fig. 4.26. Ea conține:

- modelul experimental al convertorului BHCC;
- o sursă de curent continuu, de 50 V (48 V), care poate să furnizeze și să preia energie, realizată practic din 4 baterii reîncărcabile de 12V. Aceasta corespunde sursei V_1 din Fig. 4.1;
- o sursă programabilă de c.c., cu tensiunea nominală 400V și puterea nominală de 10kW. Această sursă nu are capacitatea de a prelua energie;
- o rezistență de sarcină, R_s , de 39Ω , cu puterea maximă de 8kW.

O imagine a standului de test este prezentată în Fig. 4.27.

Sursa programabilă împreună cu rezistența R_s îndeplinesc rolul sursei V_2 din Fig. 4.1. Rezistența R_s este utilizată pentru disiparea energiei transferată de la V_1 în modul ridicător de tensiune.

Tabelul 4.1 Specificațiile modelului experimental al convertorului BHCC.

Nume	Valoare	UM	Semnificație
Convertor			
P_{max1}	2	kW	Mod coborâtător de tensiune (putere maximă limitată de tipul bateriilor)
P_{max2}	2	kW	Mod ridicător de tensiune
V_1	48	V	Tensiune de intrare
V_2	400-600	V	Tensiune de ieșire
f_s	20	kHz	Frecvența de comutație
$C_1=C_2=C$	705	μF	Capacitățile comutate
$r_{c1}=r_{c2}=r_c$	50	m Ω	Rezistențele echivalente serie ale C_1 și C_2
C_{in}, C_o	470	μF	Capacitatea condensatoarelor de intrare și de ieșire
L_1	200	μH	Inductivitatea L_1
r_{L1}	4,5	m Ω	Rezistența serie a L_1
L_2	1470	μH	Inductivitatea L_2
r_{L2}	158	m Ω	Rezistența serie a L_2
k_{IL1}	8,78	m Ω	Constanta senzorului de curent pt. i_{L1}
Parametrii regulatorului pentru curentul i_{L1}			
f_t	2	kHz	Frecvența de tăiere (CCM)
φ_r	70	grd.	Rezerva de fază (în CCM)
R_1	6,2	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 4.21)
R_2	15	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 4.21)
C_1	30	nF	Capacitate reacție AO (Fig. 4.21)
C_2	1	nF	Capacitate reacție AO (Fig. 4.21)

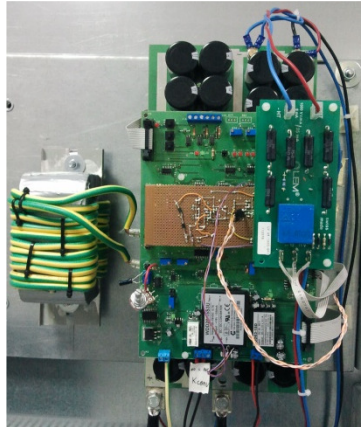


Fig. 4.25 Modelul experimental al convertorului BHCC.

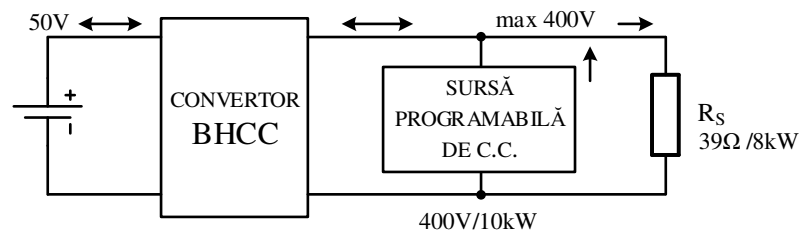


Fig. 4.26 Schema bloc a standului de testare.

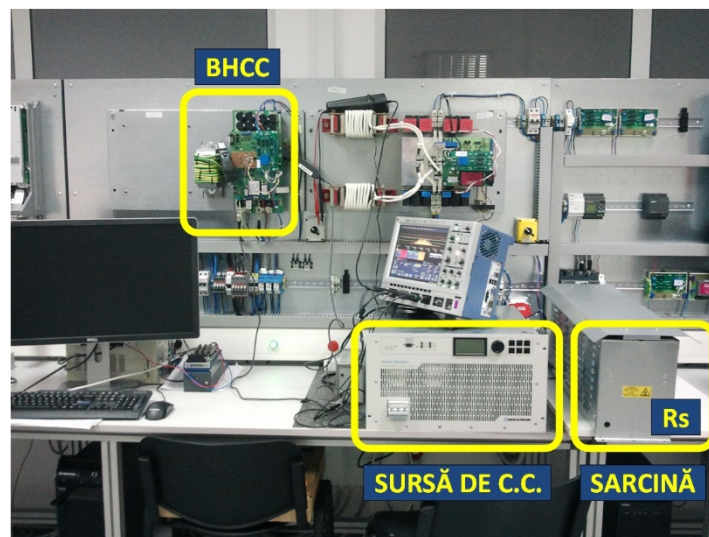


Fig. 4.27 Standul experimental pentru testare.

Trecerea din regimul de furnizare de energie în regimul de preluare (disipare) de energie este realizată în modul următor: sursa programabilă, configurată să asigure

o tensiune apropiată de valoarea nominală de 400V, este conectată înainte să fie pornit convertorul. După conectare, ea va furniza rezistenței R_S o putere de aproximativ 4kW. În momentul în care se aplică un curent de referință $i_{L_1}^* > 0$, convertorul funcționează în modul ridicător de tensiune și furnizează o parte din puterea absorbită de R_S , iar restul este asigurat în continuare de sursa programabilă. Pentru a verifica modul de funcționare coborâtor, dar și pentru a urmări comportarea convertorului la trecerea dintr-un regim în celălalt, curentul de referință este modificat la o valoare negativă. Astfel, sensul de circulație a puterii se schimbă, convertorul funcționează în regim coborâtor de tensiune, iar sursa de tensiune furnizează energie atât pentru rezistența R_S , cât și pentru convertorul bidirecțional, care va încărca bateriile.

Au fost efectuate teste atât cu un regulator analogic realizat după schema din Fig. 4.21, cu valorile componentelor din Tabelul 4.1, cât și cu un regulator digital cu funcția de transfer obținută din (4.52) prin aplicarea transformatei Z. Regulatorul digital a fost implementat într-un procesor de semnal dedicat. S-au obținut rezultate identice, în ambele cazuri convertorul fiind capabil să urmărească variații treaptă ale curentului de referință, de la zero la valoarea maximă pozitivă sau negativă, fără oscilații în curentul reglat (i_{L_1}). În Fig. 4.28 sunt prezentate formele de undă ale curenților prin L_1 și L_2 , la pornirea în mod ridicător, cu un semnal treaptă pentru i_{L_1} . Se observă că nu există suprareglaj în curentul i_{L_1} , în schimb există oscilații în curentul i_{L_2} , cu amplitudine semnificativă dar acceptabile pentru aplicația prezentată.

Convertorul bidirecțional trebuie să fie capabil să facă trecerea din regimul de încărcare a modului de baterii (modul de funcționare coborâtor de tensiune) în regimul de descărcare a bateriilor și invers, într-un interval de timp scurt, de ordinul zecilor de milisecunde, și fără probleme de stabilitate în regimul tranzitoriu. Fig. 4.29 arată comportarea convertorului la funcționare bidirecțională. Curentul de referință are valori pozitive și negative, determinând trecerea succesivă din modul de funcționare coborâtor în modul ridicător de tensiune. Rezultatele de simulare, obținute în aceleași condiții de funcționare folosind modelul complet al sistemului (convertor + regulator), sunt prezentate în Fig. 4.30. În ambele cazuri, experiment și simulare, un filtru trece jos cu frecvența de tăiere de 100 Hz a fost folosit pentru filtrarea semnalului de referință, în scopul eliminării variațiilor foarte rapide ale acestuia, care nu sunt necesare în aplicația menționată.

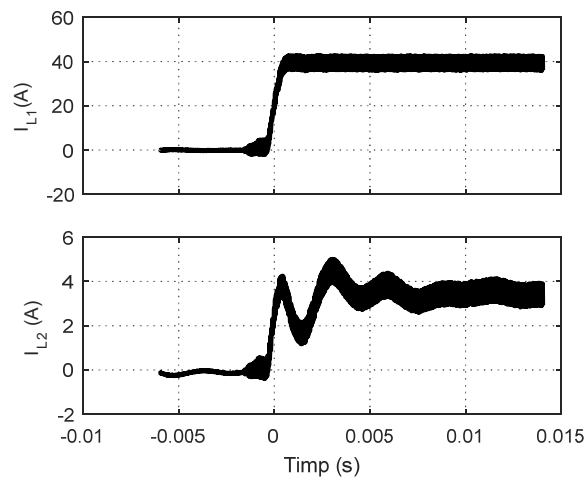


Fig. 4.28 Pornire în mod ridicător, cu semnal treaptă de 40A în referința de curent pentru L_1 .

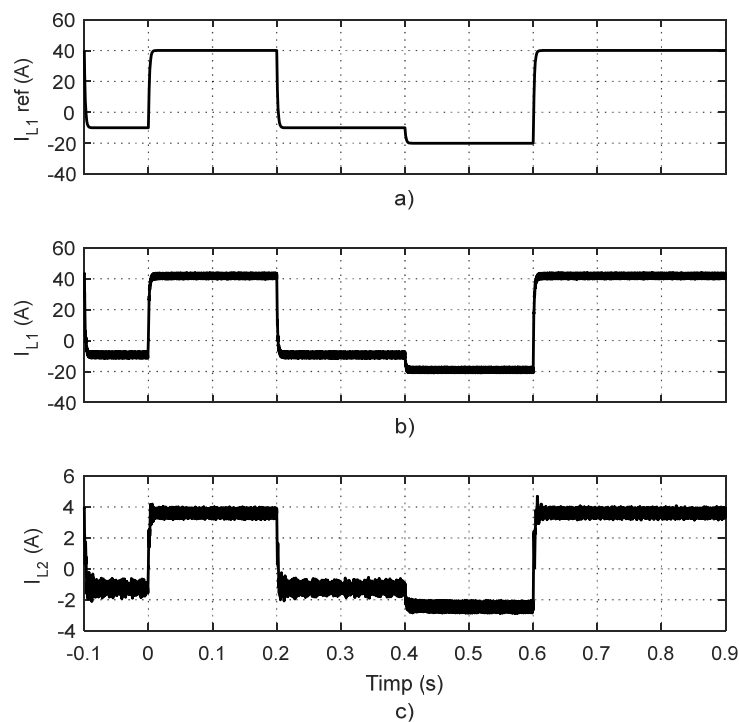


Fig. 4.29 Răspunsul tranzitoriu pentru funcționare bidirecțională. Curentul de referință este filtrat cu un filtru trece jos de 100 Hz. Rezultate experimentale obținute cu standul din Fig. 4.27.

În Fig. 4.31 și Fig. 4.32 sunt detalii din Fig. 4.29, în care este relevată comportarea convertorului în regimul tranzitoriu de trecere dintr-un mod de funcționare în celălalt. Se poate observa că nicio oscilație nu apare în curentul reglat i_{L_1} . Pe de altă

parte în i_{L_2} , care nu este reglat, apar oscilații dar acestea se amortizează într-un interval de timp mai mic de 20 ms.

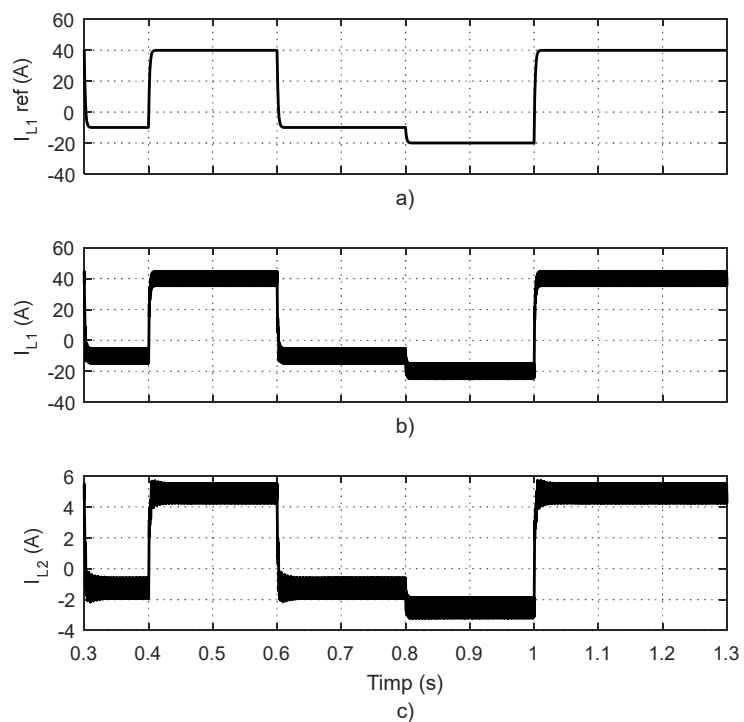


Fig. 4.30 Răspunsul tranzitoriu pentru funcționare bidirecțională. Aceleași condiții ca în Fig. 4.29. Rezultate de simulare.

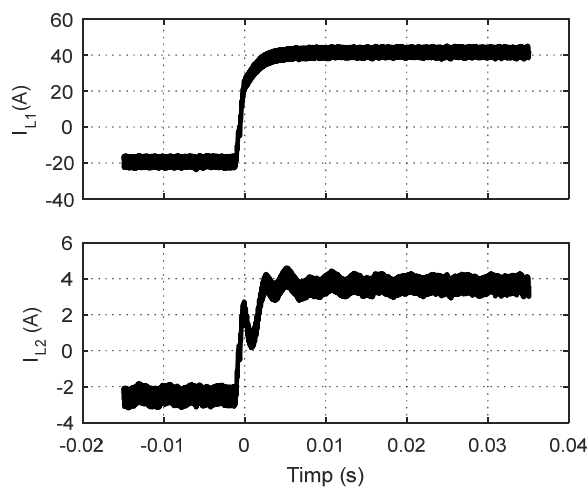


Fig. 4.31 Detaliu al Fig. 4.29. Răspunsul la reversarea curentului de referință de la -20A la 40A.

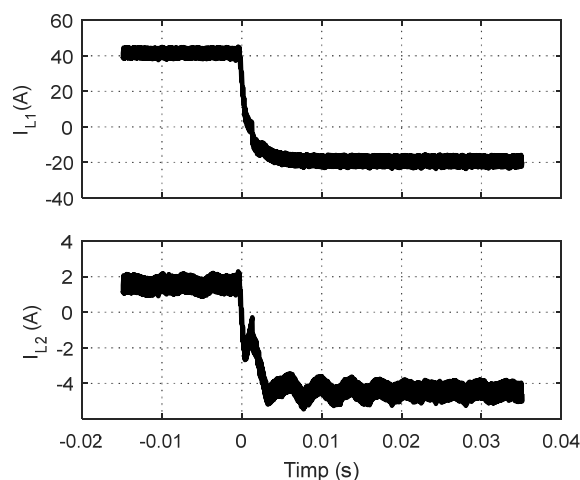


Fig. 4.32 Detaliu al Fig. 4.29. Răspunsul la reversarea curentului de referință de la 40A la -20A.

4. 5 Concluzii

Convertorul bidirecțional hibrid cu condensatoare comutate este obținut prin introducerea într-un convertor boost clasic a unei celule cu capacități comutate. Pentru asigurarea caracterului bidirecțional, toate cele trei tranzistoare din structura BHCC au conectate în antiparalel diode, care asigură închiderea curentului când tranzistoarele corespunzătoare nu primesc semnal de comandă.

Aplicația luată în considerare, de ale cărei particularități s-a ținut cont în analiza teoretică și dezvoltarea experimentală, este interfața dintre două magistrale de curent continuu, cu niveluri de tensiune semnificativ diferite: o magistrală de tensiune mică, reprezentată de un mediu de stocare (baterii reîncărcabile sau supercondensator) și o magistrală de tensiune mare conectată la diferite surse de energie. Acest caz este tipic pentru rețelele de tip microgrid care integrează surse de energie regenerabilă, dar poate fi întâlnit și în alte situații: industria automotive, tracțiune electrică, rețele de distribuție de c.c. etc, în cele mai multe cazuri fiind necesară circulația bidirecțională de putere.

Din analiza de regim stabilizat, atât în mod coborâtor cât și în mod ridicător de tensiune, au rezultat valorile maxime ale solicitărilor în curent și tensiune pentru componente, necesare pentru dimensionarea acestora, precum și relațiile dintre mărimile din circuit care au relevat aspecte importante ale funcționării convertorului. S-a demonstrat că relația dintre cele două tensiuni are aceeași expresie în cele două

moduri de funcționare, ceea ce a permis luarea în considerare a unificării comenzii și anume utilizarea unui singur regulator. Raportul de conversie în tensiune este sensibil îmbunătățit față de convertorul boost, fapt care determină creșterea valorii factorului de umplere al semnalului de comandă, cu efecte benefice în cazul unei diferențe mari între cele două tensiuni.

Stabilitatea în CCM a fost investigată folosind metoda de analiză SSA, care mediază matematic stările prin care trece convertorul într-o perioadă de comutație, dar și prin metoda de circuit PWMSM. Ambele au generat rezultate similare. Prin SSA s-a obținut și o expresia analitică, parametrizată, a funcției de transfer la semnal mic a variabilei de control, care poate fi particularizată pentru alte aplicații ale BHCC, similare cu cea din acest capitol.

Diagramele Bode ale funcției de transfer la semnal mic a variabilei de control, curentul prin inductivitatea convertorului boost din componența BHCC, au fost utilizate pentru proiectarea regulatorului în vederea asigurării stabilității sistemului complet. Stabilitatea a fost verificată prin simulare, pentru ambele moduri de funcționare, atât în CCM cât și în DCM, utilizând un model mediat bazat pe PWMSM și un model în comutație complet al sistemului, incluzând convertorul, regulatorul și toate elementele adiționale. Simulările confirmă stabilitatea sistemului și demonstrează că regulatorul este capabil să asigure urmărirea formelor de undă de referință cu performanțe dinamice bune.

Pentru validare a fost construit un model experimental al BHCC, care a fost testat în condiții de funcționare variate. Se observă un bun acord între datele obținute prin simulare și cele experimentale. Funcționarea este stabilă pentru ambele sensuri de circulație a puterii iar comutarea dintr-un sens în celălalt este rapidă, fără oscilații în curentul controlat (la conexiunea convertorului cu magistrala cu tensiunea mai mică) și cu oscilații cu amplitudine mică, amortizate într-un timp scurt, în forma de undă a curentului la conexiunea cu cealaltă magistrală.

4. 6 Bibliografie

- [1] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
- [2] H. Nomura, K. Fujiwara, and M. Yoshida, "A new DC-DC converter circuit with larger step-up/down ratio," in *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC '06)*, Jun. 2006, pp. 1-7.

- [3] O. Cornea, Gh.-D. Andreescu, N. Muntean, D. Hulea, "Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid Through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC–DC Converter" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No. 4, APRIL 2017, pp. 3012 – 3022.
- [4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics-Converters, Applications and Design", 3rd ed. *New York: Wiley*, 2003.
- [5] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, no. 3, p. 490–496, May 1990.
- [6] C. Basso C. P. Basso, "Switch Mode Power Supplies. SPICE Simulations and Practical Design", *New York, USA: McGraw-Hill*, Feb. 2008, p. 111–145; p. 241–285.

5. 1 Topologie. Domeniu de utilizare

Convertorul hibrid cu două intrări (H2I), prezentat în acest capitol, este obținut prin integrarea unui convertor cu inductivități comutate și a unui cu capacități comutate în aceeași topologie, conform principiilor de sinteză prezentate în capitolul 1.

Schema circuitului este ilustrată în Fig. 5.1. O caracteristică a acestei topologii, de care trebuie să se țină seama când se evaluează posibilitatea utilizării ei într-o aplicație, este faptul că doar una dintre intrări are masa comună cu ieșirea. Convertorul cu inductivități comutate, prezentat în capitolul 2, este situat în partea superioară și este conectat la sursa de tensiune V_1 prin intermediul diodei D_{11} , care are rolul de a bloca trecerea curentului înspre sursă. Convertorul cu capacități comutate, prezentat în capitolul 4, este conectat la sursa de tensiune V_2 , ambele convertoare debitând pe rezistența de sarcină R_{out} . În locul acestei rezistențe, la ieșire se poate conecta un grup de baterii, sau o magistrală de curent continuu care furnizează energie pentru diferiți consumatori de curent continuu sau curent alternativ, alimentați prin convertoare statice.

După cum se poate observa din Fig. 5.1, cele două convertoare integrate în topologia cu două intrări nu funcționează independent, deoarece toată puterea care este preluată de la sursa V_2 trebuie să treacă prin inductivitățile L_1 și L_3 , care fac parte din convertorul cu inductivități comutate. Cu toate acestea, sistemul de control care generează impulsurile de comandă pentru cele două tranzistoare, trebuie să asigure reglarea independentă a curentului prin fiecare sursă de intrare.

Valorile inductivităților L_1 și L_3 sunt considerate egale, la fel și capacitățile condensatoarelor C_1 și C_2 . Acest lucru simplifică analiza convertorului în regim stabilizat, proiectarea lui, precum și analiza de stabilitate.

O potențială aplicație a convertoarelor cu două sau mai multe intrări este în domeniul energiilor regenerabile, în care este necesară colectarea energiei de la

două sau mai multe surse de același tip sau de tipuri diferite. Schema bloc a unui sistem de conversie a energiei, în care convertorul H2I are rolul de a colecta energie de la un șir de panouri fotovoltaice, respectiv de la o turbină de vânt, care antrenează un generator sincron cu magneți permanenți (GSMP) a cărei tensiune este redresată cu o punte de diode (RED), este prezentată în Fig. 5.2. Puterea poate fi injectată în rețeaua de distribuție, dirijată prin intermediul unui invertor pentru alimentarea unor consumatori locali de curent alternativ, sau utilizată pentru încărcarea elementelor de stocare (BAT).

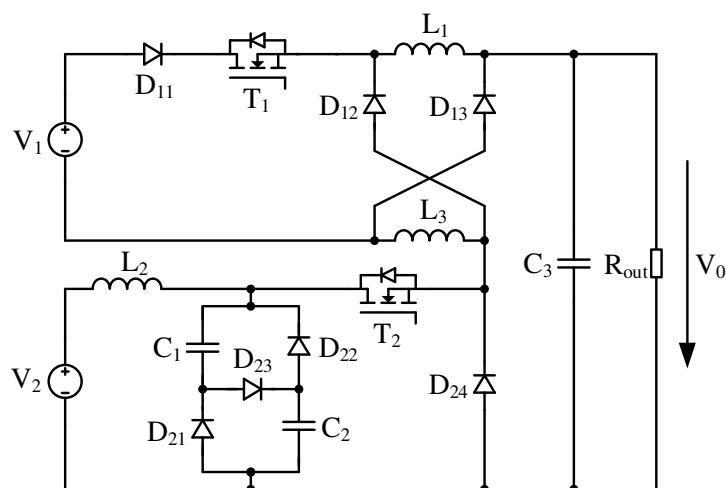


Fig. 5.1 Convertorul hibrid cu două intrări.

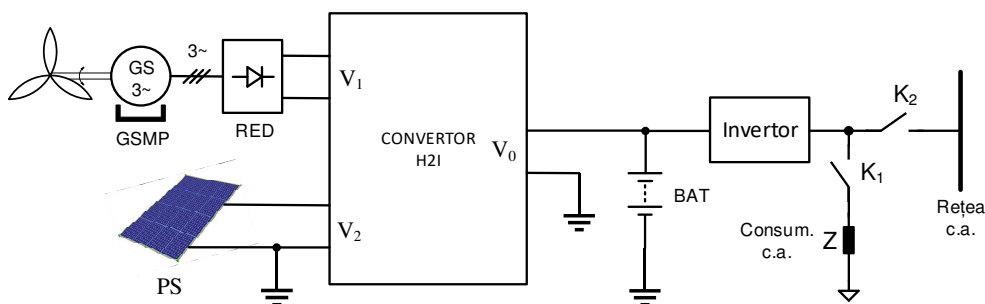


Fig. 5.2 Schema bloc a unui sistem de conversie a energiei în care convertorul hibrid cu două intrări are rolul de a colecta energie de la o turbină de vânt și de la un șir de panouri fotovoltaice.

Atunci când puterea totală la intrare, egală cu suma celor două puteri maxime disponibile, este mai mică decât puterea necesară la ieșire, curenții de la cele două intrări trebuie reglați continuu, astfel încât să fie asigurată funcționarea în punctul de putere maximă pentru fiecare sursă. Curentul de încărcare al BAT, prescris de sistemul integrat propriu pentru gestionarea funcționării ("Battery management system" - BMS), contribuie și el la definirea necesarului de putere la ieșirea convertorului; o baterie descărcată crește necesarul de putere. Un sistem de conversie a energiei eficient presupune funcționarea cu precădere la maximul puterii surselor de la intrare.

Totuși, există situații când este necesară limitarea puterii totale la intrare, prin micșorarea curentului de referință pentru una dintre surse sau pentru amândouă. O astfel de situație este generată de reducerea semnificativă a consumului de la ieșire, de exemplu atunci când bateriile sunt complet încărcate. Pe de altă parte, o creștere accentuată a puterii generate de oricare dintre surse, neacoperită de cerințele de consum, determină deplasarea acestuia din punctul de putere maximă. Astfel, când sistemul conține o turbină eoliană, o rafală puternică de vânt poate determina intrarea în regim de limitare a puterii electrice generate.

Din aspectele prezentate mai sus se poate deduce faptul că sistemul de reglare automată al convertorului H2I și sistemul ierarhic superior de generare a curenților de referință și de monitorizare a transferului de energie trebuie să fie foarte flexibile și să permită trecerea în timp scurt și fără perturbarea funcționării convertorului dintr-un regim de operare în altul.

În acest capitol, pe lângă considerațiile teoretice legate de funcționarea și analiza convertorului în regim stabilizat, vor fi prezentate analiza de stabilitate și condițiile pentru funcționarea în regim de curent neîntrerupt, precum și rezultate de simulare și experimentale pentru un model experimental.

5. 2 Analiza funcționării în regim stabilizat

5.2.1 Funcționarea în regim de curent neîntrerupt

5.2.1.1 Forme de undă caracteristice și relația între tensiunea de ieșire și tensiunile de intrare

În timpul funcționării convertorului în regim de curent neîntrerupt, el se poate găsi la un moment dat în oricare din cele patru stări de funcționare determinate de

combinația celor două semnale de comandă. Aceste stări sunt listate în Tabelul 5.1 și prezentate în Fig. 5.3 - Fig. 5.6.

Tabelul 5.1 Stările convertorului H2I și tensiunile pe inductivitățile L_1 și L_2 .

