

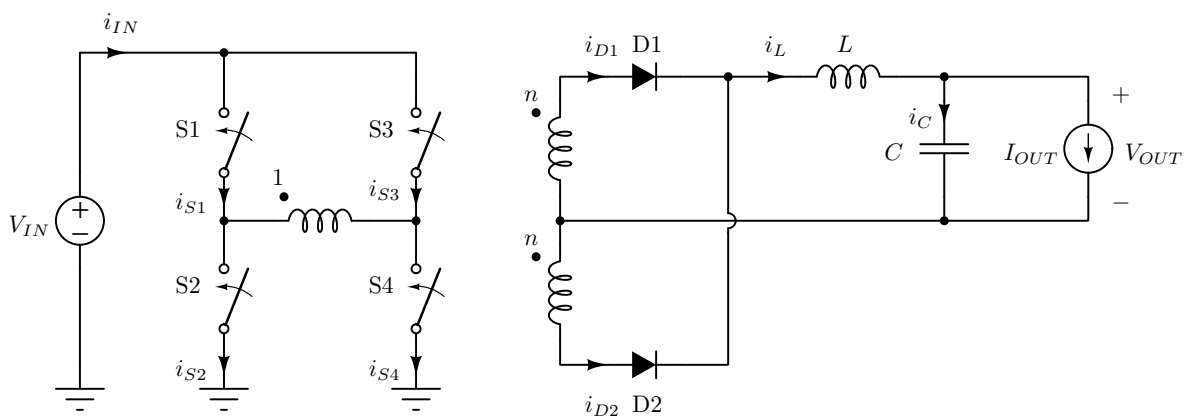
Full bridge konvertor

Prethodno analizirani push-pull konvertor je prvi u nizu konvertora sa galvanском izolacijom koji na primaru transformatora prave simetričan naizmenični napon, a na sekundaru se taj napon ispravlja dvostranim ispravljачem i filtrira L filtrom. Zbog dvostranog ispravljачa ovi konvertori na sekundarnoj strani imaju udvostručavanje frekvencije, tzv. “frequency doubling”, pa je na filterskim komponentama osnovna frekvencija dva puta veća od frekvencije promene stanja prekidača. Takođe, zbog L filtra na izlazu ovi konvertori su “buck derived”, pa po tom osnovu imaju niz zajedničkih osobina, pre svega su to mala talasnost i efektivna vrednost struje filterskog kondenzatora i isti tip funkcija prenosa koje su od značajne za upravljanje konvertorom. Push-pull konvertor zahteva samo dva prekidača i oba su vezana jednim krajem na masu, pa high side drajveri nisu potrebni. Međutim, primarna strana transformatora se sastoji od dva namotaja, što je komplikovano za izradu i veće u odnosu na jedan namotaj za dvostruko veću efektivnu vrednost struje. Takođe, napon na isključenom prekidaču dostiže dvostruku vrednost ulaznog napona, što je nepovoljno pri visokim ulaznim naponima. Dodatna nepogodnost je što je prekidač direktno vezan za namotaj transformatora, pa energija iz rasipnih induktivnosti mora da se uklanja snaberom, koji disipira i koji treba pažljivo podesiti u zavisnosti od rasipne induktivnosti transformatora (ovo podešavanje se ne vrši za svaki primerak konvertora, već za tip transformatora sa datom rasipnom induktivnošću; serijska proizvodnja transformatora daje prilično ponovljive vrednosti rasipnih induktivnosti).

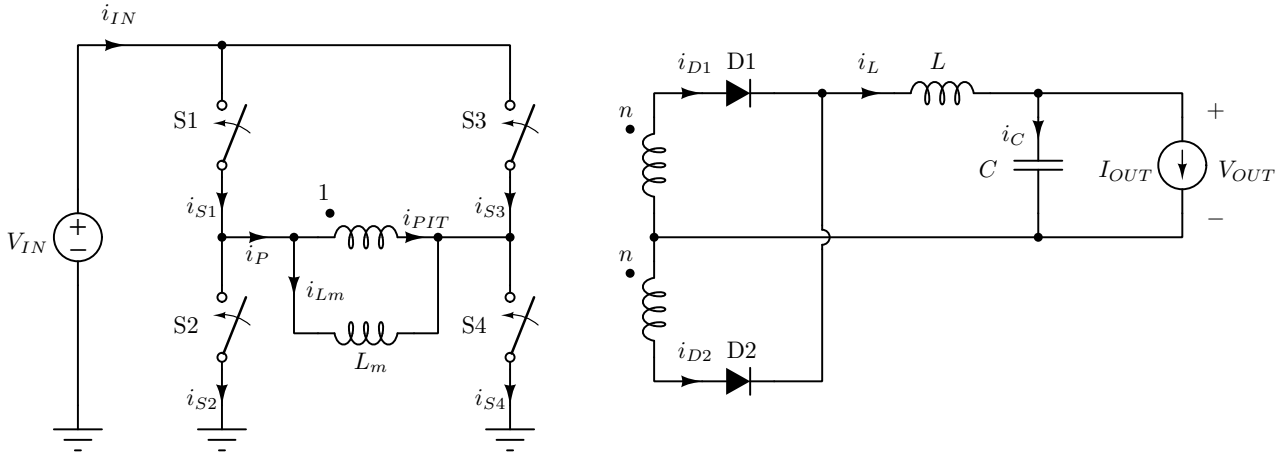
Navedeni problemi push-pull konvertora se po cenu primene još dva prekidača koji nisu vezani za masu i kojima jeste potreban high side driver mogu rešiti primenom full bridge konvertora koji je prikazan na slici 1. Odmah se uočava da je deo konvertora vezan za sekundar transformatora isti kao i kod push-pull konvertora. Razlike postoje samo na primarnoj strani, gde je transformator jednostavniji i manji, ali je prekidačka mreža složenija. Stoga će i analiza u odnosu na push-pull konvertor biti različita samo na primarnoj strani.

