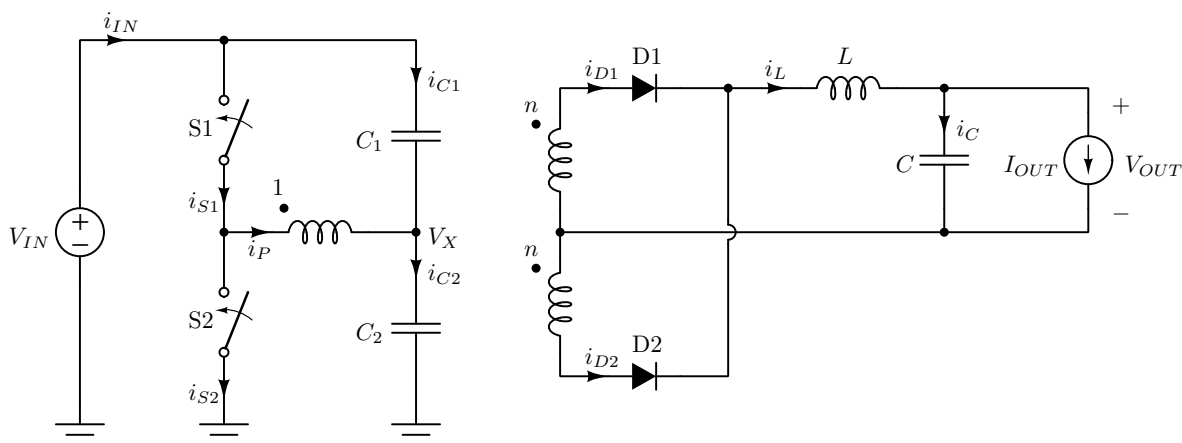
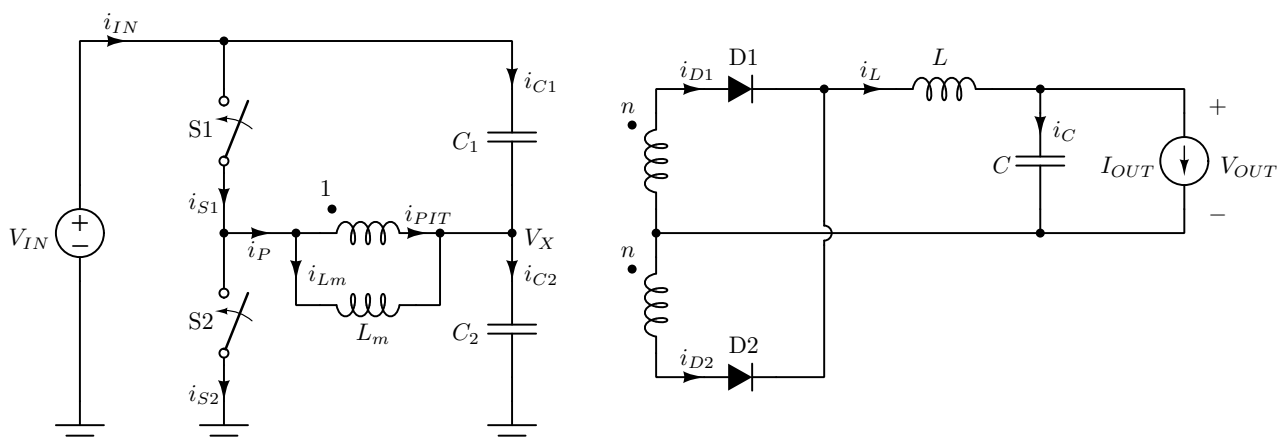


Half bridge konvertor

Half bridge konvertor je izveden iz full bridge konvertora sa ciljem da se prednosti koje full bridge konvertor nudi ostvare sa pojednostavljenom, a još više od toga, pojeftinjenom konstrukcijom. Šema veze half bridge konvertora je prikazana na slici 1. Za prekidače je pretpostavljeno da sadrže antiparalelne diode, isto kao i kod push-pull i full bridge konvertora. Half bridge konvertor na sekundaru ima istu strukturu kao full bridge konvertor, a na primarnoj strani se od njega razlikuje po tome o je broj prekidačkih elemenata prepolovljen, a jedan invertorski stub (S3 i S4 kod full bridge konvertora) je zamenjen sa dva kondenzatora, u opštem slučaju. Antiparalelne („zamajne“) diode kod prekidača, koje nisu nacrtane na šemi, omogućiće da se rasipna induktivnost prazni vraćanjem energije u izvor za napajanje, što bitno umanjuje, a najčešće potpuno uklanja, potrebu za primenom snabera. Konstrukcija half bridge konvertora je jednostavnija od full bridge konvertora, ali je analiza složenija, pa je zato u izlaganju postavljena da sledi full bridge. Za početak, smatraćemo da je transformator savršen, pa se primenom modela savršenog transformatora koji se sastoji od magnetizacione induktivnosti i idealnog transformatora dobija ekvivalentna šema konvertora sa slike 2, koja će biti predmet analize.



