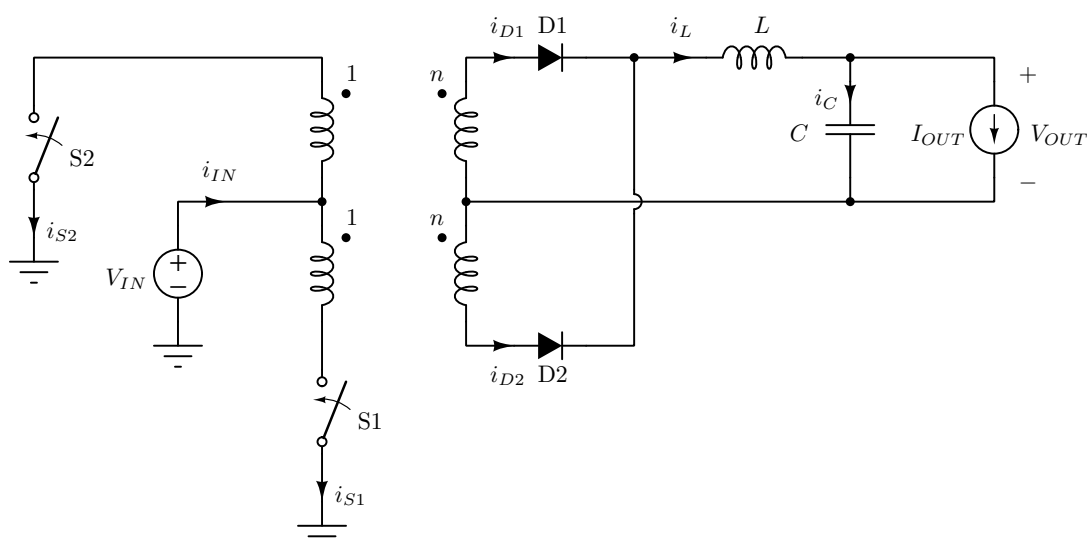


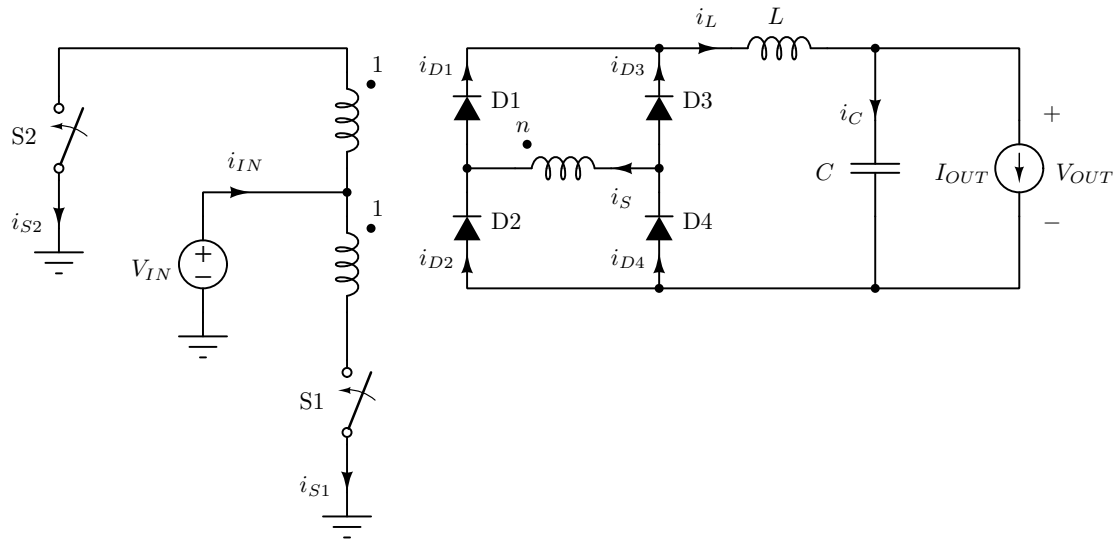
Push-pull konvertor

Osnovna ideja koja je motivisala razvoj forward konvertora je bila želja da se smanji ukupna veličina magnetskih komponentata u odnosu na flyback konvertor. To je plaćeno povećanim brojem magnetskih komponenti, dve umesto jedne, složenijim motanjem transformatora u slučaju da se demagnetizacija vrši pomoćnim namotajem, kao i povećan broj poluprovodničkih elemenata. Struktura forward konvertora je na izlazu imala ispravljač i L filter, pa je konvertor imao niz sličnosti sa buck konvertorom i začeo je klasu buck derived konvertora. Kod forward konvertora se može uočiti da se koristi samo jedna polovina magnetizacije krive jezgra, pošto se u svakoj periodi prekidanja demagnetizacija vrši do nule. Racionalno bi bilo da se koriste obe polovine magnetizacije krive, da struja magnetizacija ide od neke negativne vrednosti koja odgovara indukciji u jezgru u blizini negativnog zasićenja, do odgovarajuće simetrično postavljene pozitivne vrednosti. Takvu magnetizaciju jezgra omogućava push-pull konvertor prikazan na slici 1.