Analiza full bridge konvertora

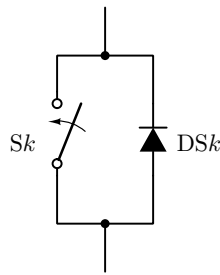
Full bridge konvertor sa slike 1 sa izdvojenom magnetizacionom induktivnošću transformatora prikazan je na slici 2. Podrazumevano je da su svi prekidači realizovani sa antiparalelnom diodom, kako je prikazano na slici 3. Antiparalelne diode će u slučaju malog opterećenja služiti za demagnetizaciju jezgra, a osim toga će obavljati ulogu snabera i preko njih će se prazniti



Slika 1: Full bridge konvertor.



Slika 2: Full bridge konvertor, izdvojena magnetizaciona induktivnost.



Slika 3: Realizacija prekidača u full bridge konvertoru, $k \in \{1, 2, 3, 4\}$.

rasipna induktivnost primara i uskladištena energija vraćati u izvor za napajanje.

U tabeli 1 su data stanja prekidačkih elemenata i model stanja konvertora tokom jedne periode prekidanja. Pod modelom stanja podrazumevano izraze za kopromenljive stanja i napone i struje prekidačkih elemenata, uzete za promenljive izlaza, u funkciji promenljivih stanja i_{Lm} , i_L i v_C . Same jednačine stanja se dobijaju zamenom karakteristika reaktivnih elemenata u odgovarajuće jednačine po kopromenljivim stanja.

Na slici 4 su prikazani vremenski dijagrami stanja prekidačkih elemenata, napona i struja kalemova. Dijagrami su isti kao i kod push-pull konvertora, sa tom razlikom što se kod full bridge konvertora prekidači uključuju u parovima, gde S1 i S4 čine jedan par, a S2 i S3 drugi. Na ovaj način se postiže isti napon na magnetizacionoj induktivnosti i isti naponi na sekundarima kao u slučaju push-pull konvertora, što uslovljava i istu sekvencu varijacija stanja prekidačkih elemenata kroz koju konvertor prolazi. Rezultati analize su stoga isti. Volt sekund balans na magnetizacionoj induktivnosti je zadovoljen samim načinom uključivanja prekidača jer je

$$V_{IN} D T_S - V_{IN} D T_S = 0 \quad (1)$$

zadovoljeno samo po sebi, pod pretpostavkom simetrije. Eventualne nesimetrije, svakako prisutne, biće analizirane nešto kasnije.

Pod pretpostavkom da je srednja vrednost struje magnetizacione induktivnosti jednaka nuli, integraljenjem napona na magnetizacionoj induktivnosti za amplitudu struje magnetizacione induktivnosti se dobija

$$I_m = \frac{V_{IN}}{2 L_m} D T_S. \quad (2)$$

Volt sekund balans na kalemu L daje

$$2 D T_S (n V_{IN} - V_{OUT}) - (1 - 2 D) T_S V_{OUT} = 0 \quad (3)$$

što dovodi do izraza za izlani napon full bridge konvertora

$$V_{OUT} = 2 n D V_{IN} \quad (4)$$

koji je isti kao i u slučaju push-pull konvertora. Takođe, kao i u slučaju push-pull konvertora duty ratio je ograničen na

$$0 \leq D \leq \frac{1}{2} \quad (5)$$

kako ne bi istovremeno vodili prekidači S1 i S2, kao i S3 i S4, što bi kratko spojilo V_{IN} . Pošto se prekidačima upravlja na isti način, push-pull konvertorom i full bridge konvertorom se upravlja istim integrisanim kolima, poput UC3846.

Potpuno isto kao i u push-pull konvertoru, amper sekund balans na kondenzatoru prema jednačinama iz tabele 1 i dijagramima sa slike 4 daje

$$\bar{i}_L = I_{OUT} = \frac{I_0 + I_1}{2}. \quad (6)$$

Kako je

$$I_1 = I_0 + \frac{n V_{IN} - V_{OUT}}{L} D T_S \quad (7)$$

za I_0 i I_1 se dobija

$$I_0 = I_{OUT} - \frac{n V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} - \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (8)$$

i

$$I_1 = I_{OUT} + \frac{n V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} + \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (9)$$

čime su svi dijagrami sa slike 4 kvantitativno određeni.

Za rad konvertora u kontinualnom režimu potrebno je $I_0 \geq 0$, što se svodi na

$$I_{OUT} \geq \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D). \quad (10)$$

Kao i u slučaju push-pull konvertora, magnetizaciona struja će malo poremetiti balans struja dioda i dovesti do nešto strožijeg uslova od (10) za važenje pretpostavljene sekvence varijacija stanja prekidačkih elemenata.

