

SVEUČILIŠTE  
U SPLITU  
SVEUČILIŠNI  
ODJEL ZA  
STRUČNE STUDIJE

# ELEKTRONIČKI PRETVARAČI

## MARKO VUKŠIĆ

SKRIPTA

ISBN: 978-953-7220-38-9

Split, 2019.

**IZDAVAČ**  
Sveučilište u Splitu  
Sveučilišni odjel za stručne studije

**AUTOR**  
dr. sc. Marko Vukšić, profesor visoke škole u trajnom zvanju

**RECENZENTI**  
dr. sc. Ljubomir Malešević, profesor visoke škole u trajnom zvanju  
dr. sc. Tonko Kovačević, profesor visoke škole

**LEKTURA I KOREKTURA**  
dr. sc. Ivanka Kuić

**ISBN: 978-953-7220-38-9**

Odlukom Povjerenstva za izdavačku djelatnost Sveučilišta u Splitu, Sveučilišni odjel za stručne studije, Urbroj: 2181-193-01-2/19-8, ovo djelo se objavljuje kao izdanje Sveučilišta u Splitu, Sveučilišni odjel za stručne studije.

## **Sadržaj**

1. UVOD .....	7
2. ISPRAVLJAČI.....	14
2.1. ISPRAVLJAČ S UTISNUTIM SINUSNIM NAPONOM .....	17
2.1.1. Poluvalni ispravljač s otpornim trošilom.....	17
2.1.2. Punovalni ispravljač s otpornim trošilom.....	20
2.1.3. Jednofazni poluvalni ispravljač s kapacitivnim filtrom.....	22
2.1.4. Jednofazni punovalni ispravljač s kapacitivnim filtrom.....	27
2.1.5. Jednofazni poluvalni ispravljač s induktivnim filtrom.....	32
2.1.6. Jednofazni punovalni ispravljač s induktivnim filtrom .....	38
2.2. ISPRAVLJAČ S UTISNUTOM SINUSNOM STRUJOM .....	43
2.2.1. Poluvalni ispravljač s s utisnutom strujom i kapacitivnim filtrom.....	43
2.2.2. Punovalni ispravljač s utisnutom strujom i kapacitivnim filtrom.....	49
3. ISTOSMJERNI VISOKOFREKVENCIJSKI PRETVARAČI .....	55
3.1. SILAZNI PRETVARAČ.....	57
3.1.1. Silazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice .....	58
3.1.2. Silazni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice .....	64
3.2. UZLAZNI PRETVARAČ .....	67
3.2.1. Uzrazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice .....	68
3.2.2. Uzrazni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice.....	74
3.3. SILAZNO-UZLAZNI PRETVARAČ .....	76
3.3.1. Silazno-uzrazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice .....	76
3.3.2. Silazno-uzrazni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice .....	80
3.4. ĆUKOV PRETVARAČ .....	84
4. ISTOSMJERNI VISOKOFREKVENCIJSKI PRETVARAČI S GALVANSKIM ODVAJANJEM .....	90
4.2. FLYBACK PRETVARAČ .....	93
4.2.1. Flyback pretvarač u neisprekidanom načinu rada .....	93
4.2.2. Flyback u isprekidanom načinu rada .....	97
4.3. IZRAVNI PRETVARAČI S TRANSFORMATOROM .....	99
4.3.1. Nesimetrični pretvarač.....	99
4.3.2. Simetrični pretvarači.....	101

5. ELEKTROMAGNETSKE KOMPONENTE ISTOSMJERNOG PRETVARAČA.....	107
5.1. REKAPITULACIJA TEORIJE.....	108
5.1.1. Električne i magnetske veličine .....	108
5.1.2. Svojstva feromagnetskog materijala.....	116
5.2. MAGNETSKI KRUGOVI.....	122
5.2.1. Jednostavnii magnetski krugovi .....	122
5.2.2. Složeni magnetski krugovi .....	127
5.3. PRIGUŠNICA.....	128
5.4. TRANSFORMATOR.....	135
5.5. JEZGRE OD VISOKOFREKVENCIJSKOG FEROMAGNETSKOG MATERIJALA ....	142
5.6. PRORAČUN ELEKTROMAGNETSKIH KOMPONENTI .....	145
5.6.1. Proračun filterske prigušnice .....	145
5.6.2. Proračun transformatora .....	162

## **PREDGOVOR**

Skripta "Elektronički pretvarači" namjenjena su studentima stručnog studija "Elektronike" i "Elektroenergetike" Sveučilišnog odjela za stručne studije Sveučilišta u Splitu. Skripta se temelje na predavanjima koja autor drži studentima navedenih studija. Ova skripta pokrivaju gradivo iz predmeta "Elektronički napajači" koji se izvodi u VI semestru kao dio modula Primijenjena elektronika (PREL 2) u okviru studijskog programa Elektronika, uz nastavno opterećenje predmeta 60 sati izravne nastave (30 sati predavanja i 30 sati laboratorijskih vježbi) i nosi 5 ECTS i. Uz to skripta se mogu koristiti i za druge predmete iz područja elektrotehnike, a posebno za predmete:

- "Energetski elektronički pretvarači" koji se izvodi u V semestru kao dio modula Mehatronika (MEH 1) u okviru studijskog programa Elektronika, uz nastavno opterećenje predmeta 60 sati izravne nastave (30 sati predavanja i 30 sati laboratorijskih vježbi) i nosi 5 ECTS
- "Energetska elektronika" koji se izvodi u IV semestru u okviru studijskog programa "Elektroenergetika", uz nastavno opterećenje predmeta 60 sati izravne nastave (30 sati predavanja, 15 sati seminara i 15 sati laboratorijskih vježbi) i nosi 5 ECTS.

Skripta je podijeljena na 5 poglavlja.

U uvodnom poglavlju dan je opći prikaz pretvarača i poluvodičkih sklopki. Drugo poglavlje sadržava detaljan opis rada ispravljača s utisnutim naponom, odnosno strujom. Istosmjerni visokofrekvenčni pretvarači bez galvanskog odvajanja opisani su u trećem poglavlju, a istosmjerni visokofrekvenčni pretvarači s galvanskim odvajanjem u četvrtom poglavlju. Peto poglavlje donosi prikaz elektromagnetskih komponenti istosmjernog pretvarača.

U skripti je obrađena materija o za izmjenično-istosmjernim i istosmjernim pretvaračima i predstavlja sveobuhvatan pregled bitnih koncepata na kojima se zasniva njihov rad. Pri tomu je posebna pažnja posvećena matematičkim aspektima funkcioniranja pretvarača i adekvatnim matematičkim modelima komponenata koje sadržavaju.

Nastavna materija može se koristiti kao temeljno gradivo za niz kolegija iz područja energetske elektronike, a osobito je korisna studentima koji žele široko znanje, kao i studentima tehničkih fakulteta.

Nastavnicima koji predaju predmetnu materiju skripta će biti koristan izvor podataka, a studentima otvoriti nove spoznaje i lakši ulazak u svijet energetske elektronike.

Doprinijet će boljem i lakšem razumijevanju predmetne materije, i omogućiti profesionalcima iz struke obnovu stečenih kao i prihvaćanje novih znanja. Dobro će doći i inženjerima u praksi, kojima energetska elektronika nije specijalnost, ali se u praksi susreću s elektroničkim pretvaračima.

Split, prosinac 2016  
Autor



## **1. UVOD**

Područje primjene elektronike uključuje dva značajna segmenta. Prvi je segment obrada i pohrana informacija, a drugi obrada i procesiranje električne energije. Danas prevladava primjena elektronike na području procesiranja i pohrane informacija. Najveći korisnik poluvodičkih komponenti jest računalna industrija, a iza nje slijedi potrošačka elektronika. Sve te primjene zahtijevaju energiju iz mreže ili baterije. Sklopovi energetske elektronike u načelu se bave procesiranjem električne energije. Oni pretvaraju električnu energiju iz oblika kakav je dan izvorom u oblik kakav je potreban trošilu.

Primjerice, dio računala koji se priključuje na izmjenični napon i pretvara ga u istosmjerni napon iznosa 5V jest sklop energetske elektronike.

U mnogim primjerima pretvorba završava mehaničkim kretanjem. Tada energetski sklop pretvara električnu energiju u oblik kakav je potreban elektromehaničkom pretvaraču, kao što je istosmjerni motor.

Jedna od glavnih briga kod projektiranja bilo kojeg sustava procesiranja energije je stupanj djelovanja, jer se razlika ulazne energije i energije predane trošilu obično pretvara u toplinu, te mora biti odvedena iz sustava. Sama ta činjenica određuje veličinu uređaja energetske elektronike. Zato energetski sklop mora biti projektiran tako da radi sa što većim stupnjem djelovanja, koji je u velikim sustavima veći od 99%. Veliki stupanj djelovanja postiže se upotrebom poluvodičkih komponenti u sklopnom načinu rada.

Energetski elektronički sklopovi mijenjaju parametre električne energije: istosmjernu u izmjeničnu struju, jednu razinu napona u drugu ili nešto drugo. Takvi sklopovi se nazivaju pretvarači.

Dio sustava koji zapravo upravlja tokom energije je energetski sklop.

Svaki energetski sklop ima neku osnovnu strukturu. Njegova je funkcija da mijenja parametre električne energije jednog vanjskog sustava u takve kakve traži drugi sustav. Funkcije energetskog sklopa ovise o vrstama sustava električne energije koje treba spojiti.

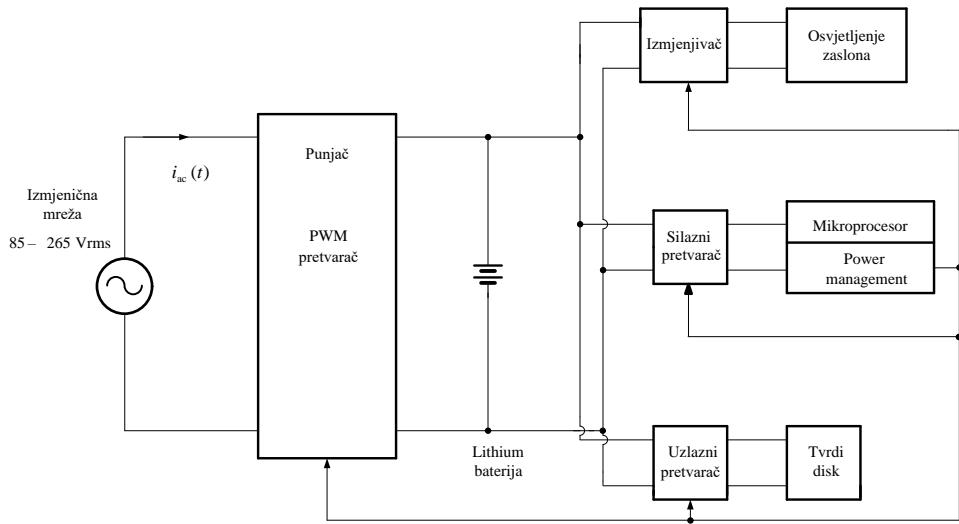
Stoga se razlikuju sklopovi za:

- pretvorbu izmjeničnog sustava u istosmjerni
- pretvorbu istosmjernog sustava u izmjenični
- pretvorbu izmjeničnog sustava u izmjenični pri čemu se razlikuju amplitude, broj faza, frekvencija
- pretvorba istosmjernog sustava jedne amplitude u istosmjerni sustav druge amplitude

Za pretvarače koji ostvaruju pojedinu funkciju primjenjuju se nazivi izmjenično-istosmjerni, istosmjerno-izmjenični, izmjenični i istosmjerni pretvarači.