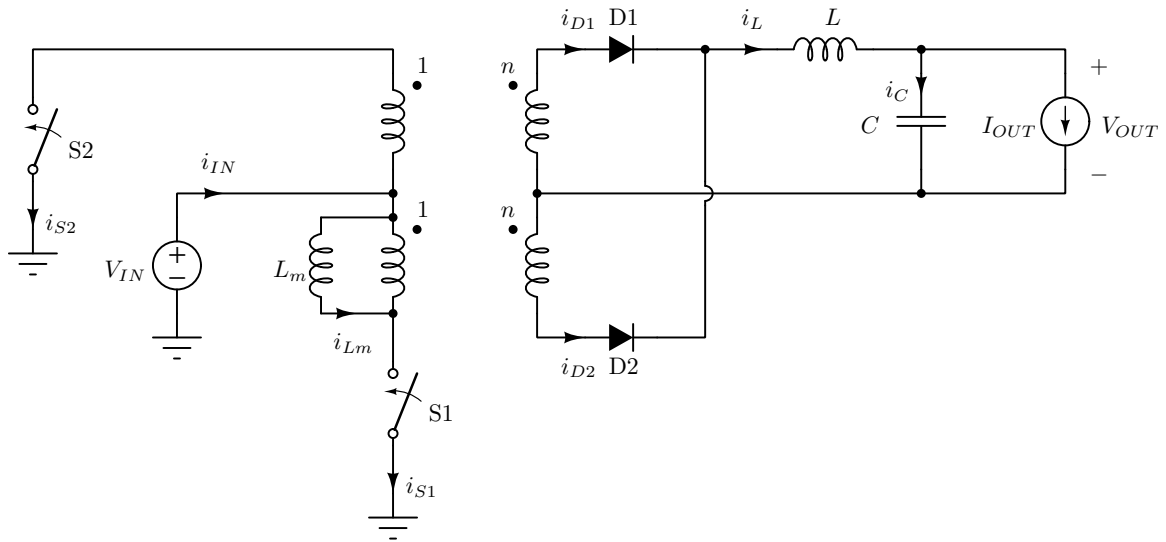


Slika 1: Push-pull konvertor.

Push-pull konvertor je izveden iz simetričnog pojačavača snage sa transformatorskom spregom, poznatog i kao push-pull pojačavač, pa poznavanje rada tog pojačavača olakšava razumevanje rada push-pull konvertora. Sam konvertor se u osnovi sastoji iz pojačavača snage sa push-pull spregom koji je pobuđen tako da pojačava naizmenični signal maksimalno moguće amplitude koji ima tri nivoa, maksimalni, nula i minimalni. Pri maksimalnom i minimalnom nivou izlaznog signala takvog pojačavača jedan od prekidača je uključen, drugi neprovođan, pa je disipacija na prekidačima (tranzistorima kod pojačavača) jednaka nuli. Kada je izlazni napon nula, tada su oba prekidača isključena, pa je opet disipacija na prekidačima nula. Na ovaj način je na izlazu generisan naizmeničan napon sa tri nivoa. Taj naizmeničan napon se ispravlja dvostranim ispravljačem, u slučaju konvertora sa slike 1 je to dvostrani ispravljač sa transformatorom sa srednjim izvodom, dok je u slučaju konvertora sa slike 2 primenjen ispravljač sa diodnim mostom (Grecovim spojem). Zbog gubitaka na diodama, konvertor sa slike 1 se koristi za niske izlazne napone, dok je za visoke izlazne napone pogodniji konvertor sa slike 2 zbog manjih inverznih napona kojima su diode izložene. Sve opisane tehnike, kao i rad L filtra u oba režima, kontinualnom i diskontinualnom, obrađeni su u predmetu Analogni elektronika, pa sada samo treba razraditi jednu posebnu primenu prethodno analiziranih kola.



Slika 2: Push-pull konvertor sa Grecovim spojem na izlazu.



Slika 3: Push-pull konvertor, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

U odnosu na forward konvertor, push-pull konvertor ima različitu primarnu stranu i različitu regulaciju magnetizacije jezgra, dok na sekundarnoj strani ima dvostrani ispravljač umesto jednostranog. Zajednička karakteristika im je L filter koji će dovesti i do niza zajedničkih osobina.

Analiza push-pull konvertora

Konvertor sa slike 1 sa izdvojenom magnetizacionom induktivnošću je prikazan na slici 3. U tabeli 1 su navedena stanja prekidačkih elemenata, izrazi za kopromenljive stanja u funkciji promenljivih stanja i ulaznih promenljivih (V_{IN} i I_{OUT}), kao i izrazi za napone i struje prekidačkih elemenata, opet u funkciji promenljivih stanja i ulaznih promenljivih. Vremenski dijagrami stanja prekidačkih elemenata, napona na kalemovima i struja kalemova, prikazani su na slici 4.

Prva specifičnost push-pull konvertora u odnosu na do sada razmatrane konvertore je u pobudi prekidačkih tranzistora. Dijagrami stanja prekidača S1 i S2 su prikazani na slici 4 i iz njih se vidi da se prekidačima upravlja tako što prekidač S2 ima za pola periode zakašnjeno uključivanje u odnosu na prekidač S1, dok oba prekidača imaju isti faktor ispunjenosti (duty

ratio) i istu periodu prekidanja. Za ovakav način (pattern) uključivanja prekidača postoje posebna integrisana kola koja ga realizuju, pošto se često koristi. Kako oba prekidača ne smeju biti istovremeno uključena jer je tada preko transformatora generator ulaznog napona vezan na masu, duty ratio je ograničen na $D < \frac{1}{2}$. Bilo koji od prekidača kada je uključen definiše napone na transformatoru, koje je najlakše izraziti preko napona na magnetizacionoj induktivnosti koja je vezana paralelno jednom od primarnih namotaja idealnog transformatora. Za uključen prekidač S1 dobija se $v_{Lm} = V_{IN}$, a za uključen prekidač S2 je $v_{Lm} = -V_{IN}$. Na ovaj način se generišu dva napona različita od nule na sekundaru transformatora, suprotnih polariteta. Kada su oba prekidača isključena postoji više mogućnosti provođenja, od kojih ćemo se fokusirati na za praksu najznačajniju situaciju kada je struja magnetizacije mnogo manja od struje kalema, uz pretpostavku rada u kontinualnom režimu. Kako su prekidači isključeni, tako se puna strujna jednačina iz karakteristike elementa idealnog transformatora

$$i_{S2} - i_{S1} + i_{Lm} + n i_{D1} - n i_{D2} = 0 \quad (1)$$

svodi na

$$i_{Lm} + n i_{D1} - n i_{D2} = 0. \quad (2)$$

Sa druge strane, Kirhofov zakon za struje primenjen na čvor na koji su povezane katode dioda sa kalemom uslovljava