Naponi i struje prekidača prikazani su na slici 5. Uočava se da, za razliku od push-pull konvertora, na prekidačima nema prenapona, napona većeg od V_{IN} . Dodatno, antiparalelno vezane diode ograničavaju opseg napona na prekidačima na $0 \leq v_{Sk} \leq V_{IN}$, $k \in \{1, 2, 3, 4\}$, čime ujedno vrše i funkciju nedisipativnog snabera. Prekidači su označeni tako da po svakoj vertikali, takozvanom stubu, postoji jedan prekidač indeksiran neparnim brojem $(2l-1)$ i jedan prekidač indeksiran parnim brojem $(2l)$, za indeks stuba $l \in \{1, 2\}$. Ako je jedan prekidač u stubu uključen, on uslovljava da drugi prekidač ne sme biti uključen. Oba prekidača u stubu mogu biti isključena. Uključeni prekidač dovodi napon V_{IN} na isključeni prekidač pošto je

$$v_{S(2k-1)} + v_{S(2k)} = V_{IN} \quad (11)$$

što sledi iz Kirhofovih zakona. Za određivanje napona na prekidačima potrebno je još razrešiti situaciju kada su sva četiri prekidača isključena. Po pretpostavci kontinualnog režima rada tada vode obe diode D1 i D2, pa je transformator u kratkom spoju i $v_{Lm} = 0$. Ovo uslovljava

$$v_{S1} - v_{S3} = 0 \quad (12)$$

Tabela 1: Naponi i struje u full bridge konvertoru

t	$0 \leq t < DT_S$	$DT_S \leq t < \frac{1}{2} T_S$	$\frac{1}{2} T_S \leq t < (\frac{1}{2} + D) T_S$	$(\frac{1}{2} + D) T_S \leq t < T_S$
on	S1, S4, D1	D1, D2	S2, S3, D2	D1, D2
off	S2, S3, D2	S1, S2, S3, S4	S1, S4, D1	S1, S2, S3, S4
v_{Lm}	V_{IN}	0	$-V_{IN}$	0
v_L	$n V_{IN} - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$	$n V_{IN} - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$
i_C	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$
v_{S1}	0	?	V_{IN}	?
v_{S2}	V_{IN}	$V_{IN} - v_{S1}$	0	$V_{IN} - v_{S1}$
v_{S3}	V_{IN}	v_{S1}	0	v_{S1}
v_{S4}	0	$V_{IN} - v_{S1}$	V_{IN}	$V_{IN} - v_{S1}$
v_{D1}	0	0	$2n V_{IN}$	0
v_{D2}	$2n V_{IN}$	0	0	0
i_{S1}	$n i_L + i_{Lm}$	0	0	0
i_{S2}	0	0	$n i_L - i_{Lm}$	0
i_{D1}	i_L	$\frac{1}{2} (i_L - \frac{1}{n} i_{Lm})$	0	$\frac{1}{2} (i_L - \frac{1}{n} i_{Lm})$
i_{D2}	0	$\frac{1}{2} (i_L + \frac{1}{n} i_{Lm})$	i_L	$\frac{1}{2} (i_L + \frac{1}{n} i_{Lm})$

i

$$v_{S2} - v_{S4} = 0. \quad (13)$$

Iz (11) dobija se

$$v_{S1} + v_{S2} = V_{IN} \quad (14)$$

i

$$v_{S3} + v_{S4} = V_{IN}. \quad (15)$$

Sistem jednačina (12) do (15) predstavlja linearan sistem od četiri jednačine sa četiri nepoznate. Kako se već događalo, sistem jednačina nema pun rang, rang sistemske matrice je tri. Pošto je i rang proširene matrice tri, sistem po Kroneker-Kapelijevoj teoremi ima beskonačno mnogo rešenja, pa je jednu promenljivu moguće slobodno odrediti kako bi se dobilo jednoznačno rešenje od beskonačno mogućih rešenja. Ako v_{S1} izaberemo proizvoljno, za napone ostalih prekidača dobijamo