Napajač prijenosnog računala prikazan je na slici 1.1. Prijenosno računalo napaja se iz litijске baterije. Nekoliko istosmjernih pretvarača pretvara napon baterije u napone potrebne za rad računala. Za napajanje procesora potrebno je napon baterije sniziti na 5V. Za napajanje tvrdog diska potrebno je napon baterije podići. Napajanje zaslona računala ostvaruje se izmjenjivačem koji podiže napon baterije na vrijednost koju zahtjeva osvjetljenje zaslona.

Baterija se puni iz mreže te je potrebno izmjenični mrežni napon pretvoriti u istosmjerni napon nekoliko puta niže amplitude od ulaznog.

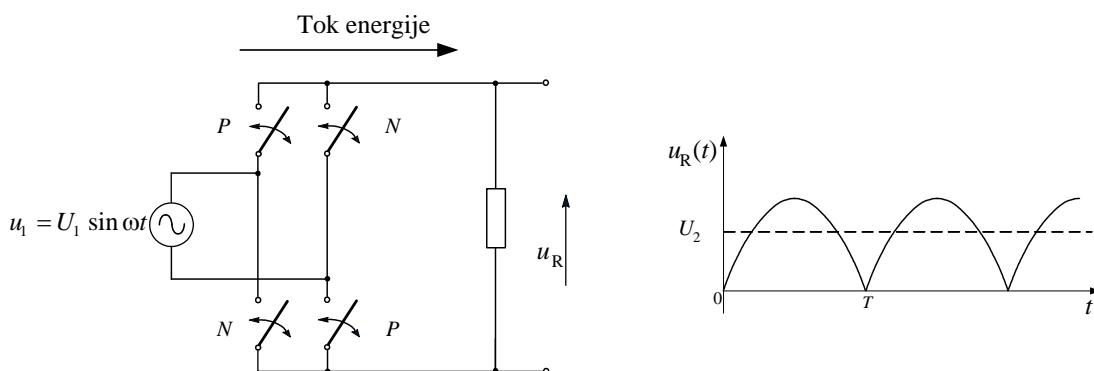


Slika 1.1. Sustav napajanja prijenosnog računala

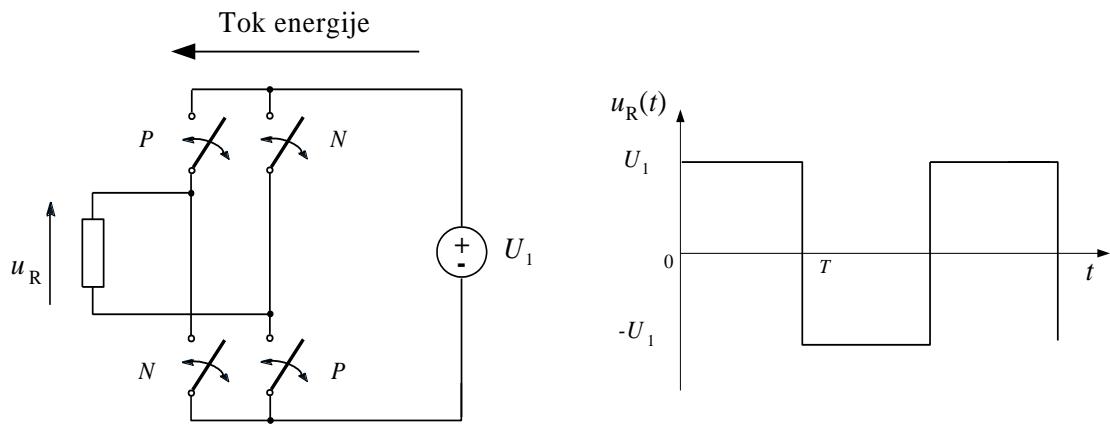
### Izmjenično-istosmjerni i istosmjerno-izmjenični pretvarači

Ako se ne uzme u obzir smjer toka energije, izmjenično istosmjerni pretvarači obuhvaćaju najširi vrstu sklopova energetske elektronike. Postoje u svakom dijelu električke opreme koji se napaja iz električne mreže.

Osnovna topologija energetskog sklopa ovih pretvarača, zbog simetrije načelno omogućava dvosmjerni tok energije. Pretvaračkim sklopovima jednake osnovne topologije može se pretvarati izmjenični sustav u istosmjerni ili istosmjerni u izmjenični.



Slika 1.2. Osnovna topologija izmjenično-istosmjernog pretvarača



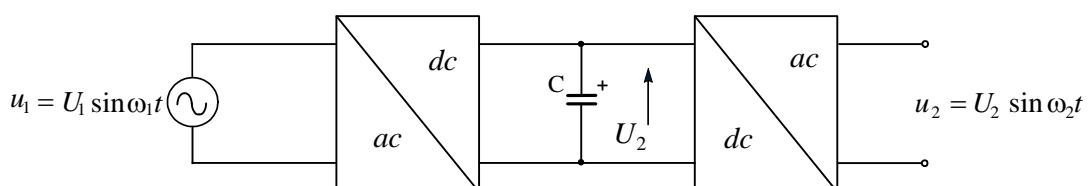
Slika 1.3. Istosmjerno-izmjenični pretvarač

Izmjenično-istosmjerni pretvarač kroz koji prolazi energija od izmjeničnog sustava prema istosmjernom naziva se *ispravljač*. Istosmjerno-izmjenični pretvarač kroz koji prolazi energija od istosmjernog sustava prema izmjeničnom naziva se *izmjenjivač*.

### Izmjenični pretvarači

Izmjenični pretvarači pretvaraju jedan izmjenični sustav određenog valnog oblika, amplitude, faze i frekvencije u drugi izmjenični sustav različitih parametara. Kao i u istosmjernom pretvaraču, postoji nekoliko različitih topologija, ovisno o zahtjevima sustava.

Osnovna topologija izmjeničnih pretvarača ne može se identificirati kao što se identificirala za izmjenično-istosmjernu i istosmjernu pretvorbu. Moguća su tri različita pristupa osnovnoj topologiji, ovisno o potrebama. Prvi i najjednostavniji pristup osnovne topologije traži mijenjanje amplitudnih parametara izmjeničnog valnog oblika (npr. efektivne vrijednosti). Na toj topologiji se zasniva izmjenični regulator i funkcioniра jednostavnim oduzimanjem simetričnih dijelova od ulaznog valnog oblika. Drugi pristup od topologije traži mijenjanje frekvencije s time da je izlazna frekvencija mnogo niža od ulazne frekvencije izvora. Na toj topologiji zasniva se ciklopretvarač koji aproksimira željeni izlazni valni oblik sintetiziranjem iz ulaznog valnog oblika. Treći pristup rezultira rješenjem od dva izmjenično-istosmjerna pretvarača međusobno spojena sa svojim istosmjernim priključcima. Rezultat je izmjenični pretvarač s istosmjernim međukrugom.

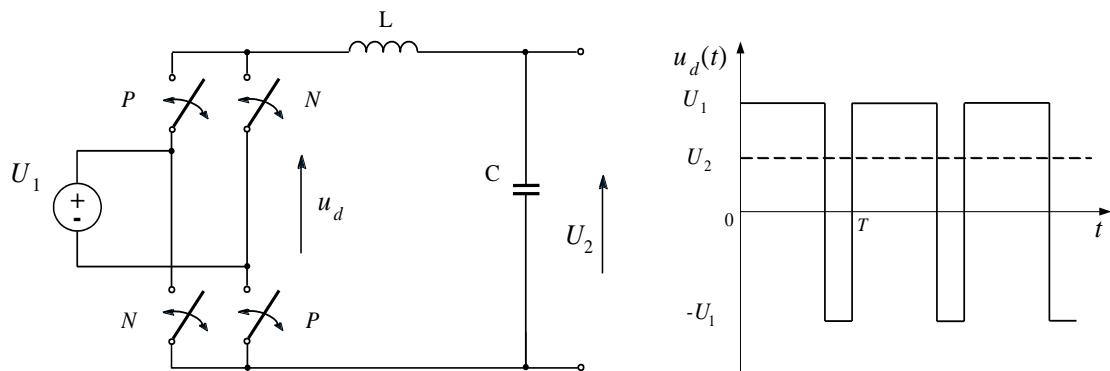


Slika 1.4. Izmjenični pretvarač s istosmjernim međukrugom

Prvi izmjenično-istosmjerni pretvarač stvara istosmjerni napon iz izmjeničnoga kruga. Drugi pretvara istosmjerni sustav natrag u izmjenični sa željenim izlaznim parametrima. Dio sklopa gdje je energija konstantna naziva se istosmjerni međukrug. U nekim primjenama energija spremljena u istosmjernom međukrugu dovoljno je velika da osigura neprekinuti rad sustava u slučaju nestanka energije. Pretvarač strukturiran na taj način naziva se sustav za neprekinuto napajanje.

## Istosmjerni pretvarači

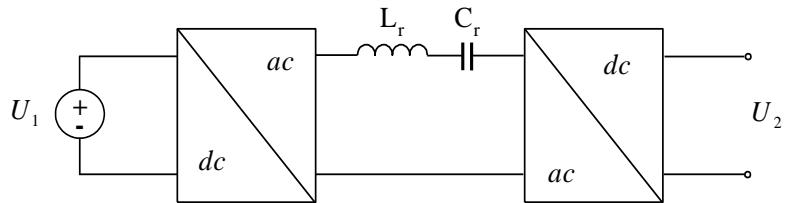
Istosmjerni pretvarači upotrebljavaju se u napajačima elektroničke opreme, gdje upravljuju tokom energije između dva istosmjerna sustava. Istosmjerni pretvarači priključuju se na istosmjerni izvor ili izlaz izmjenično-istosmjernog pretvarača i pretvaraju ga u druge istosmjerne napone potrebne za napajanje elektroničkih sklopova. Ovi se pretvarači se primjenjuju i u električnoj vući za napajanje istosmjernih elektromotora. Osnovna topologija istosmjernog pretvarača prikazana je na slici 1.5..