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L. \quad (3)$$

Ako je $|i_{Lm}| \ll n i_{D1}$ i $|i_{Lm}| \ll n i_{D2}$, tada je jedina mogućnost da se zadovolji strujna jednačina idealnog transformatora da vode obe diode, sa $i_{D1} \approx \frac{1}{2} i_L$ i $i_{D2} \approx \frac{1}{2} i_L$. Egzaktno rešenje sistema jednačina koji čine (2) i (3) je

$$i_{D1} = \frac{1}{2} \left(i_L - \frac{1}{n} i_{Lm} \right) \quad (4)$$

i

$$i_{D2} = \frac{1}{2} \left(i_L + \frac{1}{n} i_{Lm} \right). \quad (5)$$

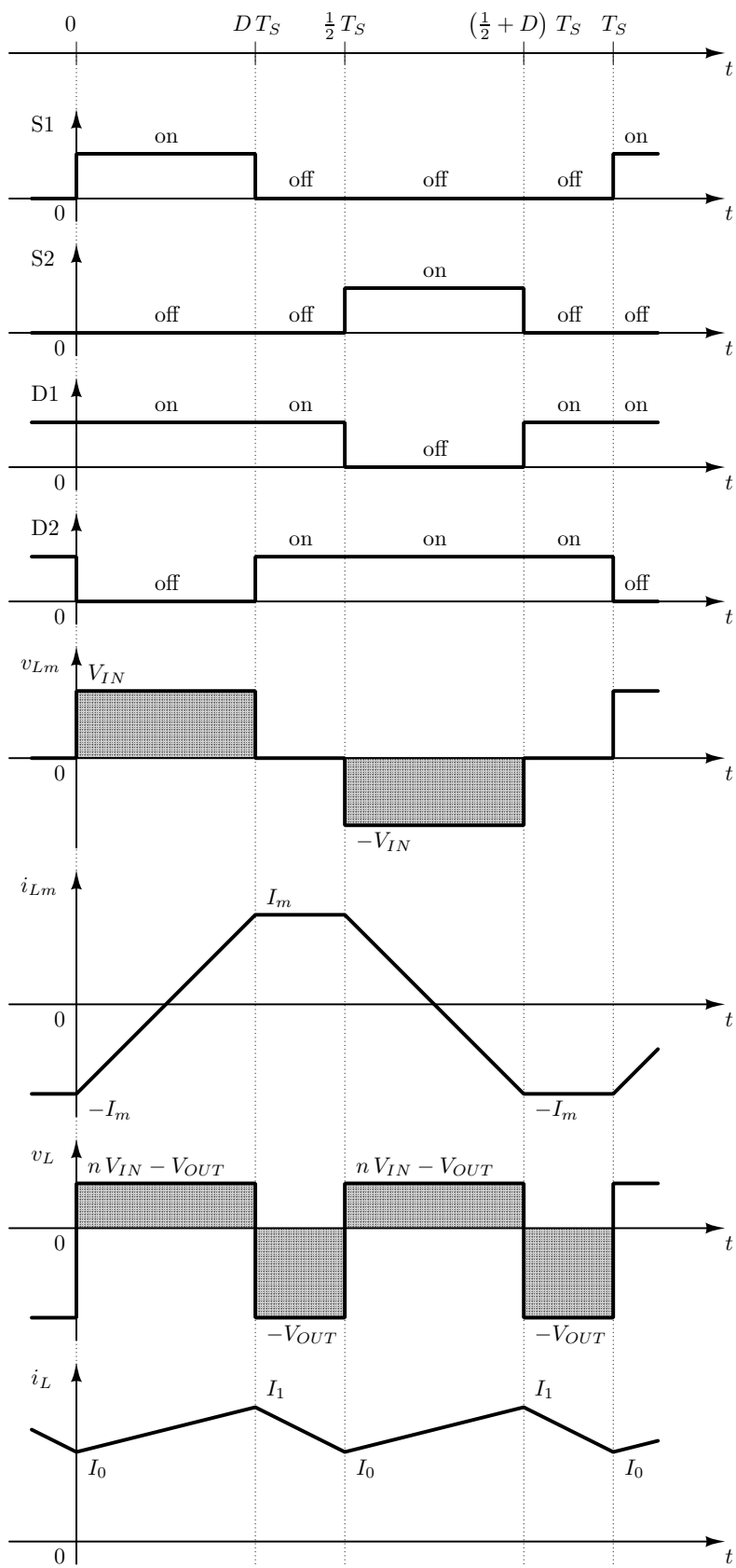
Dakle, pod pretpostavkom male struje magnetizacije u odnosu na struje dioda, kada su isključeni prekidači vode obe diode, što kratko spaja transformator i uzrokuje $v_{Lm} = 0$.

Za potpuno određenje stanja prekidačkih elemenata potrebno je uočiti da prema definisanim naponima na magnetizacionoj induktivnosti, a time i na celom transformatoru, za dovoljno veliko i_L uključen prekidač S1 uslovljava vođenje diode D1 i inverznu polarizaciju diode D2, dok uključen S2 uslovljava vođenje D2 i inverznu polarizaciju D1. Sve razmatrane varijacije stanja prekidačkih elemenata su date na slici 4 i u tabeli 1.