	Starea I	Starea II	Starea III	Starea IV
T_1	1	0	1	0
T_2	0	1	1	0
V_{L1}	$(V_1 - V_0)/2$	$V_C - V_0$	$\frac{1}{2}(V_1 + V_C - V_0)$	$-V_0$
V_{L2}	$V_2 - 2V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - V_C$	$V_2 - 2V_C$

Caracteristicile stărilor sunt următoarele:

- **Starea I:** Tranzistorul T_1 este în conducție iar T_2 este blocat. Circuitul echivalent este ilustrat în Fig. 5.3. Condensatoarele C_1 și C_2 sunt conectate în serie prin intermediul diodei D_{23} , și se încarcă prin preluarea energiei de la sursa V_2 și din inductivitatea L_2 . Tensiunea la bornele inductivității, $V_{L_2} = V_2 - 2 \cdot V_C$, este negativă, fapt care determină scăderea curentului i_{L_2} . Diodele D_{21} și D_{22} , respectiv D_{12} și D_{13} sunt polarizate invers și deci blocate. Inductivitățile L_1 și L_3 sunt conectate în serie prin T_1 iar curentul care parcurge sursa V_1 se închide prin dioda D_{24} , polarizată direct și determină transferul de putere spre ieșire. Căderea de tensiune pe fiecare dintre cele două inductivități este $V_{L_1} = (V_1 - V_0) / 2$, având semn pozitiv sau negativ, în funcție de relația instantanee între cele două tensiuni. Prin urmare, energia în L_1 și L_3 poate să crească sau să scadă, iar panta curentului prin inductivități se poate modifica continuu în timpul funcționării. Dacă panta curentului este pozitivă, o parte din energia preluată de la sursă în această stare este transferată la ieșire, iar cealaltă parte produce creșterea energiei stocate în L_1 și L_3 . Dacă panta curentului este negativă, la ieșire se transferă toată energia preluată de la V_1 și o parte din energia stocată în L_1 și L_3 . Deși, teoretic, oricare din tensiunile V_1 și V_2 poate fi mai mică decât V_0 , deoarece convertorul cu două intrări conține două convertoare de tip hibrid (caracterizate prin raport de conversie mare), în general funcționarea normală a acestuia presupune valori pentru V_1 și V_2 mai mari decât V_0 ;

- **Starea II:** Tranzistorul T_1 este blocat iar T_2 este în conducție. Fig. 5.4 prezintă circuitul echivalent. Condensatoarele C_1 și C_2 sunt conectate în paralel prin diodele D_{21} și D_{22} aflate în conducție, și injectează curent în nodul conectat la terminalul sursă al tranzistorului T_2 , care face legătura între convertorul cu condensatoare comutate și celula formată din L_1 , L_3 , D_{12} și D_{13} , prin intermediul căreia se transferă puterea la ieșire. Inductivitățile L_1 și L_3 sunt conectate în paralel prin diodele D_{12} și D_{13} , iar tensiunea pe fiecare dintre ele, $V_{L_1} = V_L = V_C - V_0$, poate fi pozitivă sau negativă, deoarece relația de inegalitate între tensiunea de ieșire V_0 și tensiunea V_C se poate modifica în timpul funcționării. În schimb, tensiunea pe inductivitatea L_2 , dată de ecuația $V_{L_2} = V_2 - V_C$, este întotdeauna pozitivă, având ca efect creșterea curentului prin aceasta;
- **Starea III:** Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt în conducție. Circuitul echivalent este prezentat în Fig. 5.5. Inductivitățile L_1 și L_3 sunt conectate în serie prin T_1 , iar condensatoarele C_1 și C_2 sunt conectate în paralel prin D_{21} și D_{22} aflate în conducție. Căderea de tensiune pe L_2 , egală cu $V_2 - V_C$ în această stare, este pozitivă, deci curentul prin L_2 și energia stocată în L_2 cresc. Condensatoarele C_1 și C_2 injectează curent în nodul conectat la T_2 , iar energia acumulată în ele scade. Tensiunea pe fiecare dintre inductivitățile L_1 și L_3 este $(V_1 + V_C - V_0)/2$ și trebuie să fie pozitivă, deci curentul prin cele două inductivități și energia totală stocată cresc. Este singura stare în care se transferă energie de la ambele surse spre ieșirea convertorului;
- **Starea IV:** Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt blocate. Fig. 5.6 prezintă circuitul echivalent pentru această stare. Inductivitățile L_1 și L_3 sunt conectate în paralel și o parte din energia stocată în ele este transferată la ieșire. Tensiunea pe o inductivitate este $V_{L_1} = V_{L_3} = -V_0$, curentul prin fiecare dintre ele are pantă negativă în toate condițiile de funcționare. Inductivitatea L_2 furnizează curentul de încărcare al condensatoarelor C_1 și C_2 , conectate în serie. Tensiunea pe L_2 , $V_{L_2} = V_2 - 2 \cdot V_C$, este negativă întotdeauna, deci curentul i_{L_2} descrește și o parte din energia acumulată în L_2 este transferată celor două condensatoare.

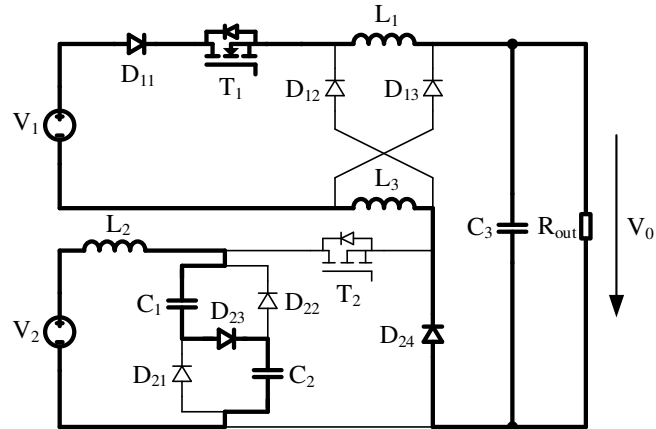


Fig. 5.3 Starea I. Tranzistorul T_1 este în conducție iar tranzistorul T_2 este blocat.

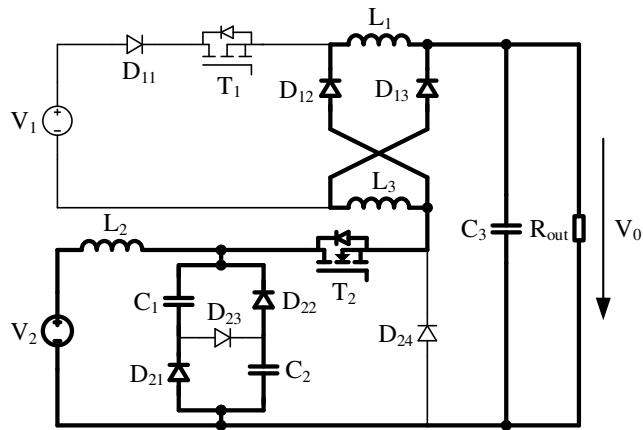


Fig. 5.4 Starea II. Tranzistorul T_1 este blocat iar tranzistorul T_2 este în conducție.

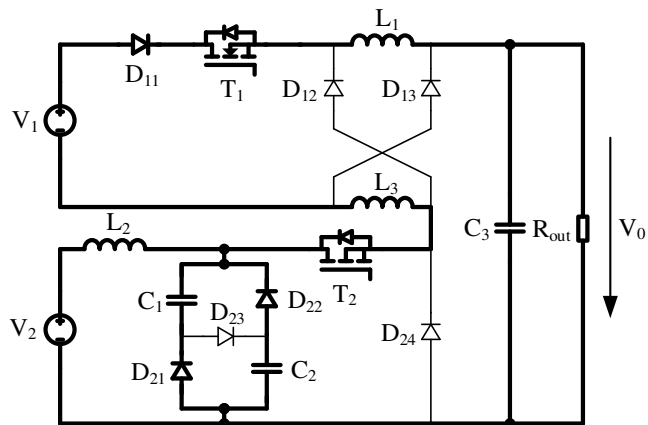


Fig. 5.5 Starea III. Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt în conducție.

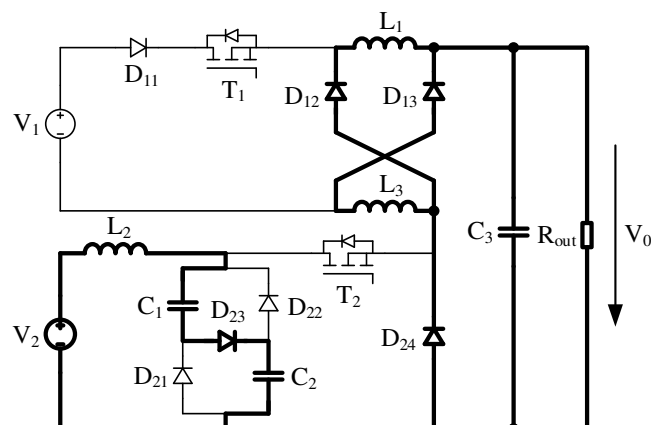


Fig. 5.6 Starea IV. Ambele tranzistoare sunt blocate.

Referitor la tensiunile pe inductivități în timpul funcționării, din descrierea celor patru stări se pot concluziona următoarele:

- Inductivitatea L_1 are întotdeauna tensiune pozitivă la borne în starea III și tensiune negativă în starea IV. În stările I și II, căderea de tensiune pe L_1 poate fi pozitivă sau negativă, semnul ei depinzând de condițiile de funcționare; în consecință, derivata curentului în aceste două stări își poate schimba semnul în timpul funcționării;
- Inductivitatea L_2 are întotdeauna o cădere de tensiune pozitivă în stările II și III și negativă în stările I și IV.

Sucesiunea stărilor convertorului în timpul funcționării depinde de relația de inegalitate care există între factorii de umplere, D_1 și D_2 , ai celor două semnale de comandă, relație care se modifică dinamic. În cazul în care cele două semnale nu sunt sincronizate chiar dacă au aceeași frecvență, convertorul poate trece prin toate cele patru stări posibile în fiecare perioadă de comutație. Când comanda tranzistoarelor nu se face la aceeași frecvență, este evident că semnalele de comandă nu pot fi generate sincronizat. Dacă, din diferite considerente, nu se pot utiliza semnale cu perioade egale, este de dorit totuși ca diferența între ele să nu fie mare. În cazul în care frecvența de comutație a unui convertor este de câteva ori mai mare decât a celuilalt, formele de undă principale, în special în convertorul cu frecvență mai mică, vor fi neobișnuite pentru domeniul convertoarelor statice de curent continuu.

Dacă se folosește aceeași frecvență de comandă pentru ambele convertoare, semnalele de comandă ale celor două tranzistoare pot fi sincronizate pe frontul

crescător sau descrescător, fapt care simplifică analiza teoretică. În cele ce urmează se consideră că ele sunt sincronizate pe frontul crescător, așa cum arată Fig. 5.7, care prezintă formele de undă principale tipice pentru cazul $D_1 < D_2$. Se poate observa că în intervalul unei perioade de comutație convertorul trece prin stările *III*, *II* și *IV*, în această ordine. Starea *I* nu există atâta timp cât relația între D_1 și D_2 rămâne neschimbată. Dacă $D_1 > D_2$, într-o perioadă de comutație convertorul trece prin stările *III*, *I* și *IV*, în această ordine. Starea *II* nu există. Când $D_1 = D_2$, convertorul are doar două stări într-o perioadă, dar este evident că deși aceasta este o situație posibilă ea nu poate fi stabilă, ieșirea din ea fiind determinată de orice modificare a condițiilor de funcționare, de fapt a oricăreia din condițiile de funcționare (tensiuni de intrare, tensiunea de ieșire, curenți de referință la intrări, limitarea puterii etc.).

Fig. 5.7 prezintă principalele forme de undă care caracterizează funcționarea convertorului în regim stabilizat, cu tensiunile de intrare $V_1 = 250V$ și $V_2 = 250V$, la tensiunea de ieșire $V_0 = 48V$, pentru curenți de intrare $I_{V_1} = 5A$ și $I_{V_2} = 10A$, în cazul curentului neîntrerupt, în condiția $D_1 < D_2$. Valorile factorilor de umplere pentru punctul de funcționare determinat de valorile date mai sus, sunt: $D_1 = 12,8\%$ și $D_2 = 26,8\%$. Formele de undă ale semnalelor de comandă, v_{g,T_1} și v_{g,T_2} , sunt sincronizate. În starea *II* ($v_{g,T_1} = 0$ și $v_{g,T_2} = 1$), tensiunea pe inductivitatea L_1 este pozitivă, deci curentul i_{L_1} crește. Forma de undă a curentului prin inductivitatea L_2 are doar două pante, o singură pantă pozitivă pe intervalul care corespunde stărilor *III* și *II* concatenate (deoarece căderea de tensiune pe L_2 este aceeași în stările *II* și *III*), și una negativă în starea *IV*. Curentul prin T_2 , i_{T_2} , prezintă un salt în momentul blocării tranzistorului T_1 , egal cu curentul prin L_1 , cauzat de punerea în paralel a inductivităților L_1 și L_3 la intrarea în conducție a diodelor D_{12} și D_{13} . În prima stare dintr-o perioadă de funcționare (interval în care conduc ambele tranzistoare) curentul i_{T_2} este egal cu i_{L_1} și i_{L_3} și în același timp cu suma curenților prin i_{L_2} , i_{C_1} și i_{C_2} .

În Fig. 5.8 sunt prezentate formele de undă pentru aceleași mărimi, la funcționare în stare stabilizată în regim de curent neîntrerupt, cu $D_1 > D_2$. Tensiunile de intrare și ieșire sunt aceleași, $V_1 = 250V$ și $V_2 = 250V$, $V_0 = 48V$. Curenții prin sursele de intrare sunt: $I_{V_1} = 12,5A$ și $I_{V_2} = 5A$, iar valorile factorilor de umplere sunt $D_1 = 24,8\%$ și $D_2 = 18,3\%$. Curentul prin inductivitatea L_2 are tot două pante, în acest caz datorită faptului că tensiunile la bornele acestuia în stările *I* și *IV*, alăturate în cadrul unei perioade de comutație, sunt egale.

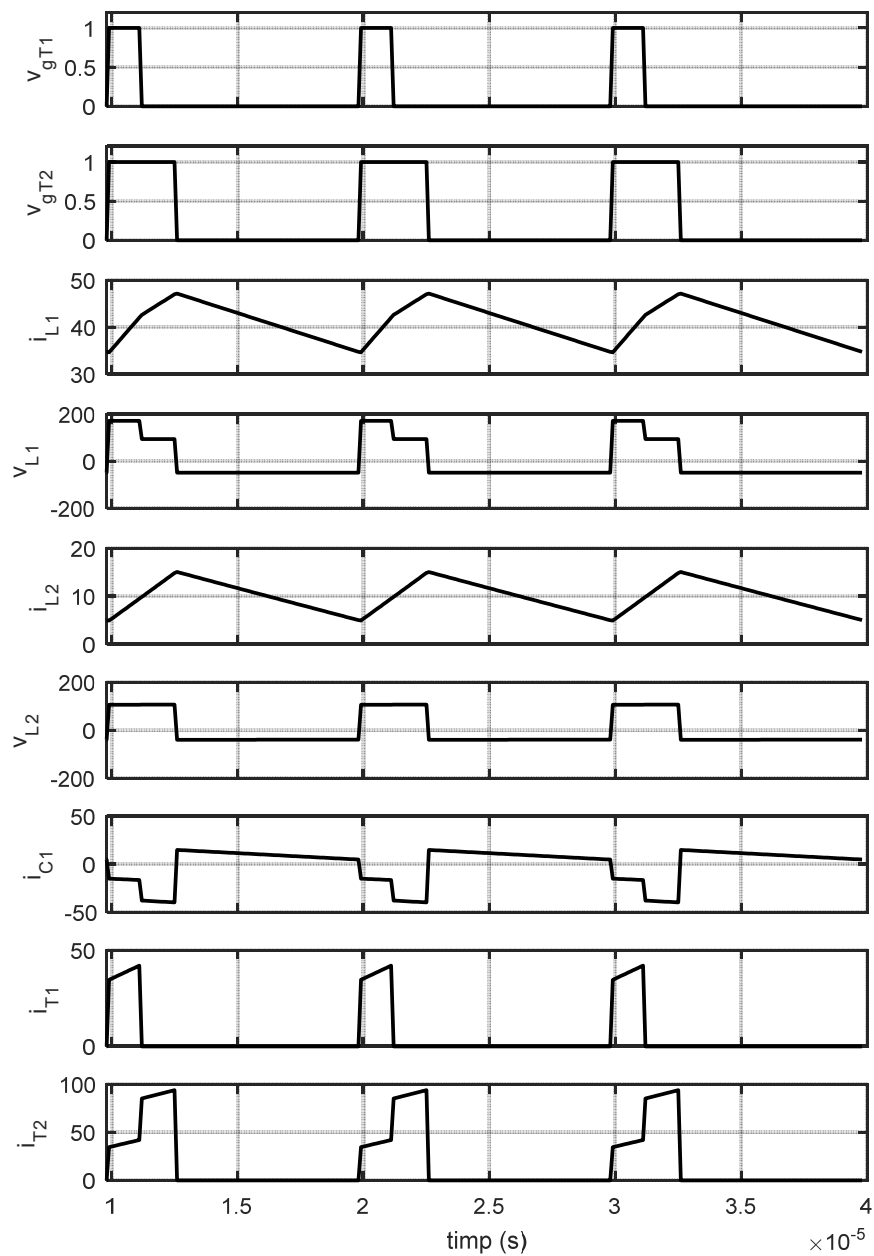


Fig. 5.7 Principalele forme de undă în timpul funcționării în regim de curent neîntrerupt stabilizat, cu $D_1 < D_2$. Tensiunile au valorile: $V_1 = 250V$ și $V_2 = 250V$ și $V_0 = 48V$, iar curenții de intrare sunt: $I_{V_1} = 5A$ și $I_{V_2} = 10A$. $D_1 = 12,8\%$, $D_2 = 26,8\%$.

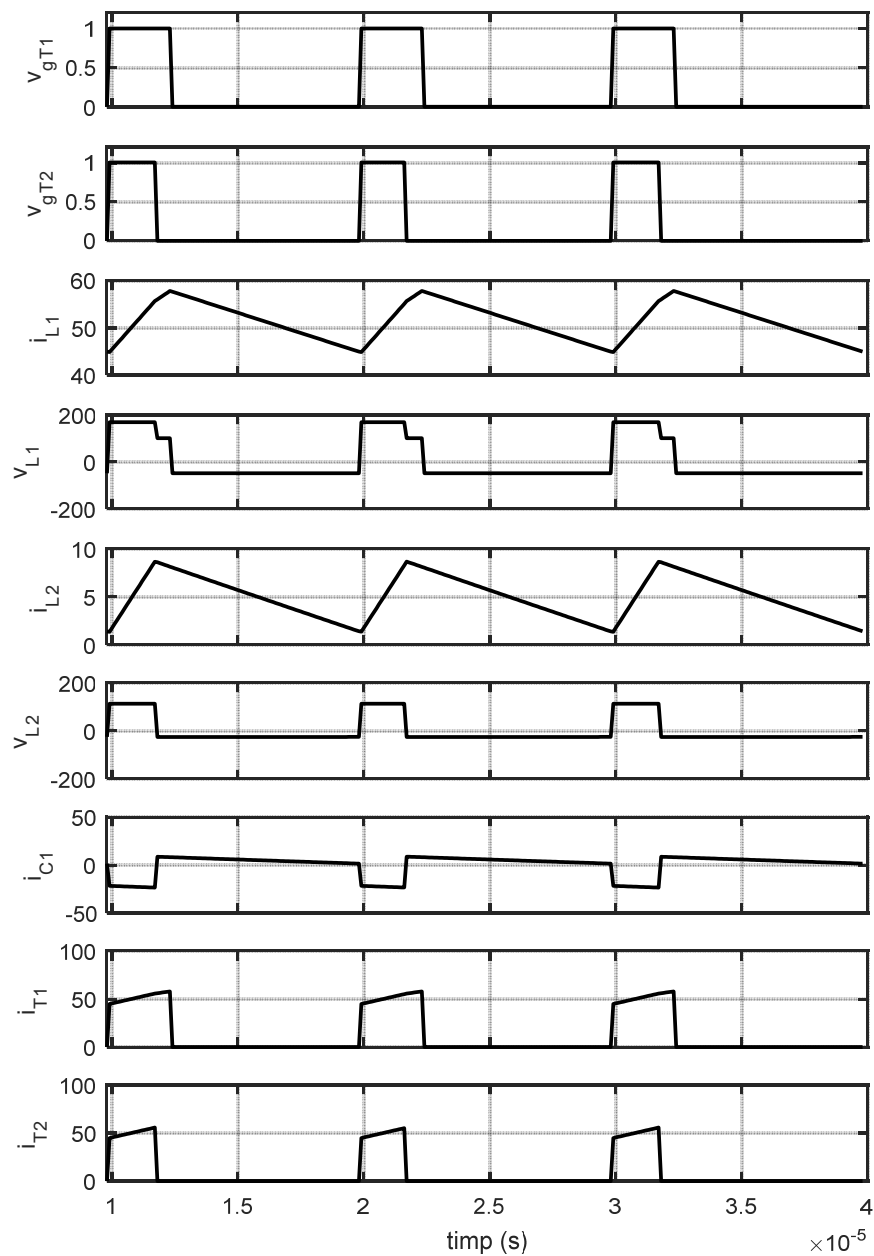


Fig. 5.8 Principalele forme de undă în timpul funcționării în regim de curent neîntrerupt stabilizat, cu $D_1 > D_2$. Tensiunile au valorile: $V_1 = 250V$ și $V_2 = 250V$ și $V_0 = 48V$, iar curenții de intrare sunt: $I_{V_1} = 12,5A$ și $I_{V_2} = 5A$. $D_1 = 24,8\%$ $D_2 = 18,3\%$.

Relația de legătură între tensiunea de ieșire, tensiunile de intrare și factorii de umplere se poate obține din ecuațiile tensiunilor la bornele inductivităților L_1 și L_2 . În regim de funcționare stabilizat, valorile medii ale celor două tensiuni pe o perioadă de comutație sunt nule. Pentru $D_1 < D_2$, acest fapt se exprimă prin ecuațiile:

$$V_{L_1,med} = \frac{1}{2} \cdot (V_1 + V_C - V_0) \cdot D_1 \cdot T_s + (V_C - V_0) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s - V_0 \cdot (1 - D_2) \cdot T_s = 0, \quad (5.1)$$

$$V_{L_2,med} = (V_2 - V_C) \cdot D_1 \cdot T_2 + (V_2 - V_C) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s + (V_2 - 2V_C) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s = 0. \quad (5.2)$$

Din (5.2) se poate obține ecuația care determină valoarea tensiunii la bornele C_1 (egală cu cea pe C_2), în funcție de tensiunea de intrare V_2 și de D_2 :

$$V_C = \frac{1}{2 - D_2} \cdot V_2. \quad (5.3)$$

Dacă se folosește (5.3) în ecuația (5.1), se obține:

$$V_0 = \frac{D_1}{2 - D_1} \cdot V_1 + \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot V_2, \quad (D_1 < D_2) \quad (5.4)$$

Ecuațiile tensiunilor pe inductivități în situația $D_1 > D_2$, pentru o perioadă de comutație, sunt:

$$V_{L_1,med} = \frac{1}{2} \cdot (V_1 + V_C - V_0) \cdot D_2 \cdot T_s + \frac{1}{2} \cdot (V_1 - V_0) \cdot (D_1 - D_2) \cdot T_s - V_0 \cdot (1 - D_1) \cdot T_s = 0, \quad (5.5)$$

$$V_{L_2,med} = (V_2 - V_C) \cdot D_2 \cdot T_s + (V_2 - 2V_C) \cdot (D_1 - D_2) \cdot T_s + (V_2 - 2V_C) \cdot (1 - D_1) \cdot T_s = 0. \quad (5.6)$$

Din ecuația (5.6), deși diferită de (5.2), se obține aceeași relație între V_C și V_2 . Înlocuind V_C cu expresia (5.3) în (5.5) și simplificând, se obține ecuația tensiunii de ieșire pentru $D_1 > D_2$:

$$V_0 = \frac{D_1}{2 - D_1} \cdot V_1 + \frac{D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot V_2, \quad (D_1 > D_2) \quad (5.7)$$

În timpul funcționării în stare stabilizată în regim de curent neîntrerupt, tensiunea de ieșire se poate calcula cu ecuația (5.4), dacă $D_1 < D_2$ și cu (5.7) dacă $D_1 > D_2$. Presupunând că tensiunea de ieșire este constantă sau variază lent în limite

restrânse, ceea ce este de obicei valabil, relația dintre D_1 și D_2 se modifică în funcție de raportul tensiunilor de intrare, V_1 și V_2 , și de valorile de referință ale curenților de intrare. Inversarea relației de inegalitate între D_1 și D_2 determină trecerea de la una dintre ecuații la cealaltă. În mod normal această trecere nu reprezintă o problemă deoarece cele două ecuații sunt echivalente pentru cazurile în care $D_1 = D_2$. Fig. 5.9 prezintă printr-un grafic tridimensional variația tensiunii de ieșire pentru întreg intervalul teoretic de variație a factorilor de umplere D_1 și D_2 . Tensiunile de intrare, exprimate în p.u., sunt constante: $V_1 = 1$ p.u. (V_1 fiind tensiunea de bază pentru exprimarea în p.u.) și $V_2 = 1,5$ p.u. Maximul tensiunii de ieșire se găsește în punctul (teoretic) cu $D_1 = D_2 = 100\%$. În acest caz, sursele V_1 și V_2 sunt conectate în serie prin T_2 , iar tensiunea de ieșire este egală cu suma celor două tensiuni de intrare, $V_0 = V_1 + V_2 = 2,5$ p.u. Dacă $D_1 = 100\%$ și $D_2 = 0$, sursa de tensiune V_1 este continuu conectată la ieșire prin tranzistorul T_1 , deci $V_0 = 1$ p.u. În cazul în care $D_1 = 0$ și $D_2 = 100\%$, T_2 conectează permanent sursa V_2 la ieșire, iar V_1 este deconectată complet, prin urmare $V_0 = 1,5$ p.u.

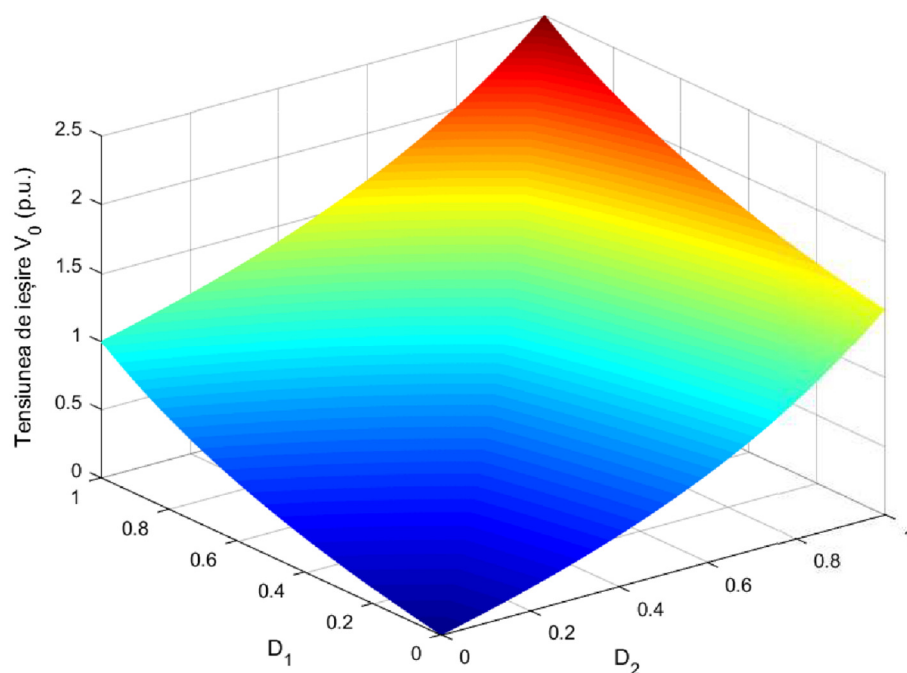


Fig. 5.9 Tensiunea de ieșire în funcție de D_1 și D_2 . Tensiunile de intrare sunt constante, $V_1 = 1$ p.u. și $V_2 = 1,5$ p.u.

În timpul funcționării, curenții de intrare sunt continuu reglați la valorile de referință. Situația din acest punct de vedere este mai convenabilă la intrarea

conectată la V_2 , deoarece valoarea medie a curentului prin sursa V_2 este egală cu cea a curentului prin inductivitatea L_2 . Acest fapt simplifică analiza de stabilitate și proiectarea regulatorului, pentru că i_{L_2} este variabilă de stare.

În schimb, valoarea medie a curentului prin sursa V_1 este egală cu cea a curentului prin tranzistorul T_1 și nu cu cea a curentului prin L_1 . Spre deosebire de convertoarele clasice sau convertoarele hibride cu o intrare, la convertorul hibrid cu două intrări relația între curentul prin tranzistor și curentul prin inductivitatea este mult mai complexă. La convertoarele cu o intrare, curentul prin inductivitate are doar două pante. Prin urmare pentru o singură intrare, valoarea medie a curentului prin tranzistor, care e identic cu cel prin inductivitate pe intervalul t_{on} în care tranzistorul este în conducție, este egală cu $D_1 \cdot i_{L_1,med}$.

5.2.1.2 Relațiile între curenți în cazul $D_1 < D_2$

La convertorul hibrid cu două intrări, forma de undă a curentului prin inductivitatea L_1 , în cazul semnalelor de comandă sincronizate pe frontul crescător pozitiv cu $D_1 < D_2$, este prezentată în Fig. 5.10. La funcționare în regim stabilizat, curentul minim prin inductivitatea L_1 , $I_{L_1,min}$, își păstrează valoarea de la o perioadă la alta. De asemenea, cele trei pante ale formei de undă rămân neschimbate.

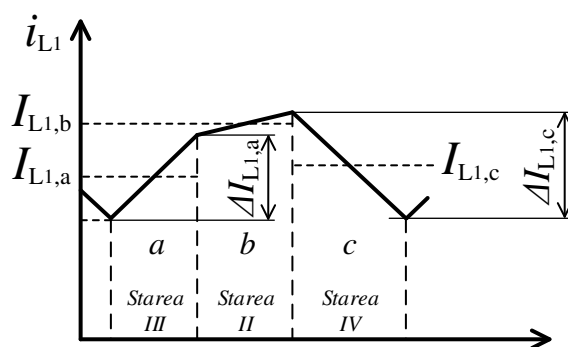


Fig. 5.10 Forma de undă a curentului prin inductivitatea L_1 , pe intervalul unei perioade de comutație. Funcționare în stare stabilizată în regim de curent neîntrerupt.