$$v_{S2} = V_{IN} - v_{S1} \quad (16)$$

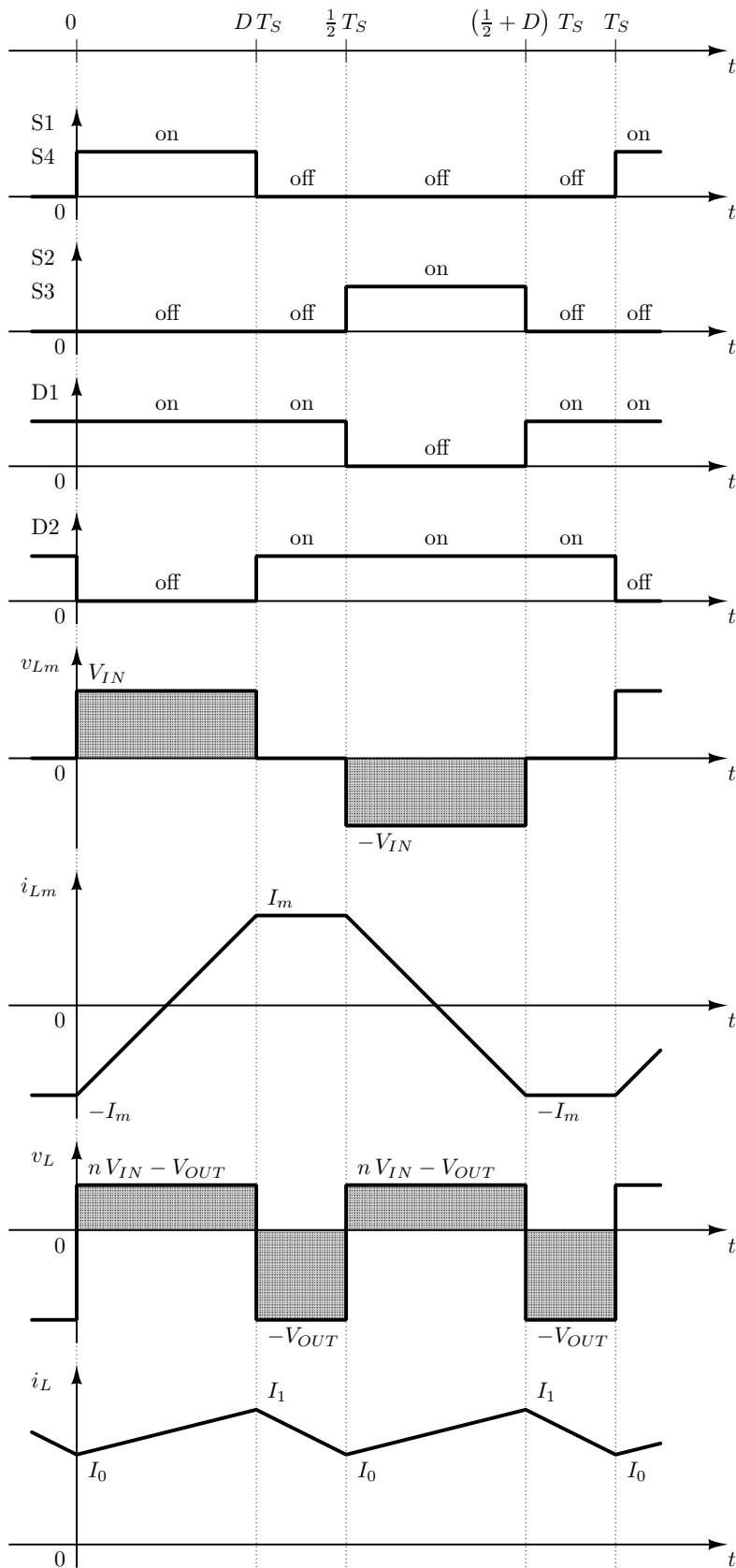
$$v_{S3} = v_{S1} \quad (17)$$

i

$$v_{S4} = V_{IN} - v_{S1} \quad (18)$$

kako je i uneto u tabeli 1. Sva četiri isključena prekidača dodatno su podelila kolo sa dva na tri disjunktne dela, pošto je i primar transformatora sada nepovezan sa delom kola gde je izvor ulaznog napona V_{IN} . Pre toga je već bio odvojen sekundarni deo kola.

Linearan sistem (12) do (15) ne ograničava vrednosti napona na prekidačima. Međutim, oni su antiparalelnim diodama ograničeni na opseg $0 \leq v_{Sk} \leq V_{IN}$. Izborom v_{S1} u tom opsegu, preostala tri napona automatski se ograničavaju na isti opseg, takve su jednačine. U praksi, napon v_{S1} će biti određen parazitnim efektima koji u ovoj analizi nisu razmatrani. Za potrebe



Slika 4: Full bridge konvertor, stanja prekidačkih elemenata, naponi i struje kalemova.

crtanja dijagrama pretpostavljeno je $v_{S1} = v_{S2}$ što daje $v_{Sk} = \frac{1}{2} V_{IN}$ za $k \in \{1, 2, 3, 4\}$. Izuzev što lepo izgleda, navedeni izbor ničim nije opravdan, ali nije ni bitan, bitno je da su naponi ograničeni na šrafirani opseg.

Struje prekidača prikazane na slici 5 su određene iz ekvivalentnih linearnih kola za

ustanovljene varijacije stanja prekidačkih elemenata primenom Kirhofovog zakona za struje i izražene su u funkciji i_L i i_{Lm} u tabeli 1. Vršna vrednost struje prekidača nosi informaciju o maksimalnoj i minimalnoj vrednosti struje magnetizacione induktivnosti, pa se upravljanjem konvertorom ograničavanjem vršne vrednosti struje prekidača ujedno simetrira i magnetizacija jezgra. Za uklanjanje jednosmerne komponente struje magnetizacione induktivnosti se nekada koristio i redni kondenzator velike kapacitivnosti, što je po više osnova nepraktično i decenijama se ne koristi, takvo rešenje se može naći još samo u staroj literaturi. Kod full bridge konvertora je ovo bilo moguće izvesti jer je struja primara transformatora, $i_P = i_{S1} - i_{S2}$, naizmenična, bez jednosmerne komponente. Ipak, princip uklanjanja jednosmerne komponente rednim kondenzatorom ima primenu kod half bridge konvertora koji će sledeći biti obrađen. Kao što je već rečeno, savremeni full bridge konvertori simetriraju magnetizaciju jezgra transformatora primenom tehnike programiranja struje i merenja vršne vrednosti struje prekidača kako je prikazano na primeru push-pull konvertora. Štaviše, to se postiže primenom istih integrisanih kola, poput UC3846.

Kako je $i_{IN} = i_{S1} + i_{S3}$, preko površine dva trapeza se za srednju vrednost ulazne struje dobija

$$I_{IN} = 2 \frac{n I_0 + n I_1}{2} D = 2 n D I_{OUT} \quad (19)$$

pa je ulazna snaga

$$P_{IN} = 2 n D I_{OUT} V_{IN} = I_{OUT} V_{OUT} = P_{OUT} \quad (20)$$

odakle je koeficijent korisnog dejstva $\eta = 100\%$, što je očekivano jer u korišćenim modelima nema gubitaka. Preko jednačina (4) i (19) konvertor se u ustaljenom stanju u kontinualnom režimu rada može modelovati idealnim transformatorom prenosnog odnosa $1 : 2 n D$, što je identično modelu push-pull konvertora i slično modelima forward konvertora i buck konvertora.