U vremenskim dijagramima sa slike 4 argument fluksa ne određuje jednosmernu komponentu struje kalema, kao što je nigde i ne određuje. U slučaju kalema L , srednju vrednost struje kalema je odredio kondenzator i njegov argument naelektrisanja (ampere-second balance), pa je srednja vrednost struje kalema I_{OUT} . Srednja vrednost struje magnetizacione induktivnosti je pretpostavljena da je jednaka nuli, ali bez čvrste argumentacije, eventualno se možemo pozvati na gubitke u transformatoru koji će u slučaju simetrične pobude u ustaljenom stanju proizvesti simetričan odziv. Pravi argumenti za srednju vrednost struje magnetizacione induktivnosti će biti dati kasnije, prilikom razmatranja upravljanja prekidačima u push-pull konvertoru.

U dijagramima sa slike 4 se uočava da je frekvencija na sekundarnoj strani, napona v_L i struje i_L , jednaka dvostrukoj frekvenciji prekidanja. Ovo udvostručavanje frekvencije je prisutno kod svih dvostranih ispravljača simetričnog naizmeničnog napona i omogućava smanjenje filterskih komponenti L i C .

Za potpuno određivanje dijagrama sa slike 4, potrebno je odrediti struje I_0 i I_1 , što se postiže primenom istog metoda kao i kod buck i kod forward konvertora, svodenjem na linearan



Slika 4: Push-pull konvertor, vremenski dijagrami napona i struja na kalemovima.

Tabela 1: Naponi i struje u push-pull konvertoru

t	$0 \leq t < D T_S$	$D T_S \leq t < \frac{1}{2} T_S$	$\frac{1}{2} T_S \leq t < (\frac{1}{2} + D) T_S$	$(\frac{1}{2} + D) T_S \leq t < T_S$
on	S1, D1	D1, D2	S2, D2	D1, D2
off	S2, D2	S1, S2	S1, D1	S1, S2
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}	$2 V_{IN}$	V_{IN}
v_{S2}	$2 V_{IN}$	V_{IN}	0	V_{IN}
v_{D1}	0	0	$2 n V_{IN}$	0
v_{D2}	$2 n V_{IN}$	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	$\frac{1}{2} (i_L + \frac{1}{n} i_{Lm})$

sistem od dve jednačine sa dve nepoznate, po priraštaju i po srednjoj vrednosti struje kalema. Rešavanjem tog sistema se dobija

$$I_0 = I_{OUT} - \frac{n V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} - \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (6)$$

i

$$I_1 = I_{OUT} + \frac{n V_{IN} - V_{OUT}}{2 f_S L} D = I_{OUT} + \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D). \quad (7)$$

Uslov za rad u kontinualnom režimu je $I_0 > 0$, što se svodi na

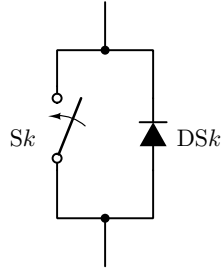
$$I_{OUT} > \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D (1 - 2 D) \quad (8)$$

ali će se kasnije pojaviti i neznatno strožiji uslov za važenje pretpostavljene sekvence varijacija stanja prekidača koji je uslovljen strujom magnetizacije induktivnosti (23).

Pod pretpostavkom da je srednja vrednost struje magnetizacije induktivnosti jednaka nuli, o čemu će još biti reči, prema dijagramu napona na magnetizacionoj induktivnosti, v_{Lm} , datom na slici 4, amplituda struje magnetizacije induktivnosti je

$$I_m = \frac{V_{IN}}{2 L_m} D T_S. \quad (9)$$

Radi kompletnosti, ovde valja razmotriti i jedan poseban slučaj, kada je $I_{OUT} = 0$. U tom slučaju se u skladu sa ranijom analizom rada L filtra u slučaju buck konvertora i u slučaju ispravljača sa L filtrom (analogna elektronika) kondenzator napuni na maksimalnu trenutnu vrednost ulaznog napona, $n V_{IN}$, pa se diode više ne uključuju. Eventualna uključivanja S1 i S2 bi dovela do punjenja magnetizacije induktivnosti koja bi imala problem sa pražnjenjem kada se isključe oba prekidača, pošto su obe diode vezane na kalem koji ne provodi struju, pa bi se u kolu pojavili Dirakovi impulsi napona. Kako bi se to izbeglo, prekidači S1 i S2 se realizuju tako da imaju „antiparalelne“ diode DS1 i DS2, kako je prikazano na slici 5. Antiparalelne diode



Slika 5: Realizacija prekidača u push-pull konvertoru, $k \in \{1, 2\}$.

su prisutne u svim savremenim MOSFET prekidačima kao parazitna “body diode” i implicitno su podrazumevane u svim do sada razmatranim konvertorima. Pomoću antiparalelnih dioda se napon na magneizacionoj induktivnosti ograničava na $-V_{IN} \leq v_{Lm} \leq V_{IN}$, što ograničava sve napone na transformatoru. U slučaju sekundarnih namotaja, napon je po apsolutnoj vrednosti ograničen na $n V_{IN}$. Struja magnetizacije induktivnosti koja se napuni naponom V_{IN} kroz S1 se prazni naponom $-V_{IN}$ kroz DS2, dok se magnetizaciona struja napunjena kroz S2 prazni kroz DS1.

Uvođenje dioda DS1 i DS2 ograničava napon na transformatoru, ali i povećava broj mogućih varijacija stanja prekidača. Ovo se posebno uočava pri malim strujama potrošača, u diskontinualnom režimu rada konvertora. U analizi koja će ovde biti izvedena, niz posebnih slučajeva male struje potrošača neće biti razmatran, ograničićemo se na već razmatranu situaciju kada je potrošač isključen i na kontinualni režim rada.

Karakteristike reaktivnih elemenata u integralnoj formi za analizu ustaljenog periodičnog odziva u slučaju magnetizacije induktivnosti daju

$$V_{IN} D T_S - V_{IN} D T_S = 0 \quad (10)$$

što je automatski zadovoljeno pretpostavljenim načinom upravljanja prekidačima. Međutim, male asimetrije u prekidačkim elementima i/ili trajanju njihovog provodnog stanja mogu dovesti jezgro u zasićenje, o čemu će biti reči kasnije.