Slika 1.5. Istosmjerni pretvarač

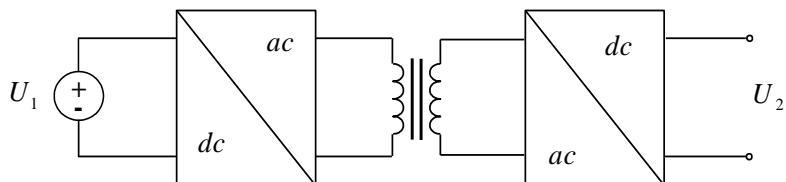
Izrazita značajka ove topologije je njezina sličnost s topologijom izmjenično-istosmjernog pretvarača na slici 1.2.. Jedina je razlika u upravljanju sklopkama. U ovom se istosmjernom pretvaraču sklopke upravljuju tako da nastane napon  $u_d$  koji ima istosmjernu komponentu. Tu komponentu onda propušta niskopropusni LC filter i na izlazu je istosmjerni napon  $U_2$ . P i N sklopke rade u protutaktu. Umjesto da je svaki par sklopki zatvoren točno polovicu periode, kao u izmjenično-istosmjernom pretvaraču, ovdje se parovi upravljuju tako da imaju nejednaka vremena vođenja. Zbog toga napon  $u_d$  ima istosmjernu komponentu. Primjerice, ako P sklopke vode  $\frac{3}{4}$  periode  $T$ , dobiva se napon  $u_d$  valnog oblika kao na slici. Namještanjem relativnog vremena vođenja parova sklopki (tj. omjera vremena vođenja i periode  $T$ ), srednja vrijednost napona može se mijenjati između  $U_1$  i  $-U_1$ . Kako je sklopna frekvencija puno veća od željene izlazne frekvencije pretvarača (istosmjerna komponenta) ovaj pretvarač spada u grupu visokofrekvenčkih pretvarača u sklopnom načinu rada. Kod visokofrekvenčkog pretvarača sa slike 1.6. upravljanje tokom energije vrši se namještanjem vremena vođenja sklopki. Svaki istosmjerni pretvarač sadrži dio kruga u kojem se javljaju izmjenični naponi ili struje.

Ukoliko se na izmjeničnim priključcima pretvarača nalazi rezonantni filter upravljanje tokom energije temelji se na jakoj frekvencijskoj ovisnosti prijenosne funkcije filtra. U tom se slučaju promjena istosmjerne izlazne veličine regulira promjenom sklopnog perioda.



Slika 1.6. Osnovna topologija rezonantnog visokofrekveničkog istosmjernog pretvarača

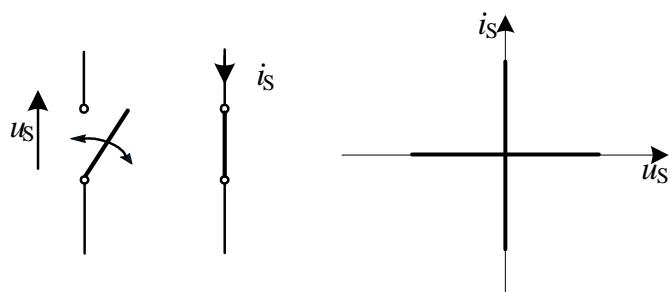
Dodavanjem transformatora na izmjeničnim priključcima pretvarača i izmjenično-istosmjernog pretvarača na sekundar transformatora ostvaruje se galvanska izolacija dvaju istosmjernih sustava. Transformator pruža mogućnost prilagodbe naponskih razina istosmjernih sustava.



Slika 1.7. Osnovna topologija istosmjernog pretvarača s galvanskim odvajanjem

### Poluvodičke sklopke

Razmatrane pretvaračke topologije ostvarene su s idealnim sklopkama. Te sklopke mogu se po volji uklapati i isklapati. Dok su zatvorene mogu voditi struju u oba smjera, a dok su otvorene mogu držati napone oba polariteta. Poluvodičke sklopke imaju samo neka svojstva idealnih sklopki. Primjerice, bipolarni tranzistor može voditi struju u samo jednom smjeru i držati napon oba polariteta. Na uklapanje i isklapanje diode ne može se djelovati. Dioda uklapa i isklapa djelovanjem priključnih veličina. Ograničenja poluvodičkih sklopki imaju značajan utjecaj na rad sklopa.



Slika 1.8. Idealna sklopka

Osnovne poluvodičke komponente koje se upotrebljavaju kao sklopke bipolarne su i Schottkyeva dioda, bipolarni spojni tranzistor, MOSFET, IGBT te tiristori. Na slici 1.9. dani su njihovi simboli i  $u-i$  karakteristike.

Poluvodička dioda ima sljedeća sklopna svojstva:

1. ne upravljava sklopna komponenta
2. dioda uklapa na poticaj priključnih varijabli
3. ako dioda ne vodi, a sklop nastoji da napon između anode i katode postane pozitivan dioda će provesti (dioda uklapa naponom)
4. ako dioda vodi, a sklop nastoji da struja diode poprimi negativnu vrijednost, dioda će isklopiti (dioda isklapa strujom).

Bipolarni tranzistor i IGB tranzistor u sklopnom načinu rada su:

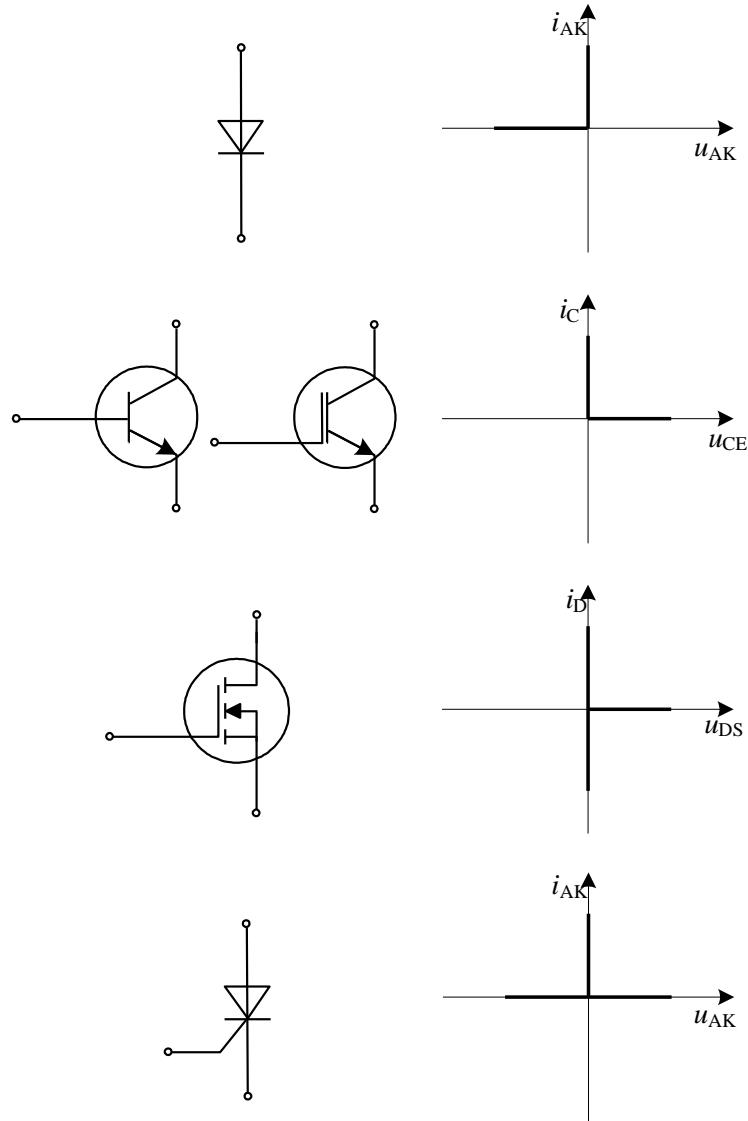
1. potpuno upravljava sklopna komponenta
2. pomoću treće elektrode može se potpuno uklopiti i isklopiti
3. sklopka koja vodi struju u samo jednom smjeru
4. drži napon u jednom smjeru
5. ne može raditi pri kolektorskom naponu suprotnog polariteta.

Unipolarni tranzistor MOSFET ima sljedeća sklopna svojstva:

1. MOSFET je potpuno upravljava sklopna komponenta
2. ima treću elektrodu kojom se u potpunosti može uklopiti i isklopiti
3. vodi struju u oba smjera
4. drži napon samo jednog smjera zbog poredne diode koja nastaje kao posljedica tehnološkog postupka izrade.

Tiristor je:

1. djelomično upravljava sklopna komponenta
2. ima treću elektrodu s kojom se može uklopiti ukoliko je napon između anode i katode pozitivan
3. nakon uklapanja treća elektroda nema više nikakvu sposobnost upravljanja
4. kada sklop nastoji promijeniti smjer struje kroz tiristor tako da struja postane negativna tiristor isklopi



Slika 1.9. Simboli i pripadajuće  $u$ - $i$  karakteristike poluvodičkih sklopnih komponenti

Poluvodičke sklopne komponente imaju velik utjecaj na funkciju pojedine topologije. Primjerice, ako se za sklopke u sklopu sa slike 1.2. primjene diode taj se sklop naziva ispravljač i omogućava prijenos energije u samo jednom smjeru. Ukoliko se za sklopke primjene MOSFET-i tada sklop sa slike 1.2., ovisno o načinu upravljanja sklopki, može raditi ili kao ispravljač ili kao izmjenjivač. Pri tome sklop može prenijeti energiju u oba smjera.

#### Literatura:

1. Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C., *Osnove energetske elektronike I dio*, Graphis Zagreb, 2000
2. Daniel W. Hart, *Power electronics*, McGraw-Hill, New York 2011

## 2. ISPRAVLJAČI

Izmjenično-istosmjerni pretvarači nazivaju se ispravljači. Namjena im je pretvorba izmjenične ulazne veličine u istosmjernu. Ulazna veličina je najčešće struja ili napon sinusnog ili pravokutnog oblika. Istosmjerna izlazna veličina sastoji se od istosmrjerne komponente i od izmjenične komponente koja predstavlja kolebanje oko srednje vrijednosti. To kolebanje naziva se valovitost. Smanjivanje valovitosti ostvaruje se filtriranjem nakon temeljnog procesa ispravljanja.

Istosmjerni visokofrekvenčni pretvarači u pravilu sadrže međukrug s izmjeničnom strujom ili naponom koji se ispravlja a zatim filtriра. Ispravljač u ovom slučaju ispravlja priključnu varijablu visoke frekvencije.

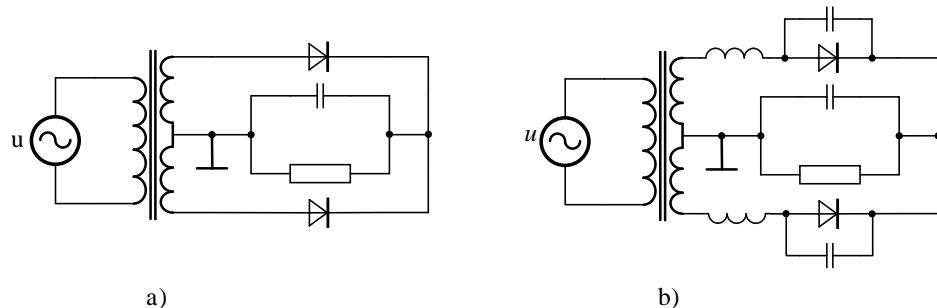
Ispravljači se realiziraju primjenom različitih poluvodičkih sklopnih komponenti. Diode su najzastupljenije sklopne komponente koje se primjenjuju pri ispravljanju. Ispravljači realizirani pomoću dioda pokrivaju širok raspon struje, napona i frekvencija izmjenične ulazne veličine. Primjenjuju se za ispravljanje struje od nekoliko desetaka mA pa sve do nekoliko desetaka kA. Naponi su u granicama od nekoliko V do nekoliko kV, a frekvencije ulazne izmjenične veličine kreću se od 50Hz do nekoliko desetaka MHz. Parametri izmjenične struje i napona utječu na izbor vrste diode. U sklopovima energetske elektronike upotrebljavaju se brze, ultrabrзе i Schottky-ve diode.