Naponi i struje dioda su dati u tabeli 1 i prikazani na slici 6. Kada ima uključenih prekidača, oni definišu napone na transformatoru, a time i provodnu diodu, D1 ili D2. Provodna dioda tada vodi celu struju kalema. Kada su svi prekidači isključeni, vode obe diode i transformator se nalazi u kratkom spoju, što znači da je napon na magnetizacionoj induktivnosti jednak nuli. Koristeći strujnu jednačinu iz karakteristike elementa idealnog transformatora

$$i_{Lm} + n i_{D1} - n i_{D2} = 0 \quad (21)$$

i Kirhofov zakon za struje primenjen na čvor na koji su povezane katode dioda sa kalemom,

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L \quad (22)$$

dobija se

$$i_{D1} = \frac{1}{2} \left(i_L - \frac{1}{n} i_{Lm} \right) \quad (23)$$

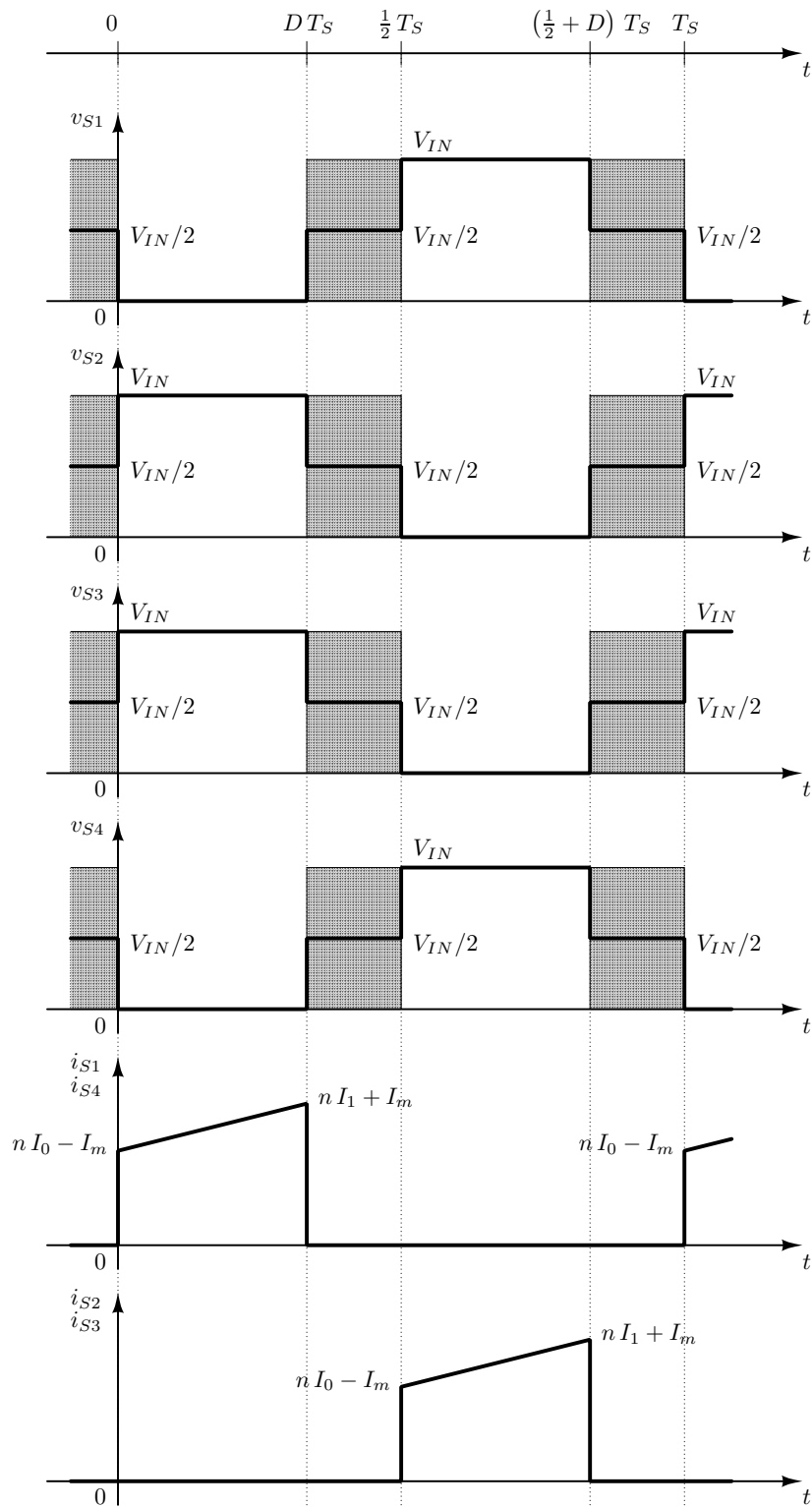
i

$$i_{D2} = \frac{1}{2} \left(i_L + \frac{1}{n} i_{Lm} \right). \quad (24)$$

Izvođenje je isto kao i u slučaju push-pull konvertora. Na slici 6 su karakteristične vrednosti struja, osim I_0 i I_1 , označene sa

$$I_a = \frac{1}{2} \left(I_1 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (25)$$

$$I_b = \frac{1}{2} \left(I_0 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (26)$$



Slika 5: Full bridge konvertor, naponi i struje prekidača.

$$I_c = \frac{1}{2} \left(I_1 + \frac{1}{n} I_m \right) \quad (27)$$

i

$$I_d = \frac{1}{2} \left(I_0 + \frac{1}{n} I_m \right). \quad (28)$$

Kao i kod push-pull konvertora, kako bi važila pretpostavljena sekvenca varijacija stanja