Slika 1: Half bridge konvertor.



Slika 2: Half bridge konvertor, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

Analiza half bridge konvertora primenom aproksimacije male talasnosti napona kondenzatora i struja kalemova

Prvi cilj u analizi konvertora će biti određivanje potencijala V_X koji definiše napone na kondenzatorima C_1 i C_2 . U tom cilju ćemo primeniti aproksimaciju male talasnosti (zero ripple approximation) napona kondenzatora, što je uobičajeno, i struja kalemova, što se u praksi uglavnom koristi za brze analize i teorijska razmatranja. Zanimarivanjem talasnosti struja kalemova implicitno smo se ograničili na analizu kontinualnog režima rada. Pretpostavićemo da je struja magnetizacije induktivnosti I_{Lm} , a struja kalema I_L , dok su naponi kondenzatora

$$V_{C1} = V_{IN} - V_X \quad (1)$$

i

$$V_{C2} = V_X \quad (2)$$

pa određivanje V_X određuje istovremeno i oba napona na kondenzatorima, što je naš prvi cilj.

Pretpostavimo sada da je način uključivanja prekidača S1 i S2 kao u push-pull konvertoru ili kao u full bridge konvertoru, ali uz dodatak asimetrije tako da prekidač S1 vodi za $0 < t < D_1 T_S$, a prekidač S2 za $\frac{1}{2} T_S < t < (\frac{1}{2} + D_2) T_S$, kako je dato i u tabeli 1. Takođe, kao i u slučaju push-pull i full bridge konvertora duty ratio je ograničen na

$$0 \leq D_k \leq \frac{1}{2} \quad (3)$$

za $k \in \{1, 2\}$, kako ne bi istovremeno vodili prekidači S1 i S2, što bi kratko spojilo V_{IN} . Istovremeno, ovo obezbeđuje pozitivna trajanja svih pretpostavljenih varijacija stanja prekidačkih elemenata Δt koja su data u tabeli 1. Pošto se prekidačima upravlja na isti način, half bridge, full bridge i push-pull konvertorom se upravlja istim integrisanim kolima, poput UC3846.

Stanja dioda se određuju isto kao i kod push-pull i full bridge konvertora. Kako bi kada su oba prekidača isključena vodile obe diode, pretpostavićemo da je izlazna struja dovoljno velika da obezbedi

$$n I_L > I_{Lm} \quad (4)$$

što je imajući u vidu malu struju magnetizacije kod transformatora sa jezgrom bez procepa u za praksu interesantnim slučajevima ispunjeno.

Potencijal V_X je uslovljen volt sekund balansom na magnetizacionoj induktivnosti. U tabeli 1 su data i normalizovana trajanja pojedinih segmenata periode, pa je volt sekund balans na L_m dat sa

$$D_1 (V_{IN} - V_X) - D_2 V_X = 0 \quad (5)$$

odakle je V_X čvrsto uslovljen sa

$$V_X = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_{IN}. \quad (6)$$

Termin „čvrsto uslovljen“ je primenjen jer kod redne veze dva kondenzatora način na koji oni dele jednosmernu komponentu napona određuju parazitni efekti, uglavnom nepoznati i nestabilnih parametara koji su podložni velikim tolerancijama i temperaturskoj zavisnosti. Svedeno na teoriju električnih kola, problem podele jednosmerne komponente napona na dva redno vezana kondenzatora je istovetan podeli napona na dve redno vezane otvorene veze, a dualan je podeli struje kroz dve paralelo vezane kratke veze, što smo ranije razmatrali. Dakle, volt sekund balans na L_m uslovljava V_X koje je dato sa (6) čvrsto, nezavisno od parazitnih efekata i temperature.

Tabela 1: Naponi i struje u half bridge konvertoru, aproksimacija male talasnosti

$\frac{t}{T_S}$	$0 \leq \frac{t}{T_S} < D_1$	$D_1 \leq \frac{t}{T_S} < \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \leq \frac{t}{T_S} < \frac{1}{2} + D_2$	$\frac{1}{2} + D_2 \leq \frac{t}{T_S} < 1$
$\frac{\Delta t}{T_S}$	D_1	$\frac{1}{2} - D_1$	D_2	$\frac{1}{2} - D_2$
on	S1, D1	D1, D2	S2, D2	D1, D2
off	S2, D2	S1, S2	S1, D1	S1, S2
v_{Lm}	$V_{IN} - V_X$	0	$-V_X$	0
v_L	$n (V_{IN} - V_X) - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$	$n V_X - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$
i_C	$I_L - I_{OUT}$	$I_L - I_{OUT}$	$I_L - I_{OUT}$	$I_L - I_{OUT}$
v_{S1}	0	$(V_{IN} - V_X)$	V_{IN}	$(V_{IN} - V_X)$
v_{S2}	V_{IN}	$V_{IN} - v_{S1}$	0	$V_{IN} - v_{S1}$
v_{D1}	0	0	$2 n V_X$	0
v_{D2}	$2 n (V_{IN} - V_X)$	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_P	$n I_L + I_{Lm}$	0	$-n I_L + I_{Lm}$	0

Poseban slučaj od interesa je slučaj potpune simetrije, $D_1 = D_2$, kome se u realizaciji teži i koji se u praksi jako dobro, mada ne i idealno, realizuje. Tada je

$$V_X = \frac{1}{2} V_{IN}. \quad (7)$$

Dakle, asimetrija u konvertoru uzrokuje odstupanje V_X od $\frac{1}{2} V_{IN}$.