Tiristori se u pravilu upotrebljavaju u reguliranim ispravljačima koji ispravljaju izmjenični napon napojne mreže. Zbog loših sklopnih svojstava ne upotrebljavaju se pri višim frekvencijama. Maksimalna opteretivost tiristora jednaka je kao i u dioda.

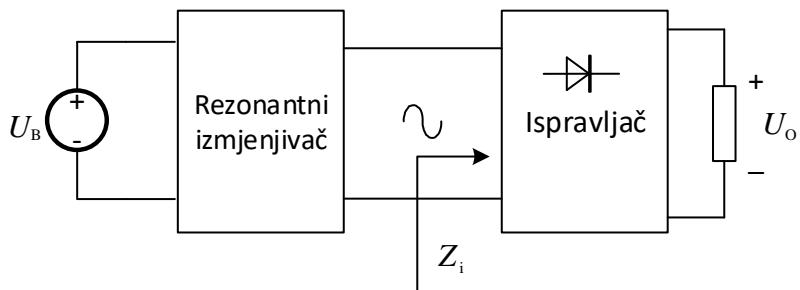
MOSFET-i se primjenjuju u sinkronim ispravljačima kojima se ispravljaju izmjenične veličine frekvencije iznad 20 kHz. Svojstvena im je velika brzina, mali gubitci vođenja i upravlјivost. Nedostatak primjene MOSFET-a u ispravljačima je taj što zahtijevaju sklop za okidanje što za posljedicu ima značajno povećanje cijene uređaja. Ispravljači koji za ispravljanje koriste upravlјive sklopne komponente nazivaju se **sinkroni ispravljači**. Bipolarni i IGBT tranzistori rjeđe se primjenjuju u ispravljačima.

Izmjenično-istosmjerni pretvarač koji izravno pretvara jednofaznu ili višefaznu izmjenični napon ili struju u istosmjernu naziva se **izravni ispravljač**.

**Neizravni ispravljač** je ispravljač kod kojga se u postupku ispravljanja vrši pretvorba oblika ulazne izmjenične veličine. Strujni izvor se pretvara u naponski ili naponski u strujni. Pretvorba se izvodi pomoću reaktivnih komponenti spojenih paralelno ili u seriju s ispravljačkom komponentom. Primjer takvih ispravljača su ispravljači E-klase. Ovi ispravljači se primjenjuju za ispravljanje struje ili napona u visokofrekvenčnim istosmjernim pretvaračima. Svojstveni su im mali sklopni gubitci i reaktivna struja.



Slika 2.1. Izravni ispravljač (a) i neizravni ispravljač (b)

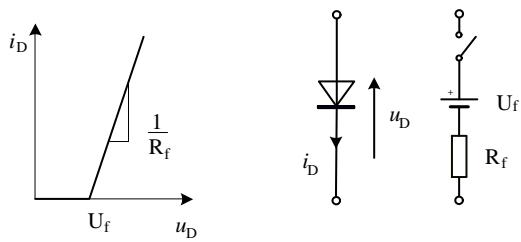


Slika 2.2. Visokofrekvenčni rezonantni istosmjerni pretvarač

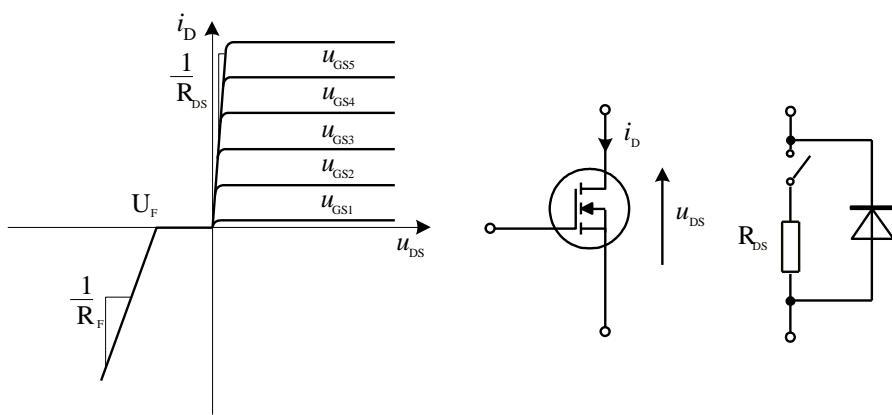
Ukoliko je na ispravljač priključen strujni izmjenični izvor, tada se radi o *ispravljaču s utisnutom strujom*. To je slučaj kod visokofrekvenčkih rezonantnih pretvarača. Ukoliko je na ispravljač priključen izmjenični naponski izvor, tada se radi o *ispravljaču s utisnutim naponom*. To je slučaj kod ispravljača koji služe za povezivanje uređaja koji imaju istosmjerno napajanje na izmjeničnu napojnu mrežu.

Analiza ispravljača provodi se u vremenskom području uz sljedeće prepostavke:

1. dioda se u stanju vođenja nadomješta serijskim spojem otpora  $R_f$  i naponskog izvora  $U_f$
2. dioda se u nepropusnom stanju modelira kao beskonačni otpor ili otvorena sklopka
3. MOSFET se u stanju vođenja nadomješta otporom  $R_{DS}$
4. MOSFET se u zapornom području nadomješta diodom
5. vrijeme oporavka diode jednako je nuli
6. izvor je idealan sinusni ili pravokutni unutarnjeg otpora nula
7. valovitost izlaznog napona na izlazu ni filtra je mala  $\leq 1\%$ .



Slika 2.3. Linearizirani nadomjesni model diode



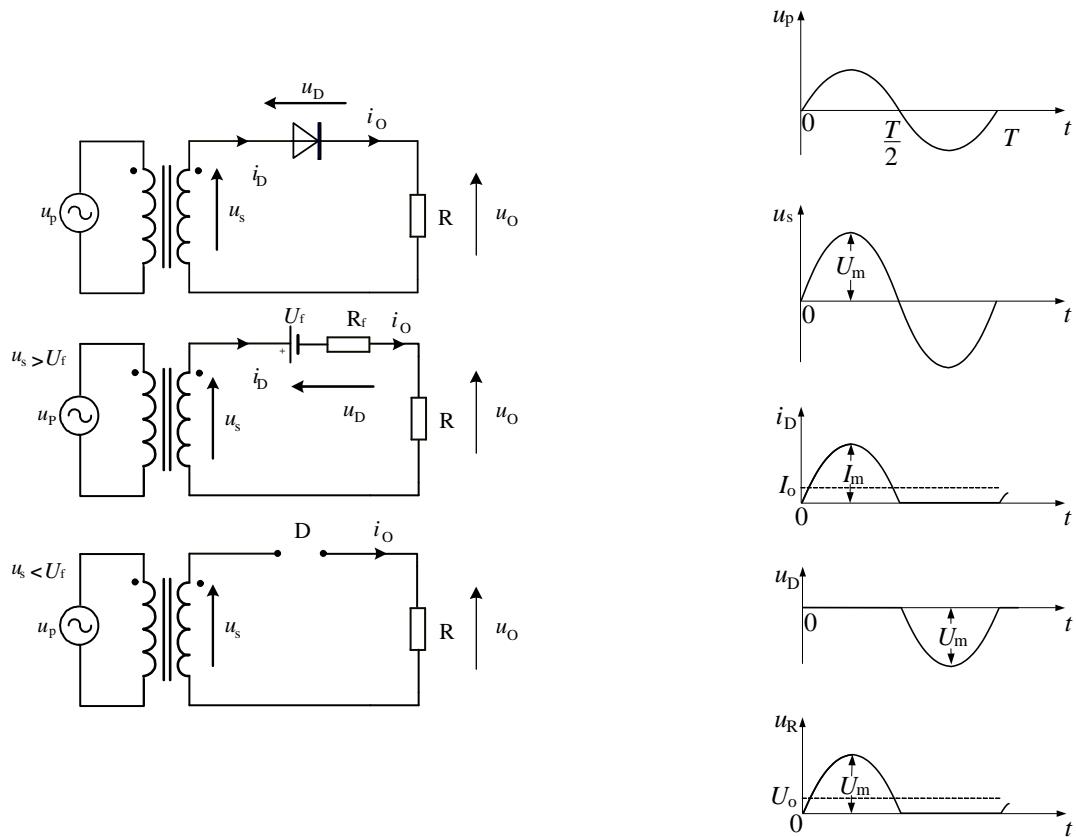
Slika 2.4. Nadomjesni model MOSFET-a

## 2.1. ISPRAVLJAČ S UTISNUTIM SINUSNIM NAPONOM

### 2.1.1. Poluvalni ispravljač s otpornim trošilom

Jednofazni ispravljač s utisnutim naponom realizira se kao poluvalni ili punovalni. Poluvalni ispravljač s otpornim trošilom je najjednostavniji ispravljač. Čini ga jedna ispravljačka komponenta, jedna dioda. Uz pretpostavku idealnog transformatora napon na sekundaru je  $u_p/N$  gdje je  $N=n_p/n_s$  prijenosni omjer transformatora. Kada je napon sekundara veći od napona vođenja diode  $u_s/N > U_f$ , dioda provede. Ukoliko je  $u_s/N >> U_f$ , napon  $U_f$  može se zanemariti. Dioda, u tom slučaju vodi za vrijeme cijele pozitivne poluperiode ulaznog napona.

Poluvalni ispravljač prikazan je na slici 2.5..



Slika 2.5. Poluvalni jednofazni ispravljač

Ukoliko je napon  $u_s$  sinusni tada se može zapisati:

$$u_s = U_m \sin \omega t \quad \text{za } 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

gdje je  $U_m$  amplituda izmjeničnog napona.

Struja diode dana je izrazom (2.2)

$$i_D = I_m \sin \omega t \quad \text{za } 0 \leq t \leq T/2 \quad (2.2)$$

$$i_D = 0 \quad \text{za } T/2 \leq t \leq T$$

$I_m$  je vršna vrijednost struje i ukoliko je  $U_f=0$  jednaka je

$$I_m = \frac{U_m}{R_f + R} \quad (2.3)$$

Srednja vrijednost struje diode dana je izrazom:

$$I_{sr} = I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_s dt \quad (2.4)$$

Struja diode postoji samo za vrijeme pozitivne poluperiode ulaznog napona, pa je stoga srednja struja diode:

$$I_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\pi} \quad (2.5)$$

Srednja vrijednost napona trošila je:

$$U_{sr} = I_{sr} R_t = \frac{I_m R}{\pi} \quad (2.6)$$

Napon diode u stanju vođenja je zbroj napona  $U_f$  i napona na otporu  $R_f$ . Kada dioda ne vodi napon na diodi jednak je  $u_s$  (slika 2.5.). Ukoliko je napon  $U_f \ll U_s$ , tada se  $U_f$  može zanemariti. Srednja vrijednost napona diode dana je izrazom:

$$U_D = \frac{1}{T} \left( \int_0^{\frac{T}{2}} I_m R_f \sin \omega t dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U_m \sin \omega t dt \right) \quad (2.7)$$

Integral (2.7) jednak je:

$$U_D = -\frac{I_m R}{\pi} \quad (2.8)$$

Ovaj rezultat očito je korektan jer je ukupna suma napona u krugu jednaka nuli.