În primul interval, în care convertorul se află în starea III, variația curentului prin inductivitate este:

$$\Delta I_{L_1,a} = \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s. \quad (5.8)$$

În ultimul interval, convertorul se află în starea IV , iar variația curentului prin inductivitate este dată de ecuația:

$$\Delta I_{L_1,c} = \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot T_s. \quad (5.9)$$

În intervalul din mijloc, variația curentului este diferența valorilor prezentate în (5.8) și (5.9):

$$\Delta I_{L_1,b} = \Delta I_{L_1,c} - \Delta I_{L_1,a}. \quad (5.10)$$

În Fig. 5.10 s-a notat cu $I_{L_1,a}$ valoarea medie a curentului prin L_1 pe intervalul a . Ea se exprimă astfel:

$$I_{L_1,a} = I_{L_1,\min} + \frac{\Delta I_{L_1,a}}{2} = I_{L_1,\min} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s. \quad (5.11)$$

Valorile medii ale i_{L_1} pe intervalele b și c sunt:

$$\begin{aligned} I_{L_1,b} &= \frac{(I_{L_1,\min} + \Delta I_{L_1,a}) + (I_{L_1,\min} + \Delta I_{L_1,c})}{2} = \\ &= I_{L_1,\min} + \frac{(\Delta I_{L_1,a} + \Delta I_{L_1,c})}{2} = \\ &= I_{L_1,\min} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot T_s, \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$I_{L_1,c} = I_{L_1,\min} + \frac{\Delta I_{L_1,c}}{2} = I_{L_1,\min} + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot T_s. \quad (5.13)$$

Contribuțiile intervalelor a , b și c la valoarea medie a curentului i_{L_1} pe o perioadă se pot calcula cu următoarele ecuații:

$$I_{L_1,a,med} = I_{L_1,a} \cdot D_1 = I_{L_1,\min} \cdot D_1 + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot T_s, \quad (5.14)$$

$$I_{L_1,b,med} = I_{L_1,b} \cdot (D_2 - D_1) = I_{L_1,min} \cdot (D_2 - D_1) + \left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right) \cdot D_1 \cdot (D_2 - D_1) T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s, \quad (5.15)$$

$$I_{L_1,c,med} = I_{L_1,c} \cdot (1 - D_2) = I_{L_1,min} \cdot (1 - D_2) + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2)^2 \cdot T_s. \quad (5.16)$$

Însumând contribuțiile exprimate prin (5.14) – (5.16), se obține valoarea medie a curentului prin L_1 :

$$I_{L_1,med} = I_{L_1,a,med} + I_{L_1,b,med} + I_{L_1,c,med} = I_{L_1,min} + \left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right) \cdot D_1^2 \cdot T_s + \left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right) \cdot D_1 \cdot (D_2 - D_1) T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_2)^2 \cdot T_s. \quad (5.17)$$

După câteva transformări și simplificări, ecuația (5.17) se poate pune sub forma:

$$I_{L_1,min} = I_{L_1,med} - \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s - \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s, \quad (5.18)$$

sau:

$$I_{L_1,min} = I_{L_1,med} - \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} + V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s - \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1 - D_2) \cdot T_s. \quad (5.19)$$

Ecuațiile (5.18) și (5.19) arată legătura dintre valoarea medie a curentului prin inductivitatea L_1 și valoarea minimă a acestui curent, $I_{L_1,min}$.

Există o relație și între $I_{L_1,min}$ și valoarea medie a curentului prin T_1 , care e și valoarea medie a curentului prin sursa V_1 , I_{V_1} . În acest caz, doar intervalul a trebuie

luat în considerare, deoarece curentul i_{T_1} este identic cu i_{L_1} în acest interval și zero în intervalele b și c . Prin urmare se poate scrie:

$$I_{V_1} = I_{T_1,med} = I_{L_1,a} \cdot D_1 = I_{L_1,min} \cdot D_1 + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0\right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot T_s. \quad (5.20)$$

Din (5.20), după înlocuirea $I_{L_1,min}$ cu (5.18) și simplificări se obține:

$$\begin{aligned} I_{V_1} = I_{T_1,med} = I_{L_1,med} \cdot D_1 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot (1 - D_2) \cdot V_1 + \\ + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (2 - D_1)(1 - D_2) \cdot V_0. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Legătura între I_{V_1} și $I_{L_1,med}$, exprimată prin ecuația (5.21), este mult diferită de cea care există la un convertor cu o singură intrare. De exemplu, la convertorul de tip buck valoarea medie a curentului de intrare, în regim de curent neîntrerupt, se obține înmulțind valoarea medie a curentului prin inductivitate cu factorul de umplere D . La convertorul cu două intrări este o relație neliniară în care intervin cei doi factori de umplere, tensiunile de intrare, tensiunea de ieșire, dar și valoarea inductivității L_1 și frecvența de comutație.

Relația dintre valoarea medie a curentului de ieșire (i_{out} în Fig. 5.1) și $I_{L_1,med}$ este și ea mult mai complexă decât la convertoarele clasice cu o intrare. Se obține pornind de la forma de undă a i_{out} , prezentată în Fig. 5.11, pentru $D_1 < D_2$ și semnale de comandă sincronizate pe frontul pozitiv.

În intervalul a , curentul de ieșire este egal cu cel prin L_1 , iar în intervalele b și c el este de două ori mai mare decât i_{L_1} . Deci:

$$I_{out,a} = I_{L_1,a} = I_{L_1,min} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0\right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s, \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} I_{out,b} = 2 \cdot I_{L_1,b} = 2 \cdot I_{L_1,min} + \\ + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0\right)}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot T_s, \end{aligned} \quad (5.23)$$

$$I_{out,c} = 2 \cdot I_{L1,c} = 2 \cdot I_{L1,min} + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot T_s. \quad (5.24)$$

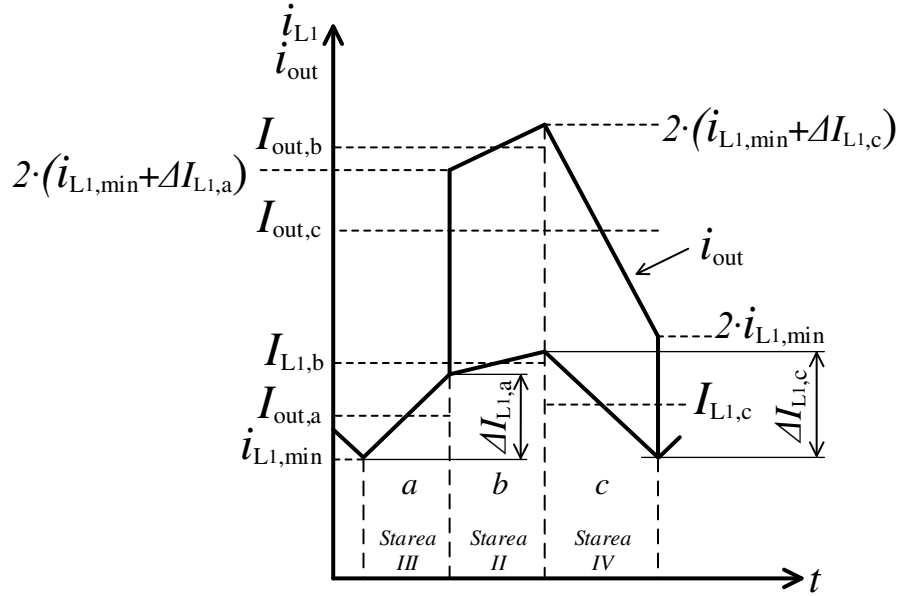


Fig. 5.11 Forma de undă a curentului de ieșire, pe intervalul unei perioade de comutație.

Contribuțiile intervalelor a , b și c la valoarea medie a curentului i_{out} sunt:

$$I_{out,a,med} = I_{out,a} \cdot D_1 = I_{L1,min} \cdot D_1 + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot T_s, \quad (5.25)$$

$$I_{out,b,med} = I_{out,b} \cdot (D_2 - D_1) = 2 \cdot I_{L1,min} \cdot (D_2 - D_1) + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s, \quad (5.26)$$

$$I_{out,c,med} = I_{out,c} \cdot (1 - D_2) = 2 \cdot I_{L1,min} \cdot (1 - D_2) + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2)^2 \cdot T_s. \quad (5.27)$$

Valoarea medie a curentului i_{out} $I_{out,med}$, este dată de suma contribuțiilor:

$$\begin{aligned}
I_{out,med} &= I_{out,a,med} + I_{out,b,med} + I_{out,c,med} = \\
&= I_{L_1,min} \cdot (2 - D_1) + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot T_s + \\
&\quad + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (D_2 - D_1) T_s + \\
&\quad + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2) \cdot (D_2 - D_1) \cdot T_s + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_2)^2 \cdot T_s.
\end{aligned} \tag{5.28}$$

După simplificări, ecuația (5.28) devine:

$$\begin{aligned}
I_{out,med} &= I_{L_1,min} \cdot (2 - D_1) + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (2D_2 - D_1) \cdot T_s + \\
&\quad + \frac{V_0}{L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s.
\end{aligned} \tag{5.29}$$

Dacă în (5.29) se folosește ecuația (5.18) pentru $I_{L_1,min}$, se obține următoarea expresie a curentului $I_{out,med}$ în funcție de valoarea medie a curentului prin L_1 :

$$\begin{aligned}
I_{out,med} &= I_{L_1,med} \cdot (2 - D_1) - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot (1 - D_2) \cdot V_1 - \\
&\quad - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_2)} \cdot V_2 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (2 - D_1) \cdot (1 - D_2) \cdot V_0.
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Ecuația (5.30) se poate scrie și sub forma:

$$\begin{aligned}
I_{L_1,med} &= \frac{I_{out,med}}{2 - D_1} + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1 - D_2)}{2 - D_1} \cdot V_1 + \\
&\quad + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot V_0.
\end{aligned} \tag{5.31}$$

Prin adunarea ecuațiilor (5.21) și (5.30) se obține o relație simplă între I_{V_1} , $I_{L_1,med}$ și $I_{out,med}$:

$$I_{V_1} + I_{out,med} = 2 \cdot I_{L_1,med}. \tag{5.32}$$

Tot din (5.21) și (5.30), reducând $I_{L_1,med}$, se poate obține ecuația de legătură dintre I_{V_1} și $I_{out,med}$:

$$I_{V_1} = \frac{D_1}{2-D_1} \cdot I_{out,med} + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1-D_2)}{2-D_1} \cdot V_1 + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1-D_2)}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (1-D_2) \cdot V_0. \quad (5.33)$$

Legătura dintre curentul mediu prin inductivitatea L_2 și curentul mediu la ieșire, precum și cea dintre $I_{L_2,med}$ și $I_{L_1,med}$ se pot determina din Fig. 5.12.

În intervalul c , în care cele două tranzistoare sunt blocate, curentul prin condensatorul C_1 este egal cu i_{L_2} , deci valoarea medie a curentului i_{C_1} pe acest interval, $I_{C_1,c}$, este egală cu valoarea medie a curentului prin L_2 pe intervalul c , $I_{L_2,c}$. Deoarece curentul i_{L_2} are doar două pante, valoarea $I_{L_2,c}$ este egală cu media curentului prin inductivitate, deci:

$$I_{C_1,c} = I_{L_2,c} = I_{L_2,med}. \quad (5.34)$$

Pe de altă parte, întotdeauna în regim stabilizat $I_{C_1,c}$ are o valoare care verifică egalitatea ariilor suprafețelor A și B din Fig. 5.12, deoarece integrala în funcție de timp pe o perioadă de comutație a curentului printr-un condensator este zero. Dacă $I_{C_1,ab}$ este valoarea medie a curentului prin C_1 pe intervalul format prin concatenarea secțiunilor a și b , atunci:

$$I_{C_1,ab} = -I_{C_1,c} \cdot \frac{1-D_2}{D_2} = -I_{L_2,med} \cdot \frac{1-D_2}{D_2}. \quad (5.35)$$

În intervalele a și b , așa cum se poate observa din Fig. 5.4 și Fig. 5.5, condensatoarele C_1 și C_2 sunt în paralel și injectează curent în nodul la care sunt conectate L_2 și T_2 , deci se poate scrie:

$$i_{T_2} = i_{L_2} - 2 \cdot i_{C_1}, \quad (5.36)$$

pentru că în aceste intervale curenții prin C_1 și C_2 au semn negativ și sunt egali.

Trecând la valori medii în ecuația (5.36), aceasta devine:

$$I_{T_2,ab} = I_{L_2,ab} - 2 \cdot I_{C_1,ab} = I_{L_2,med} + 2 \cdot I_{L_2,med} \cdot \frac{1-D_2}{D_2} = I_{L_2,med} \cdot \frac{2-D_2}{D_2}. \quad (5.37)$$

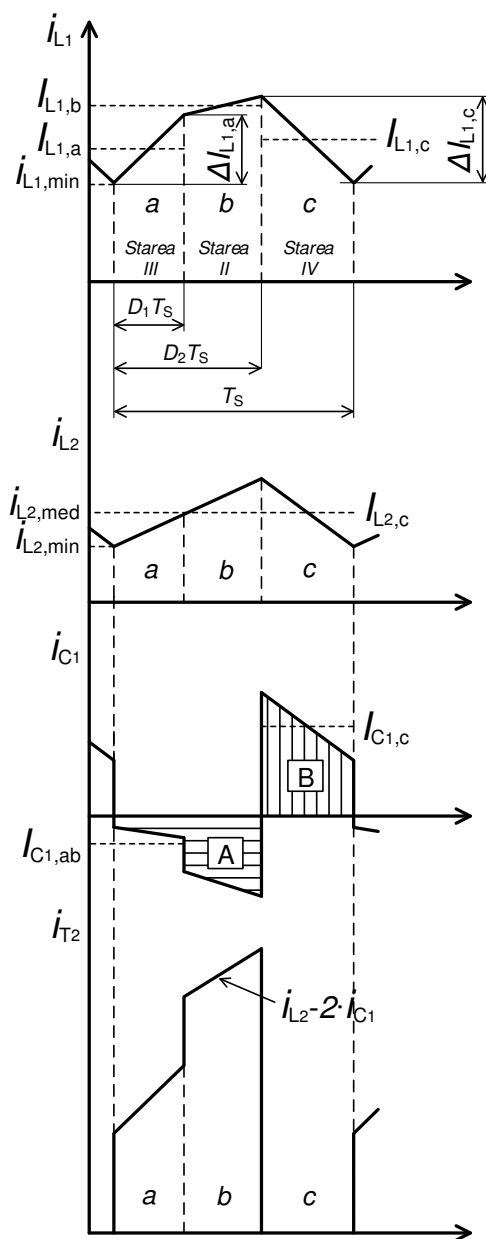


Fig. 5.12 Forme de undă ale curenților din convertor, necesare pentru determinarea relației de legătură între I_{L_2} și I_{out} .

Curentul prin T_2 este egal cu cel de ieșire, atât în intervalul a cât și în b . În a , i_{T_2} trece prin inductivitățile L_1 și L_3 conectate în serie și apoi prin nodul de la ieșirea convertorului, iar în b , prin L_1 și L_3 în paralel. Dacă $I_{out,ab}$ este valoarea medie a curentului de ieșire pe intervalul format din a și b , ecuația (5.37) se transformă într-o relație între i_{out} și i_{L_2} :

$$I_{out,ab} = I_{T_2,ab} = I_{L_2,med} \cdot \frac{2 - D_2}{D_2}. \quad (5.38)$$

Pentru a ajunge la legătura între $I_{L_1,med}$ și $I_{L_2,med}$, trebuie exprimat $I_{out,ab}$ în funcție de $I_{L_1,med}$ și înlocuit în (5.38). Valoarea $I_{out,ab}$ este obținută însumând contribuțiile $I_{out,a}$ și $I_{out,b}$:

$$I_{out,ab} = I_{out,a} \cdot \frac{D_1}{D_2} + I_{out,b} \cdot \frac{D_2 - D_1}{D_2}. \quad (5.39)$$

Înlocuind expresiile $I_{out,a}$ și $I_{out,b}$ din (5.22) și (5.23) în (5.39), se obține după simplificări:

$$\begin{aligned} I_{out,ab} = I_{L_1,min} \cdot \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{D_2} - \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2}{D_2} \cdot T_s + \\ + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot T_s + \frac{V_0}{L_1} \cdot \frac{(1 - D_2) \cdot (D_2 - D_1)}{D_2} \cdot T_s. \end{aligned} \quad (5.40)$$

Dacă în (5.40) se folosește ecuația de legătură dintre $I_{L_1,min}$ și $I_{L_1,med}$ (5.18), se obține:

$$\begin{aligned} I_{out,ab} = I_{L_1,med} \cdot \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{D_2} + \\ + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} + V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1)}{D_2} \cdot T_s + \\ - \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2)}{D_2} \cdot T_s. \end{aligned} \quad (5.41)$$

Din (5.38) și (5.41) rezultă:

$$\begin{aligned}
 I_{L_2,med} = & I_{L_1,med} \cdot \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{2 - D_2} + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1)}{2 - D_2} \cdot V_1 + \\
 & + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1)}{(2 - D_2)^2} \cdot V_2 + \\
 & + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1 - 2)}{2 - D_2} \cdot V_0.
 \end{aligned} \tag{5.42}$$

Prin înlocuirea $I_{L_1,med}$ cu (5.31) în (5.42) se deduce legătura dintre $I_{L_2,med}$ și $I_{out,med}$:

$$\begin{aligned}
 I_{L_2,med} = & I_{out,med} \cdot \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} + \\
 & + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1)}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot V_1 + \\
 & + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot (2D_2 - D_1)}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)^2} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2)}{2 - D_2} \cdot V_0.
 \end{aligned} \tag{5.43}$$

Ecuatiile (5.21), (5.29) - (5.33), (5.42) și (5.43) se pot utiliza pentru evaluarea curenților la funcționare în stare stabilizată în regim de curent neîntrerupt, proiectarea convertorului și analiza de stabilitate.

5.2.1.3 Relațiile între curenți în cazul $D_1 > D_2$

Formele de undă ale i_{L_1} și i_{T_1} pentru convertorul în regim stabilizat, în cazul semnalelor de comandă sincronizate pe frontul crescător pozitiv cu $D_1 > D_2$, sunt prezentate în Fig. 5.13.

Dacă se exprimă valoarea medie a curentului prin inductivitate în funcție de valorile medii în intervalele a , b și c , $I_{L_1,a}$, $I_{L_1,b}$ și $I_{L_1,c}$, la fel ca în cazul $D_1 < D_2$, se obține:

$$\begin{aligned}
I_{L_1,med} &= I_{L_1,a} \cdot D_2 + I_{L_1,b} \cdot (D_1 - D_2) + I_{L_1,c} \cdot (1 - D_1) = \\
&= I_{L_1,min} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_2^2 \cdot T_s + \\
&+ \left[\frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot T_s \right] \cdot (D_1 - D_2) + \\
&+ \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1)^2 \cdot T_s.
\end{aligned} \tag{5.44}$$

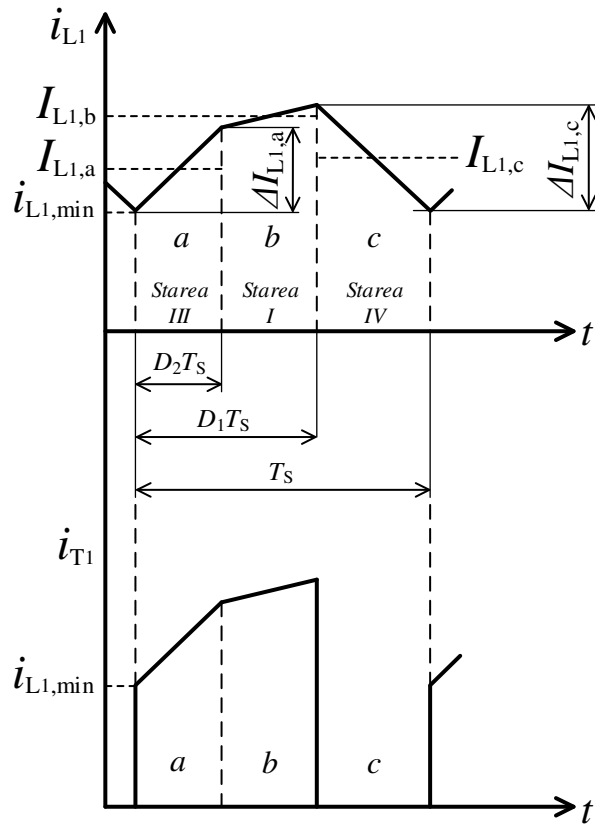


Fig. 5.13 Formele de undă ale curenților prin inductivitatea L_1 și tranzistorul T_1 , pe intervalul unei perioade de comutație T_s , în cazul $D_1 > D_2$.

După simplificări, ecuația (5.44) devine:

$$I_{L_1,med} = I_{L_1,min} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2-D_2} - V_0\right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1-D_1) \cdot (1-D_2) \cdot T_s. \quad (5.45)$$

De remarcat că ecuația (5.45) este identică cu (5.18), ceea ce înseamnă că relația de legătură între $I_{L_1,med}$ și $I_{L_1,min}$ este aceeași pentru orice pereche (D_1, D_2) indiferent de relația între cei doi factori de umplere.

Pentru determinarea expresiei valorii medii a curentului prin tranzistorul T_1 , în funcție de $I_{L_1,med}$, se pornește de la următoarea egalitate, care se observă în Fig. 5.13:

$$\begin{aligned} I_{T_1,med} &= I_{V_1} = I_{L_1,med} - I_{L_1,c} \cdot (1-D_1) = \\ &= I_{L_1,med} - I_{L_1,min} \cdot (1-D_1) - \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1-D_1)^2 \cdot T_s. \end{aligned} \quad (5.46)$$

Din (5.46), ținând cont de (5.45), se obține:

$$\begin{aligned} I_{V_1} &= I_{T_1,med} = I_{L_1,med} \cdot D_1 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1) \cdot V_1 + \\ &+ \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1)}{(2-D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot (1-D_1) \cdot (2-D_1) \cdot V_0. \end{aligned} \quad (5.47)$$

Curentul de ieșire I_{out} este egal cu I_{L_1} în intervalele a și b și de două ori mai mare decât I_{L_1} în intervalul c , așa cum arată Fig. 5.14. Ținând cont de acest aspect, valoarea medie a curentului I_{out} se calculează astfel:

$$\begin{aligned} I_{out,med} &= I_{out,a} \cdot D_2 + I_{out,a} \cdot (D_1 - D_2) + I_{out,c} \cdot (1-D_1) = \\ &= I_{L_1,a} \cdot D_2 + I_{L_1,b} \cdot (D_1 - D_2) + 2 \cdot I_{L_1,c} \cdot (1-D_1). \end{aligned} \quad (5.48)$$

După înlocuirea valorilor medii ale curentului I_{L_1} pe intervalele a , b și c cu expresiile lor analitice și simplificări, ecuația (5.48) devine:

$$\begin{aligned}
I_{out,med} = & I_{L1,med} \cdot (2 - D_1) - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot (1 - D_1) \cdot V_1 - \\
& - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1 - D_1)}{(2 - D_2)} \cdot V_2 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot (1 - D_1) \cdot (2 - D_1) \cdot V_0.
\end{aligned} \tag{5.49}$$

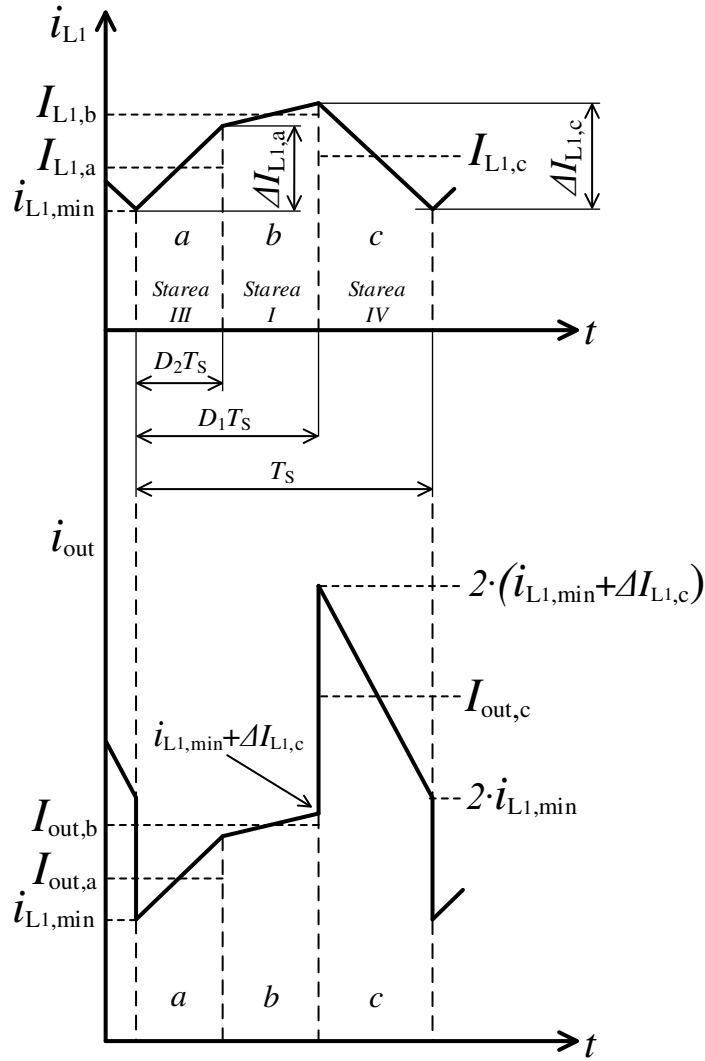


Fig. 5.14 Formele de undă ale curentului prin inductivitatea L_1 și curentului de ieșire I_{out} în cazul $D_1 > D_2$.

Ecuția (5.49) poate fi scrisă sub forma:

$$I_{L_1,med} = \frac{I_{out,med}}{2-D_1} + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1)}{2-D_1} \cdot V_1 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1)}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot (1-D_1) \cdot V_0. \quad (5.50)$$

Dacă se însumează ecuațiile (5.46) și (5.48) se obține aceeași relație de legătură între valorile I_{V_1} , $I_{L_1,med}$ și $I_{out,med}$ ca în cazul $D_1 < D_2$:

$$I_{V_1} + I_{out,med} = 2 \cdot I_{L_1,med}. \quad (5.51)$$

Înlocuind în (5.51) $I_{L_1,med}$ cu expresia (5.50), se obține expresia de calcul a curentului I_{V_1} în funcție de $I_{out,med}$:

$$I_{V_1} = \frac{D_1}{2-D_1} \cdot I_{out,med} + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1)}{2-D_1} \cdot V_1 + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot D_2 \cdot (1-D_1)}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot (1-D_1) \cdot V_0. \quad (5.52)$$

Determinarea ecuației care exprimă legătura între valoarea medie a curentului prin inductivitatea L_2 , $I_{L_2,med}$, și $I_{L_1,med}$ se poate face pornind de la formele de undă prezentate în Fig. 5.15.

În intervalul a , tranzistorul T_2 este în conducție și curentul care trece prin el satisface relația:

$$i_{T_2} = i_{L_2} - 2 \cdot i_{C_1}, \quad (5.53)$$

cele două condensatoare fiind conectate în paralel.

Scrisă în valori medii, ecuația (5.53) devine:

$$I_{T_2,a} = I_{L_2,a} - 2 \cdot I_{C_1,a}. \quad (5.54)$$

Pe de altă parte, în regim stabilizat de funcționare, valoarea medie a curentului prin condensatorul C_1 pe intervalul a , $I_{C_1,a}$, este legată de $I_{C_1,bc}$, valoarea medie pe intervalul obținut prin concatenarea secțiunilor b și c , prin expresia:

$$I_{C_1,a} = -I_{C_1,bc} \cdot \frac{1-D_2}{D_2}, \quad (5.55)$$

care reprezintă egalitatea ariilor suprafețelor A și B .