Sa druge strane (“on the other hand”), prisustvo kondenzatora C_1 i C_2 u half bridge konvertoru je za primenu važno pošto uslovljava struju magnetizacije induktivnosti I_{Lm} , čiji je napon uslovio napone na kondenzatorima. Čvor u kome se susište C_1 , C_2 i primar transformatora po Kirhofovom zakonu za struje nameće

$$i_{C1} + i_{C2} + i_P = 0 \quad (8)$$

a kako je po amper sekund balansu $\overline{i_{C1}} = 0$ i $\overline{i_{C2}} = 0$, dolazimo do

$$\overline{i_P} = 0 \quad (9)$$

odakle je prema poslednoj vrsti iz tabele 1

$$(D_1 + D_2) I_{Lm} + (D_1 - D_2) n I_L = 0 \quad (10)$$

odakle je

$$I_{Lm} = \frac{D_2 - D_1}{D_1 + D_2} n I_L. \quad (11)$$

Ovim je struja magnetizacije transformatora čvrsto uslovljena, stabilna i nezavisna od parazitnih parametara, pa nema opasnosti od odlaska jezgra transformatora u zasićenje. U slučaju simetrije $D_1 = D_2$

$$I_{Lm} = 0. \quad (12)$$

Razlika se u odnosu na push-pull i full bridge konvertor odmah uočava u „čvrstom uslovljavanju“ i nije potrebno da se koriste posebne tehnike simetriranja da obezbede da jezgro transformatora ne ode u zasićenje. U jeftinim realizacijama ovo je bitno, jer se merenje struje može izbeći i uštedeti na senzoru, a i regulaciono kolo je jednostavnije. Potrebno je naglasiti i to da asimetrija uzrokuje jednosmernu komponentu struje magnetizacije transformatora, ali da za razliku od push-pull konvertora i full bridge konvertora ta jednosmerna komponenta je fiksirana i ne raste sa vremenom, pa za umerene asimetrije ne predstavlja problem. U praksi, ovo je jako velika prednost.

Kada su već u tabeli 1 navedeni i napon na kalemu i struja kondenzatora C , ima smisla iskoristiti volt sekund balans i amper sekund balans na ovim elemenima. Volt sekund balans na L posle malo sređivanja izraza daje

$$D_1 n (V_{IN} - V_X) + D_2 n V_X - V_{OUT} = 0 \quad (13)$$

odakle je zamenom (6)

$$V_{OUT} = 2 \frac{D_1 D_2}{D_1 + D_2} n V_{IN} \quad (14)$$

što se u slučaju simetrije $D_1 = D_2 = D$ svodi na

$$V_{OUT} = n D V_{IN}. \quad (15)$$

Dakle, pomoću integralnih zakona, kakav je volt sekund balans, dobijamo izraz za izlazni napon iako sve struje i naponi u kolu još nisu određeni. Izraz se odnosi na kontinualni režim rada, kada izlazni napon ne zavisi od izlazne struje.

Primena amper sekund balansa na kondenzator C daje

$$I_L = I_{OUT} \quad (16)$$

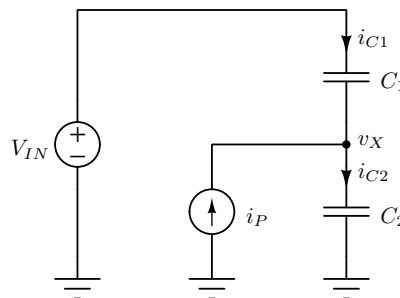
što je tipično za sve buck derived konvertore. Prema aproksimaciji male talasnosti struja kalemova, struja izlaznog kondenzatora je jednaka nuli, a u praksi će ona prihvatiti samo talasnost struje kalema, odnosno naizmeničnu komponentu struje kalema.

Poseban problem u analizi half bridge konvertora je određivanje ulazne struje,

$$i_{IN} = i_{C1} + i_{S1} = i_{C2} + i_{S2}. \quad (17)$$

Struje prekidača su već određene, date su u tabeli 1. Takođe, kao posledica poznata je i struja primara transformatora, i_P . Primenom teoreme kompenzacije se sa ciljem jednostavnog određivanja i_{C1} i i_{C2} konvertor se svodi na kolo sa slike 3 u kome je

$$v_{C1} + v_{C2} = V_{IN} \quad (18)$$



Slika 3: Half bridge konvertor, ekvivalentno kolo za određivanje i_{C1} i i_{C2} .