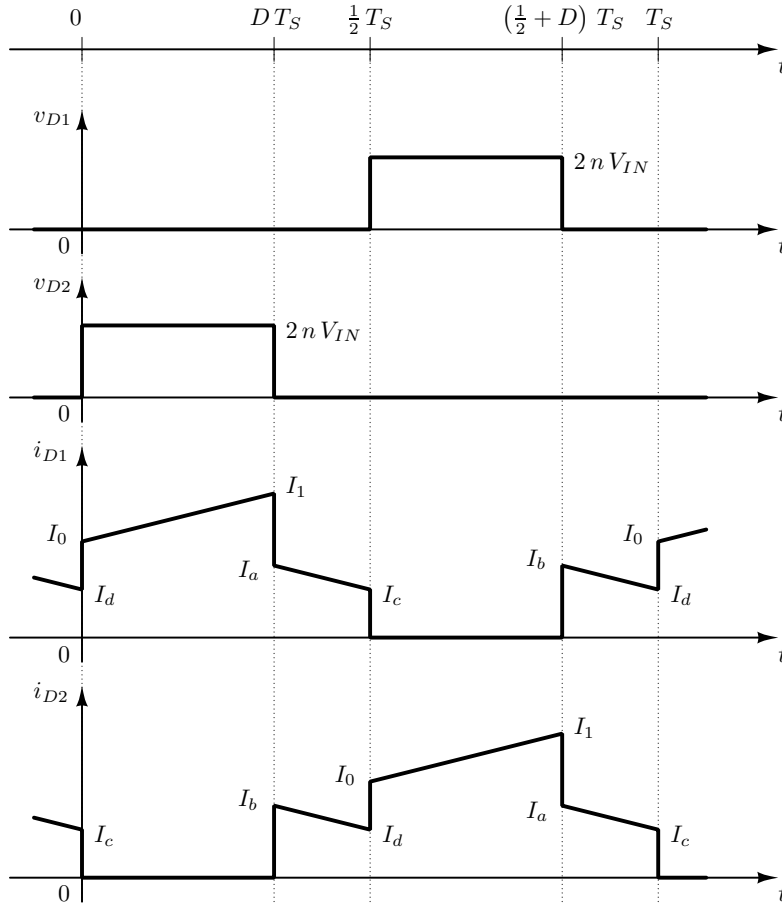
prekidačkih elemenata i prikazani vremenski dijagrami, potrebno je da je $I_b > 0$, što se preko

$$I_0 - \frac{1}{n} I_m > 0 \quad (29)$$

svodi na

$$I_{OUT} > \frac{n V_{IN} D}{2 f_S L} D \left(1 - 2 \left(D - \frac{L}{n^2 L_m} \right) \right) \quad (30)$$

što je za $\frac{V_{IN} D}{n f_S L_m}$ veće od granice (10) za diskontinualni režim. Ako $L_m \rightarrow \infty$, uslov (30) se svodi na (10).



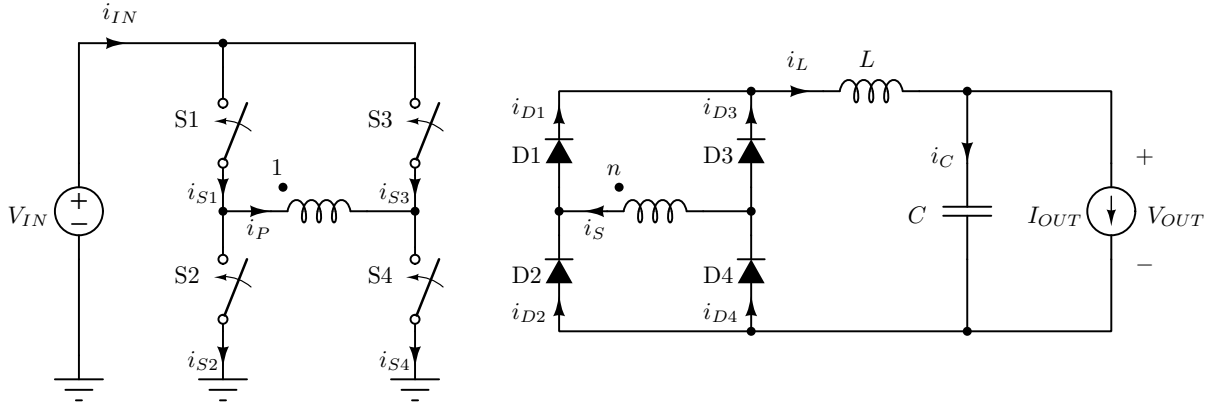
Slika 6: Full bridge konvertor, naponi i struje dioda.