Când tranzistorul T_2 este blocat curentul prin L_2 este egal cu i_{C_1} , condensatoarele C_1 și C_2 fiind conectate în serie, deci în valori medii este valabilă egalitatea:

$$I_{L_2,bc} = I_{C_1,bc}. \quad (5.56)$$

Din (5.54) – (5.56), ținând cont că:

$$I_{L_2,a} = I_{L_2,bc} = I_{L_2,med}, \quad (5.57)$$

se obține relația:

$$I_{L_2,med} \cdot \frac{2 - D_2}{D_2} = I_{T_2,a}. \quad (5.58)$$

Ecuția (5.58) face legătura între $I_{L_2,med}$ și curentul I_{L_1} , deoarece în intervalul a valoarea instantanee a curentului prin T_1 este egală cu cea a i_{L_1} și cu cea a curentului i_{out} , așa încât pentru valori medii se poate scrie:

$$I_{T_2,a} = I_{L_1,a} = I_{out,a}. \quad (5.59)$$

Expresia lui $I_{L_1,a}$ în funcție de $I_{L_1,med}$, obținută din (5.44) și (5.45), este:

$$I_{L_1,a} = I_{L_1,med} + \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot D_2 \cdot T_s - \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s. \quad (5.60)$$

Din (5.58) – (5.60) rezultă:

$$I_{L_2,med} = I_{L_1,med} \cdot \frac{D_2}{2 - D_1} + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_2^2 \cdot (1 - D_1)}{2 - D_2} \cdot V_1 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_2^2 \cdot (1 - D_1)}{(2 - D_2)^2} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_2 \cdot (1 - D_1) \cdot V_0. \quad (5.61)$$

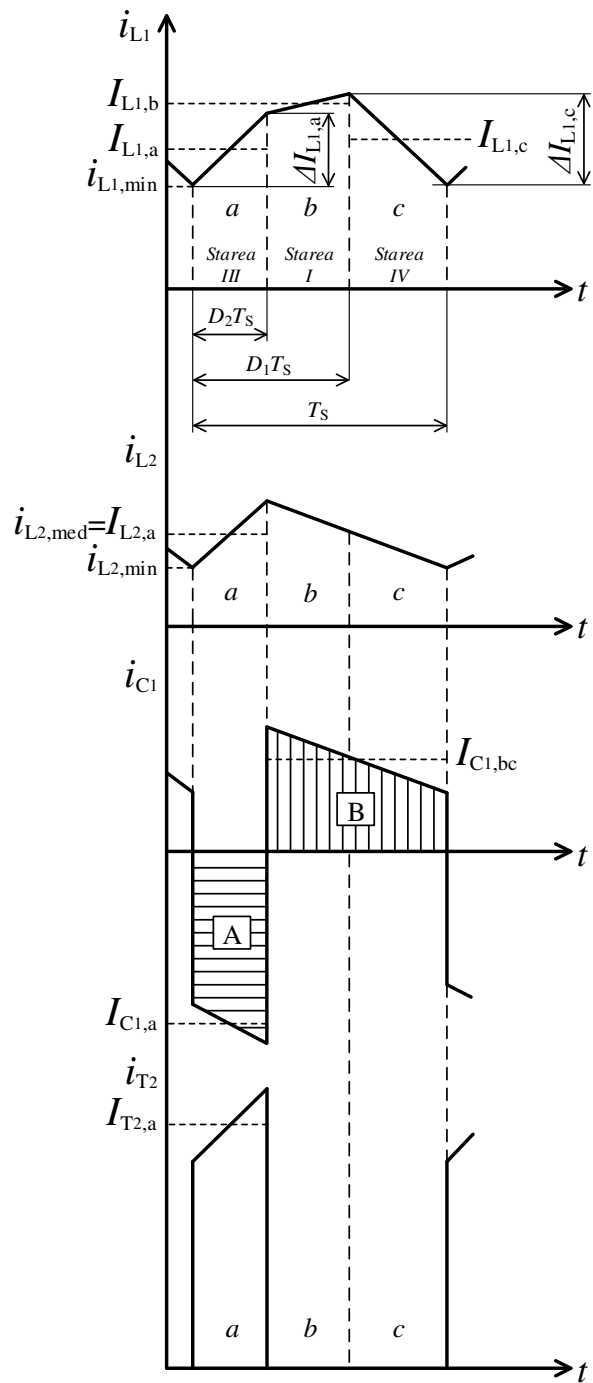


Fig. 5.15 Formele de undă ale curenților prin inductivitățile L_1 , și L_2 , prin condensatorul C_1 și prin tranzistorul T_2 , în cazul $D_1 > D_2$.

Dacă în (5.61) se înlocuiește $I_{L_1,med}$ cu (5.50), se obține relația de legătură între $I_{L_2,med}$ și $I_{out,med}$:

$$I_{L_2,med} = I_{out,med} \cdot \frac{D_2}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)} + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_2^2 \cdot (1-D_1)}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)} \cdot V_1 + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_2^2 \cdot (1-D_1)}{(2-D_1) \cdot (2-D_2)^2} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_2 \cdot (1-D_1)}{2-D_2} \cdot V_0. \quad (5.62)$$

5.2.2 Funcționarea stabilizată la limita regimului de curent neîntrerupt

Dacă în timpul funcționării în regim stabilizat, curentul prin inductivitatea L_1 este zero într-un singur punct în fiecare perioadă, convertorul este la limita regimului de curent neîntrerupt. Fig. 5.16 prezintă această situație pentru cazul $D_1 < D_2$. Orice micșorare a curentului de sarcină va determina trecerea în regimul de curent întrerupt, care este caracterizat de existența în perioada de comutație a unui interval de timp în care curentul i_{L_1} este nul.

În general, regimul la limită este studiat pentru a determina valoarea medie a curentului prin inductivitate pentru care convertorul operează încă în regim de curent neîntrerupt. Aceasta se numește valoare medie limită a curentului. Pentru Fig. 5.16 se poate scrie:

$$\begin{aligned} I_{L_1,med,lim1} &= I_{L_1,a} \cdot D_1 + I_{L_1,b} \cdot (D_2 - D_1) + I_{L_1,c} \cdot (1 - D_2) = \\ &= \frac{\Delta I_{L_1,a}}{2} \cdot D_1 + \frac{\Delta I_{L_1,a} + \Delta I_{L_1,c}}{2} \cdot (D_2 - D_1) + \frac{\Delta I_{L_1,c}}{2} \cdot (1 - D_2). \end{aligned} \quad (5.63)$$

După înlocuirea variațiilor curenților, $\Delta I_{L_1,a}$ și $\Delta I_{L_1,c}$, cu expresiile din (5.8) și (5.9) și simplificare, ecuația (5.63) devine:

$$I_{L_1,med,lim1} = \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2-D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s + \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1-D_1) \cdot (1-D_2) \cdot T_s. \quad (5.64)$$

Ecuația (5.64) este identică cu (5.18), care reprezintă legătura generală între $I_{L_1,med}$ și $I_{L_1,min}$, dacă în aceasta din urmă se elimină $I_{L_1,min}$, valoarea minimă fiind egală cu zero în regimul la limită.

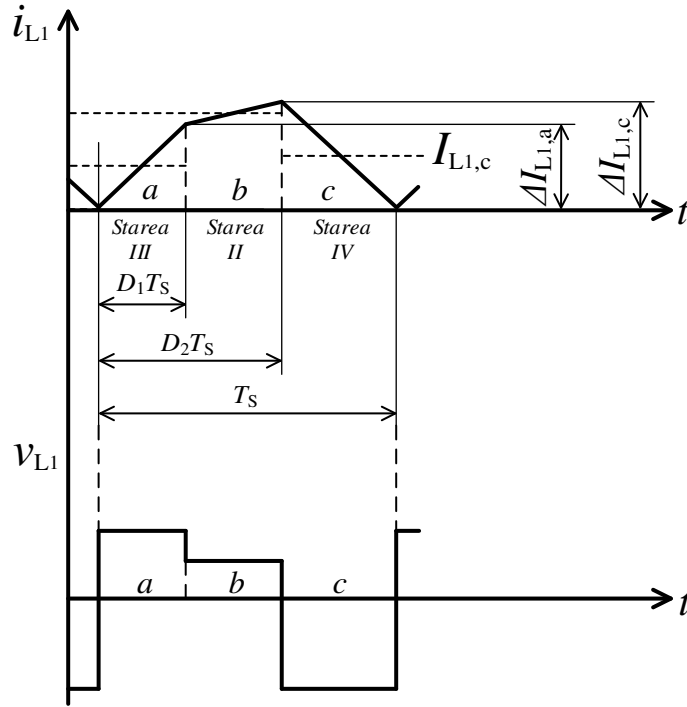


Fig. 5.16 Funcționarea stabilizată la limita regimului de curent neîntrerupt, cu $D_1 < D_2$.

Pentru funcționarea în regim stabilizat cu $D_1 > D_2$, la limita de trecere în curent întrerupt, forma de undă a curentului prin inductivitatea L_1 este prezentată în Fig. 5.17, împreună cu tensiunea pe inductivitate și cu semnalele de comandă.

Valoarea medie a curentului în această situație se calculează astfel:

$$\begin{aligned}
 I_{L_1,med,lim\ 2} &= I_{L_1,a} \cdot D_2 + I_{L_1,b} \cdot (D_1 - D_2) + I_{L_1,c} \cdot (1 - D_1) = \\
 &= \frac{\Delta I_{L_1,a}}{2} \cdot D_2 + \frac{\Delta I_{L_1,a} + \Delta I_{L_1,c}}{2} \cdot (D_1 - D_2) + \frac{\Delta I_{L_1,c}}{2} \cdot (1 - D_1).
 \end{aligned} \quad (5.65)$$

După înlocuirea în (5.65) a $\Delta I_{L_1,a}$ și $\Delta I_{L_1,c}$ cu expresiile din (5.8) și (5.9), la finalul simplificărilor se obține pentru calculul $I_{L_1,med,lim}$ aceeași formulă ca în cazul $D_1 > D_2$:

$$\begin{aligned}
 I_{L_1,med,lim\ 2} &= I_{L_1,med,lim\ 1} = \frac{\left(V_1 + \frac{V_2}{2 - D_2} - V_0 \right)}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot D_2 \cdot T_s + \\
 &+ \frac{V_0}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s.
 \end{aligned} \quad (5.66)$$

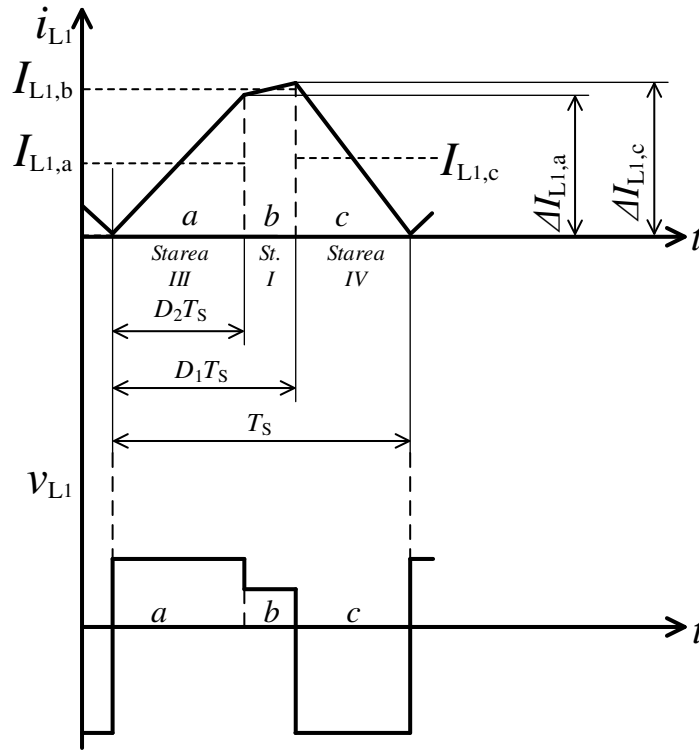


Fig. 5.17 Funcționarea în stare stabilizată la limita de curentului neîntrerupt, cu $D_1 > D_2$.

De fapt, se poate observa din (5.66) că schimbând între ei cei doi factori de umplere (în afară de termenul $V_2/(2-D_2)$, care reprezintă tensiunea pe condensatorul C_1 , pentru orice valori ale D_1 și D_2), obținem aceeași ecuație.

Chiar dacă (5.66) este valabilă pentru $I_{L_1,med,lim}$ în ambele cazuri ($D_1 < D_2$ și $D_1 > D_2$), ea trebuie tratată diferit, deoarece relațiile între V_0 și cele două tensiuni de intrare nu sunt identice.

La regimul limită, de interes special este determinarea maximului curentului limită $I_{L_1,med,lim}$, în funcție de valorile factorilor de umplere. Pentru aceasta se consideră valorile tensiunilor de intrare constante și se înlocuiește V_0 în (5.66) cu expresia din (5.4), dacă $D_1 < D_2$, sau (5.7) dacă $D_1 > D_2$. În plus, se parametrizează relația între V_1 și V_2 notând raportul dintre cele două tensiuni cu:

$$k = \frac{V_2}{V_1}, \quad (5.67)$$

astfel încât ecuațiile (5.4) și (5.7) devin:

$$V_0 = V_1 \cdot \frac{2 \cdot D_1 - D_1 \cdot D_2 + 2 \cdot k \cdot D_2 - k \cdot D_1}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)}, \quad (D_1 < D_2) \quad (5.68)$$

$$V_0 = V_1 \cdot \frac{2 \cdot D_1 - D_1 \cdot D_2 + k \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)}. \quad (D_1 > D_2) \quad (5.69)$$

Înlocuind V_0 cu (5.68) și folosind (5.67) în (5.64) se obține următoarea ecuație pentru curentul mediu la limită:

$$I_{L_1, med, \lim 1} = \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{-4 \cdot D_1^2 + 4 \cdot D_1 - 2 \cdot D_1 \cdot D_2 + (2 - k) \cdot D_1^2 \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} + \right. \\ \left. + \frac{k \cdot D_1 \cdot D_2^2 - 2 \cdot k \cdot D_2^2 + 2 \cdot k \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \right). \quad (D_1 < D_2) \quad (5.70)$$

Dacă $D_1 > D_2$, din (5.66), (5.67) și (5.69) pentru $I_{L_1, med, \lim 2}$ se obține ecuația:

$$I_{L_1, med, \lim 2} = \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{-4 \cdot D_1^2 + 4 \cdot D_1 - 2 \cdot D_1 \cdot D_2 + (2 - k) \cdot D_1^2 \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} + \right. \\ \left. + \frac{k \cdot D_1 \cdot D_2^2 - 2 \cdot k \cdot D_2^2 + 2 \cdot k \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \right). \quad (D_1 > D_2) \quad (5.71)$$

Valorile factorilor de umplere și parametrul k sunt într-o relație de inegalitate care e necesar a fi respectată de toate soluțiile ecuațiilor (5.70) și (5.71). Există două situații care trebuie tratate separat:

- $0 < k \leq 1$;
- $k > 1$.

Pentru $0 < k \leq 1$, între cele două tensiuni de intrare și cea de ieșire există inegalitatea:

$$V_0 < V_2 \leq V_1, \quad (5.72)$$

care se poate scrie:

$$V_0 < k \cdot V_1 \leq V_1. \quad (5.73)$$

În cazul $D_1 < D_2$, din (5.4) și (5.73) se obține:

$$\frac{D_1}{2 - D_1} + \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot k < k \leq 1. \quad (D_1 < D_2) \quad (5.74)$$

În cazul $D_1 > D_2$, din (5.7) și (5.73) se obține:

$$\frac{D_1}{2 - D_1} + \frac{D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot k < k \leq 1. \quad (D_1 > D_2) \quad (5.75)$$

Pentru $k > 1$, relația dintre tensiuni este:

$$V_0 < V_1 < V_2, \quad (5.76)$$

deci:

$$V_0 < V_1 < k \cdot V_1. \quad (5.77)$$

În cazul $D_1 < D_2$, din (5.4) și (5.77) se obține:

$$\frac{D_1}{2 - D_1} + \frac{2 \cdot D_2 - D_1}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot k < 1 < k. \quad (D_1 < D_2) \quad (5.78)$$

În cazul $D_1 > D_2$, din (5.7) și (5.77) se obține:

$$\frac{D_1}{2 - D_1} + \frac{D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} \cdot k < 1 < k. \quad (D_1 > D_2) \quad (5.79)$$

Perechile (D_1, D_2) care nu verifică inegalitățile (5.74) și (5.75) pentru $0 < k < 1$, respectiv (5.78) și (5.79) pentru $k > 1$, au fost excluse din analiză.

Pentru determinarea valorii maxime a curentului mediu la limită este convenabilă utilizarea valorilor "per unit" (*p.u.*). Vom considera curentul de bază dat de ecuația:

$$I_{L_1, med, lim, bază} = \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot L_1} = 1_{pu}, \quad (5.80)$$

în care T_s și L_1 sunt constante în timpul funcționării iar tensiunea V_1 se poate modifica, dar calculul $I_{L_1, med, lim, bază}$ se face pentru maximul admisibil al tensiunii de intrare V_1 . Acesta este cazul cel mai dezavantajos deoarece este asociat cu cea mai mare valoare a curentului mediu prin inductivitate, necesară pentru menținerea funcționării în regim de curent neîntrerupt.

Cu (5.80), expresiile curentului mediu la limită în *p.u.* devin:

$$I_{L_1, med, lim, pu} = \frac{-4 \cdot D_1^2 + 4 \cdot D_1 - 2 \cdot D_1 \cdot D_2 + (2 - k) \cdot D_1^2 \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} + \frac{k \cdot D_1 \cdot D_2^2 - 2 \cdot k \cdot D_2^2 + 2 \cdot k \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)}, \quad (D_1 < D_2) \quad (5.81)$$

și:

$$I_{L_1,med,lim,pu} = \frac{-4 \cdot D_1^2 + 4 \cdot D_1 - 2 \cdot D_1 \cdot D_2 + (2 - k) \cdot D_1^2 \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)} + \frac{k \cdot D_1 \cdot D_2^2 - 2 \cdot k \cdot D_2^2 + 2 \cdot k \cdot D_2}{(2 - D_1) \cdot (2 - D_2)}, \quad (D_1 > D_2) \quad (5.82)$$

Dacă se determină $I_{L_1,med,lim,pu}$ pentru un set de valori ale parametrului k , expresiile din (5.81) și (5.82) sunt funcții neliniare de două variabile (D_1 și D_2), care nu pot fi abordate analitic, ci doar numeric. Pentru reprezentarea grafică a celor două funcții și pentru calculul valorilor maxime ale $I_{L_1,med,lim,pu}$, la diferite valori ale k , s-a folosit pachetul software *Mathematica*.

Fig. 5.18 și Fig. 5.19 prezintă graficele 3D ale $I_{L_1,med,lim,pu}$ pentru $k = 0,5$ și $k = 3$. Se observă în ambele cazuri că suprafața tridimensională este alcătuită din două părți unite de curba care se obține pentru toate perechile (D_1, D_2) , care satisfac condiția $D_1 = D_2$. Pentru una din cele două suprafețe este valabilă relația (5.81), pentru cealaltă relația (5.82).

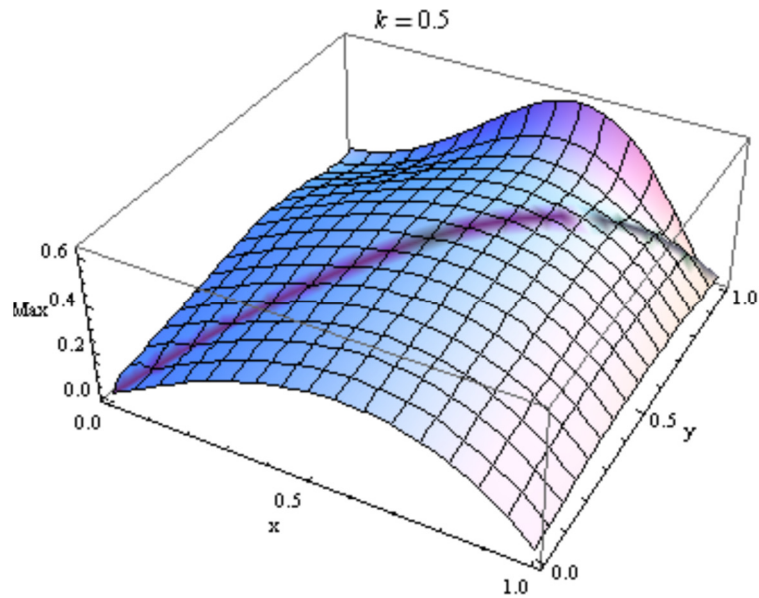


Fig. 5.18 Graficul 3D al $I_{L_1,med,lim,pu}$ pentru $k = 0,5$; $x = D_1$, $y = D_2$.

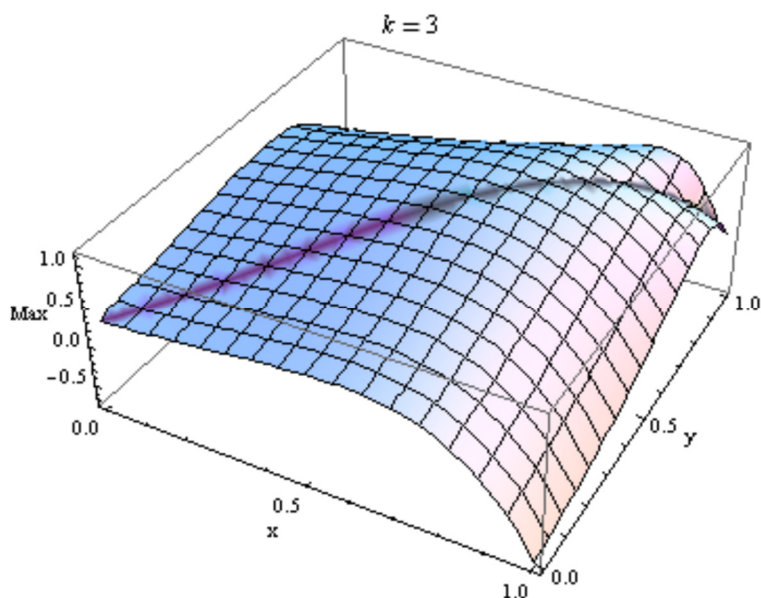


Fig. 5.19 Graficul 3D al $I_{L_1, med, lim, pu}$ pentru $k = 3$; $x = D_1$, $y = D_2$.

Pentru fiecare suprafață tridimensională care se obține la o valoare constantă a parametrului k , așa cum sunt cele prezentate în Fig. 5.18 și Fig. 5.19, există o valoare maximă unică care poate fi determinată prin metode numerice în *Mathematica*. Tabelul 5.2 prezintă valorile maxime ale $I_{L_1, med, lim, pu}$ în funcție de k , împreună cu factorii de umplere care corespund acestora.

Din analiza datelor listate în tabel se poate trage concluzia că regimul la limită este mai dezavantajos pentru $k > 1$ ($V_2 > V_1$) și cu cât raportul între tensiuni este mai mare, cu atât valoarea minimă a curentului prin inductivitate, necesară pentru a fi asigurată funcționarea în regim de curent neîntrerupt, este mai mare.

Dacă valoarea inductivității L_1 este specificată, atunci valoarea maximă reală a curentului mediu prin aceasta se calculează cu ajutorul $I_{L_1, med, lim, pu, max}$, astfel:

$$I_{L_1, med, lim, max} = \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot L_1} \cdot I_{L_1, med, lim, pu, max} \quad (5.83)$$

Pentru a se asigura menținerea convertorului în regim de curent neîntrerupt în orice situație, valoarea $I_{L_1, med, lim, max}$ din (5.83) trebuie să fie mai mică decât $I_{out, med, min}$,

valoarea minimă a curentului mediu la ieșire care poate să apară în timpul funcționării.

Tabelul 5.2 Valorile maxime ale $I_{L_1,med,lim,pu}$ pentru un set de valori ale parametrului k .

k	$D_{1,max}$	$D_{2,max}$	$I_{L_1,med,lim,pu,max}$
0,1	0,16	0,374	0,164
0,2	0,283	0,457	0,284
0,3	0,38	0,521	0,363
0,4	0,457	0,571	0,42
0,5	0,52	0,61	0,461
0,7	0,585	0,647	0,491
0,9	0,585	0,647	0,516
1	0,585	0,712	0,541
2	0,534	0,635	0,566
3	0,459	0,529	0,597
4	0,405	0,458	0,837
5	0,364	0,405	1,219
6	0,331	0,364	1,292

În aceste condiții, valoarea $I_{out,med,min}$ poate fi obținută din ecuația (5.30), în care se înlocuiește $I_{L_1,med}$ cu $I_{L_1,med,lim,max}$, calculat cu (5.83), în cazul cel mai defavorabil din punct de vedere al menținerii regimului de curent neîntrerupt.

Pe de altă parte, dacă valoarea minimă a curentului de ieșire este specificată, inductivitatea L_1 necesară pentru a asigura funcționarea în regim de curent neîntrerupt pentru tot domeniul de variație a curentului de ieșire, se obține după înlocuirea $I_{L_1,med}$ în ecuația (5.30), cu expresia de calcul a $I_{L_1,med,lim,max}$ din (5.83).

Rezultă următoarea relație de calcul pentru L_1 :

$$L_1 = \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot I_{out,med,min}} \cdot I_{L_1,med,lim,pu,max} \cdot (2 - D_1) - \frac{T_s \cdot V_1}{4 \cdot I_{out,med,min}} \cdot D_1^2 \cdot (1 - D_2) - \frac{T_s \cdot V_2}{4 \cdot I_{out,med,min}} \cdot \frac{D_1^2 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_2)} + \frac{T_s \cdot V_0}{4 \cdot I_{out,med,min}} \cdot D_1 \cdot (2 - D_1) \cdot (1 - D_2) \quad (5.84)$$

5.3 Analiza de stabilitate

Fig. 5.20 prezintă schema electrică a convertorului cu două intrări, adaptată pentru analiza de stabilitate. Inductivitățile și condensatoarele au în serie rezistențe parazite care pot influența caracteristicile de frecvență. Analiza de stabilitate a fost abordată având în vedere aspectele specifice ale aplicației descrise la începutul capitolului, prezentată în Fig. 5.2, legate de utilizarea convertorului într-un sistem de conversie a energiei, în care V_1 și V_2 sunt tensiunile obținute de la surse regenerabile.

În acest caz, curentul de ieșire I_0 este dictat de necesarul de putere la ieșire, prin sistemul de management al conversiei. Modificarea acestui curent se face prin prescrierea curenților prin cele două surse de intrare. Deci, sistemul de management determină combinația instantanee a curenților de intrare, prin care se obține I_0 .

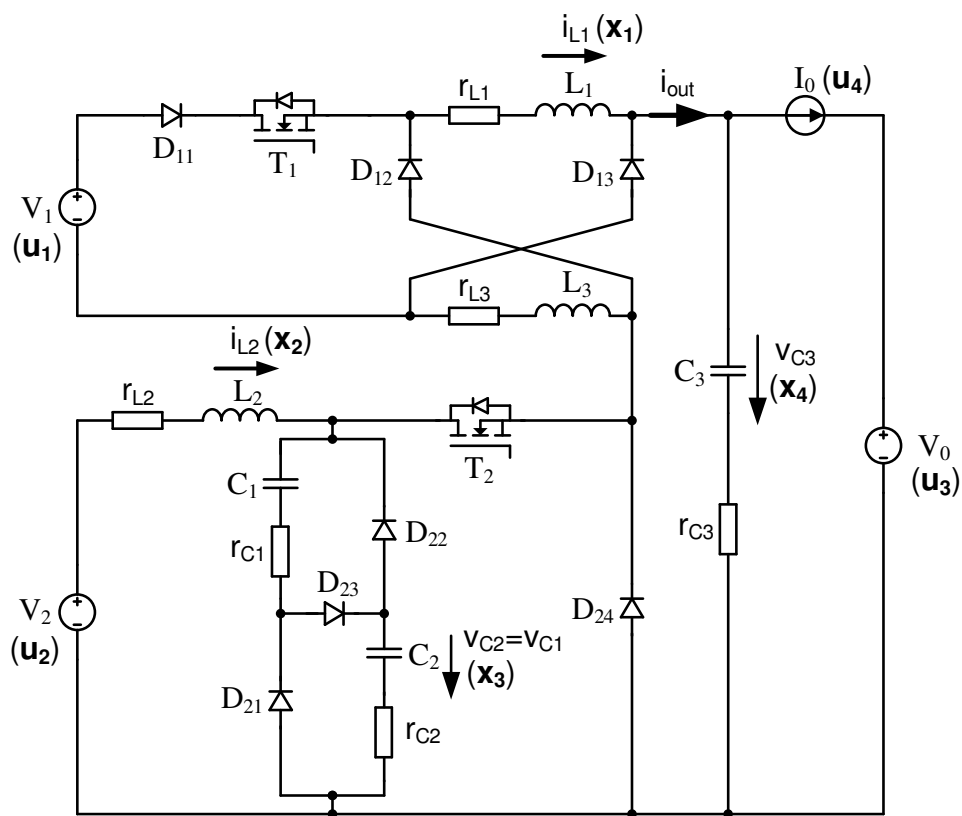


Fig. 5.20 Schema convertorului H2I, cu elemente parazite de circuit, adaptată pentru analiza de stabilitate, cu notațiile pentru mărimile de intrare și de stare.

Dacă una dintre sursele regenerabile funcționează în punctul de putere maximă, curentul prin cealaltă sursă este reglat pentru a realiza I_0 la ieșire. Deoarece curentul I_0 este impus convertorului din considerente de gestionare a energiei (sau a circulației de putere), în analiza de stabilitate el este considerat mărime de intrare.

Următoarele ipoteze simplificatoare sunt luate în considerare în această analiză teoretică:

- Toate dispozitivele semiconductoare care funcționează în comutație (diode și tranzistoare) sunt ideale;
- Sursele de tensiune V_1 , V_2 și V_0 sunt considerate constante în timpul unei perioade de comutație; desigur, se poate face o analiză de stabilitate pentru orice valori ale celor trei tensiuni, care sunt în domeniul admisibil de variație;
- Inductivitățile L_1 și L_3 sunt identice (valorile inductivităților, respectiv ale rezistențelor parazite serie sunt egale: $L_1 = L_3$, $r_{L1} = r_{L3}$);
- Condensatoarele C_1 și C_2 sunt identice (valorile capacităților, respectiv ale rezistențelor echivalente serie sunt egale: $C_1 = C_2$, $r_{C1} = r_{C2}$);
- Condensatorul C_3 are rezistența echivalentă serie r_{C3} , diferită de zero;
- Sursa de curent ideală I_0 , introdusă în circuit pentru determinarea stabilității, are tensiune zero la borne.