što diferenciranjem po vremenu i zamenom karakteristika elemenata za kondenzatore C_1 i C_2 dovodi do

$$\frac{i_{C1}}{C_1} + \frac{i_{C2}}{C_2} = \frac{dV_{IN}}{dt} \quad (19)$$

dok je prema Kirhofovom zakonu za struje

$$i_{C1} - i_{C2} = -i_P. \quad (20)$$

Rešavanjem sistema (19) i (20) po i_{C1} i i_{C2} dovodi do

$$i_{C1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \frac{dV_{IN}}{dt} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} i_P \quad (21)$$

i

$$i_{C2} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \frac{dV_{IN}}{dt} + \frac{C_2}{C_1 + C_2} i_P \quad (22)$$

što se za $C_1 = C_2 = C_a$ svodi na

$$i_{C1} = \frac{C_a}{2} \frac{dV_{IN}}{dt} - \frac{1}{2} i_P \quad (23)$$

i

$$i_{C2} = \frac{C_a}{2} \frac{dV_{IN}}{dt} + \frac{1}{2} i_P. \quad (24)$$

Teorijski, pretpostavljeno je da je V_{IN} konstantno, što nas dovodi do

$$i_{C1} = -\frac{1}{2} i_P \quad (25)$$

i

$$i_{C2} = \frac{1}{2} i_P. \quad (26)$$

Međutim, pretpostavka da je V_{IN} konstantno nije dovoljno dobra da bi model koji proizvodi (25) i (26) davao predviđanje koje se poklapa sa realnošću. Upravo C_1 i C_2 se koriste da osim obezbeđivanja V_X ujedno i filtriraju V_{IN} , posebno ako je konvertor napajan iz mrežnog ispravljača, pa je komponenta koja potiče od izvoda V_{IN} po vremenu znatna. Međutim, da bi se ona tačno odredila potrebno je imati detaljniji model V_{IN} koji zavisi od konkretne realizacije konvertora. Ipak, izvesno je da ta komponenta struje neće proizvoditi aktivnu snagu, pa se u analizama toka snage i efikasnosti (koeficijenta korisnog dejstva) može zanemariti. Može se postaviti i pitanje jesu li oba kondenzatora C_1 i C_2 neophodna u slučaju da njihova uloga u filtriranju napona V_{IN} nije potrebna? Da li je moguće realizovati half bridge konvertor samo sa jednim kondenzatorom na primarnoj strani? Kako bi to uticalo na amplitudu ulazne struje konvertora i da li dva kondenzatora doprinose njenom smanjenju?

Na ovom mestu valja naglasiti da pretpostavka da je V_{IN} idealni naponski izvor dovodi do algebarske degeneracije u kolu i pojave izvoda po vremenu napona nezavisnog naponskog izvora V_{IN} , koji je ulazna promenljiva u modelu stanja, u izrazima za struje kondenzatora koje su izlazne promenljive u modelu stanja. Degeneracije kola, koje se često u teoriji električnih kola marginalizuju, izuzetno su česte u energetskej elektronici i bitne su za razumevanje rada kola, a još više za razumevanje eksperimentalno dobijenih vremenskih dijagrama napona i struja.

Primenom (25) i (26) u (17) se za ulaznu struju konačno dobija

$$i_{IN} = \frac{1}{2} |i_P| \quad (27)$$

što prema tabeli 1 i jednačinama (12) i (16) za srednju vrednost ulazne struje daje

$$I_{IN} = n D I_{OUT} \quad (28)$$

u slučaju simetrične pobude prekidača. Ovo dalje proizvodi

$$P_{IN} = V_{IN} I_{IN} = V_{IN} n D I_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT} = P_{OUT} \quad (29)$$

pa je koeficijent korisnog dejstva half bridge konvertora sa pretpostavljenim idealnim komponentama $\eta = 100\%$, a konvertor se može modelovati idealnim transformatorom prenosnog odnosa $1 : n D$, nalik buck, forward, push-pull i full bridge konvertoru. Dodatna sličnost im je mala i kontinualna struja filterskog kondenzatora, tipična za sve buck derived konvertore.

Analiza half bridge konvertora primenom linearne aproksimacije talasnosti

Do sada sprovedena analiza primenom aproksimacije male talasnosti napona kondenzatora i struja kalemova dala je odgovore o naponima na kondenzatorima, struji magnetizacione induktivnosti, struji filterskog kalema, izlaznom naponu, ulaznoj struji i uticaju asimetrija. U za praksu značajnim slučajevima, naponi na kondenzatorima se zaista mogu smatrati konstantnim u ustaljenom stanju, do izuzetno kada se određuje talasnost izlaznog napona koja unutar konvertora ima zanemariv uticaj, ali talasnost struja kalemova nije zanemariva i uzrokuje diskontinualni režim rada. Sada će biti sprovedena analiza primenom aproksimacije linearne talasnosti struja kalemova u kontinualnom režimu rada.