Full bridge konvertor sa diodnim mostom na izlazu

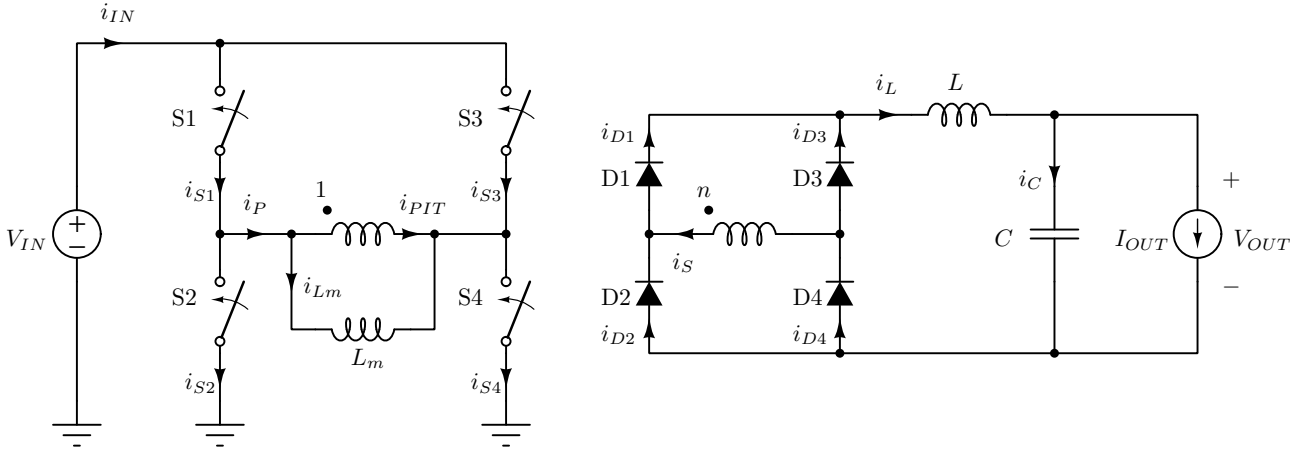
Kao i u bilo kom slučaju dvostranog ispravljanja, ispravljač sa transformatorom sa srednjim izvodom ima smisla da bude zamenjen diodnim mostom u slučaju visokog izlaznog napona. Pošto je broj dioda udvostručen, udvostručeni su i kondukциони gubici na diodama, što na visokim naponima nije od značaja, ali je značajna prednost jednostavniji i manji transformator. Full bridge konvertor sa diodnim mostom je prikazan na slici 7. Posle izdvajanja magnetizacione inuktivnosti, konvertor se svodi na šemu sa slike 8.

Analiza struja dioda u mostu je ista kao i u slučaju push-pull konvertora, pa nema potrebe da se ovde ponavlja. Umesto toga, biće izvršena aproksimativna analiza pod pretpostavkom da je $i_{Lm} \ll i_L$, što se često koristi u praksi.

Pod uvedenim pretpostavkama, u slučaju da u kolu vode prekidači S1 i S4, za $0 \leq t < DT_S$, oni definišu i napon na transformatoru i time uslovljavaju provođenje dioda D1 i D4. Provodne



Slika 7: Full bridge konvertor sa Grecovim spojem na izlazu.



Slika 8: Full bridge konvertor sa Grecovim spojem na izlazu, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

diode vode struju i_L , a na neprovodnim diodama inverzni napon je nV_{IN} , dva puta manji nego u slučaju primene ispravljača sa transformatorom sa srednjim izvodom. Ovi rezultati su sistematizovani u tabeli 2. Na ovom mestu ima smisla obraditi i treći segment u periodu, kada je $\frac{1}{2}T_S \leq t < (\frac{1}{2} + D)T_S$ i kada vode prekidači S2 i S3. Situacija je ista kao u prethodno razmatranom slučaju, samo što prekidači S2 i S3 menjaju uloge sa prekidačima S1 i S4, kao što i diode D2 i D3 menjaju uloge sa diodama D1 i D4, kako je dato u tabeli 2.

U preostala dva segmenta, kada ne vode prekidači, uz pretpostavku $I_m \approx 0$ struja primara idealnog transformatora sa slike 8 je bliska nuli, time i struja sekundara, prema karakteristici elementa idealnog transformatora. Ovo uslovljava vrlo približno važenje

$$i_{D1} = i_{D2} \quad (31)$$

i

$$i_{D3} = i_{D4} \quad (32)$$

pa se problem svodi na određivanje samo dve napoznate struje, na primer i_{D1} i i_{D3} . Za ove dve struje imamo samo jedan uslov koji treba da zadovolje,

$$i_{D1} + i_{D3} = i_L \quad (33)$$

pošto druga jednačina po Kirhofovom zakonu za struje, $i_{D2} + i_{D4} = i_L$, primenom (31) i (32) postaje (33). Ovo je primer redundantne jednačine koja umanjuje za jedan rang sistema jednačina po i_{D1} i i_{D3} , što je u ovom slučaju zbog jednostavnosti sistema jednačina očigledno,

Tabela 2: Naponi i struje dioda u mostu

t	$0 \leq t < DT_S$	$DT_S \leq t < \frac{1}{2}T_S$	$\frac{1}{2}T_S \leq t < (\frac{1}{2} + D)T_S$	$(\frac{1}{2} + D)T_S \leq t < T_S$
on	S1, S4, D1, D4	D1, D2, D3, D4	S2, S3, D2, D3	D1, D2, D3, D4
off	S2, S3, D2, D3	S1, S2, S3, S4	S1, S4, D1, D4	S1, S2, S3, S4
v_{D1}	0	0	nV_{IN}	0
v_{D2}	nV_{IN}	0	0	0
v_{D3}	nV_{IN}	0	0	0
v_{D4}	0	0	nV_{IN}	0
i_{D1}	i_L	?	0	?
i_{D2}	0	i_{D1}	i_L	i_{D1}
i_{D3}	0	$i_L - i_{D1}$	i_L	$i_L - i_{D1}$
i_{D4}	i_L	$i_L - i_{D1}$	0	$i_L - i_{D1}$