U slučaju kalema L , prema dijagramu sa slike 4, primenom argumenta fluksa dobija se

$$2 D T_S (n V_{IN} - V_{OUT}) - (1 - 2 D) T_S V_{OUT} = 0 \quad (11)$$

što rešavanjem po V_{OUT} daje

$$V_{OUT} = 2 n D V_{IN}. \quad (12)$$

Kao i u slučaju buck konvertora, izlazni napon u kontinualnom režimu rada je proporcionalan proizvodu D i V_{IN} , uz dodatni stepen slobode $2n$.

Kao i kod svih buck derived konvertora, primena argumenta naelektrisanja na kondenzator daje

$$\overline{i_L} = I_{OUT}. \quad (13)$$

Prema Kirhofovom zakonu za struje

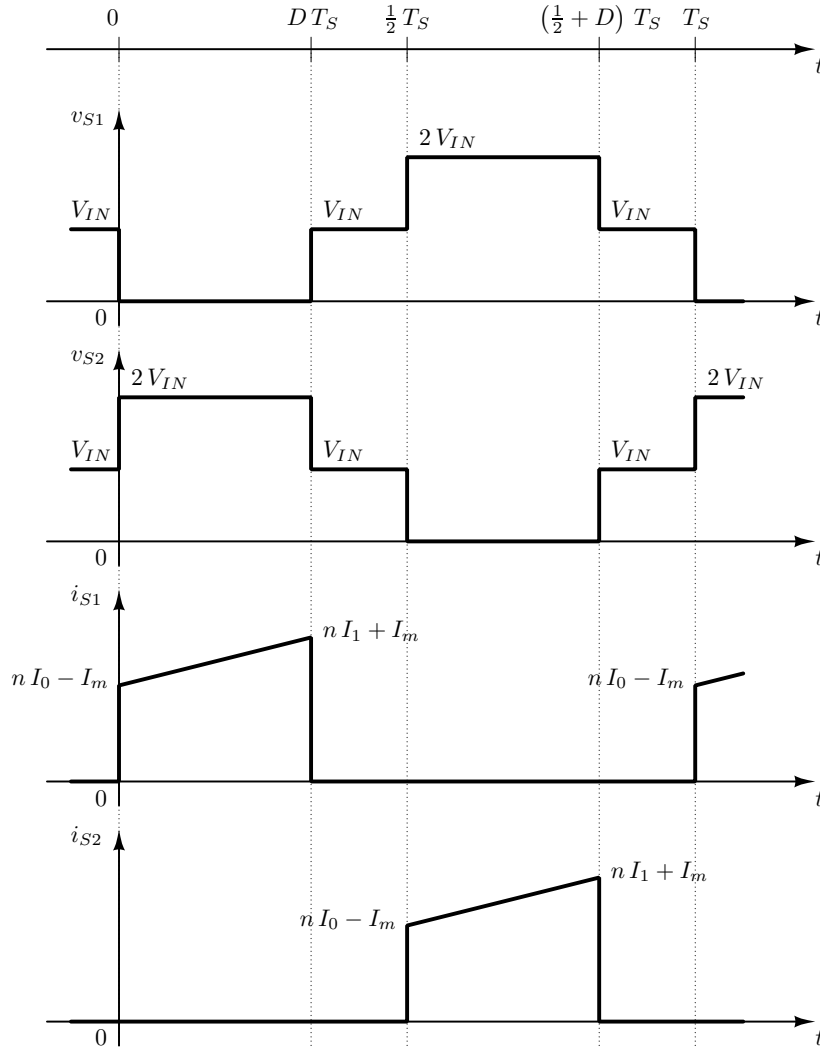
$$i_{IN} = i_{S1} + i_{S2} \quad (14)$$

i pošto je

$$\overline{i_L} = \frac{I_0 + I_1}{2} = I_{OUT} \quad (15)$$

prema dijagramima sa slike 6 za ulaznu struju konvertora se dobija

$$I_{IN} = \overline{i_{IN}} = 2 n D I_{OUT}. \quad (16)$$



Slika 6: Push-pull konvertor, vremenski dijagrami napona i struja na prekidačima.

Sada je ulazna snaga konvertora

$$P_{IN} = V_{IN} I_{IN} = V_{IN} 2nD I_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT} = P_{OUT}. \quad (17)$$

Očekivano, sa pretpostavljenim idealnim elementima koeficijent korisnog dejstva push-pull konvertora je $\eta = 100\%$ i model konvertora za ustaljeno stanje je idealni transformator prenosnog odnosa $1 : 2nD$, nalik buck konvertoru i forward konvertoru.

Vremenski dijagrami napona na prekidačima i struja prekidača su dati na slici 6 i dobijeni su pravolinijski, analizom ekvivalentnih kola za odgovarajuće varijacije stanja prekidača zavisno od segmenta periode prekidanja. Naponi na prekidačima su jasno definisani i nemaju ringing, pošto je napon na transformatoru u svim razmatranim varijacijama stanja prekidačkih elemenata dobijen vezivanjem na čvrst izvor napona. Treba uočiti da naponi na prekidačima dosežu $2V_{IN}$, što je mana push-pull konvertora za primenu na visokim ulaznim naponima. Druga mana push-pull konvertora je to što su prekidači vezani za izvode transformatora direktno, pa je potreban snaber (snubber) koji štiti prekidače od prenapona izazvanih pražnjenjem rasipne induktivnosti. Snaberi zahtevaju dodatne komponente, disipiraju, a pri projektovanju konvertora ih treba podesiti prema datom izvođenju transformatora i njegovim rasipnim induktivnostima. Dodatno, snaberi smanjuju koeficijent korisnog dejstva konvertora.