Kako su primenom aproksimacije male talasnosti struja kalemova i napona kondenzatora određene jednosmerne komponente napona na kondenzatorima i sekvenca varijacija stanja prekidačkih elemenata, analiza talasnosti struja kalemova primenom aproksimacije linearne talasnosti se lako izvodi integraljenjem napona na kalemovima. Ovo je identično kao i kod push-pull i full bridge konvertora, a kako će biti pokazano rezultat će se svesti na zamenu napona $n V_{IN}$ u izrazima za push-pull i full bridge konvertor naponom $\frac{n}{2} V_{IN}$.

U slučaju simetrične pobude prekidača sa $D_1 = D_2 = D$, stanja prekidačkih elemenata, kopromenljive stanja, naponi i struje na prekidačkim elementima, kao i struja primara transformatora dati su u tabeli 2, pod pretpostavkom kontinualnog režima rada koji obezbeđuje dovoljno velika izlazna struja, čija donja granica će biti određena u ovoj analizi. Svi naponi su već određeni u analizi zasnovanoj na aproksimaciji male talasnosti, pa je sada potrebno samo odrediti struje I_m , I_0 i I_1 kako bi dijagrami sa slika 4, 5 i 6, na kojima su prikazana stanja prekidačkih elemenata, vremenski dijagrami napona i struja kalemova i prekidačkih elemenata, kao i struja primara transformatora i ulazna struja konvertora, u potpunosti bili određeni, kvantitativno.

Pošto je srednja vrednost struje magnetizacione induktivnosti zbog simetrije pobude prekidača jednaka nuli, integraljenjem napona na magnetizacionoj induktivnosti za amplitudu struje magnetizacione induktivnosti se dobija

$$I_m = \frac{V_{IN}}{4 L_m} D T_S. \quad (30)$$

Potpuno isto kao i u push-pull i full bridge konvertoru, amper sekund balans na filterskom kondenzatoru C prema jednačinama iz tabele 2 i dijagramima sa slike 4 daje

$$\overline{i_L} = I_{OUT} = \frac{I_0 + I_1}{2}. \quad (31)$$

Tabela 2: Naponi i struje u half bridge konvertoru, aproksimacija linearne talasnosti

$\frac{t}{T_S}$	$0 \leq \frac{t}{T_S} < D_1$	$D_1 \leq \frac{t}{T_S} < \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \leq \frac{t}{T_S} < \frac{1}{2} + D_2$	$\frac{1}{2} + D_2 \leq \frac{t}{T_S} < 1$
$\frac{\Delta t}{T_S}$	D_1	$\frac{1}{2} - D_1$	D_2	$\frac{1}{2} - D_2$
on	S1, D1	D1, D2	S2, D2	D1, D2
off	S2, D2	S1, S2	S1, D1	S1, S2
v_{Lm}	$\frac{1}{2} V_{IN}$	0	$-\frac{1}{2} V_{IN}$	0
v_L	$\frac{n}{2} V_{IN} - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$	$\frac{n}{2} V_{IN} - V_{OUT}$	$-V_{OUT}$
i_C	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$	$i_L - I_{OUT}$
v_{S1}	0	$\frac{1}{2} V_{IN}$	V_{IN}	$\frac{1}{2} V_{IN}$
v_{S2}	V_{IN}	$\frac{1}{2} V_{IN}$	0	$\frac{1}{2} V_{IN}$
v_{D1}	0	0	$n V_{IN}$	0
v_{D2}	$n V_{IN}$	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_P	$n i_L + i_{Lm}$	0	$-n i_L + i_{Lm}$	0

Kako je prema naponu na kalemu L datom u tabeli 2

$$I_1 = I_0 + \frac{\frac{n}{2} V_{IN} - V_{OUT}}{L} D T_S \quad (32)$$

za I_0 i I_1 se dobija

$$I_0 = I_{OUT} - \frac{\frac{n}{2} V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} - \frac{n V_{IN}}{4 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (33)$$

i

$$I_1 = I_{OUT} + \frac{\frac{n}{2} V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} + \frac{n V_{IN}}{4 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (34)$$

čime su svi dijagrami sa slike 4 kvantitativno određeni.