Variabilele de stare sunt definite în modul următor:

- x_1 , curentul prin inductivitatea L_1 ;
- x_2 , curentul prin inductivitatea L_2 , care este și variabilă de control deoarece curentul mediu prin sursa V_2 este egal cu valoarea medie a i_{L_2} ;
- x_3 , tensiunea pe condensatorul C_1 ;
- x_4 , tensiunea pe condensatorul C_3 .

Vectorul de intrare conține tot patru elemente:

- u_1 , tensiunea de intrare V_1 ;
- u_2 , tensiunea de intrare V_2 ;
- u_3 , tensiunea de ieșire V_0 ;
- u_4 , curentul de ieșire I_0 .

Pentru analiza de stabilitate a fost utilizată metoda analitică de mediere a stărilor (SSA – „state-space averaging”).

5.3.1 Analiza de stabilitate la funcționare în regim de curent neîntrerupt, prin medierea matematică a stărilor

5.3.1.1 Cazul $D_1 < D_2$

Se consideră funcționarea convertorului stabilizată, în regim de curent neîntrerupt, cu $D_1 < D_2$, iar semnalele de comandă sunt sincronizate pe frontul pozitiv. În acest caz, într-o perioadă de comutație există trei stări. Conform informațiilor din Tabelul 5.1, la începutul perioadei, pe un interval $D_1 \cdot T_s$, convertorul este în starea III, apoi trece în starea II, care durează $(D_2 - D_1) \cdot T_s$. În ultimul interval, $(1 - D_2) \cdot T_s$, convertorul se află în starea IV. Conform metodei SSA, pentru a determina stabilitatea convertorului trebuie obținut un sistem echivalent, liniar invariabil în timp, ceea ce se realizează prin medierea tuturor stărilor prin care trece convertorul într-o perioadă de comutație.

Schema echivalentă a convertorului în starea III, adaptată pentru analiza de stabilitate, este prezentată în Fig. 5.21.

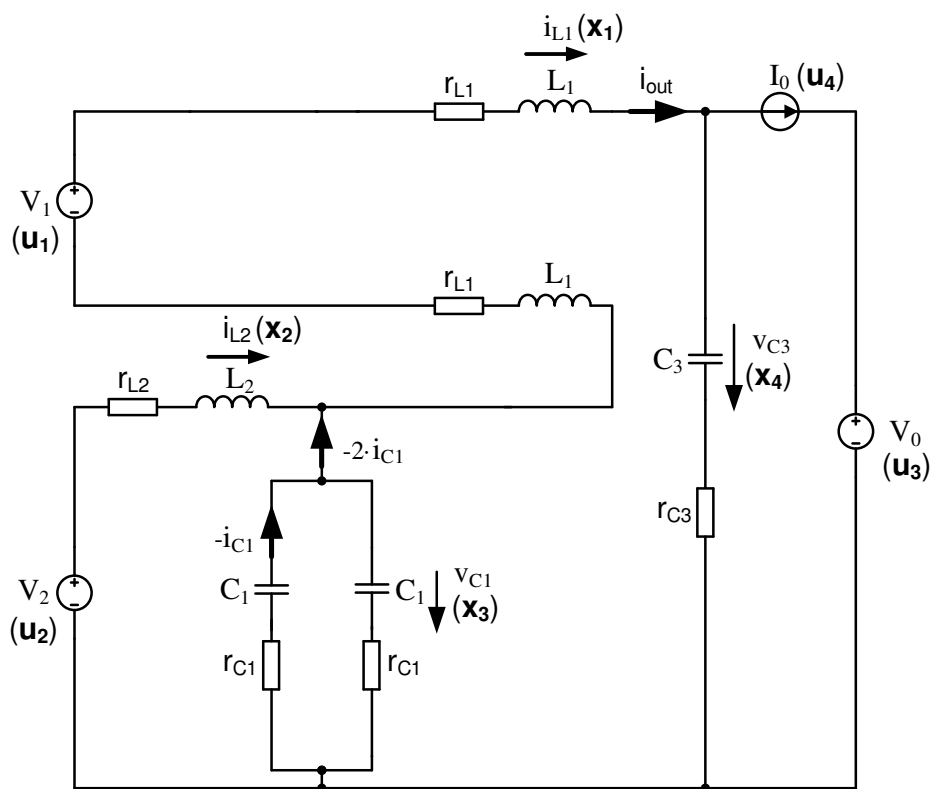


Fig. 5.21 Schema echivalentă a convertorului în starea III (T_1 și T_2 în conducție), pentru analiza de stabilitate.

Sistemul de ecuații diferențiale, care rezultă după aplicarea teoremelor de analiză a circuitelor, este:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\frac{\frac{r_{C_1}}{2} + 2 \cdot r_{L_1}}{2 \cdot L_1} \cdot x_1 + \frac{r_{C_1}}{4 \cdot L_1} \cdot x_2 + \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot x_3 + \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot V_1 - \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot V_0 \\ \dot{x}_2 = \frac{r_{C_1}}{2 \cdot L_2} \cdot x_1 - \frac{\frac{r_{C_1}}{2} + r_{L_2}}{L_2} \cdot x_2 - \frac{1}{L_2} \cdot x_3 + \frac{1}{L_2} \cdot V_2 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{2 \cdot C_1} \cdot x_1 + \frac{1}{2 \cdot C_1} \cdot x_2 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{C_3} \cdot x_1 - \frac{1}{C_3} \cdot I_0 \end{array} \right. \quad (5.85)$$

Ecuațiile de stare ale sistemului, folosind notațiile din Fig. 5.20 și Fig. 5.21, sunt exprimate astfel:

$$\dot{x} = A_{III} \cdot x + B_{III} \cdot u, \text{ unde } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_3} \end{bmatrix} \text{ și } u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_0 \\ I_0 \end{bmatrix}. \quad (5.86)$$

Matricele A_{III} și B_{III} , caracteristice celei de-a treia stări, au formele:

$$A_{III} = \begin{bmatrix} -\frac{\frac{r_{C_1}}{2} + 2 \cdot r_{L_1}}{2 \cdot L_1} & \frac{r_{C_1}}{4 \cdot L_1} & \frac{1}{2 \cdot L_1} & 0 \\ \frac{r_{C_1}}{2 \cdot L_2} & -\frac{\frac{r_{C_1}}{2} + r_{L_2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{1}{2 \cdot C_1} & \frac{1}{2 \cdot C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{III} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \cdot L_1} & 0 & -\frac{1}{2 \cdot L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3} \end{bmatrix}. \quad (5.87)$$

Din punct de vedere al analizei de stabilitate există două ieșiri ale sistemului care descriu dinamica convertorului. O ieșire este curentul prin sursa V_1 , care are valoarea medie egală cu cea a curentului i_{T_1} ; a doua ieșire este curentul prin sursa V_2 , cu

valoarea medie egală cu cea a curentului mediu prin L_2 , care este și variabilă de stare.

Spre deosebire de convertoarele cu o intrare, la acest convertor nu s-a folosit forma matriceală a ecuației de ieșire, $y = C \cdot x + D \cdot u$, deoarece nu există o legătură simplă între cele două ieșiri de control (y), pe de o parte și variabilele de stare și intrări, de cealaltă parte. Relația între curentul mediu prin sursa V_1 (y_1) și curentul mediu prin L_1 , care este variabilă de stare, este deosebit de complexă (5.21) în comparație cu alte convertoare. Prin urmare, se folosesc doar ecuațiile de stare pentru a determina dinamica sistemului și apoi ecuația (5.21), ca punct de plecare în determinarea stabilității buclei de control a curentului I_{V_1} . Pentru curentul I_{V_2} , se ține cont de faptul că acesta este egal cu i_{L_2} , pentru care se obține caracteristica de frecvență din ecuațiile de stare, în urma unor calcule elementare.

Fig. 5.22 prezintă schema echivalentă a convertorului în starea II.

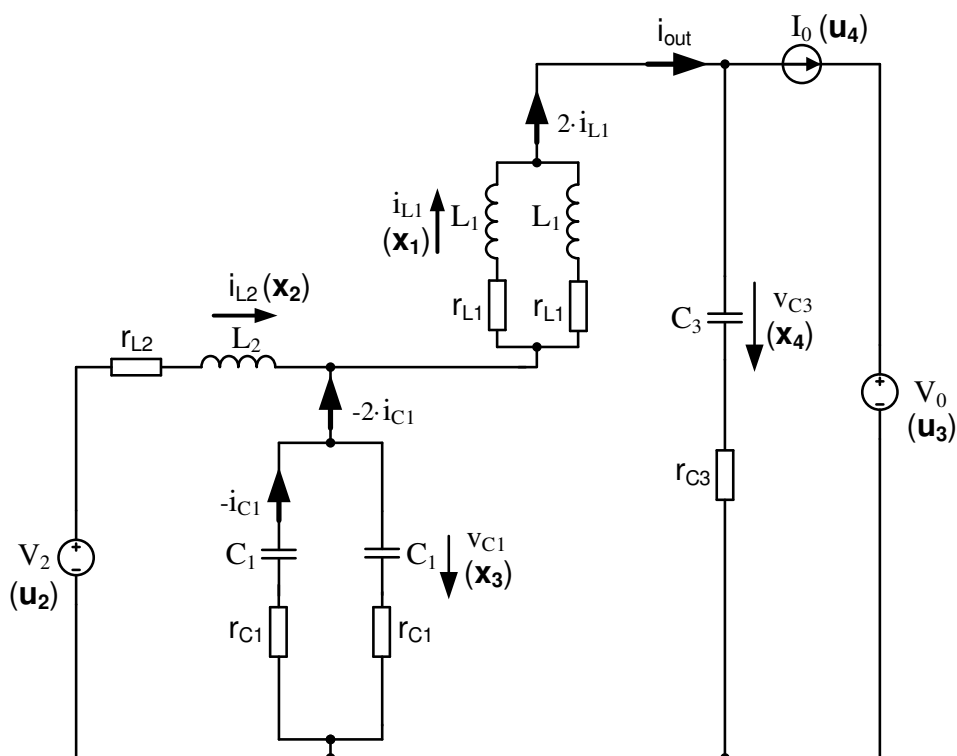


Fig. 5.22 Schema echivalentă a convertorului în starea II (T_1 blocat și T_2 în conducție).

Sistemul de ecuații diferențiale care se obține pentru această stare este:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_{C_1} + r_{L_1}}{L_1} \cdot x_1 + \frac{r_{C_1}}{2 \cdot L_1} \cdot x_2 + \frac{1}{L_1} \cdot x_3 - \frac{1}{L_1} \cdot V_0 \\ \dot{x}_2 = \frac{r_{C_1}}{L_2} \cdot x_1 - \frac{\frac{r_{C_1}}{2} + r_{L_2}}{L_2} \cdot x_2 - \frac{1}{L_2} \cdot x_3 + \frac{1}{L_2} \cdot V_2 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{C_1} \cdot x_1 + \frac{1}{2 \cdot C_1} \cdot x_2 \\ \dot{x}_4 = \frac{2}{C_3} \cdot x_1 - \frac{1}{C_3} \cdot I_0 \end{cases} \quad (5.88)$$

Matricele A și B din ecuația de stare au formele:

$$A_{II} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{C_1} + r_{L_1}}{L_1} & \frac{r_{C_1}}{2 \cdot L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C_1}}{L_2} & -\frac{\frac{r_{C_1}}{2} + r_{L_2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{2 \cdot C_1} & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{II} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \quad (5.89)$$

Starea IV este ilustrată în Fig. 5.23. Sistemul de ecuații diferențiale și matricele A și B pentru această stare sunt prezentate în ecuațiile (5.90)– (5.91).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_{L_1}}{L_1} \cdot x_1 - \frac{1}{L_1} \cdot V_0 \\ \dot{x}_2 = -\frac{2 \cdot r_{C_1} + r_{L_2}}{L_2} \cdot x_2 - \frac{2}{L_2} \cdot x_3 + \frac{1}{L_2} \cdot V_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_1} \cdot x_2 \\ \dot{x}_4 = \frac{2}{C_3} \cdot x_1 - \frac{1}{C_3} \cdot I_0 \end{cases} \quad (5.90)$$

$$A_{IV} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2 \cdot r_{C_1} + r_{L_2}}{L_2} & -\frac{2}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{IV} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3} \end{bmatrix}. \quad (5.91)$$

Conform SSA, pentru a obține funcțiile de transfer de semnal mic necesare în determinarea stabilității, cele trei stări prin care trece convertorul într-o perioadă trebuie mediate. Ecuația care realizează medierea este:

$$\dot{x} = \left[A_{III} \cdot d_1 + A_{II} \cdot (d_2 - d_1) + A_{IV} \cdot (1 - d_2) \right] \cdot x + \left[B_{III} \cdot d_1 + B_{II} \cdot (d_2 - d_1) + B_{IV} \cdot (1 - d_2) \right] \cdot u. \quad (5.92)$$

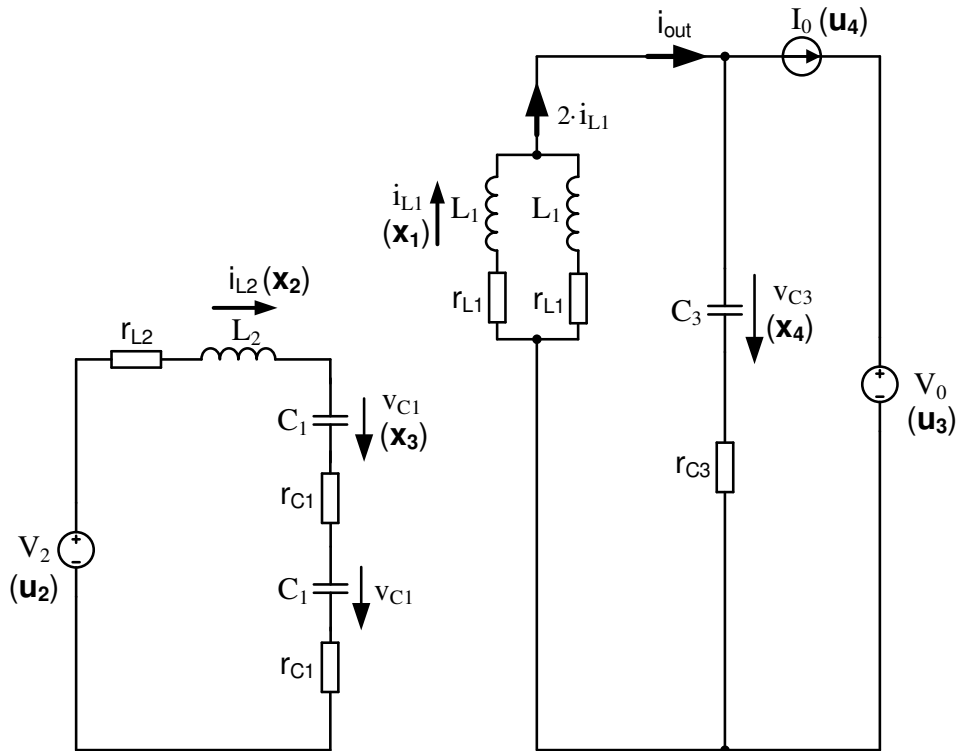


Fig. 5.23 Schema electrică echivalentă a convertorului în starea IV (T_1 și T_2 blocate).

În sistemul mediat, vectorul de stare x conține valorile medii ale celor patru mărimi de stare din (5.86). Pentru simplitate, el este notat cu aceeași literă și fără un simbol adițional care să reprezinte valoarea medie.

Dacă în ecuația (5.92) se fac înlocuirile:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x}, \\ d_1 &= D_1 + \tilde{d}_1, \\ d_2 &= D_2 + \tilde{d}_2, \end{aligned} \quad (5.93)$$

care sunt expresiile vectorului mărimilor de stare și ale factorilor de umplere în funcție de valorile de regim stabilizat și variațiile mici, se obține după calcule și simplificări:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A \cdot \tilde{x} + \left[(A_{III} - A_{II}) \cdot X + (B_{III} - B_{II}) \cdot U \right] \cdot \tilde{d}_1(s) + \\ &+ \left[(A_{IV} - A_{IV}) \cdot X + (B_{IV} - B_{IV}) \cdot U \right] \cdot \tilde{d}_2(s). \end{aligned} \quad (5.94)$$

Ecuația de stare a sistemului mediat în regim stabilizat, obținută tot din (5.92), este:

$$A \cdot X + B \cdot U = 0. \quad (5.95)$$

În (5.94) și (5.95) s-au folosit notațiile:

$$\begin{aligned} A &= (A_{III} - A_{II}) \cdot D_1 + (A_{IV} - A_{IV}) \cdot D_2 + A_{IV}, \\ B &= (B_{III} - B_{II}) \cdot D_1 + (B_{IV} - B_{IV}) \cdot D_2 + B_{IV}. \end{aligned} \quad (5.96)$$

Din (5.94) se pot extrage funcțiile de transfer de semnal mic $\tilde{x}(s) / \tilde{d}_1(s)$ și $\tilde{x}(s) / \tilde{d}_2(s)$:

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}_1(s)} &= [s \cdot I - A]^{-1} \cdot \left[(A_{III} - A_{II}) \cdot X + (B_{III} - B_{II}) \cdot U \right], \\ \frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}_2(s)} &= [s \cdot I - A]^{-1} \cdot \left[(A_{IV} - A_{IV}) \cdot X + (B_{IV} - B_{IV}) \cdot U \right]. \end{aligned} \quad (5.97)$$

Dacă nu se neglijează rezistențele parazite menționate la prezentarea condițiilor în care se face analiza de stabilitate, rezolvarea analitică a ecuațiilor (5.97) produce expresii foarte complicate, care pot fi utilizate cu dificultate. Prin urmare se abordează doar rezolvarea numerică cu ajutorul unui program de calcul matriceal. Utilizând pachetul software Matlab, în care s-au introdus matricele A_{III} , A_{II} , A_{IV} , B_{III} , B_{II} , B_{IV} prezentate anterior, s-au obținut funcțiile de transfer la semnal mic pentru

primele două variabile de stare, x_1 și x_2 , în raport cu $\tilde{d}_1(s)$ și $\tilde{d}_2(s)$. Funcțiile de transfer:

$$\begin{aligned} G_{x11}(s) &= \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}_1(s)}, \\ G_{x12}(s) &= \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}_2(s)}, \end{aligned} \quad (5.98)$$

sunt prezentate grafic în Fig. 5.24 și Fig. 5.25, pentru cele cinci puncte de funcționare listate în Tabelul 5.3.

Tabelul 5.3 Punctele de funcționare pentru analiza de stabilitate în cazul $D_1 < D_2$.

PF	V ₁	V ₂	V ₀	$I_{V_1} = I_{T_1}$ (mediu)	$I_{V_2} = I_{L_2}$ (mediu)	I _{out} (mediu)
PF1	350V	350V	50V	2,5A	2,5A	36,64A
PF2	350V	350V	50V	2,5A	5A	55,03A
PF3	350V	350V	50V	2,5A	7,5A	72,67A
PF4	350V	350V	50V	2,5A	10A	92,24A
PF5	350V	350V	50V	2,5A	12,5A	109,07A

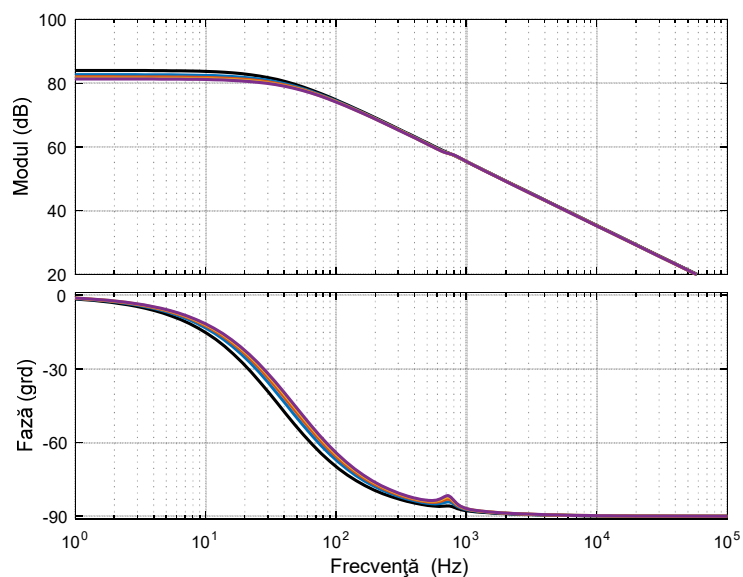


Fig. 5.24 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}_1(s)$ ($\tilde{i}_{L1}(s) / \tilde{d}_1(s)$) pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

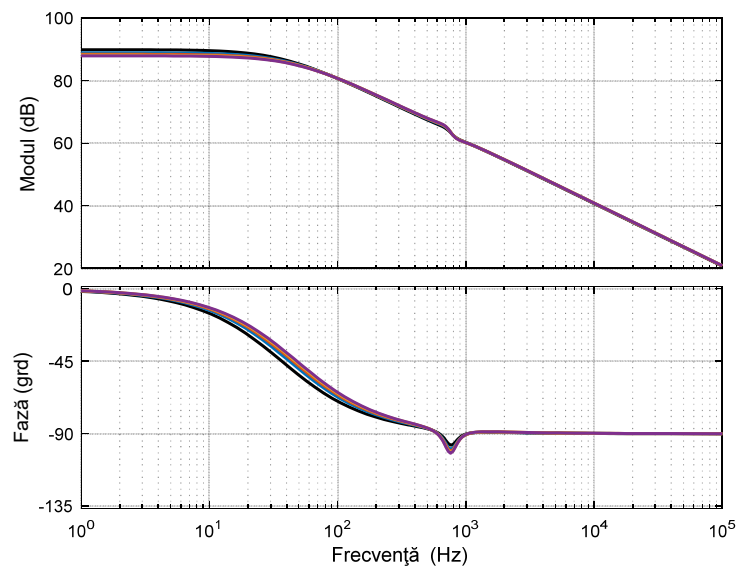


Fig. 5.25 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_1(s) / \tilde{d}_2(s)$ ($\tilde{i}_{L1}(s) / \tilde{d}_2(s)$) pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

În punctul de funcționare PF_3 , $G_{x11}(s)$ și $G_{x12}(s)$ au următoarele expresii numerice:

$$G_{x11}(s) = \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \frac{3,639 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 5,083 \cdot 10^9 \cdot s + 7,911 \cdot 10^{13}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}, \quad (5.99)$$

$$G_{x12}(s) = \frac{\tilde{x}_1(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{6,949 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 9,955 \cdot 10^9 \cdot s + 1,654 \cdot 10^{14}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}. \quad (5.100)$$

Funcțiile de transfer la semnal mic:

$$\begin{aligned} G_{x21}(s) &= \frac{\tilde{x}_2(s)}{\tilde{d}_1(s)}, \\ G_{x22}(s) &= \frac{\tilde{x}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)}, \end{aligned} \quad (5.101)$$

pentru punctele de funcționare din Tabelul 5.1 sunt prezentate grafic în Fig. 5.26 și Fig. 5.27.

Expresiile numerice ale $G_{x11}(s)$ și $G_{x12}(s)$ în punctul de funcționare PF_3 , sunt:

$$G_{x21}(s) = \frac{\tilde{x}_2(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \frac{-1,3425 \cdot 10^4 \cdot s^2 - 1,671 \cdot 10^7 \cdot s + 1,491 \cdot 10^{13}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}, \quad (5.102)$$

$$G_{x22}(s) = \frac{\tilde{x}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{7,008 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 3,86 \cdot 10^9 \cdot s + 3,174 \cdot 10^{13}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}. \quad (5.103)$$

Funcțiile de transfer ale x_{2i} , prezentate în Fig. 5.26 și Fig. 5.27 au și semnificație directă în calculul de stabilitate, deoarece curentul mediu prin L_2 (x_2) reprezintă și cea de-a doua variabilă de control (ieșire). Deci funcțiile de transfer la semnal mic ale variabilei de ieșire y_2 :

$$G_{21}(s) = \frac{\tilde{y}_2(s)}{\tilde{d}_1(s)}, \quad (5.104)$$

$$G_{22}(s) = \frac{\tilde{y}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)}, \quad (5.105)$$

sunt:

$$G_{21}(s) = G_{x21}(s), \quad (5.106)$$

$$G_{22}(s) = G_{x22}(s). \quad (5.107)$$

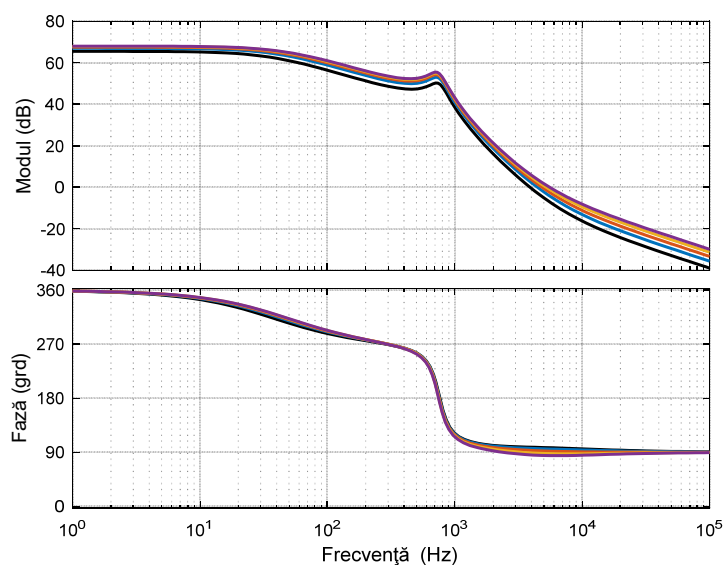


Fig. 5.26 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_2(s) / \tilde{d}_1(s)$ ($\tilde{i}_{L2}(s) / \tilde{d}_1(s)$) pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

Este convenabil să se utilizeze ca variabilă de control valoarea medie a curentului prin L_2 , deoarece aceasta este egală în regim stabilizat și în regim lent variabil cu valoarea medie a curentului prin sursa V_2 .

În schimb, funcțiile de transfer ale variabilei de stare x_1 nu au semnificație directă în stabilitate, deoarece valoarea medie a curentului prin sursa V_1 (y_1) este egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistorul T_1 , a cărei relație cu $I_{L_1,med}$ este exprimată prin (5.21). Funcțiile de transfer ale x_1 , exprimate grafic în Fig. 5.24 și Fig. 5.25, sunt utilizate la determinarea funcțiilor de transfer ale i_{T_1} în modul următor.

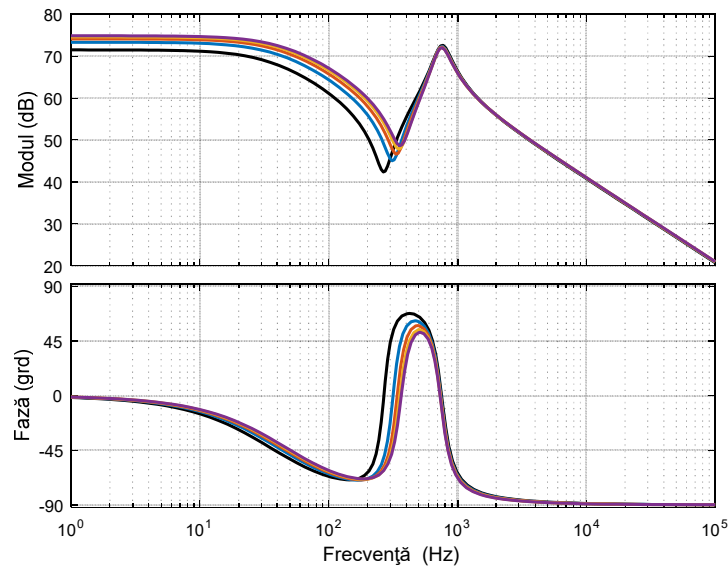


Fig. 5.27 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{x}_2(s) / \tilde{d}_2(s)$ ($\tilde{i}_{L_2}(s) / \tilde{d}_2(s)$) pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

Ecuția (5.21) poate fi rescrisă astfel:

$$I_{T_1,med} = I_{L_1,med} \cdot D_1 + f(D_1, D_2), \quad (5.108)$$

unde $f(D_1, D_2)$ este valoarea funcției:

$$\begin{aligned} f(d_1, d_2) = & \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot d_1^2 \cdot (1 - d_2) \cdot V_1 + \\ & + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{d_1^2 \cdot (1 - d_2)}{(2 - d_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot d_1 \cdot (2 - d_1)(1 - d_2) \cdot V_0, \end{aligned} \quad (5.109)$$

în punctul de funcționare în regim stabilizat, caracterizat de factorii de umplere cu valorile D_1 și D_2 . $I_{L_1,med}$ este valoarea medie a curentului prin inductivitatea L_1 în aceleași condiții de funcționare. La rândul ei, aceasta depinde de D_1 și D_2 , conform expresiilor din ecuațiile (5.19) și (5.31).