Efektivna vrijednost struje trošila i diode dana je izrazom:

$$I_{rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_D^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$

Iz toga izlazi da je efektivna struja  $I_{rms}$ :

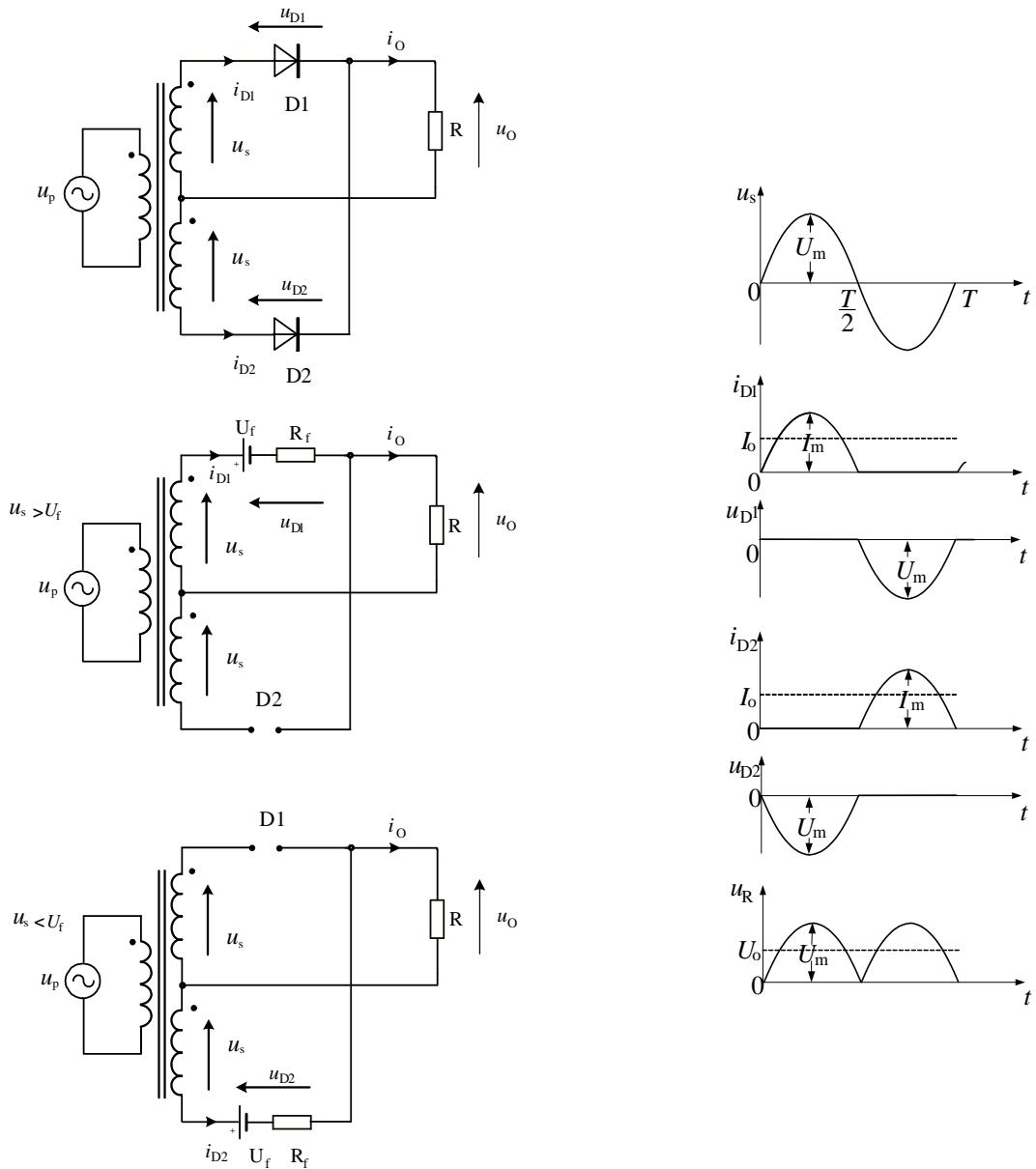
$$I_{rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} \quad (2.10)$$

Efektivni napon na trošilu je:

$$U_{rms} = \frac{U_m}{2} \quad (2.11)$$

### 2.1.2. Punovalni ispravljač s otpornim trošilom

Punovalni ispravljač sastoji se od dvije diode ako se koristi transformator s dva sekunadara ili od četiri diode ako se ne koristi transformator ili se koristi transformator s jednim sekundarom. Punovalni ispravljač prikazan je na slici 2.6.



Slika 2.6. Punovalni ispravljač i pripadajući valni oblici

Struja diode D<sub>1</sub> postoji samo za vrijeme pozitivne poluperioda ulaznog napona, a struja diode D<sub>2</sub> postoji samo za vrijeme negativne poluperiode ulaznog napona.

Srednja struja pojedine diode i trošila dana je izrazima (2.12) i (2.13) :

$$I_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\pi} \quad (2.12)$$

$$I_{sr} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = 2 \frac{I_m}{\pi} \quad (2.13)$$

Napon trošila je periodičan i poluvalni, egzistira i za vrijeme pozitivne i za vrijeme negativne poluperiode ulaznog napona. Isto vrijedi i za struju trošila.

$$U_{sr} = 2I_{sr}R_L = 2 \frac{I_m R}{\pi} \quad (2.14)$$

Efektivna vrijednost struje trošila je:

$$I_{rms} = \left( \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m^2 \sin^2 \omega t dt \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.15)$$

Efektivni napon na trošilu je:

$$U_{rms} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (2.16)$$

Regulacija je promjena izlaznog napona uslijed promjene otpora trošila i definira se kao omjer promjene napona pri promjeni struje trošila od minimalne do nazivne i napona pri nazivnoj struci trošila:

$$\% \text{ regulacija} = \frac{U_{R0} - U_{RT}}{U_{RT}} \quad (2.17)$$

gdje je  $U_{R0}$  napon neopterećenog kruga a  $U_{RT}$  napon opterećenog kruga.

Promjena srednje vrijednosti izlaznog napona uslijed promjene srednje vrijednosti struje dobiva se na sljedeći način:

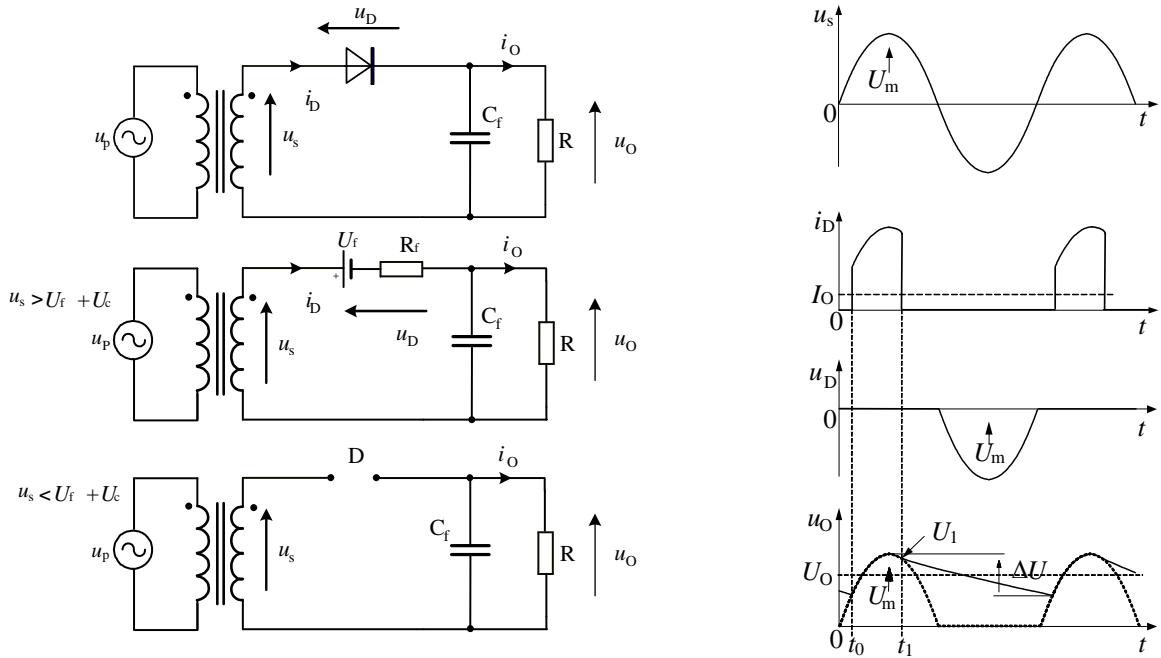
$$I_{sr} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{U_m}{\pi} \frac{1}{(R_f + R)} \quad (2.18)$$

Uz  $U_{sr} = I_{sr}R_T$  izraz (2.18) poprima oblik

$$U_{sr} = \frac{U_m}{\pi} - I_{sr}R_f \quad (2.19)$$

### 2.1.3. Jednofazni poluvalni ispravljač s kapacitivnim filtrom

Smanjenje valovitosti izlaznog napona ostvaruje se filtriranjem. Filter može biti prvog ili drugog reda, a može se izvesti kao pretežno kapacitivni ili pretežno induktivni. Poluvalni ispravljač s kapacitivnim filtrom prvog reda prikazan je na slici 2.7..



Slika 2.7. Poluvalni ispravljač s kapacitivnim filtrom i pripadajući valni oblici

Kada dioda vodi, napon na trošilu jednak je ulaznom naponu umanjenom za pad napona na diodi. Ukoliko se napon na diodi može zanemariti, napon na trošilu dan je izrazom  $U_R = U_m \sin \omega t$ , a struja diode  $i_D$  jednaka je zbroju struje trošila i struje kondenzatora i dana je izrazom:

$$i_D = \frac{U_o}{R} + C \frac{dU_o}{dt} = \frac{U_m}{R} \sin \omega t + \omega C U_m \cos \omega t \quad (2.20)$$

Rješenje izraza (2.20) je:

$$i_D = I_m \sin(\omega t + \psi) \quad (2.21)$$

gdje je

$$I_m = U_m \sqrt{\left( \frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2 \right)} \quad (2.22)$$

$$\psi = \arctg \omega CR \quad (2.23)$$

Struja teče kroz diodu od trenutka  $t_0$  do trenutka  $t_1$  pa vrijedi,

$$i_D = 0$$

$$\begin{aligned} \sin(\omega t_1 + \psi) &= 0 \Rightarrow \omega t_1 + \psi = \pi \\ \omega t_1 &= \pi - \psi \\ t_1 &= \frac{\pi - \psi}{\omega} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Kada dioda ne vodi, kondenzator predaje energiju trošilu. Napon na kondenzatoru opada po eksponencijalnom zakonu:

$$u_O = U_1 e^{\frac{-t}{CR}} \quad (2.25)$$

Napon  $U_1$  ovisi o trenutku kada dioda isklopi. Napon  $U_1$  kao i trenutak isklapanja diode ne mogu se analitički odrediti, već je potrebno upotrijebiti numeričke metode određivanja.