za razliku od slučaja razmatranog kod push-pull konvertora. Kako je rang matrice sistema jednak jedan, kao i rang proširene matrice, sistem će imati beskonačno mnogo rešenja, a izbor vrednosti za jednu promenljivu će usloviti vrednost druge promenljive. Pod pretpostavkom da i_{D1} slobodno biramo, dobija se

$$i_{D3} = i_L - i_{D1} \quad (34)$$

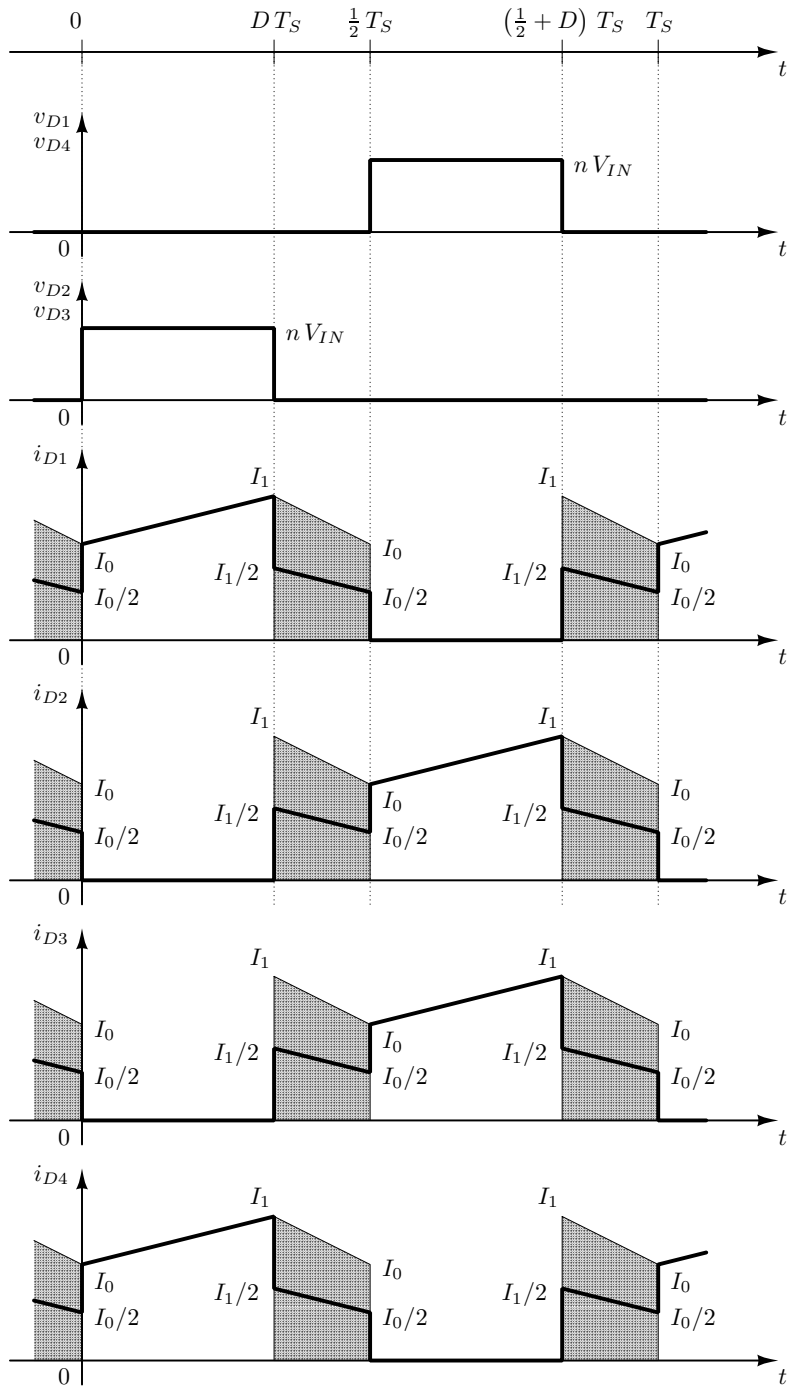
a preostale struje dioda se dobijaju direktno iz (31) i (32).

Sa tačke gledišta linearnog sistema jednačina, izbor i_{D1} je proizvoljan. Međutim, analizirani sistem linearnih jednačina podrazumeva diode predstavljene kratkim spojevima, a to je model koji važi samo ako su sve struje dioda veće od nule. Dakle, izbor i_{D1} treba ograničiti na one vrednosti koje daju nenegativne struje za sve četiri diode. Jedno ograničenje je uslovljeno samom diodom D1, $i_{D1} \geq 0$, a iz (34) se preko $i_{D3} \geq 0$ dobija gornje ograničenje za i_{D1} , $i_{D1} \leq i_L$. Dakle, moguć opseg vrednosti za i_{D1} je

$$0 \leq i_{D1} \leq i_L \quad (35)$$

a koju konkretnu vrednost će imati i_{D1} zavisice od efekata koji u kolu nisu modelovani, asimetrije dioda i otpornosti veza. Ovaj slučaj je identičan ranije opisivanom slučaju deljenja struje u dve paralelno vezane kratke veze.

Na slici 9 prikazani su naponi i struje dioda u skladu sa tabelom 2, pri čemu su u slučaju provođenja sve četiri diode šrafirani opsezi mogućih vrednosti struja dioda, dok je punom linijom označena često usvajana vrednost, mada ne i čvrsto uslovljena, pravdana simetrijom $i_{D3} = i_{D1}$, kada je $i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_{D4} = \frac{1}{2}i_L$.



Slika 9: Full bridge konvertor sa diodnim mostom, naponi i struje dioda.