Naponi i struje dioda konvertora sa slike 3 prikazani su na slici 7. Naponi se jednostavno određuju kada su ustanovljena stanja prekidačkih elemenata analizom ekvivalentnog linearnog kola, kako je dato u tabeli 1. Struje su određene jednačinama (4) i (5) i odgovarajućim

vrednostima i_L i i_{Lm} . Oznake na dijagramima sa slike 7 su specificirane sa

$$I_a = \frac{1}{2} \left(I_1 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (18)$$

$$I_b = \frac{1}{2} \left(I_0 - \frac{1}{n} I_m \right) \quad (19)$$

$$I_c = \frac{1}{2} \left(I_1 + \frac{1}{n} I_m \right) \quad (20)$$

i

$$I_d = \frac{1}{2} \left(I_0 + \frac{1}{n} I_m \right). \quad (21)$$

Kako bi važila pretpostavljena sekvenca varijacija stanja prekidačkih elemenata i prikazani vremenski dijagrami, potrebno je da je $I_b > 0$, što se preko

$$I_0 - \frac{1}{n} I_m > 0 \quad (22)$$

svodi na

$$I_{OUT} > \frac{n V_{IN}}{2 f_S L} D \left(1 - 2 \left(D - \frac{L}{n^2 L_m} \right) \right). \quad (23)$$

što je za

$$\Delta I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{n f_S L_m} D \quad (24)$$

veće od granice (8) za diskontinualni režim. Ako $L_m \rightarrow \infty$, uslov (23) se svodi na (8), odnosno $\Delta I_{OUT} = 0$.

Simetriranje magnetizacije jezgra

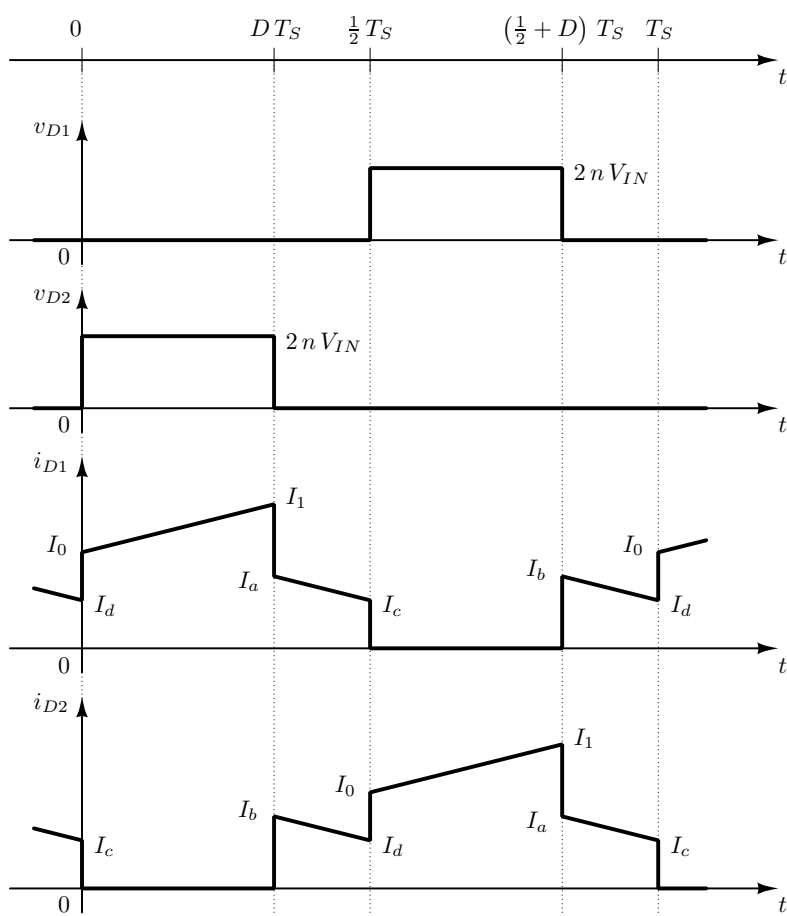
U dosadašnjem razmatranju je bez jake argumentacije pretpostavljeno da je srednja vrednost struje magnetizacije jednaka nuli. To je moguće postići oslanjajući se na gubitke u transformatoru, kao u slučaju priključenja mrežnih transformatora na naizmenični napon. Međutim, i najmanja asimetrija u sistemu koja dovodi do jednosmerne komponente napona na magnetizacionoj induktivnosti može dovesti do velike jednosmerne komponente struje magnećenja jezgra, asimetrije i zasićenja. Stoga je povoljno imati neki drugi način kojim bi se obezbedila simetrija magnetizacije jezgra. Jedan jednostavan način kojim se ovo postiže je primena tehnike programiranja struje ograničavanjem vršne vrednosti struje prekidača. Na slici 8 su prikazane magnetizaciona struja i struje prekidača. Treba imati u vidu da skale za prikazivanje nisu iste, da je struja magnetizacije značajno uvećana po razmeri u odnosu na struje prekidača. Takođe, pretpostavljeno je da je struja magnetizacije asimetrična, da se kreće od $-I_{m2}$ do $+I_{m1}$.