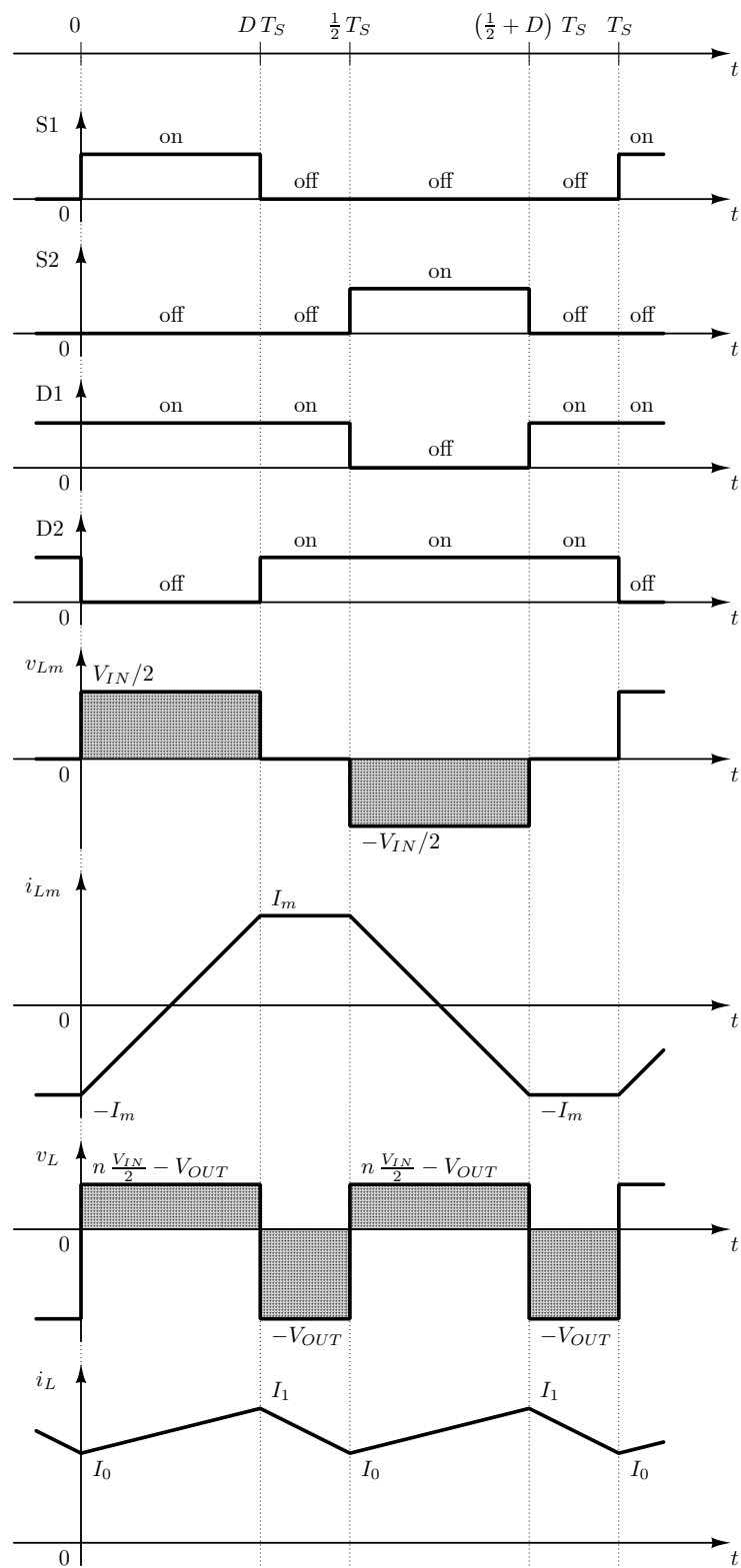
Za rad konvertora u kontinualnom režimu potrebno je $I_0 \geq 0$, što se svodi na