U inženjerskoj praksi pokazala se dobrom aproksimacija eksponencijalne krivulje pražnjenja kondenzatora pravcem. Kako je vremenska konstanta kondenzatora i tereta relativno velika u odnosu na period ulaznog napona, može se smatrati da je promjena napona kondenzatora linearna za vrijeme jednog perioda ulaznog napona.

Srednja vrijednost napona kondenzatora jednaka je:

$$U_{sr} = U_O = U_m - \frac{\Delta U_O}{2} \quad (2.26)$$

gdje je  $\Delta U_O$  promjena napona kondenzatora, odnosno promjena izlaznog napona za vrijeme jedne poluperiode ulaznog napona. Najveća promjena napona ostvarena je kad je period pražnjenja kondenzatora najduži odnosno kada je

$$\Delta t = T$$

Linearna aproksimacija prepostavlja da je struja pražnjenja kondenzatora konstantna za cijelo vrijeme perioda  $T$ , te se može zapisati:

$$I_{sr} = I_O = C \frac{du_O}{dt} = C \frac{\Delta u_O}{\Delta t} = C \frac{\Delta u_O}{T} \quad (2.27)$$

$$I_{\text{sr}} = C \frac{\Delta u_O}{T} = C \Delta u_O f \quad (2.28)$$

Otud je promjena napona na kondenzatoru jednaka:

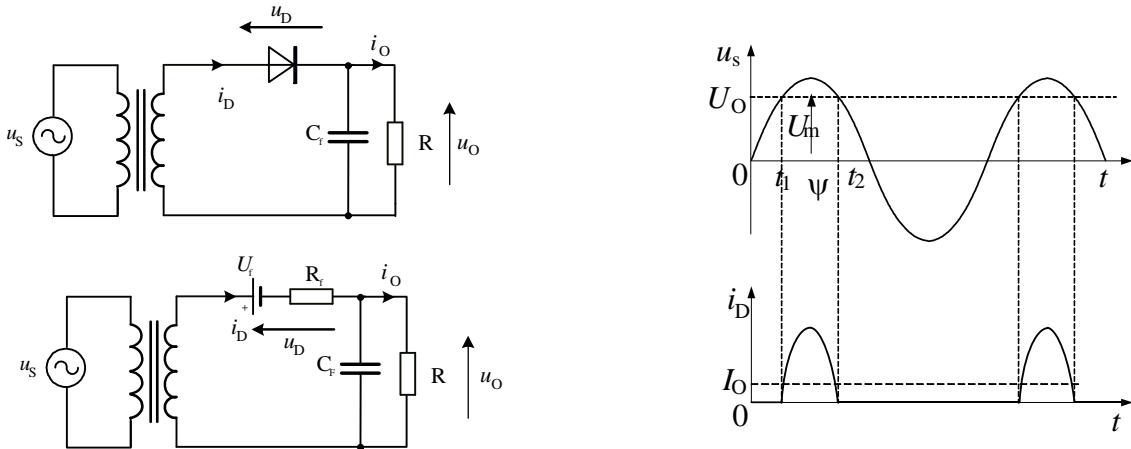
$$\Delta u_O = \frac{I_{\text{sr}}}{Cf} \quad (2.29)$$

Vrijeme pražnjenja kondenzatora uvijek je manje od  $T$ , stoga je valovitost napona na kondenzatoru uvijek manja od izračunane. Budući da je uvijek cilj ostvariti što manje valovanje to ova aproksimacija zadovoljava inženjerske potrebe.

Izraz (2.20.) može se i izračunati numeričkim metodama. Skup krivulja koje daju rješenje te omogućavaju određivanje potrebnih parametara ispravljača dan je na slici 2.9.

Kada je unutarnji otpor diode reda veličine otpora trošila, tada se njegov utjecaj ne može zanemariti. Slično vrijedi i kada je kapacitet filtarskog kondenzatora vrlo velik. Utjecaj otpora diode na rad sklopa može se promatrati na sljedećem primjeru.

Za sklop jednofaznog poluvalnog ispravljača prikazanog na slici potrebno je odrediti srednju vrijednost ispravljenog napona  $U_{sr}$ , te nacrtati vremenski dijagram struje tereta ako je zadano  $C = \infty$ ,  $R = 10 \Omega$ ,  $R_f = 1\Omega$ ,  $U_{rms} = 50 \text{ Hz}$ .



Slika 2.8. Poluvalni ispravljač s kapacitivnim filtrom

Ako je  $C_f = \infty$  i  $U_f=0$  ispravljeni napon nema valovitosti, pa valni oblici napona i struje izgledaju kao na slici 2.8.

Iz slike slijedi  $U_{sr} = U_m \sin \omega t_1$  i  $U_{sr} = U_m \sin \omega t_2$ , gdje je  $\omega t_1 = \alpha_1$  i  $\omega t_2 = \alpha_1$ .

Napon na teretu dobiva se na temelju činjenice da je naboj koji je pohranjen na kondenzatoru za vrijeme vođenja diode jednak naboju koji kondenzator predaje teretu dok dioda ne vodi.

$$\int_{t_1}^{t_2} (i_f - i_o) dt = \int_{t_2}^{T+t_1} i_o dt \quad (2.30)$$

Kako je  $U_f$  jednak nuli vrijedi:

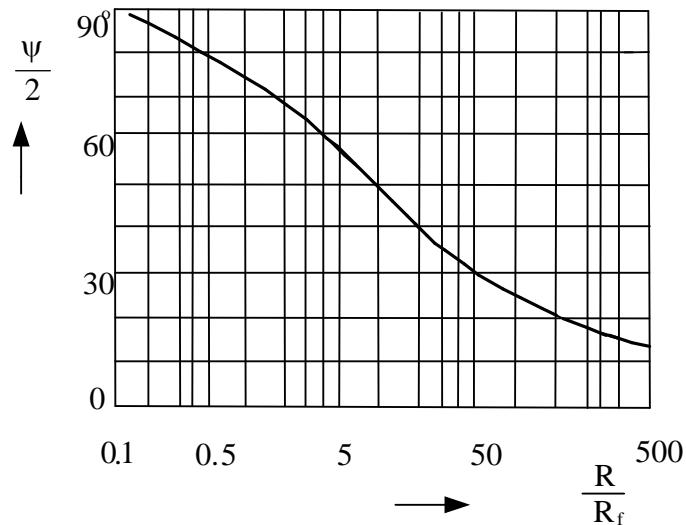
$$i_f R_f = U_m \sin \omega t - U_o \quad (2.31)$$

$$i_o = I_o = \frac{U_o}{R} \quad (2.32)$$

Sređivanjem i integriranjem dobiva se:

$$\left( \operatorname{tg} \frac{\Psi}{2} - \frac{\Psi}{2} \right) \frac{1}{\pi} = \frac{R_f}{R} \quad (2.33)$$

Numeričko rješenje izraza (2.33) prikazano je na slici 2.9..



Slika 2.9. Ovisnost kuta vođenja diode o omjeru unutarnjeg otpora i otpora trošila

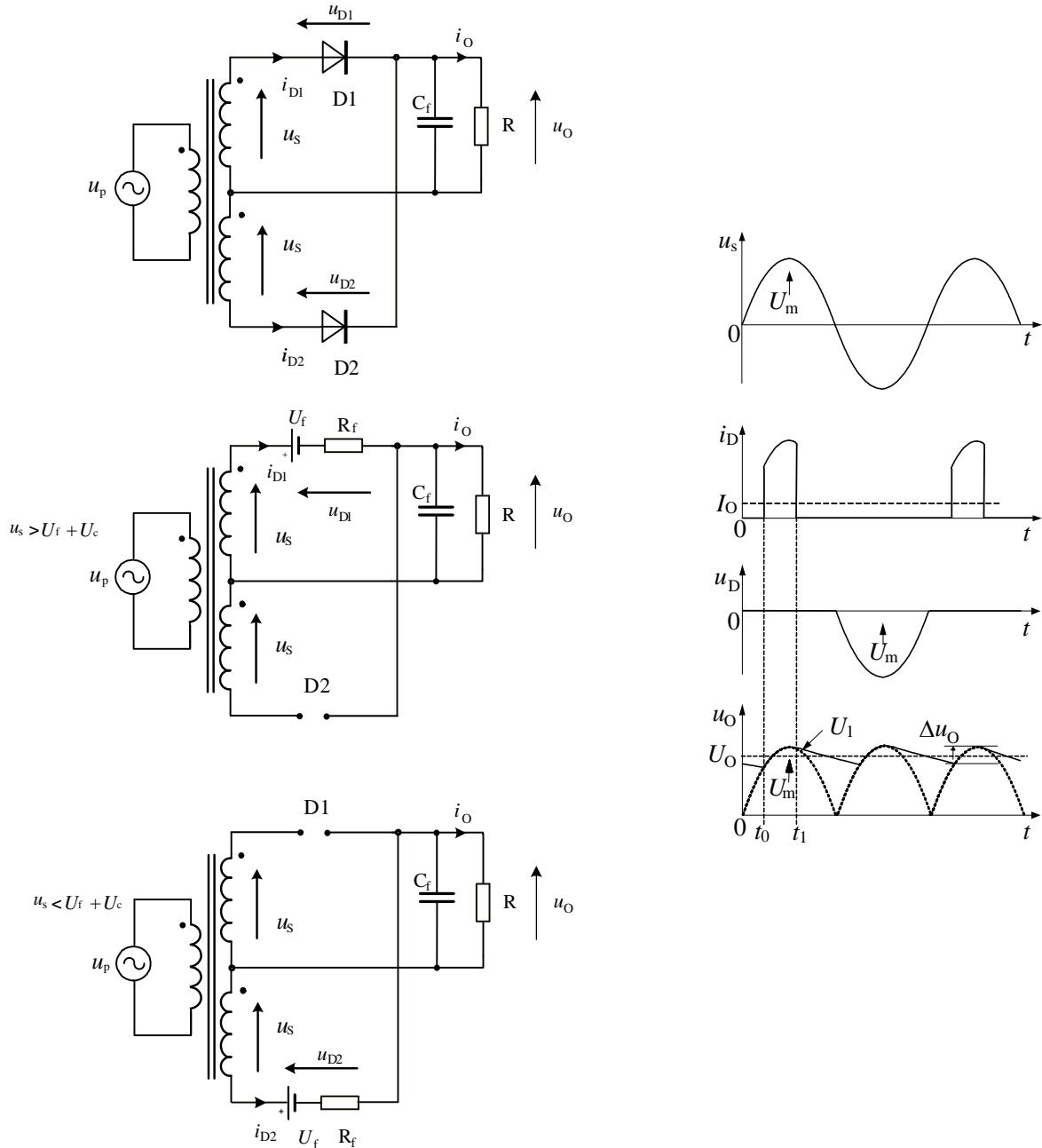
U traženom slučaju je  $\frac{R_f}{R} = \frac{10}{1} = 10$  odakle je  $\Psi = 98^\circ$

Otud je

$$U_{sr} = U_m \sin \alpha_1 = U_m \sin \frac{\pi - \Psi}{2} = 101.8 \text{ V} \quad (2.34)$$

#### 2.1.4. Jednofazni punovalni ispravljač s kapacitivnim filtrom

Punovalni ispravljač s kapacitivnim filtrom prikazan je na slici 2.10.