Prema tabeli 1 je $i_{S1} = n i_L + i_{Lm}$, dok je $i_{S2} = n i_L - i_{Lm}$. U trenutku gašenja prekidača S1 je $i_L = I_1$ i $i_{Lm} = I_{m1}$. U trenutku gašenja prekidača S2 je $i_L = I_1$ i $i_{Lm} = -I_{m2}$. Obezbeđivanjem da se oba prekidača isključuju pri istoj struji, i_{Smax} , dobija se

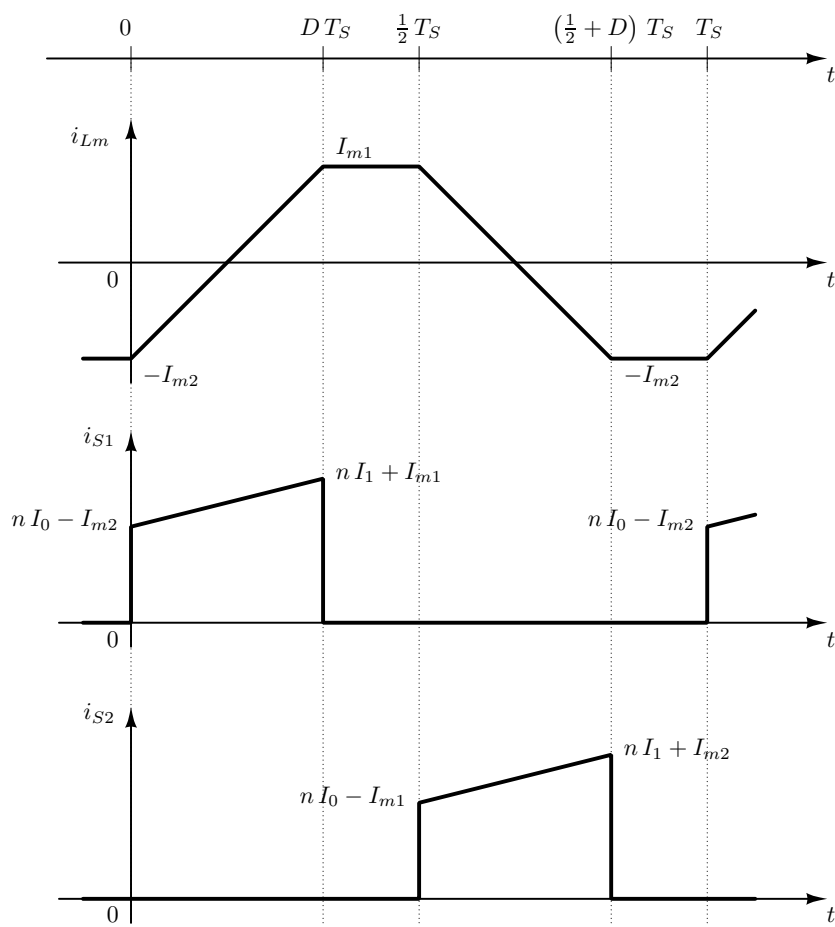
$$i_{Smax} = n I_1 + I_{m1} = n I_1 + I_{m2} \quad (25)$$

odakle je $I_{m1} = I_{m2}$, čime je magnetizacija jezgra simetrirana.

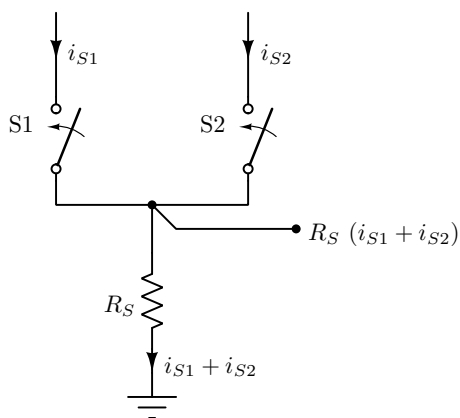
Na ovom mestu valja skrenuti pažnju i na povoljan način za merenje struje prekidača. Pravolinijsko razmišljanje (ili odsustvo razmišljanja) bi dovelo do rešenja po kome se na oba prekidača struja meri. Međutim, prekidači nisu nezavisni, već jedan prekidač može (a ne mora) biti uključen samo ako je drugi prekidač isključen. Stoga je za merenje struje uključenog prekidača dovoljan samo jedan senzor koji meri struju $i_{S1} + i_{S2}$, kako je prikazano na slici 9, gde je kao senzor struje primenjen šant R_S . Ta struja je ujedno i ulazna struja.



Slika 7: Push-pull konvertor, vremenski dijagrami napona i struja na diodama.



Slika 8: Push-pull konvertor, vremenski dijagrami struje magnetizacije induktivnosti i struja prekidača.



Slika 9: Push-pull konvertor, merenje struje isključenja.

Primena ispravljača sa diodnim mostom

U cilju smanjenja inverznog napona na diodama u ispravljačkom delu push-pull konvertora sa $2n V_{IN}$ na $n V_{IN}$, koristi se diodni most umesto ispravljača sa transformatorom sa srednjim izvodom, kako je prikazano na slici 2. Treba imati u vidu da se ovako udvostručavaju kondukcioni gubici koji nastaju usled direktne polarizacije dioda u ispravljaču, pa diodni most treba koristiti samo pri velikim izlaznim naponima. Ekvivalentno kolo konvertora sa slike 2, gde je pretpostavljeni savršen transformator predstavljen modelom koji se sastoji iz magnetizacione induktivnosti i idealnog transformatora, prikazano je na slici 10. Rad kola nije potrebno posebno razmatrati, osim u slučaju varijacije stanja prekidačkih elemenata kada su oba prekidača isključena. Pod pretpostavkom da je struja kalema mnogo veća od intenziteta preslikane struje magnetizacije, $|\frac{1}{n} i_{Lm}|$, tada vode sve četiri diode u diodnom mostu. Jednačine koje povezuju struje dioda su