$$I_{OUT} \geq \frac{n V_{IN}}{4 f_S L} D (1 - 2 D). \quad (35)$$

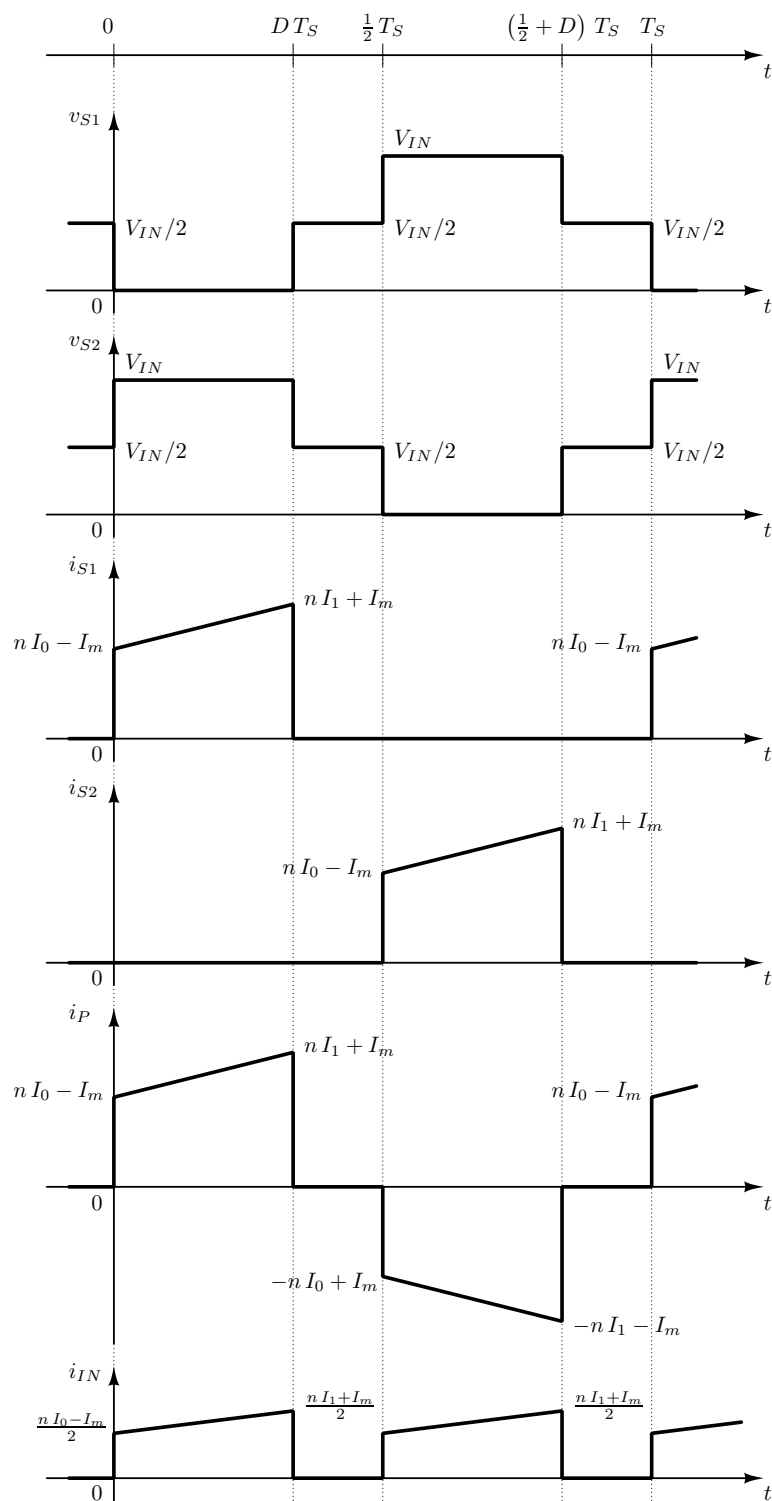
Kao i u slučaju push-pull konvertora, magnetizaciona struja će malo poremetiti balans struja dioda i dovesti do nešto strožijeg uslova od (35) za važenje pretpostavljene sekvence varijacija stanja prekidačkih elemenata.

Naponi i struje dioda su dati u tabeli 2 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

$$i_{Lm} + n i_{D1} - n i_{D2} = 0 \quad (36)$$



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



Slika 5: Half bridge konvertor, naponi i struje prekidača, struja primara i ulazna struja.

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

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L \quad (37)$$

dobija se

$$i_{D1} = \frac{1}{2} \left(i_L - \frac{1}{n} i_{Lm} \right) \quad (38)$$

i

$$i_{D2} = \frac{1}{2} \left(i_L + \frac{1}{n} i_{Lm} \right). \quad (39)$$

Izvođenje je isto kao i u slučajevima push-pull i full bridge konvertora. Na slici 6 su karakteristične vrednosti struja, osim I_0 i I_1 koje su date sa (33) i (34), označene sa

$$I_a = \frac{1}{2} \left(I_1 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (40)$$

$$I_b = \frac{1}{2} \left(I_0 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (41)$$

$$I_c = \frac{1}{2} \left(I_1 + \frac{1}{n} I_m \right) \quad (42)$$

i

$$I_d = \frac{1}{2} \left(I_0 + \frac{1}{n} I_m \right). \quad (43)$$

Kao i kod push-pull i full bridge konvertora, kako bi važila pretpostavljena sekvenca varijacija stanja prekidačkih elemenata i prikazani vremenski dijagrami, potrebno je da je $I_b > 0$, što se preko