Dacă valoarea medie a curentului i_{T_1} se modifică cu o cantitate mică, notată $\tilde{i}_{T_1}$, noua valoare a curentului mediu prin tranzistor în punctul de funcționare la $(D_1 + \tilde{d}_1, D_2 + \tilde{d}_2)$, se poate obține prin dezvoltarea în serii Taylor, în care se rețin doar derivatele parțiale de ordin I [6]:

$$I_{T_1,med} + \tilde{i}_{T_1} = I_{L_1,med} \cdot D_1 + f(D_1, D_2) + \left. \frac{\partial (i_{L_1,med}(d_1, D_2) \cdot d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \cdot \tilde{d}_1 + \left. \frac{\partial (i_{L_1,med}(D_1, d_2) \cdot D_1)}{\partial d_2} \right|_{d_2=D_2} \cdot \tilde{d}_2 + \left. \frac{\partial f(d_1, D_2)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} \cdot \tilde{d}_1 + \left. \frac{\partial f(D_1, d_2)}{\partial d_2} \right|_{d_2=D_2} \cdot \tilde{d}_2. \quad (5.110)$$

În ecuația (5.110), primii doi termeni din partea dreaptă a ecuației se anulează cu $I_{T_1,med}$, conform (5.108). Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ se obține din (5.110) dacă se consideră $\tilde{d}_2 = 0$:

$$G_{11}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \left. \frac{\partial (i_{L_1,med}(d_1, D_2) \cdot d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} + \left. \frac{\partial f(d_1, D_2)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1}, \quad (5.111)$$

și ia forma:

$$G_{11}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = D_1 \cdot \left. \frac{\partial (i_{L_1,med}(d_1, D_2) \cdot d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=D_1} + I_{L_1,med} + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot V_1 + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1)(1 - D_2) \cdot V_0. \quad (5.112)$$

În (5.112), derivata parțială a curentului mediu prin L_1 în raport cu d_1 , în punctul de funcționare caracterizat de perechea (D_1, D_2) , este egală cu funcția de transfer de semnal mic $\tilde{i}_{L_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ - la fel ca pentru $\tilde{i}_{T_1}$ în (5.110), deci forma finală a (5.112) este:

$$G_{11}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = D_1 \cdot \frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} + I_{L_1,med} + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (1 - D_2) \cdot V_1 + \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1 \cdot (1 - D_2)}{(2 - D_2)} \cdot V_2 - \frac{T_s}{2 \cdot L_1} \cdot (1 - D_1)(1 - D_2) \cdot V_0. \quad (5.113)$$

Deoarece funcția $\tilde{i}_{L_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ este deja determinată numeric și toate celelalte mărimi sunt cunoscute la funcționare în regim stabilizat, ecuația (5.113) se poate utiliza pentru obținerea funcției de transfer $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ în format numeric. Reprezentarea grafică a $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ pentru punctele de funcționare din Tabelul 5.3 este ilustrată în Fig. 5.28.

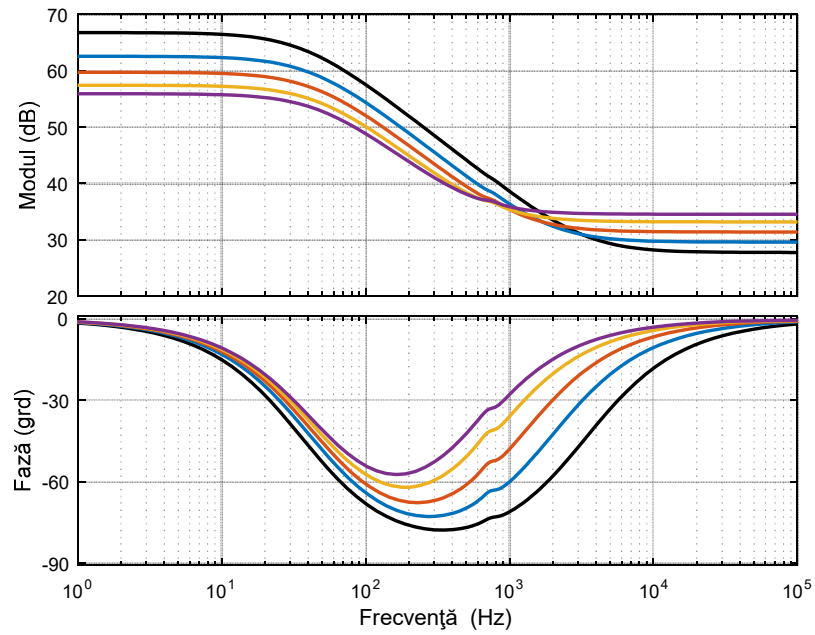


Fig. 5.28 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_1(s)$ pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

Expresia numerică a $G_{11}(s)$ în punctul de funcționare PF_3 este:

$$G_{11}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \frac{37,01 \cdot s^3 + 3,313 \cdot 10^5 \cdot s^2 + 1,21 \cdot 10^9 \cdot s + 6,089 \cdot 10^{12}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}. \quad (5.114)$$

Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_2(s)$ obținută din (5.110) după anularea mărimii $\tilde{d}_1$ este:

$$G_{12}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{\partial \left(i_{L_1,med}(D_1, d_2) \cdot D_1 \right)}{\partial d_2} \bigg|_{d_2=D_2} + \frac{\partial f(D_1, d_2)}{\partial d_2} \bigg|_{d_2=D_2}. \quad (5.115)$$

Ținând cont de expresia funcției $f(d_1, d_2)$ din (5.109) și înlocuind derivata parțială a curentului mediu prin L_1 în raport cu d_2 , cu funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{L_1}(s) / \tilde{d}_2(s)$, ecuația (5.115) devine:

$$G_{11}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_2(s)} = D_1 \cdot \frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}_2(s)} - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1^2 \cdot V_1 - \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot \frac{D_1^2}{(2 - D_2)^2} \cdot V_2 + \frac{T_s}{4 \cdot L_1} \cdot D_1 \cdot (2 - D_1) \cdot V_0. \quad (5.116)$$

Fig. 5.29 prezintă graficul $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_2(s)$ pentru punctele de funcționare din Tabelul 5.3.

Expresia numerică a $G_{12}(s)$ în punctul de funcționare PF_3 este:

$$G_{12}(s) = \frac{\tilde{i}_{T_1}(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{0,3865 \cdot s^3 + 5,151 \cdot 10^5 \cdot s^2 + 7,457 \cdot 10^8 \cdot s + 1,225 \cdot 10^{13}}{s^3 + 1,672 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 2,252 \cdot 10^7 \cdot s + 6,28 \cdot 10^9}. \quad (5.117)$$

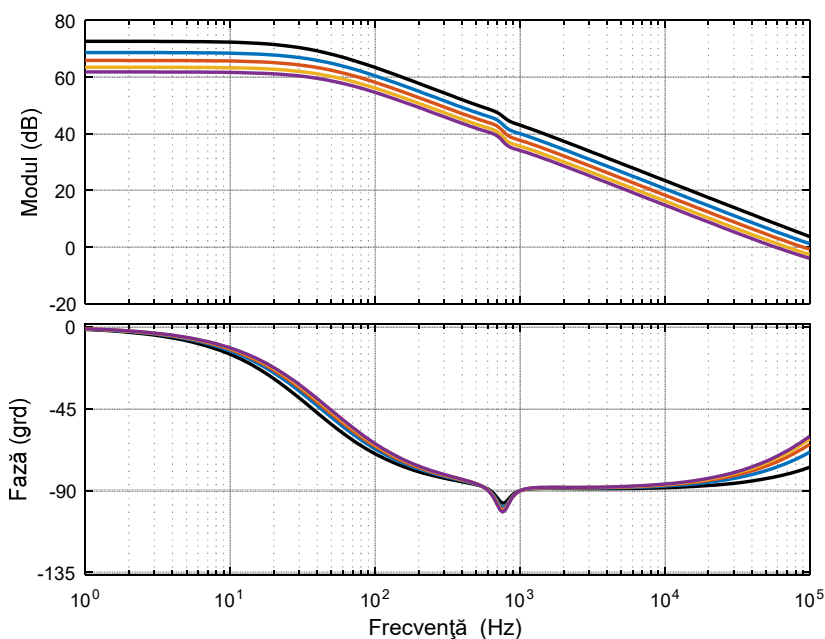


Fig. 5.29 Funcția de transfer la semnal mic $\tilde{i}_{T_1}(s) / \tilde{d}_2(s)$ pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

Funcțiile de transfer $G_{21}(s)$ și $G_{12}(s)$ reprezintă influența variației factorului de umplere D_1 asupra buclei de reglare a curentului prin sursa V_2 (y_2), respectiv efectul variației D_2 asupra buclei de reglare a curentului prin V_1 (y_1). Acest lucru se poate vedea în Fig. 5.30, în care G_{PWM} reprezintă funcția de transfer a modulatorului în

lățime de puls, care este o constantă, iar K_{CS1} și K_{CS2} sunt constantele celor doi senzori de curent. Se poate observa că regulatorul pentru i_{T1} modifică valoarea curentului i_{L2} prin $G_{21}(s)$. De asemenea, o modificare a valorii de la ieșirea regulatorului pentru i_{L2} are efect și asupra valorii curentului i_{T1} , prin $G_{12}(s)$. Pentru a asigura controlul corect al curenți de intrare, cele două bucle de reglare trebuie decuplate. Fig. 5.31 prezintă o soluție de decuplare, realizată prin introducerea funcțiilor de transfer $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$ în schema de control.

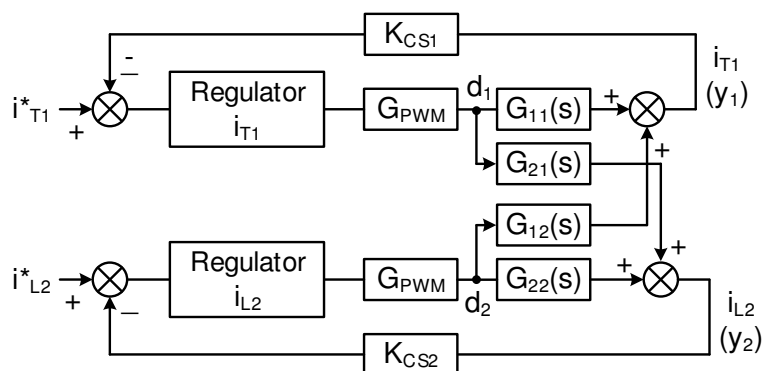


Fig. 5.30 Cele două bucle de control fără decuplare.

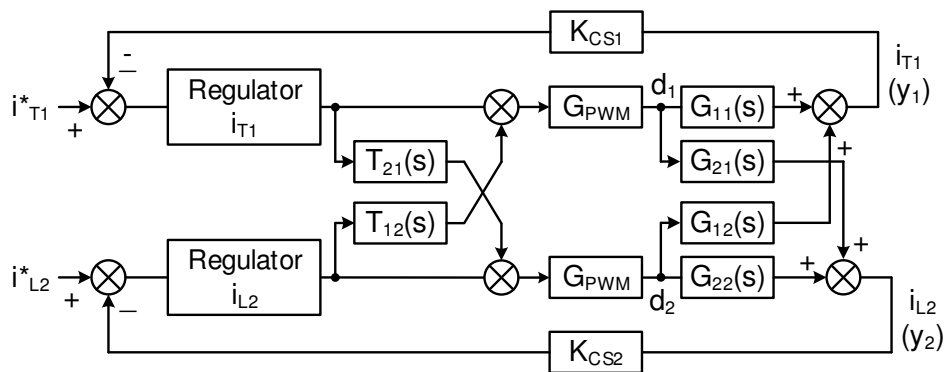


Fig. 5.31 Cele două bucle de control cu decuplare prin funcțiile de transfer $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$.

$T_{21}(s)$ introduce o nouă cale de influență, de la bucla de reglare a i_{T1} la cea a i_{L2} , prin $G_{22}(s)$. Condiția matematică ca $T_{21}(s)$ să compenseze efectul $G_{21}(s)$ este:

$$G_{PWM} \cdot G_{21}(s) + T_{21}(s) \cdot G_{PWM} \cdot G_{22}(s) = 0. \quad (5.118)$$

Similar, relația matematică care trebuie satisfăcută de $T_{12}(s)$ pentru compensarea funcției $G_{12}(s)$ este:

$$G_{PWM} \cdot G_{12}(s) + T_{12}(s) \cdot G_{PWM} \cdot G_{11}(s) = 0. \quad (5.119)$$

Din (5.118) și (5.119) se obțin expresiile de calcul pentru $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$:

$$T_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)}, \quad (5.120)$$

$$T_{12}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)}. \quad (5.121)$$

Cele două funcții de decuplare, pentru punctele de funcționare listate în Tabelul 5.3, sunt prezentate grafic în Fig. 5.32 și Fig. 5.33.

Din reprezentările grafice ale funcțiilor $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$ se observa că, deși alura curbelor este aceeași, există între punctele de funcționare diferențe care nu pot fi neglijate, în mod deosebit la $T_{12}(s)$. Din punct de vedere practic, în implementarea decuplării celor două bucle de reglare este foarte dificil, deși nu imposibil, să se utilizeze mai multe funcții sau ca parametrii acestora să fie modificați în funcție de punctul de funcționare. Prin urmare, s-a decis utilizarea unei singure funcții de decuplare, cea care corespunde punctului de funcționare PF_3 din Tabelul 5.3 ($i_{T_1} = 2,5A$; $i_{L_2} = 7,5A$) și care este în poziția mediană în Fig. 5.32. $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$ în acest punct sunt:

$$T_{12}(s) = \frac{-0,01044 \cdot s^3 - 1,392 \cdot 10^4 \cdot s^2 - 2,015 \cdot 10^7 \cdot s - 3,31 \cdot 10^{11}}{s^3 + 8,951 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 3,269 \cdot 10^7 \cdot s + 1,645 \cdot 10^{11}}, \quad (5.122)$$

$$T_{21}(s) = \frac{0,001916 \cdot s^2 + 2,384 \cdot s - 2,127 \cdot 10^6}{s^2 + 550,8 \cdot s + 4,529 \cdot 10^6}. \quad (5.123)$$

Astfel, decuplarea este totală în PF_3 și parțială în celelalte puncte de funcționare. Schema de control cu decuplarea buclelor de reglare, prezentată în Fig. 5.31, poate fi echivalată cu schema din Fig. 5.34, unde $H_{11}(s)$ și $H_{22}(s)$ au expresiile:

$$H_{11}(s) = G_{11}(s) + T_{21}(s) \cdot G_{12}(s), \quad (5.124)$$

$$H_{22}(s) = G_{22}(s) + T_{12}(s) \cdot G_{21}(s). \quad (5.125)$$

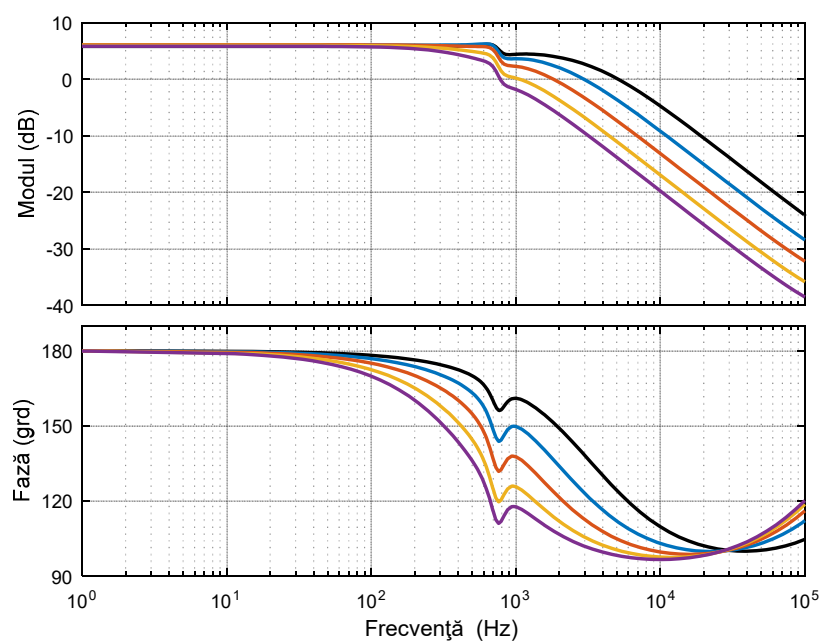


Fig. 5.32 Funcția de decuplare $T_{12}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

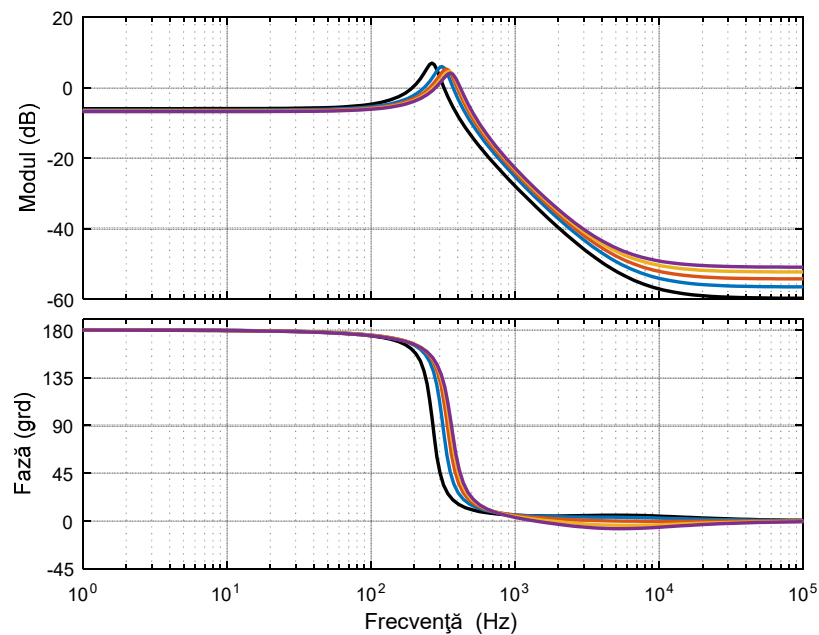


Fig. 5.33 Funcția de decuplare $T_{21}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

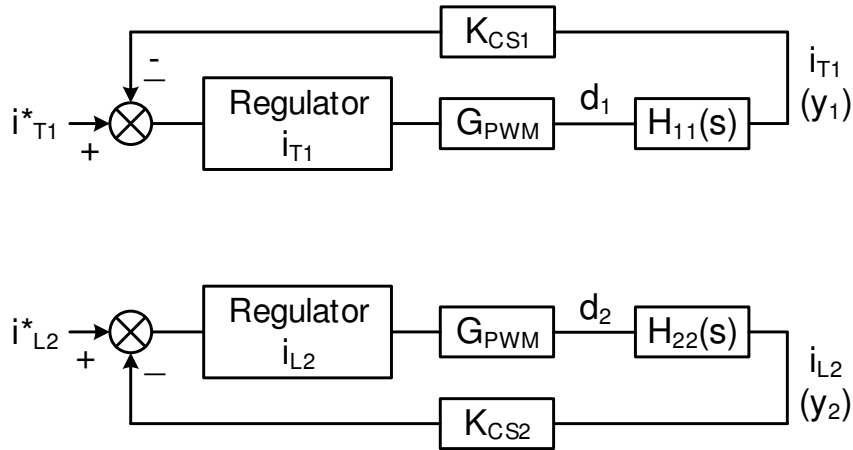


Fig. 5.34 Schema echivalentă a sistemului de control al convertorului H2I, după decuplarea realizată conform schemei din Fig. 5.31.

Funcțiile de transfer $H_{11}(s)$ și $H_{22}(s)$ în PF_3 sunt:

$$H_{11}(s) = \frac{37,013 \cdot s^2 + 2,908 \cdot 10^5 \cdot s + 2,4203 \cdot 10^8}{s^2 + 0,5508 \cdot 10^3 s + 4,529 \cdot 10^6}, \quad (5.126)$$

$$H_{22}(s) = \frac{7,0081 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 5,506 \cdot 10^{10} \cdot s + 4,582 \cdot 10^{13}}{(s + 7515) \cdot (s^2 + 1,436 \cdot 10^3 s + 2,189 \cdot 10^7)}. \quad (5.127)$$

Fig. 5.35 și Fig. 5.36 prezintă funcțiile de transfer $H_{11}(s)$ și $H_{22}(s)$ în punctele de funcționare din Tabelul 5.3. Proiectarea reguletoarelor pentru i_{T1} și i_{L2} , având în vedere asigurarea stabilității sistemului, trebuie să pornească de la $H_{11}(s)$ și $H_{22}(s)$.

Din cele două figuri se poate observa că diagramele Bode confirmă comportarea unui sistem de ordinul doi cu două zerouri pentru $H_{11}(s)$, deoarece faza se stabilizează la valoarea zero, respectiv comportarea unui sistem de ordinul trei cu două zerouri pentru $H_{22}(s)$, deoarece faza acestei funcții se stabilizează la valoarea (-90°) .

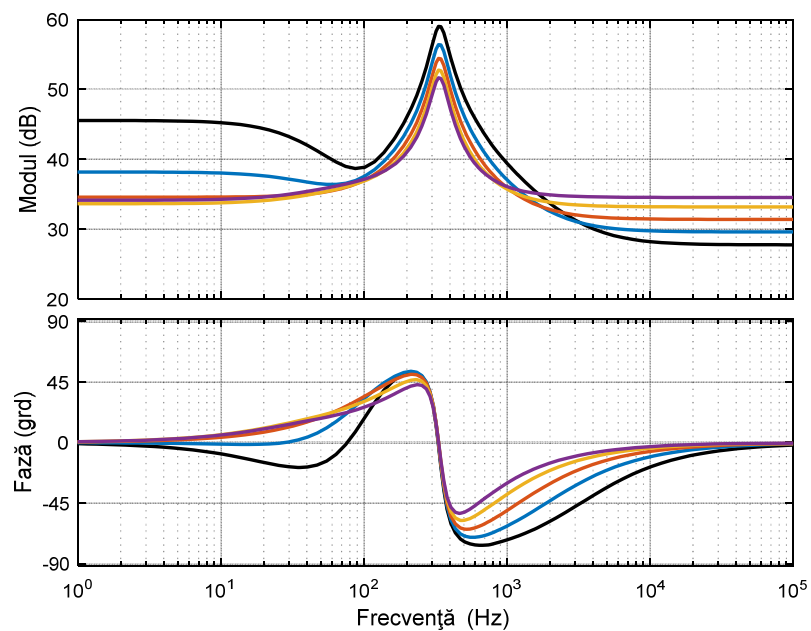


Fig. 5.35 Funcția de transfer la semnal mic, $H_{11}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3, obținută după decuplarea celor două bucle de reglare.

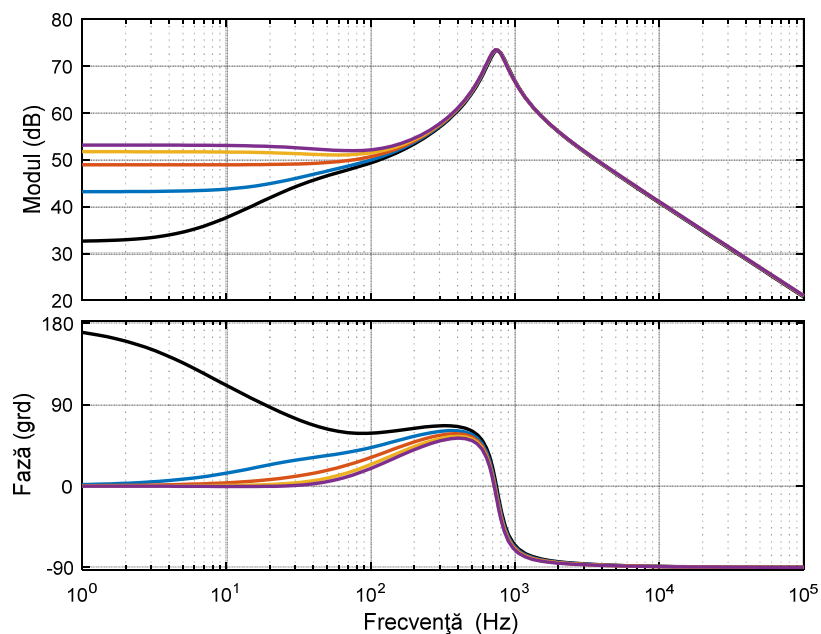


Fig. 5.36 Funcția de transfer la semnal mic, $H_{22}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3, obținută după decuplarea celor două bucle de reglare.

5.3.1.2 Cazul $D_1 > D_2$

În cazul $D_1 > D_2$ a fost folosită aceeași procedură pentru analiza de stabilitate. Punctele de funcționare în stare stabilizată, utilizate în analiză sunt listate în Tabelul 5.4. Pentru PF_1 , valoarea medie a I_{V_1} a fost crescută iar valoarea medie a I_{V_2} a fost redusă, deoarece pentru valori apropiate de 2,5A, convertorul funcționează cu $D_1 < D_2$.

Pentru a evita repetarea multor aspecte evidențiate deja în 5.3.1.1, acest subcapitol conține doar rezultatele finale ale dezvoltărilor analitice. Fig. 5.37 și Fig. 5.38 prezintă diagramele Bode ale funcțiilor $H_{11}(s)$ și $H_{22}(s)$ pentru cazul $D_1 > D_2$ în punctele de funcționare din Tabelul 5.4. Au fost utilizate funcțiile de decuplare $T_{12}(s)$ și $T_{21}(s)$ din cazul $D_1 < D_2$, punctul de funcționare PF_3 din Tabelul 5.3, pentru a verifica dacă acestea se pot folosi atât pentru $D_1 < D_2$ cât și pentru $D_1 > D_2$.

Comparând diagramele Bode ale celor două funcții de transfer $H_{11}(s)$, din Fig. 5.35 și Fig. 5.37, se poate observa că în domeniul de frecvență (2...10) kHz, în care poate fi plasată frecvența de tăiere la proiectarea regulatorului, valorile modulelor sunt apropiate. În plus, diferențele care există între fazele funcțiilor în acest domeniu sunt de ordinul a (20...30)°, nu foarte mari, astfel încât regulatoarele calculate pentru un caz să determine o comportare instabilă în celălalt caz. În ceea ce privește funcțiile $H_{11}(s)$, din Fig. 5.36 și Fig. 5.38, acestea sunt foarte apropiate în intervalul (2...10)kHz. În concluzie, cele două regulatoare au fost proiectate pentru cazul $D_1 < D_2$ și apoi s-a făcut verificarea stabilității pentru cazul $D_1 > D_2$.

Tabelul 5.4 Punctele de funcționare pentru analiza de stabilitate în cazul $D_1 > D_2$.

PF	V_1	V_2	V_0	$I_{V_1} = I_{T_1}$ (mediu)	$I_{V_2} = I_{I_2}$ (mediu)	I_{out} (mediu)
PF_1	350V	350V	50V	3,5A	1,5A	36,84A
PF_2	350V	350V	50V	5A	2,5A	55,24A
PF_3	350V	350V	50V	7,5A	2,5A	73,63A
PF_4	350V	350V	50V	10A	2,5A	91,28A
PF_5	350V	350V	50V	12,5A	2,5A	109,76A

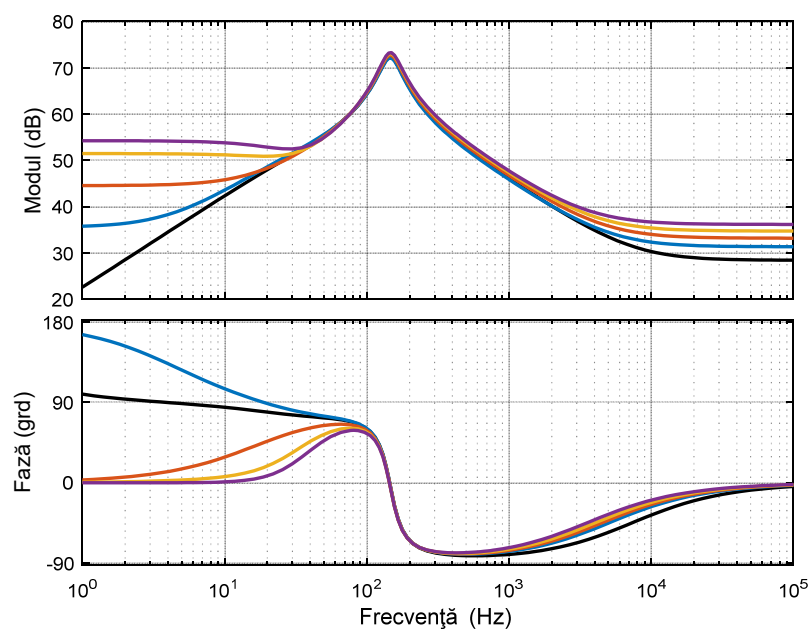


Fig. 5.37 Funcția de transfer la semnal mic, $H_{11}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.4, obținută după decuplarea celor două bucle de reglare.