Slika 2.10. *Jednofazni punovalni ispravljač s kapacitivnim filtrom i pripadajućim valnim oblicima*

Jednofazni punovalni ispravljač s kapacitivnim filtrom analizira se slično kao i poluvalni, s tom razlikom da se za period ponavljanja valnih oblika uzima  $T/2$  a ne  $T$ .

Kada dioda vodi, napon na trošilu jednak je ulaznom naponu umanjenom za pad napona na diodi. Ukoliko se napon na diodi može zanemariti, napon na trošilu dan je izrazom  $U_R = U_m \sin \omega t$ , a struja diode  $i_D$  jednaka je zbroju struje trošila i struje kondenzatora i dana je izrazom:

$$i_D = \frac{U_o}{R} + C \frac{dU_o}{dt} = \frac{U_m}{R} \sin \omega t + \omega C U_m \cos \omega t \quad (2.35)$$

Rješenje izraza (2.35) je:

$$i_D = I_m \sin(\omega t + \psi) \quad (2.36)$$

gdje su

$$I_m = U_m \sqrt{\left( \frac{1}{R^2} + 4\omega^2 C^2 \right)} \quad (2.37)$$

$$\psi = \arctg 2\omega CR \quad (2.38)$$

Struja teče kroz diodu od trenutka  $t_0$  do trenutka  $t_1$  pa vrijedi

$$i_D=0$$

$$\begin{aligned} \sin(\omega t_1 + \psi) &= 0 \Rightarrow \omega t_1 + \psi = \pi \\ \omega t_1 &= \pi - \psi \\ t_1 &= \frac{\pi - \psi}{\omega} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Kada dioda ne vodi, kondenzator predaje energiju trošilu. Napon na kondenzatoru opada po eksponencijalnom zakonu pri čemu je vrijeme pražnjenja dvostruko kraće u odnosu na jednofazni ispravljač:

$$u_o = U_1 e^{\frac{-t}{CR}} \quad (2.40)$$

Napon  $U_1$  ovisi o trenutku kada dioda isklopi. Napon  $U_1$  kao i trenutak isklapanja diode ne mogu se analitički odrediti, već je potrebno upotrijebiti numeričke metode određivanja.

U inženjerskoj praksi pokazala se dobrom aproksimacija eksponencijalne krivulje pražnjenja kondenzatora pravcem. Kako je vremenska konstanta kondenzatora i trošila relativno velika u odnosu na period ulaznog napona, može se smatrati da je promjena napona kondenzatora linearna za vrijeme jednog perioda ulaznog napona.

Srednja vrijednost napona kondenzatora jednaka je:

$$U_{sr} = U_O = U_m - \frac{\Delta U_O}{2} \quad (2.41)$$

gdje je  $\Delta U_O$  promjena napona kondenzatora, odnosno promjena izlaznog napona za vrijeme jedne poluperiode ulaznog napona. Najveća promjena napona ostvarena je kada je period pražnjenja kondenzatora najduži, odnosno kada je

$$\Delta t = \frac{T}{2}$$

Linearna aproksimacija prepostavlja da je struja pražnjenja kondenzatora konstantna za cijelo vrijeme polovine perioda  $T/2$  te se može zapisati:

$$I_{sr} = I_O = C \frac{du_O}{dt} = C \frac{\Delta U_O}{\Delta t} = 2C \frac{\Delta U_O}{T} = 2C \Delta U_O f \quad (2.42)$$

Iz toga proizlazi da je promjena napona na kondenzatoru jednaka:

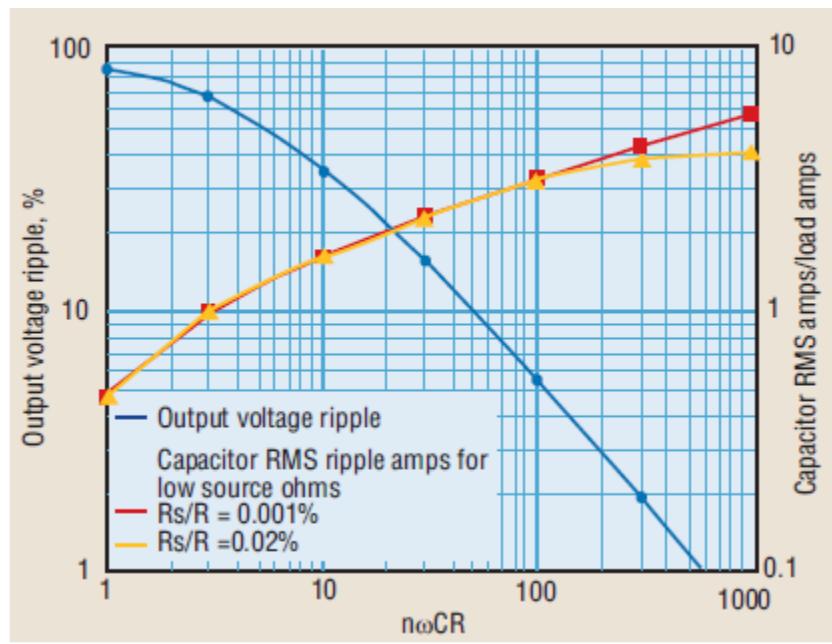
$$\Delta u_O = \frac{I_{sr}}{2Cf} \quad (2.43)$$

Vrijeme pražnjenja kondenzatora je uvijek manje od  $T/2$  i u usporedbi s poluvalnim ispravljачem dvostruko manje. Valovitost napona na kondenzatoru uvijek manja od izračunane. Budući da je uvijek cilj ostvariti što manje valovanje, ova aproksimacija zadovoljava inženjerske potrebe.

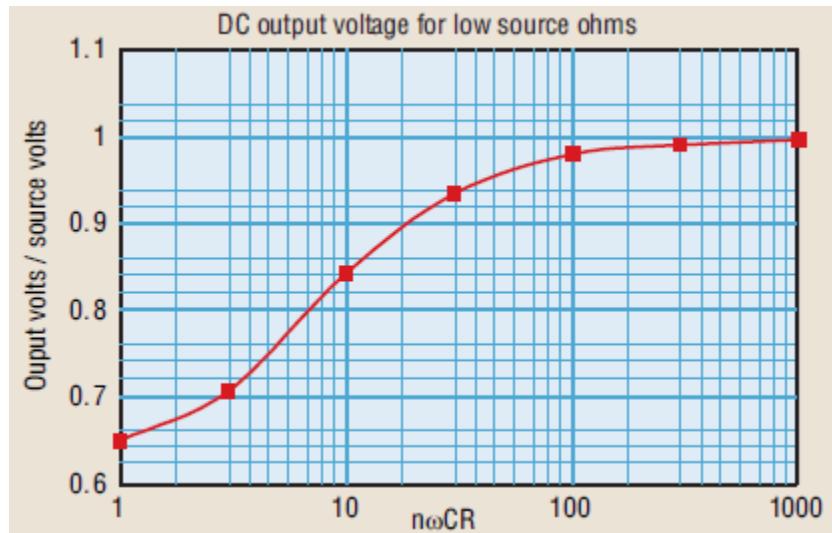
Rješenja izraza (2.20.) i (2.35) može se prikazati kao skup parametarskih krivulja iz kojih se jednostavno može doći do željenog rješenja. Skup parametarskih krivulja koje daju rješenje te omogućavaju određivanje potrebnih parametara ispravljaca dan je na slikama 2.11. 2.12.

Na slici 2.11. prikazana je relativna valovitost izlaznog napona u ovisnosti o frekvenciji ulaznog napona i kapacitetu filterskog kondenzatora. Iste krivulje vrijede i za poluvalni i za punovalni ispravljac uz uvjet da se za punovalni ispravljac smatra da je filterski kondenzator dvostrukaog kapaciteta. Osim toga prikazan je i utjecaj serijskog otpora diode na relativnu valovitost. Može se uočiti sljedeće: ukoliko je serijski otpor diode u granicama od  $0.001R$  do  $0.02 R$  njegov utjecaj može biti zanemaren.

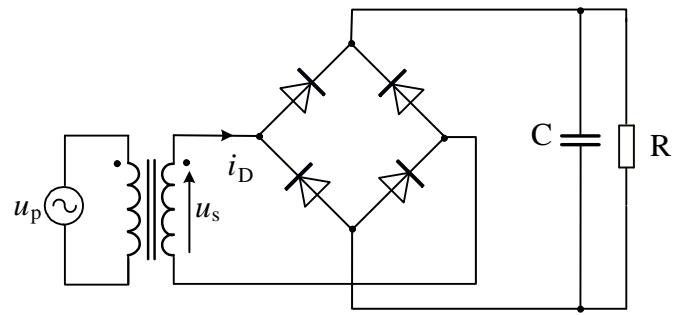
Na slici 2.12. prikazan je omjer srednjeg izlaznog napona i vršne vrijednosti ulaznog napona u ovisnosti o kapacitetu kondenzatora  $C$  i frekvenciji ulaznog napona.



Slika 2.11. Ovisnost valovitosti izlaznog napona ispravljača o filterskom kondenzatoru, otporu diode i trošilu.  
Za poluvalni ispravljač  $n=1$ , a za za punovalni ispravljač  $n=2$



Slika 2.12. Omjer srednjeg izlaznog napona i ulaznog napona ispravljača s kapacitivnim filtrom.  $n=2$  za punovalni ispravljač. Za poluvalni ispravljač  $n=1$ .