$$I_0 - \frac{1}{n} I_m > 0 \quad (44)$$

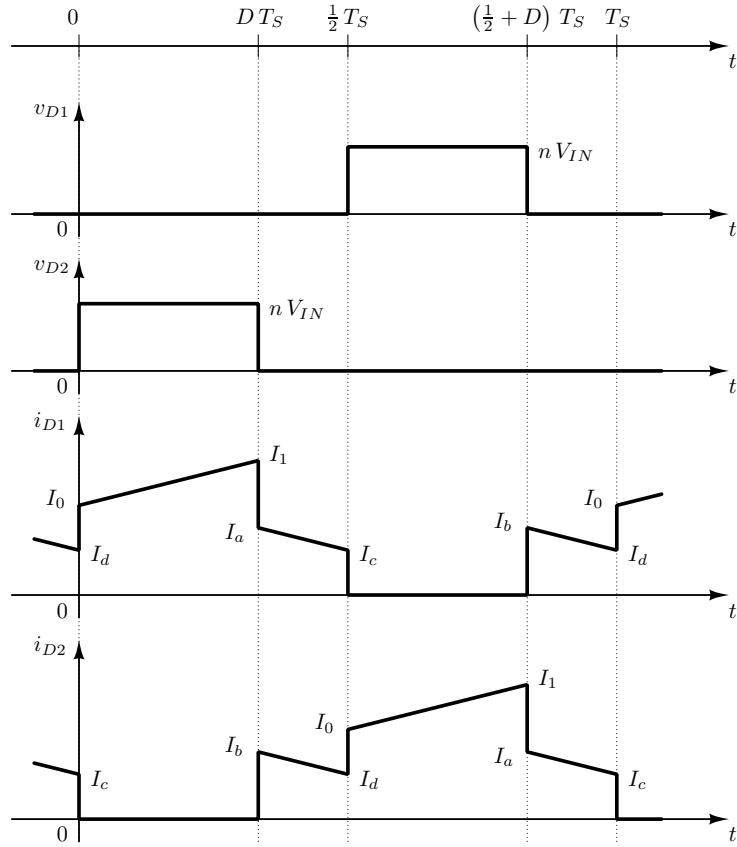
svodi na

$$I_{OUT} > \frac{n V_{IN}}{4 f_S L} D \left(1 - 2 \left(D - \frac{L}{n^2 L_m} \right) \right) \quad (45)$$

što je za $\frac{V_{IN} D}{2 n f_S L_m}$ veće od granice (35) za diskontinualni režim. Ako $L_m \rightarrow \infty$, uslov (45) se svodi na (35).

Half bridge konvertor sa Grecovim spojem na izlazu

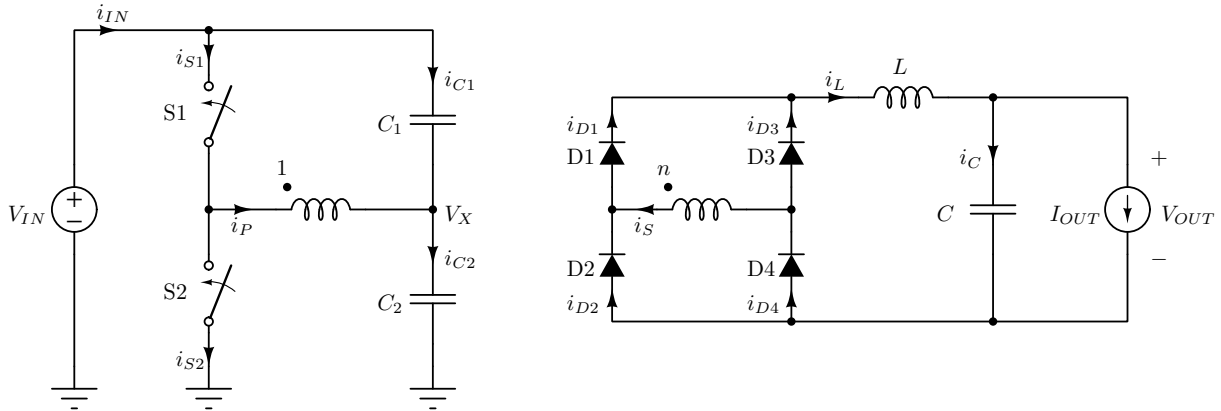
Kao i u slučajevima push-pull i full bridge konvertora, i kod half bridge konvertora je moguće na sekundarnoj strani primeniti dvostrani ispravljač sa Grecovim spojem, kako je prikazano na slici 7. Ovo rešenje udvostručava ukupne kondukционе gubitke na diodama, zbog udvostručenog broja dioda, dok diode pojedinačno imaju iste gubitke. Istovremeno, ovo rešenje ima dva puta manji inverzni napon na diodama u odnosu na slučaj ispravljača sa transformatorom sa srednjim izvodom. Osim toga, konstrukcija transformatora je jednostavnija i on je manjih dimenzija u odnosu na transformator sa dva sekundara koji je potreban za primenu dvostranog ispravljača sa dve diode. Analiza konvertora na sekundarnoj strani je potpuno ista kao i kod push-pull i full bridge konvertora, uz jedinu razliku što je amplituda napona na sekundaru umesto $n V_{IN}$ prepolovljena na $\frac{n}{2} V_{IN}$. Fenomeni poput istovremenog provođenja sve četiri diode i problema sa određivanjem njihovih struja u tom slučaju, pošto sistem jednačina nema jednoznačno rešenje, pojavljuju se i kod half bridge konvertora. Analize izvršene na primerima push-pull konvertora



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

i full bridge konvertora, od kojih je jedna izvedena bez zanemarivanja sturje magnetizacije induktivnosti, a druga sa tom aproksimacijom, direktno su primenljive i u ovom slučaju.

Primena Grecovog spoja na sekundarnoj strani konvertora opravdana je u slučajevima kada je izlazni napon visok, inače povećani kondukциони gubici nepovoljno utiču na koeficijent korisnog dejstva.



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