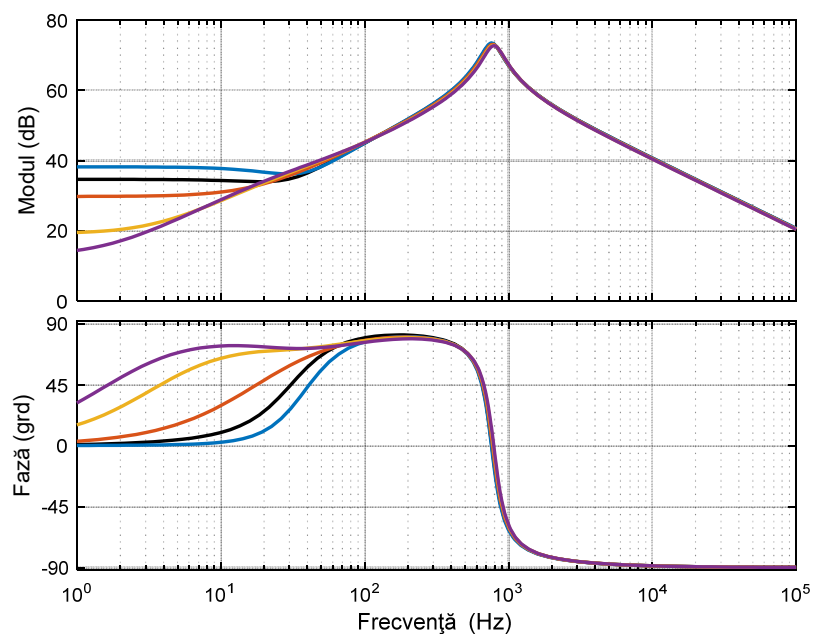


Fig. 5.38 Funcția de transfer la semnal mic, $H_{22}(s)$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.4, obținută după decuplarea celor două bucle de reglare.

5.3.2 Proiectarea reguletoarelor pentru i_{T1} și i_{L2}

5.3.2.1 Proiectarea regulatorului i_{T1} în cazul $D_1 < D_2$

Pentru bucla de control a curentului i_{T1} , frecvența de tăiere f_t din diagrama Bode a funcției de transfer în buclă deschisă utilizată pentru determinarea stabilității sistemului, a fost aleasă la valoarea de 5kHz. Regulatorul de curent trebuie să asigure prin funcția lui de transfer, $G_{c,i_{T1}}(s)$, atât realizarea valorii menționate pentru f_t cât și o rezervă de fază suficientă, astfel încât sistemul să fie stabil.

Din Fig. 5.34 se observă că funcția de transfer la semnal mic în buclă deschisă, pentru bucla de reglare a i_{T1} , se exprimă prin:

$$G_{i_{T1}}(s) = G_{c,i_{T1}}(s) \cdot H_{11}(s) \cdot G_{PWM} \cdot K_{CS1}. \quad (5.128)$$

G_{PWM} și K_{CS1} sunt constantele modulatorului PWM, respectiv senzorului de curent pentru modelul experimental, cu datele listate în Tabelul 5.5 din subcapitolul 5.4. Acestea au valorile:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{v,tri}} = 0,54, \quad (5.129)$$

$$K_{CS1} = 0,05 \frac{V}{A}.$$

În (5.129) $V_{v,tri}$ este valoarea vârf-la-vârf a semnalului de tip dinte de fierăstrău care este comparat cu ieșirea regulatorului în modulatorul PWM. Valoarea $G_{PWM} = 0,54$ a fost aleasă ținând cont de structura internă a unui circuit integrat analogic, specializat în generarea semnalelor PWM. Astfel, implementarea regulatorului i_{T1} se poate face și analogic. În cazul reglării digitale, constanta G_{PWM} poate fi modificată ușor la orice valoare.

Modulul funcției de transfer a regulatorului de curent, la frecvența de tăiere se poate calcula cu ecuația:

$$G_{c,i_{T1}}(5kHz) = \frac{1}{H_{11}(5kHz) \cdot G_{PWM} \cdot K_{CS1}}. \quad (5.130)$$

Din Fig. 5.35, modulul funcției $H_{11}(s)$ la frecvența de 5kHz (valoarea medie pentru caracteristicile de transfer ale celor 5 puncte de funcționare din Tabelul 5.3) este:

$$H_{11}(5kHz) = 32dB = 39,81. \quad (5.131)$$

Faza funcției $H_{11}(s)$, la frecvența de 5Hz, variază în funcție de punctul de funcționare și este cuprinsă în intervalul $(-5...-30)^\circ$. Pentru calculele necesare determinării parametrilor regulatorului s-a folosit valoarea (-24°) .

Din (5.130) rezultă valoarea modulului funcției de transfer a regulatorului de curent la frecvența de tăiere f_t :

$$G_{c,i_{T1}}(5kHz) \cong 0,93. \quad (5.132)$$

Pentru proiectarea regulatorului a fost folosită metoda factorului K [7]. Conform acestei metode, un regulator de tip 2, care are valoarea modulului din (5.132) la frecvența de tăiere aleasă f_t și o rezervă de fază $\varphi_r = 70^\circ$, are următoarea expresie a funcției de transfer:

$$G_{c,i_{T1}}(s) = k_c \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}, \quad (5.133)$$

în care:

$$\begin{aligned} k_c &= 27,32 \cdot 10^3, \omega_z = 29,52 \cdot 10^3 \text{ rad/s} (f_z = 4,69kHz), \\ \omega_p &= 33,76 \cdot 10^3 \text{ rad/s} (f_p = 5,37kHz). \end{aligned} \quad (5.134)$$

În Fig. 5.39, este prezentată diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, pentru sistemul complet în buclă deschisă, în punctele de funcționare din Tabelul 5.3. Expresia matematică a acestei funcții este dată de ecuația (5.128), în care regulatorul de curent este caracterizat de funcția de transfer din (5.133), cu valorile din (5.134).

Frecvența de tăiere depinde evident de punctul de funcționare, dar se poate observa din Fig. 5.39 că aceasta este cuprinsă în intervalul $(3,5 \dots 6)kHz$ pentru cele 5 puncte de funcționare, ceea ce este acceptabil pentru aplicația prezentată.

Rezerva de fază este și ea diferită de la un punct de funcționare la altul, însă în toate cazurile ea este mai mare decât 50° , o valoare suficientă pentru a asigura stabilitatea sistemului în buclă închisă.

Implementarea analogică este ilustrată în Fig. 5.40. Relațiile între k_c , ω_z , ω_p din (5.134) și componentele din schema din figură sunt:

$$\begin{aligned}
k_c &= \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)}, \\
\omega_z &= \frac{1}{R_2 \cdot C_1}, \\
\omega_p &= \frac{1}{R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}.
\end{aligned}
\tag{5.135}$$

Valorile R_1, R_2, C_1, C_2 sunt prezentate în Tabelul 5.5.

La frecvența de eșantionare de 100kHz, forma digitală a regulatorului $G_{c,i_{T1}}$, obținută prin conversia din s în z a ecuației (5.133), cu coeficienții din (5.134), este:

$$G_{c,i_{T1}}(z) = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1} + B_2 \cdot z^{-2}}{A_0 + A_1 \cdot z^{-1} + A_2 \cdot z^{-2}},
\tag{5.136}$$

în care:

$$\begin{aligned}
A_0 &= 1, A_1 = -0,7440, A_2 = -0,2559, \\
B_0 &= 1,4389, B_1 = 1,7156, B_2 = 0,2767.
\end{aligned}
\tag{5.137}$$

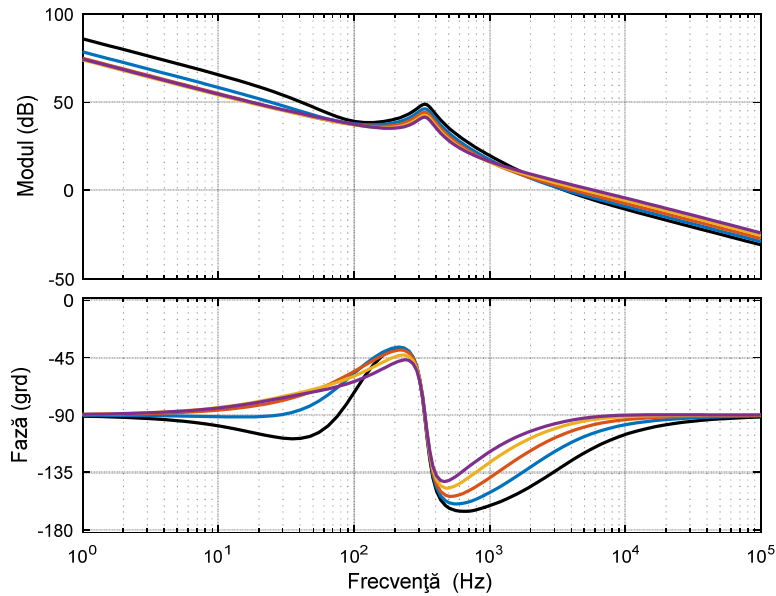


Fig. 5.39 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, a sistemului complet pentru reglarea i_{T1} , în punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

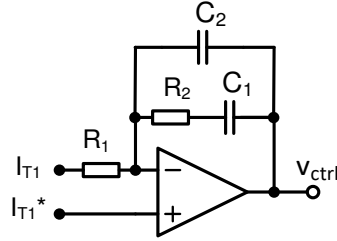


Fig. 5.40 Implementarea analogică a regulatorului de curent pentru i_{T_1} , cu funcția de transfer din (5.133).

5.3.2.2 Proiectarea regulatorului i_{L_2} în cazul $D_1 < D_2$

La regulatorul de curent pentru i_{L_2} s-a folosit aceeași metodă de proiectare ca pentru i_{T_1} . După cum se poate observa din Fig. 5.36, pentru funcția de transfer $H_{22}(s)$, la frecvența de tăiere de 5kHz nu există modificări în modul și fază determinate de schimbarea punctului de funcționare. Valorile utilizate la calculul parametrilor regulatorului sunt:

$$\begin{aligned} H_{22}(5kHz) &= 47dB = 223,87, \\ \varphi(5kHz) &= -90^\circ. \end{aligned} \quad (5.138)$$

Pentru bucla de reglare a curentului i_{L_2} , constanta modulatorului în lățime de puls este aceeași, dar constanta senzorului de curent este diferită:

$$\begin{aligned} G_{PWM} &= \frac{1}{V_{v,tri}} = 0,54, \\ K_{CS2} &= 0,2 \frac{V}{A}. \end{aligned} \quad (5.139)$$

Modulul $G_{c,i_{L_2}}$ trebuie să verifice următoarea ecuație, la frecvența f_i :

$$G_{c,i_{L_2}}(5kHz) = \frac{1}{H_{22}(5kHz) \cdot G_{PWM} \cdot K_{CS2}}. \quad (5.140)$$

Funcția de transfer a regulatorului corespunde ecuației (5.133), în care parametrii sunt:

$$\begin{aligned} k_c &= 227, \\ \omega_z &= 5,54 \cdot 10^3 \text{ rad} / s (f_z = 0,882kHz), \\ \omega_p &= 178,1 \cdot 10^3 \text{ rad} / s (f_p = 28,34kHz). \end{aligned} \quad (5.141)$$

Fig. 5.41 prezintă diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, a sistemului complet care conține regulatorul i_{L_2} , pentru punctele de funcționare listate în Tabelul 5.3. Se observă că se confirmă obținerea unei rezerve de fază de minim 70° pentru toate punctele de funcționare din tabel. În plus variațiile rezervei de fază și ale frecvenței de tăiere de la un punct de funcționare la altul sunt practic insesizabile.

Implementarea analogică a regulatorului se poate face tot cu ajutorul schemei din

Fig. 5.40, în care valorile componentelor R_1 , R_2 , C_1 , C_2 se obțin din relațiile (5.135). Acestea sunt listate în tabelul 5.5.

Forma digitală a regulatorului $G_{c,i_{L_2}}$ (la frecvența de eșantionare de 100kHz) respectă ecuația (5.136), ca și $G_{c,i_{T1}}$. Coeficienții numitorului și numărătorului sunt:

$$\begin{aligned} A_0 &= 1, A_1 = -0,2017, A_2 = -0,7982, \\ B_0 &= 0,04704, B_1 = 0,0204, B_2 = -0,02663. \end{aligned} \quad (5.142)$$

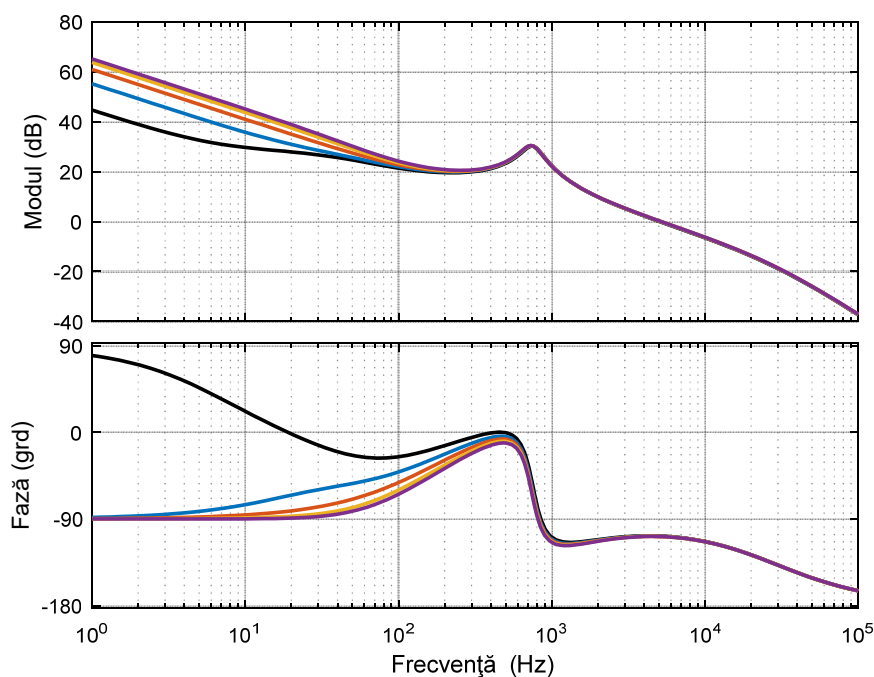


Fig. 5.41 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, a sistemului complet pentru reglarea i_{L_2} , pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.3.

5.3.2.3 Verificarea stabilității pentru cazul $D_1 > D_2$

Diagramele Bode ale funcțiilor de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, ale sistemelor complete pentru reglarea i_{T_1} și i_{L_2} , pentru punctele de funcționare cu $D_1 > D_2$ listate în Tabelul 5.4, sunt prezentate în Fig. 5.42 și Fig. 5.43. În determinarea acestor diagrame s-au utilizat expresiile matematice ale reguletoarelor proiectate pentru cazul $D_1 < D_2$, prezentate în 5.3.2.1 și 5.3.2.2.

În cazul regulatorului pentru i_{T_1} rezerva de fază în cel mai defavorabil caz este de 39° , obținută în PF1, ceea ce confirmă stabilitatea. Celelalte puncte de funcționare au rezerve de fază cuprinse în intervalul $(50...70)^\circ$.

În cazul regulatorului de curent pentru i_{L_2} , rezerva de fază este aceeași în toate punctele de funcționare și are valoarea 72° , ceea ce confirmă stabilitatea și în cazul $D_1 > D_2$.

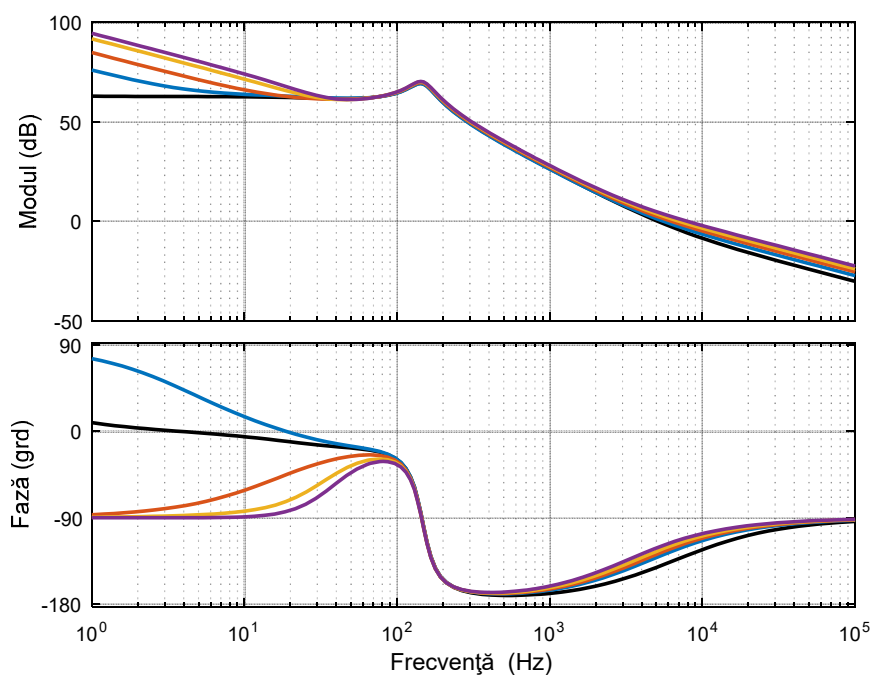


Fig. 5.42 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, a sistemului complet pentru reglarea i_{T_1} , în cazul $D_1 > D_2$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.4.

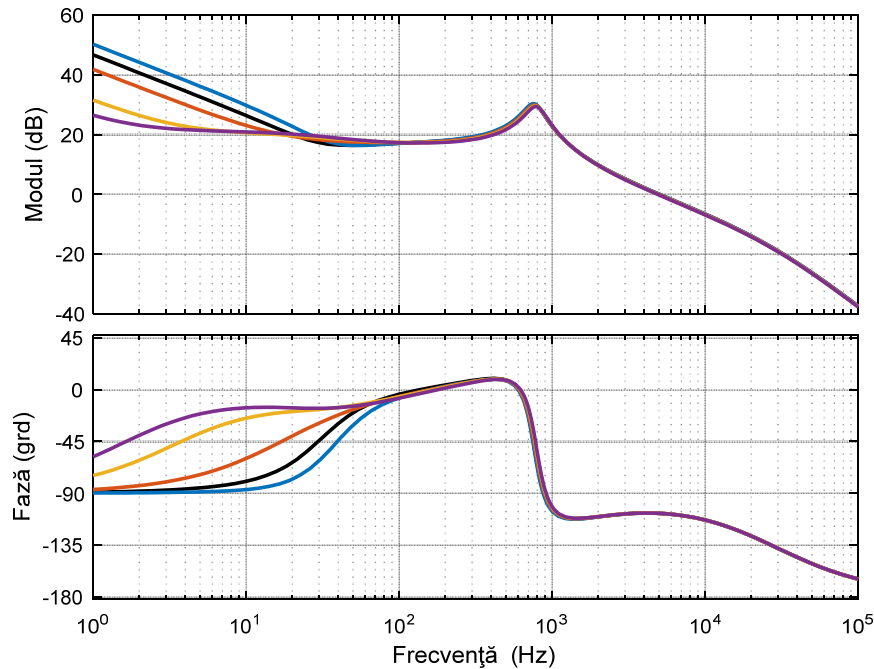


Fig. 5.43 Diagrama Bode a funcției de transfer la semnal mic, în buclă deschisă, a sistemului complet pentru reglarea i_{L_2} , în cazul $D_1 > D_2$, pentru punctele de funcționare prezentate în Tabelul 5.4.

5.3.2.4 Verificarea stabilității prin simulare numerică

Verificarea stabilității sistemului prin simulare numerică s-a realizat folosind un model elaborat în PSIM, pe baza datelor modelului experimental listate în Tabelul 5.5, din subcapitolul 5.4. În Fig. 5.44 se prezintă răspunsul sistemului la semnale treaptă pentru i_{T_1} și i_{L_2} . În primele două grafice se observă cum valorile medii ale i_{T_1} și i_{L_2} , obținute prin filtrarea formelor de undă, urmăresc valorile de referință ale celor doi curenți. În celelalte două grafice sunt prezentate formele de undă ale i_{T_1} și i_{L_2} , care arată pe un interval lung față de perioada de comutație, influența unui curent asupra celuilalt. Creșterea pronunțată a vârfului de curent al i_{T_1} , la semnalul treaptă de la 0A la 5A, la $t = 0,01s$, este justificată deoarece modelul de simulare nu conține un circuit de "soft start" asemănător celor utilizate în practică pentru convertoarele statice.

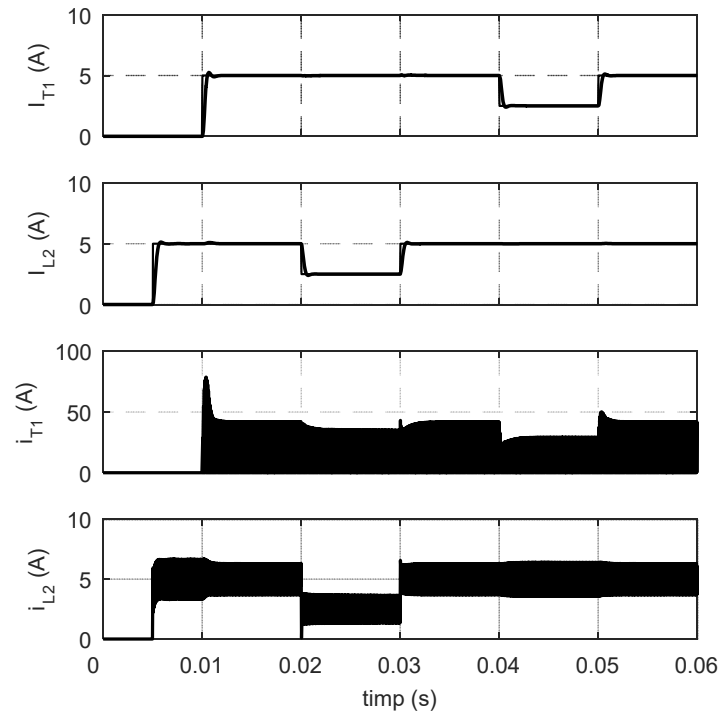


Fig. 5.44 Formele de undă ale celor doi curenți reglați, i_{T_1} și i_{L_2} , la modificarea în treaptă a semnalelor de referință: curentul mediu prin tranzistorul T_1 , I_{T_1} , și valoarea de referință; curentul mediu prin L_2 , I_{L_2} , și valoarea de referință; curentul prin T_1 ; curentul prin L_2 .

Fig. 5.45 și Fig. 5.46 sunt două detalii ale Fig. 5.44, în momentul modificării valorii medii a i_{L_2} de la 2,5A la 5A, prin semnal treaptă, respectiv în momentul modificării valorii medii a i_{T_1} prin semnal treaptă, de la 2,5A la 5A.

În Fig. 5.45 se poate observa stabilizarea rapidă a curentului i_{L_2} la noua valoare de referință și faptul că apare o perturbație în curentul i_{T_1} în momentul în care I_{L_2} crește brusc la 5A, fenomen care durează aproximativ 200μs. După acest interval are loc o creștere lentă a vârfului curentului prin T_1 , care este observată în Fig. 5.44, la începutul intervalul (0,03...0,04) s. Această creștere este datorată modificării celor doi factori de umplere, asociată chiar și cu o inversare a inegalității între ei în anumite situații, la schimbarea valorii de referință a unuia dintre cei doi curenți reglați.

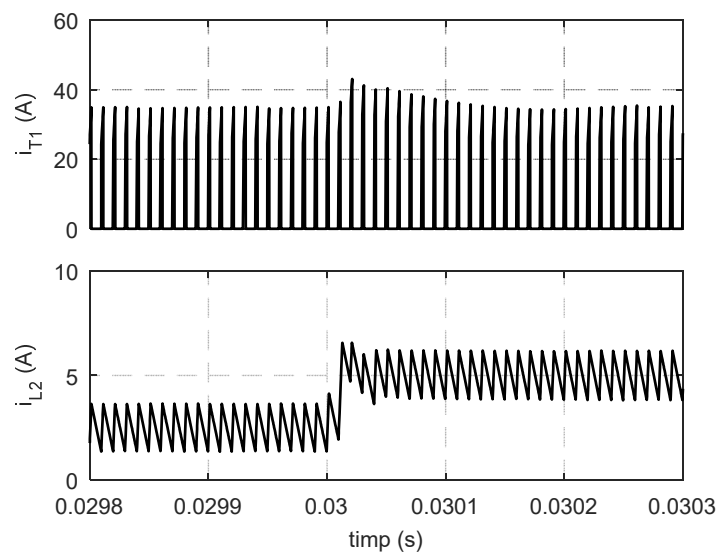


Fig. 5.45 Detaliu din Fig. 5.44, în jurul momentului în care se modifică valoarea de referință pentru i_{L_2} , prin semnal treaptă, de la 2,5A la 5A. Se observă stabilizarea rapidă a i_{L_2} și influența acestuia asupra curentului i_{T_1} .

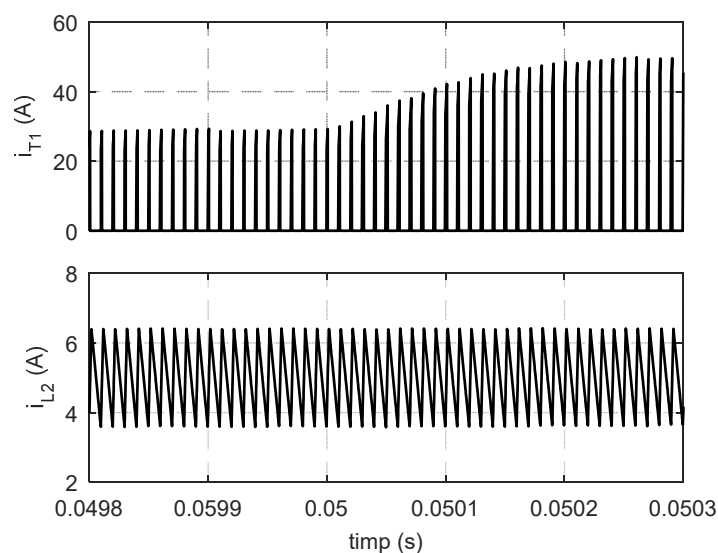


Fig. 5.46 Detaliu din Fig. 5.44, în proximitatea momentului în care se modifică valoarea de referință pentru i_{T_1} , prin semnal treaptă, de la 2,5A la 5A. În momentul semnalului treaptă forma de undă a i_{L_2} nu se modifică deloc.

În toate situațiile, modificarea unui singur curent de referință determină atât modificarea factorului de umplere al semnalului de comandă asociat, cât și a celui alt factor de umplere, deoarece convertorul evoluează spre un punct de funcționare nou, caracterizat de altă pereche (D_1, D_2) care trebuie să satisfacă relația de legătură între V_1, V_2 și V_0 , exprimată prin (5.4) sau (5.7). Modificarea doar a unui factor de umplere de la o valoare dintr-un regim stabilizat, în timp ce celălalt rămâne nemodificat, deplasează întotdeauna convertorul în alt punct de funcționare în care ambii factori sunt diferiți. Noua valoare a factorului D_1 determină modificarea formei de undă a curentului prin T_1 , deci implicit a vârfului acestuia, astfel încât valoarea medie a i_{T_1} să fie egală cu cea din momentul anterior semnalului treaptă al referinței pentru i_{L_2} .

Din Fig. 5.46 se poate conchide că influența asupra formei de undă a curentului i_{L_2} determinată de un semnal treaptă în valoarea de referință a I_{T_1} este nesemnificativă. Nu se observă o perturbație în curentul i_{L_2} în momentul aplicării semnalului treaptă, în schimb are loc o mică modificare a valorii vârf-la-vârf a i_{L_2} , fără fenomene tranzistorii perturbatoare, așa cum arată Fig. 5.44. Ca în cazul creșterii vârfului curentului i_{T_1} la apariția variației treaptă în semnalul de referință al I_{L_2} , această modificare apare datorită schimbării valorilor ambilor factori de umplere la modificarea oricărui semnal de referință.

Așa cum arată Fig. 5.44, trecerea convertorului H2I dintr-un regim stabilizat de funcționare în altul, generată de un semnal treaptă în valoarea de referință a oricăruia dintre cei doi curenți reglați, are loc într-un interval de timp de ordinul milisecundelor, întru totul acceptabil pentru cea mai mare parte a aplicațiilor convertoarelor statice de putere.

5. 4 Rezultate experimentale

Pe baza informațiilor obținute prin analiza teoretică prezentată în subcapitolele anterioare și prin simulare numerică a fost construit un model experimental pentru convertorul hibrid cu două intrări (Fig. 5.47). Caracteristicile H2I și valorile parametrilor sunt listate în Tabelul 5.5.

Schema bloc a standului experimental utilizat pentru testarea convertorului este prezentată în Fig. 5.48.