$$i_{D1} + i_{D3} = i_L \quad (26)$$

$$i_{D2} + i_{D4} = i_L \quad (27)$$

$$i_{D1} - i_{D2} = -\frac{1}{n} i_{Lm} \quad (28)$$

i

$$i_{D3} - i_{D4} = \frac{1}{n} i_{Lm}. \quad (29)$$

U matričnoj formi, gornji sistem jednačina se može prikazati kao

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{D1} \\ i_{D2} \\ i_{D3} \\ i_{D4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ i_L \\ -\frac{1}{n} i_{Lm} \\ \frac{1}{n} i_{Lm} \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Odavde bi se moglo očekivati da se struje dioda mogu jednostavno odrediti rešavanjem sistema linearnih jednačina. Međutim, sistem jednačina (30) ima rang systemske matrice tri i nema jednoznačno rešenje. Srećom, rang proširene matrice sistema je takođe tri, pa po Kroneker-Kapelijevoj teoremi sistem ima beskonačno mnogo rešenja. Pošto do punog ranga systemskoj matrici fali jedan, jednu promenljivu će biti moguće proizvoljno izabrati i time sve promenljive dobijaju jednoznačnu vrednost. U slučaju slobodnog izbora i_{D4} za preostale tri struje dobijamo

$$i_{D1} = i_L - \frac{1}{n} i_{Lm} - i_{D4} \quad (31)$$

$$i_{D2} = i_L - i_{D4} \quad (32)$$

i

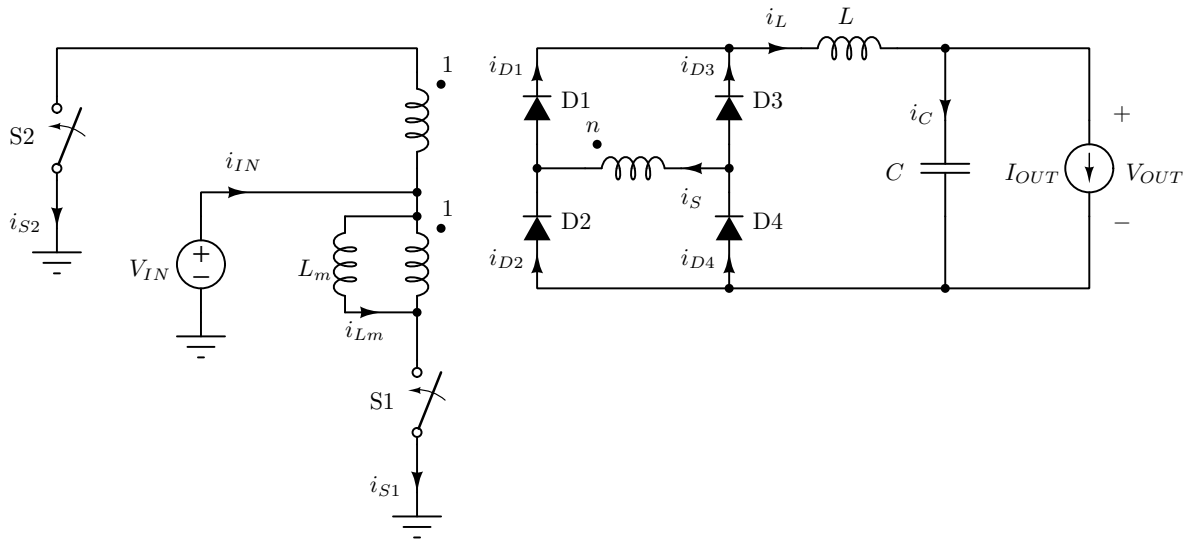
$$i_{D3} = \frac{1}{n} i_{Lm} + i_{D4}. \quad (33)$$

Zbog postojanja dodatnih nelinearnih ograničenja, izbor za i_{D4} neće biti sasvim slobodan, već ograničen na opseg koji garantuje da su struje svih dioda pozitivne. Za $i_{Lm} > 0$ ovaj dodatni uslov je

$$0 \leq i_{D4} \leq i_L - \frac{1}{n} i_{Lm} \quad (34)$$

dok je za $i_{Lm} < 0$

$$-\frac{1}{n} i_{Lm} \leq i_{D4} \leq i_L. \quad (35)$$



Slika 10: Push-pull konvertor sa Grecovim spojem na izlazu, izdvojena magnetizaciona induktivnost.

Za $i_{Lm} = 0$ oba uslova se svode na

$$0 \leq i_{D4} \leq i_L \quad (36)$$

gde granični izbori za i_{D4} usmeravaju celu struju kalema kroz jednu od vertikalna diodnog mosta.

Opisani slučaj deluje kao akademska rasprava bez praktičnog značaja. Međutim, opisana situacija je česta u praksi i treba je razumeti jer je posledica idealizovanih modela komponenata. Jasno je da će u fizičkom sistemu postojati jednoznačno rešenje za struju svake diode. Međutim, ono je određeno parazitnim elementima koji nisu modelovani u razmatranom kolu, poput asimetrije dioda, načina povezivanja i otpornosti provodnika. Opisani problem je po fizičkoj suštini identičan problemu gde struja prolazi kroz dve paralelno vezane žice koje su modelovane kratkim spojevima. Takav sistem ima beskonačno mnogo rešenja za struje pojedinačnih provodnika, sa tim da je zbir obe struje jednak struji koja protiče kroz paralelnu vezu. U ovakvim slučajevima je merenje raspodele struje teško, pošto merni instrument utiče na opisni sistem više nego nemodelirani parazitni efekti. Konkretno, unutrašnja otpornost ampermetra je veća od otpornosti žice, pa bi izgledalo da kako umećete ampermetar da bi izmerili struju kroz žicu, merena struja uvek beži od ampermetra u drugu žicu. Ako bi koristili dva ampermetra, oni bi dominantno uticali na raspodelu struja preko svojih unutrašnjih otpornosti, a ne same žice. Srećom, dok god je struja ograničena, retko nas brine problem kako opisane diode dele struju kada su sve četiri provodne. Međutim, ovakve situacije „zbunjuju“ numeričke programe za simulaciju, oni ne dopuštaju paralelnu vezu dva kratka spoja kao legitimno kolo za simulaciju, kao što ne dopuštaju ni simulaciju kola koja nemaju povezan graf. Uobičajeno je da programi za numeričku simulaciju uspešno rešavaju samo ona kola čiji modeli imaju jednoznačno rešenje.