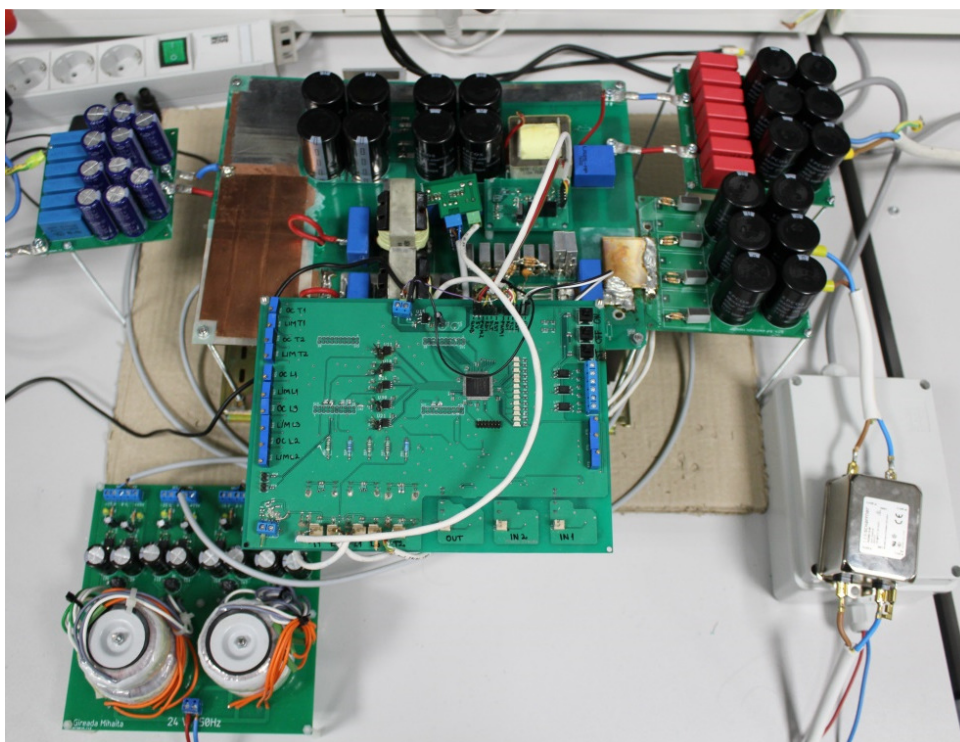


Fig. 5.47 Modelul experimental al convertorului H2I.

Tabelul 5.5 Specificațiile modelului experimental al convertorului H2I.

Nume	Valoare	UM	Semnificație (cu referire la notațiile din Fig. 5.1, Fig. 5.20 și Fig. 5.40)
Convertor			
$P_{in1,max}$	2	kW	Puterea maximă la intrarea 1
$P_{in2,max}$	2	kW	Puterea maximă la intrarea 2
$P_{out,max}$	2	kW	Puterea maximă la ieșire
V_1	400	V	Tensiunea nominală la intrarea 1
V_2	400	V	Tensiunea nominală la intrarea 2
V_0	48	V	Tensiunea nominală la ieșire
f_s	100	kHz	Frecvența de comutație
$L_1 = L_3$	150	uH	Inductivitățile comutate
$r_{L1} = r_{L3}$	33	mΩ	Rezistența serie parazită a L_1, L_3

L_2	47	uH	Inductivitatea L_2
r_{L2}	10	m Ω	Rezistența serie parazită a L_2
C_{in1}	2820	uF	Capacitatea totală la intrarea 1
C_{in2}	2820	uF	Capacitatea totală la intrarea 2
$C_1=C_2$	1880	uF	Capacitatea condensatoarelor comutate
$r_{C1}=r_{C2}$	30	m Ω	Rezistența serie parazită a C_1 și C_2
C_3	2200	mF	Capacitatea condensatorului de ieșire
r_{C3}	10	m Ω	Rezistența echivalentă serie a C_3
K_{CS1}	0,05	V/A	Constanta senzorului de curent pt i_{T_1}
K_{CS2}	0,2	V/A	Constanta senzorului de curent pt i_{L_2}
Parametrii regulatorului pentru curentul I_{T_1} (I_{V_1})			
f_t	5	kHz	Frecvența de tăiere (CCM)
φ_r	70	grd.	Rezerva de fază (în CCM)
R_1	10	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 5.40)
R_2	73	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 5.40)
C_1	464	pF	Capacitate reacție AO (Fig. 5.40)
C_2	3,2	nF	Capacitate reacție AO (Fig. 5.40)
Parametrii regulatorului pentru curentul I_{L_2} (I_{V_2})			
f_t	5	kHz	Frecvența de tăiere (CCM)
φ_r	70	grd.	Rezerva de fază (în CCM)
R_1	10	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 5.40)
R_2	0,423	k Ω	Rezistență reacție AO (Fig. 5.40)
C_1	426,74	nF	Capacitate reacție AO (Fig. 5.40)
C_2	13,7	nF	Capacitate reacție AO (Fig. 5.40)

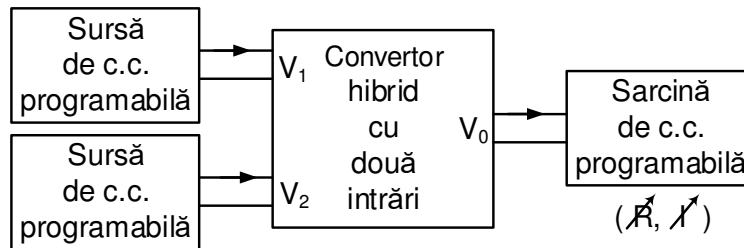


Fig. 5.48 Schema bloc a standului utilizat pentru testarea modelului experimental al H2I.

Fig. 5.49 și Fig. 5.50 prezintă formele de undă experimentale și cele obținute prin simulare numerică, pentru următoarele condiții de funcționare în CCM, în buclă deschisă: $V_1 = 70V$; $V_2 = 70V$; $V_O = 44,95V$ ($R_{out} = 4,5 \Omega$). Factorii de umplere ai celor două semnale de comandă sunt $D_1 = 70\%$ și $D_2 = 30\%$. În rezultatele experimentale se observă oscilații în tensiunea pe tranzistorul T_2 , v_{T2} , care apar datorită faptului că nu există un circuit de filtrare ("snubber") conectat între terminalele tranzistorului. Tensiunea pe T_1 este controlată de un circuit de filtrare, care are rolul de a amortiza rapid oscilațiile (mult mai mari decât la T_2 în cazul absenței filtrului) și a reduce semnificativ (cu 100V) supratensiunea care apare la prima oscilație. Se observă o bună corespondență între datele experimentale și cele de simulare. Forma de undă a curentului prin L_1 , care evidențiază cel mai bine cele trei stări prin care trece convertorul într-o perioadă de comutație, este aproape identică cu cea obținută prin simulare și confirmă și analiza teoretică prezentată în acest capitol.

Cazul $D_1 < D_2$ este prezentat în Fig. 5.51 și Fig. 5.52. Datele de simulare și experimentale au fost obținute la funcționarea în CCM, în buclă deschisă, cu: $V_1 = 70V$; $V_2 = 70V$; $V_O = 31,9V$ ($R_{out} = 4,5 \Omega$). Factorii de umplere au valorile: $D_1 = 35\%$ și $D_2 = 50\%$. Și în acest caz formele de undă experimentale și cele de simulare sunt în concordanță. Se remarcă faptul că forma de undă a curentului i_{out} este esențial diferită față de cazul $D_1 > D_2$, datorită faptului că o stare a convertorului este înlocuită (starea I cu starea II) în succesiunea celor trei stări dintr-o perioadă de comutație, așa cum este descris în subcapitolul de analiză teoretică.

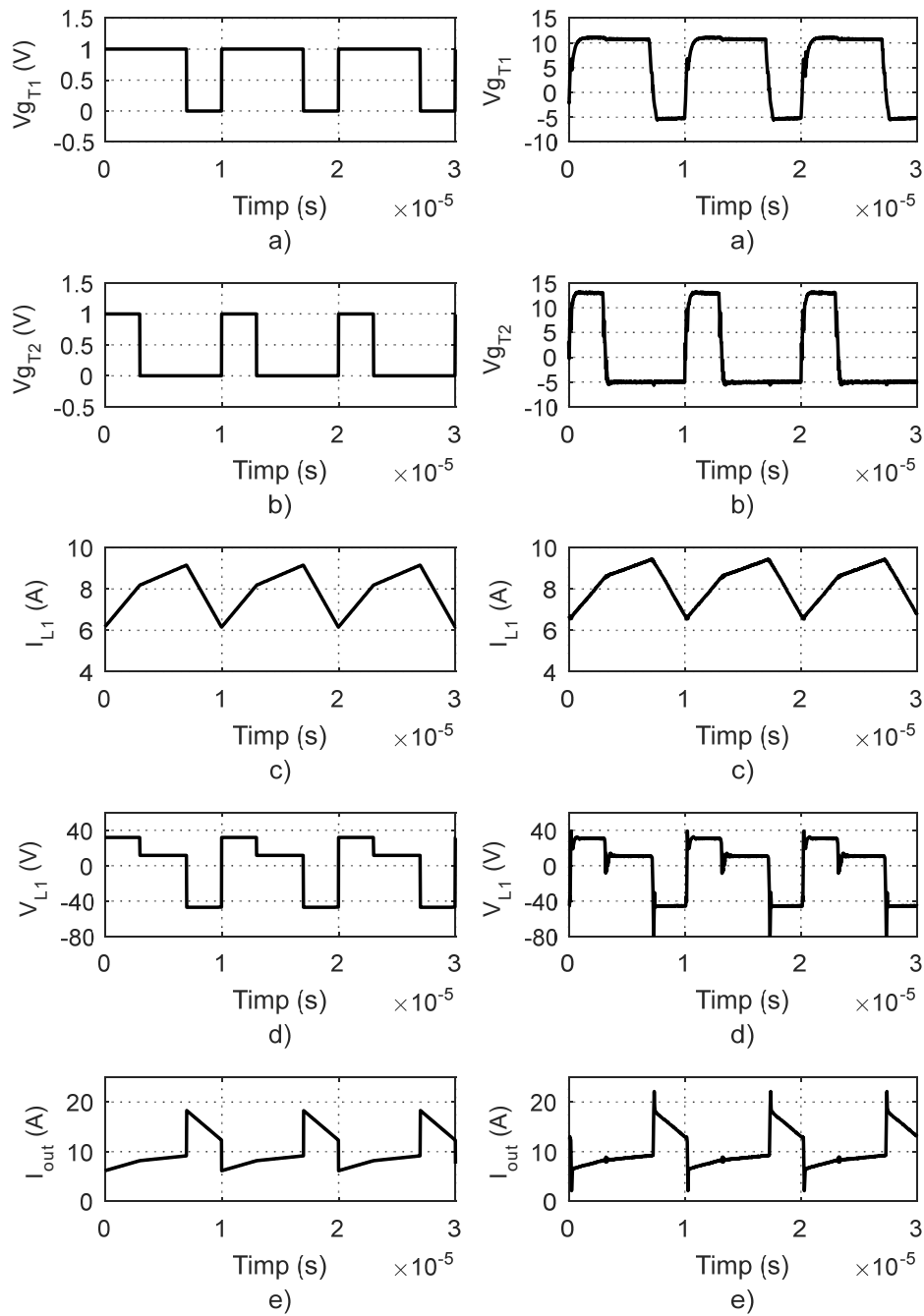


Fig. 5.49 Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent neîntrerupt, pentru: $V_1 = 70\text{V}$; $V_2 = 70\text{V}$; $V_O = 44,95\text{V}$ ($R_{out} = 4,5\ \Omega$); $D_1 = 70\%$; $D_2 = 30\%$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică ($V_{g_{T1}}$, $V_{g_{T2}}$ sunt semnalele de comandă pentru T_1 , respectiv T_2); dreapta: rezultate experimentale ($V_{g_{T1}}$, $V_{g_{T2}}$ reprezintă tensiunile G-S pentru T_1 , respectiv T_2).

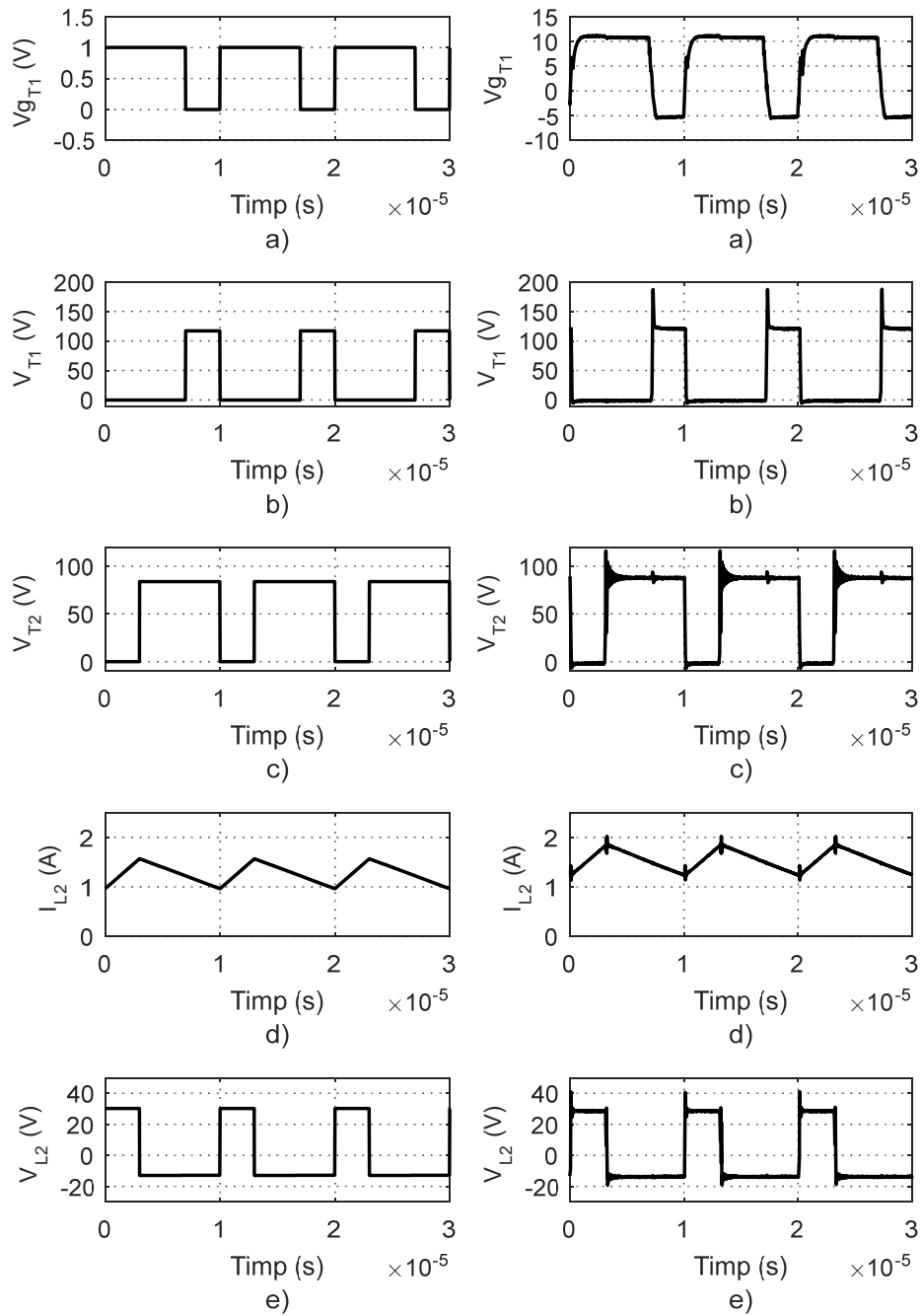


Fig. 5.50 (continuare Fig. 5.49) Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent neîntrerupt, pentru: $V_1 = 70\text{V}$; $V_2 = 70\text{V}$; $V_O = 44,95\text{V}$ ($R_{out} = 4,5\ \Omega$); $D_1 = 70\%$; $D_2 = 30\%$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică ($V_{g_{T1}}$ este semnalul de comandă pentru T_1); dreapta: rezultate experimentale ($V_{g_{T1}}$ reprezintă tensiunea G-S pentru T_1).

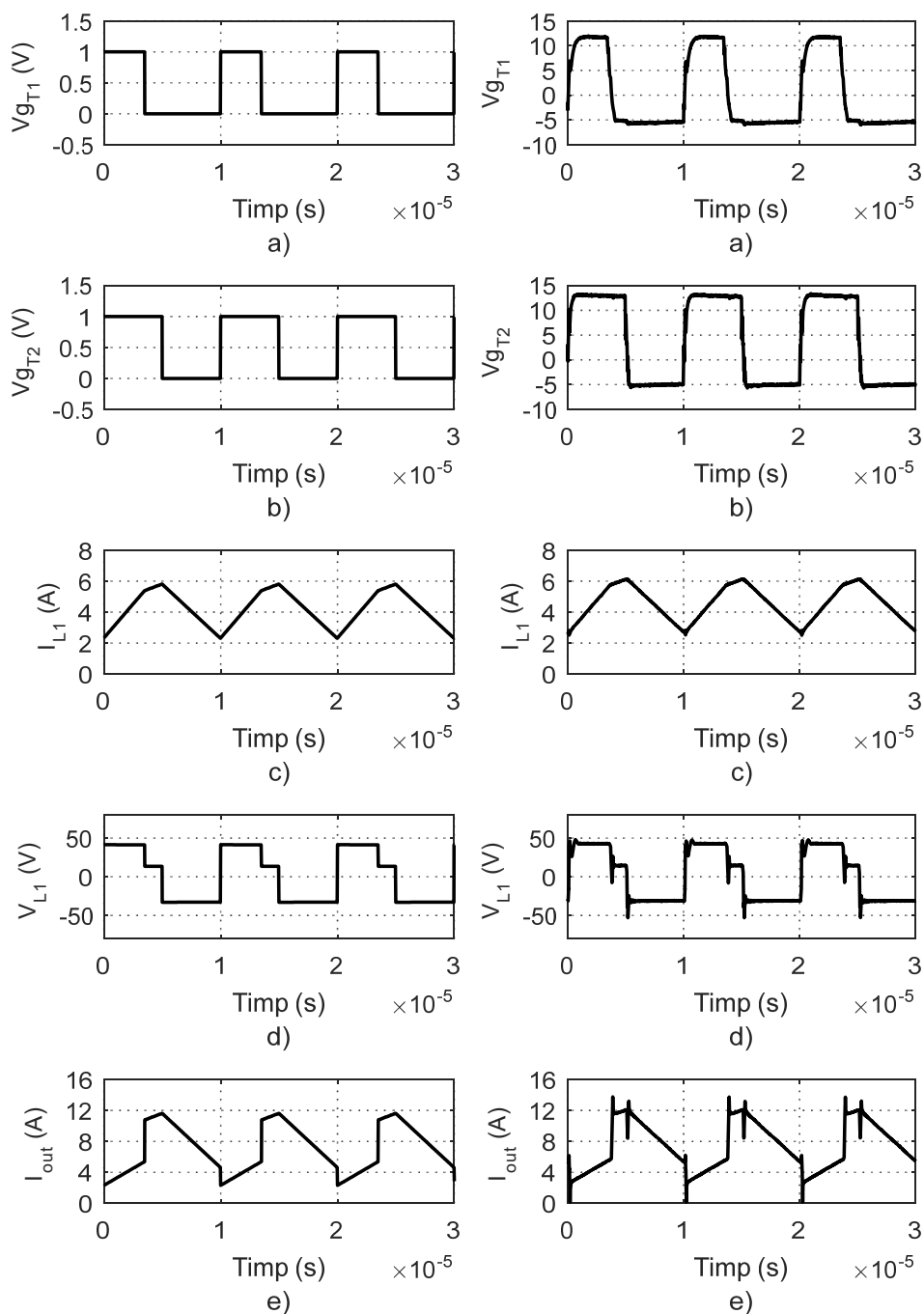


Fig. 5.51 Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent neîntrerupt, pentru: $V_1 = 70V$; $V_2 = 70V$; $V_O = 31,9V$ ($R_{out} = 4,5 \Omega$); $D_1 = 35\%$; $D_2 = 50\%$. Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică (V_{gT1} , V_{gT2} sunt semnalele de comandă pentru T_1 , respectiv T_2); dreapta: rezultate experimentale (V_{gT1} , V_{gT2} reprezintă tensiunile G-S pentru T_1 , respectiv T_2).

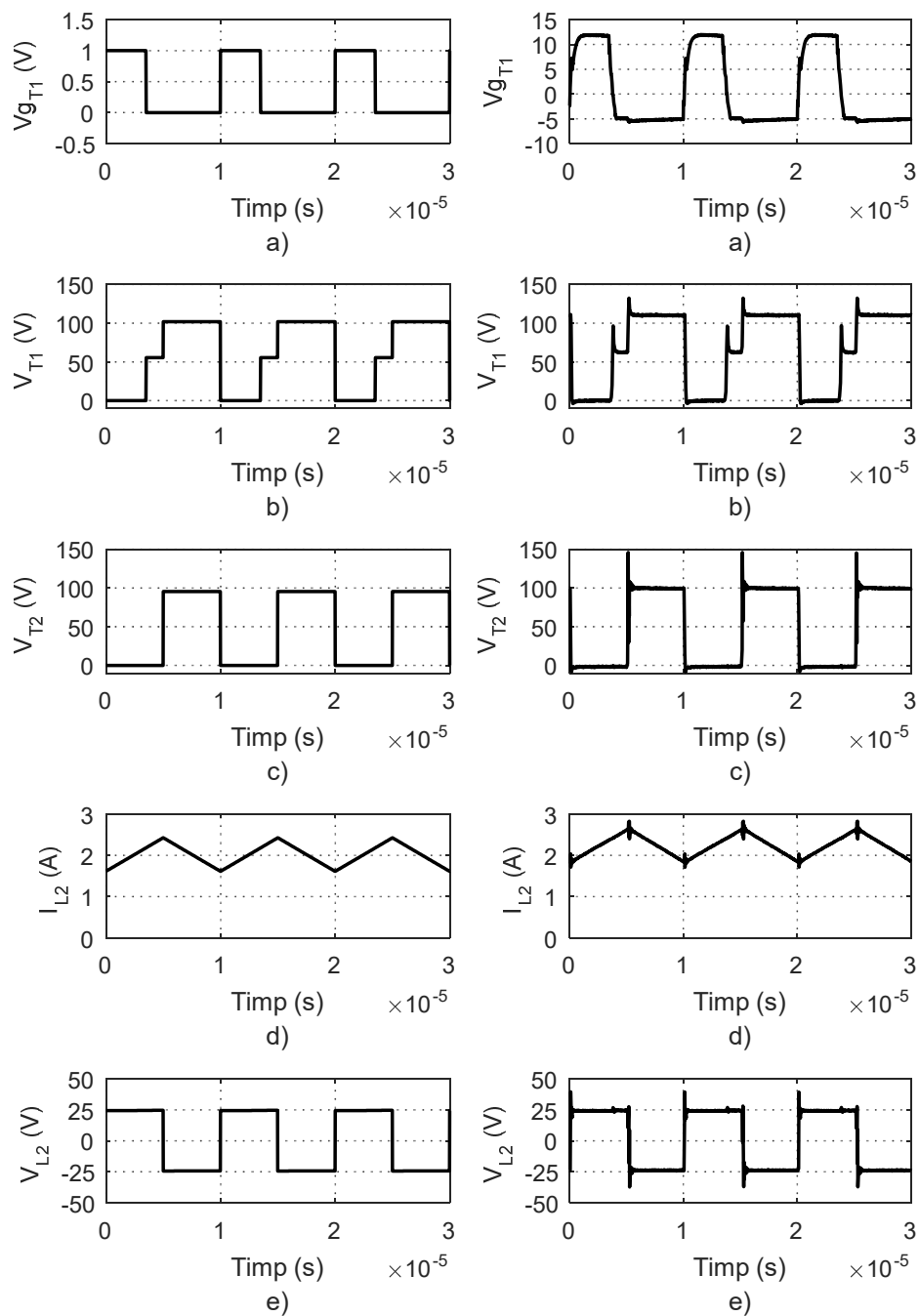


Fig. 5.52 (continuare Fig. 5.51) Forme de undă obținute la funcționare în regim de curent neîntrerupt, pentru: $V_1 = 70\text{V}$; $V_2 = 70\text{V}$; $V_O = 31,9\text{V}$ ($R_{out} = 4,5 \Omega$); **$D_1 = 35\%$; $D_2 = 70\%$** . Stânga: rezultate obținute prin simulare numerică ($V_{g_{T1}}$ este semnalul de comandă pentru T_1); dreapta: rezultate experimentale ($V_{g_{T1}}$ reprezintă tensiunea G-S pentru T_1).

5. 5 Concluzii

Topologia convertorului hibrid cu două intrări, având în componență doar două tranzistoare, se obține prin combinarea a două convertoare hibride, unul cu inductivități comutate, celălalt cu capacități comutate, respectând principiile de sinteză prezentate în capitolul 1. Celula cu inductivități comutate este cea care intermediază transferul de energie la ieșire, pentru ambele convertoare încorporate.

O posibilă aplicație a convertorului, prezentată în acest capitol, este legată de preluarea energiei de la două surse regenerabile, care pot fi de tipuri diferite. O situație tipică este aceea a unui sistem de conversie a energiei, de putere mică, care conține o turbină eoliană și un sistem de panouri fotovoltaice. Un avantaj important al H2I este acela că puterile la intrare pot fi controlate independent, chiar dacă cele două convertoare se influențează reciproc.

Pentru a simplifica analiza de regim stabilizat, aceasta a fost efectuată în anumite condiții de funcționare. În primul rând a fost necesară adoptarea ipotezei sincronizării celor două semnale de comandă pe frontul pozitiv, deoarece în cazul în care acestea nu sunt sincronizate gradul de complexitate al analizei crește semnificativ. În al doilea rând, din examinarea funcționării s-a dedus că fiecare din cele două cazuri de inegalitate între factorii de umplere ai semnalelor de comandă trebuie tratat separat, pentru că stările prin care trece convertorul într-o perioadă de comutație sunt diferite. Tensiunea de ieșire depinde de cei doi factori de umplere și de tensiunile de intrare dar expresiile ei matematice sunt diferite în cele două situații. Totuși, la egalitatea factorilor de umplere, expresiile devin identice.

Au fost determinate relațiile între valorile medii ale curenților de intrare, de ieșire și prin inductivități, importante pentru reglarea puterilor de intrare, menținerea lor în punctele de maxim (în cazul surselor regenerabile) sau modificarea lor după necesitățile de la ieșirea convertorului. Aceste relații se folosesc și ca punct de plecare în analiza de stabilitate. Trebuie menționat că ecuațiile care exprimă legăturile dintre curenți sunt mult mai complexe decât cele de la convertoarele clasice sau hibride cu o singură intrare.

Analiza de stabilitate a fost realizată folosind metoda SSA, dar au fost necesare și dezvoltările teoretice din analiza de regim stabilizat. Variabilele de control sunt valoarea medie curentul prin tranzistorul din convertorul cu inductivități comutate, egală cu cea a curentului printr-una din surse, și curentul prin inductivitatea de intrare a convertorului cu capacități comutate, a cărui valoare medie coincide cu cea a curentul prin a doua sursă. Pe baza diagramelor Bode ale funcțiilor de transfer la

semnal mic ale variabilelor de control, obținute prin analiză, s-au proiectat cele două regulatoare. S-a constatat că există o influență reciprocă a buclor de reglare, și ca urmare au fost determinate funcții de transfer pentru decuplarea lor. Simulările realizate, utilizând un model în comutație complet al H2I care include regulatoarele și funcțiile de decuplare, au arătat că poate fi asigurată stabilitatea controlului celor doi curenți în diferite condiții de funcționare, indiferent de relația dintre cei doi factori de umplere.

Pe baza datelor colectate din analiza teoretică și simulare a fost construit un model experimental al H2I, care a fost testat în laborator. Alimentarea a fost făcută de la două surse de tensiune programabile. Rezultatele prezentate în capitol, obținute prin teste de funcționare în buclă deschisă, confirmă datele teoretice, formele de undă achiziționate fiind similare cu cele obținute prin simulare.

5. 6 Bibliografie

- [1] Y. C. Liu and Y. M. Chen, "A Systematic Approach to Synthesizing Multi-Input DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1-2, pp. 116-127, Jan.2009.
- [2] Y. Li, X. B. Ruan, D. S. Yang, F. X. Liu, and C. K. Tse, "Synthesis of Multiple-Input DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2372-2385, Sept.2010.
- [3] K. Eguchi, I. Oota, S. Pongswatd, A. Julsereewong, K. Tirasesth, and H. Sasaki, "Synthesis and Analysis of A Dual-Input Parallel Dc-Dc Converter Designed by Using Switched Capacitor Techniques," *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, vol. 7, no. 4, pp. 1675-1688, Apr.2011.
- [4] L. Yan, Y. Dongsheng, and R. Xinbo, "A systematic method for generating multiple-input DC/DC converters," *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, (VPPC '08)*, Harbin, Hei Longjiang, China, September 2008, pp. 1-6.
- [5] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor (SC)/switched inductor (SL) structures for getting hybrid step-down Cuk/Sepic/Zeta converters," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS 2006)*, 2006, pp. 5063-5066.
- [6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of power electronics", 2nd edition, ch. 7, *Kluwer Academic/Plenum Publishers*, New York, 2001.
- [7] C. P. Basso, "Switch-Mode Power Supplies. SPICE Simulations and Practical Designs", ch. 3, *McGrawHill*, New York, 2008.