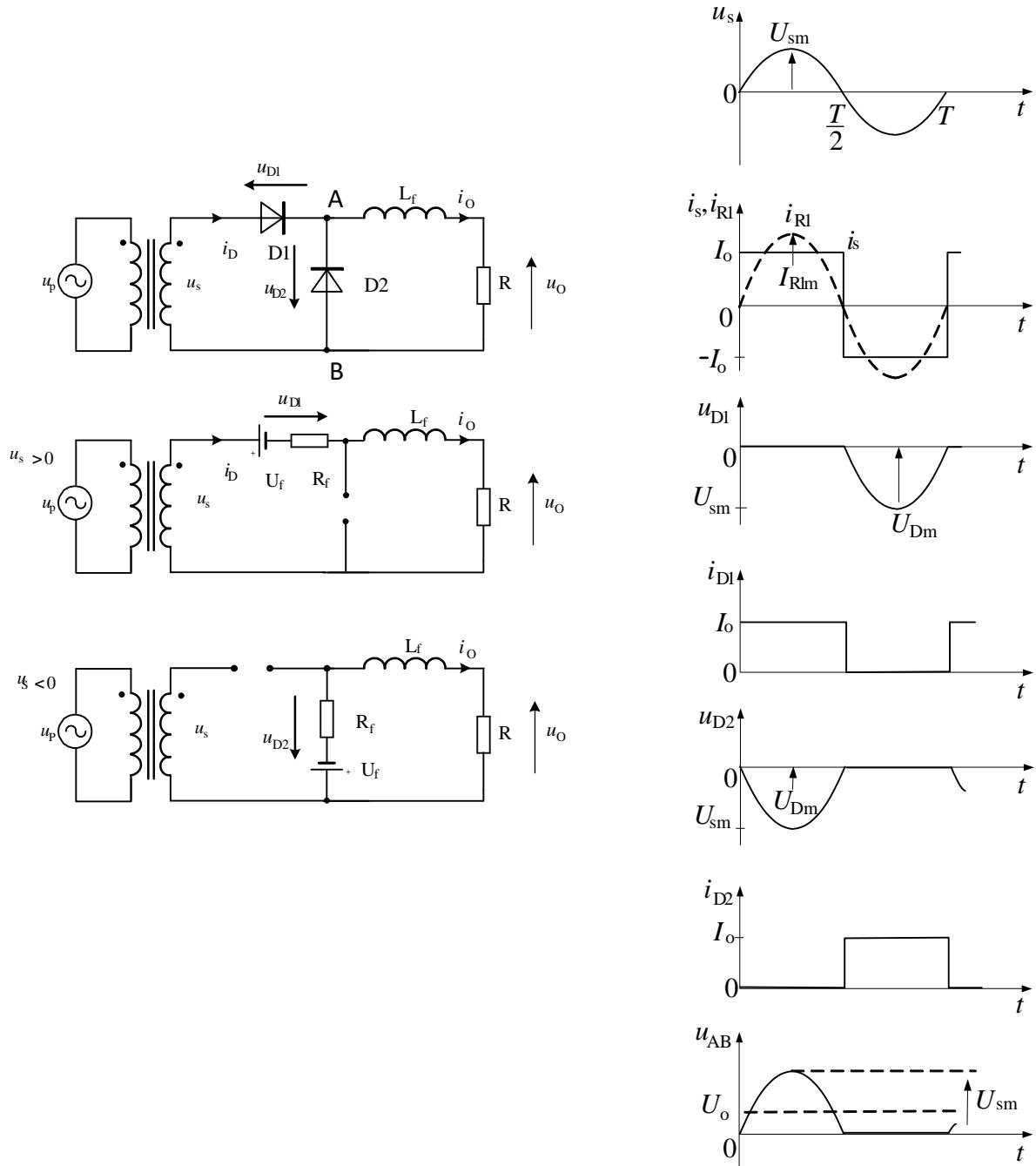


Slika 2.13. Mosni punovalni ispravljač s četiri diode – Graetzov spoj s kapacitivnim filtrom

Ako se koristi transformator s jednim sekundarom ili uopće nema transformatora, punovalni ispravljač se realizira pomoću 4 diode u mosnom, Graetzovom spoju. Sklop je prikazan na slici 2.13.

### 2.1.5. Jednofazni poluvalni ispravljač s induktivnim filtrom

Poluvalni jednofazni ispravljač napon, zaključen s induktivnim filtrom prvog reda, prikazan je na slici 2.14.



Slika 2.14. Jednofazni poluvalni ispravljač s induktivnim filtrom i pripadajući valni oblici

Punovalni ispravljač s induktivnim filtrom sastoji se od direktnе diode i poredne diode te induktivnog filtra. Direktna dioda ispravlja ulazni napon. Kad direktna dioda ne vodi, struja induktiviteta zatvara se kroz porednu diodu.

Napon na primaru transformatora dan je izrazom:

$$u_p = U_{pm} \sin \omega t \quad (2.44)$$

Napon na ulazu u induktivni filter je:

$$u_{AB} = -u_{AB} = \begin{cases} \frac{u_p}{N} = \frac{U_{pm}}{N} \sin \omega t, & \text{za } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{za } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.45)$$

Izlazni napon jednak je srednjoj vrijednosti napona na ulazu u filter:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^T u_{AB} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_{sm} \sin \omega t dt = \frac{U_{pm}}{\pi N} \quad (2.46)$$

Struja primara, odnosno ulazna struja, pravokutnog je oblika (na primar se preslikava struja filtarskog induktiviteta koja se smatra konstantnom) i ovisi o prijenosnom omjeru transformatora i o izlaznoj struji:

$$i_p = \begin{cases} \frac{I_o}{2N} & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{I_o}{2N} & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.47)$$

Amplituda osnovnog harmonika struje opisane izrazom (38) je:

$$I_{p1m} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} i_p \sin \omega t dt = \frac{2I_o}{TN} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{2I_o}{\pi N} \quad (2.48)$$

Osnovni harmonik ulazne struje može se zapisati na sljedeći način:

$$i_{p1} = I_{p1m} \sin \omega t = \frac{2I_o}{\pi N} \sin \omega t \quad (2.49)$$

Budući da je ulazni napon sinusnog oblika, u prijenosu snage sudjeluje samo onaj harmonik struje koji ima istu frekvenciju kao i ulazni napon. U ovom slučaju to je osnovni harmonik struje. Viši harmonici struje ne prenose snagu prema trošilu.

Otud je ulazna snaga ispravljača  $P_p$  jednaka:

$$P_p = \frac{I_{p1m}^2 R_i}{2} = \frac{2I_o^2 R_i}{\pi^2 N^2} \quad (2.50)$$

Gdje je  $R_i = U_{pim}/I_{p1m}$  ulazni otpor ispravljača pri frekvenciji osnovnog harmonika.  
Izlazna snaga, odnosno snaga na trošilu je:

$$P_o = I_o^2 R_T \quad (2.51)$$

Efektivna vrijednost ulazne struje je:

$$I_{p1ms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^T i_p^2 dt} = \sqrt{\frac{I_o^2}{8\pi N^2} \int_0^T dt} = \frac{I_o}{2N} \quad (2.52)$$

Efektivna vrijednost struje osnovnog harmonika je:

$$I_{p1ms} = \frac{I_{p1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2I_o}{\sqrt{2}\pi N} = \frac{\sqrt{2}I_o}{\pi N} \quad (2.53)$$

Faktor snage je omjer ulazne snage osnovnog harmonika i ukupne ulazne snage svih harmonika:

$$\begin{aligned} PF &\equiv \frac{P_i}{I_{p1ms} U_{pi}} = \frac{I_{p1ms} U_{pi}}{I_{p1ms} U_{pi}} = \frac{I_{p1ms}}{I_{p1ms}} = \\ &= \frac{I_{p1ms}}{\sqrt{I_{p1ms}^2 + I_{p2ms}^2 + I_{p3ms}^2 + \dots}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 \end{aligned} \quad (2.54)$$

Ukupna harmonička izobličenja ulazne struje su:

$$THD = \sqrt{\frac{I_{p2ms}^2 + I_{p3ms}^2 + I_{p4ms}^2 + \dots}{I_{p1ms}^2}} = \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \approx 0.4834 \quad (2.55)$$

Vršna vrijednost struje diode jednaka je izlaznoj struji:

$$I_{Dmax} = I_o \quad (2.56)$$

Vršna vrijednost reverznog napona diode jednaka je vršnoj vrijednosti napona sekundara, odnosno vrijedi:

$$U_{Dm} = \frac{U_{pm}}{N} = \pi U_o \quad (2.57)$$

Umnožak vršne vrijednosti struje i napona diode daje veličinu koja kaže kolike su mogućnosti ispravljanja diode s obzirom na opteretivost diode. Omjer izlazne snage i maksimalne opteretivosti diode daje faktor  $c_{pR}$ .

$$c_{pR} \equiv \frac{P_o}{I_{Dm} U_{Dm}} = \frac{I_o U_o}{I_{Dm} U_{Dm}} = \frac{U_o}{U_{Dm}} = \frac{1}{\pi} \approx 0.318 \quad (2.58)$$

Srednja struja diode je:

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T i_D dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_o dt = \frac{I_o}{2} \quad (2.59)$$

Snaga na diodi kada dioda vodi uslijed napona vođenja je:

$$P_{UF} = U_f I_D = \frac{U_f I_o}{2} = \frac{U_f}{2U_o} P_o \quad (2.60)$$

Efektivna struja diode je:

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^2 dt} = \sqrt{\frac{I_o^2}{T} \int_0^T dt} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (2.61)$$

Gubitci na unutarnjem otporu diode dani su izrazom:

$$P_{Rf} = R_f I_{Drms}^2 = \frac{I_o^2 R_f}{2} = \frac{R_f}{2R} P_o \quad (2.62)$$

Ukupni gubitci, gubitci vođenja i gubitci na serijskom otporu su otud:

$$P_D = P_{UF} + P_{Rf} = \frac{I_o U_f}{2} + \frac{I_o^2 R_f}{2} = \frac{P_o}{2} \left( \frac{U_f}{U_o} + \frac{R_f}{R} \right) \quad (2.63)$$

Gubitci u zavojnici induktiviteta L ovise o otporu namotaja i srednjoj izlaznoj struji:

$$P_{RL} = R_L I_O^2 = \frac{R_L P_O}{R} \quad (2.64)$$

Napon na induktivitetu može se promatrati u vremenu od 0 do  $T/2$  i od  $T/2$  do  $T$ :

$$u_L = \begin{cases} \frac{U_R}{N} - U_O = U_O(\pi \sin \omega t - 1), & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ U_O & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.65)$$

Isto vrijedi i za struju filtarskog kondenzatora:

$$i_C = \frac{1}{L} \int_0^t u_L dt = \begin{cases} \frac{U_O}{\omega L} [\pi(1 - \cos \omega t) - \omega t] + i_C(0), & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{U_O}{L} + \frac{2\pi U_O}{\omega L} + i_C(0) & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.66)$$

Srednja struja kroz filtarski kondenzator jednaka je nuli:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_C dt = 0 \quad (2.67)$$

Efektivna struja filtarskog kondenzatora je:

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2 dt} = a_{hw} \frac{I_O R}{f L} \quad (2.68)$$

Ukupni gubitci otporu koji postoji za izmjeničnu struju su:

$$P_{lc} = a_{hw}^2 \frac{R_{ac} I_O^2 R^2}{f^2 L^2} = a_{hw}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2} P_O \quad (2.69)$$

gdje je  $R_{ac}$ :

$$R_{ac} = R_L + R_C \quad (2.70)$$

Ukupni gubitci ispravljača, gubitci transformatora nisu uključeni, dani su izrazom:

$$P_C = 2P_D + P_{RL} + P_{Lc} = P_O \left( \frac{U_f}{U_O} + \frac{R_f + R_L}{R} + \frac{a_{hw}^2 R_{ac} R}{f^2 L^2} \right) \quad (2.71)$$

Uz pretpostavku da su sklopni gubitci dioda jednaki nuli ulazna snaga ispravljača je:

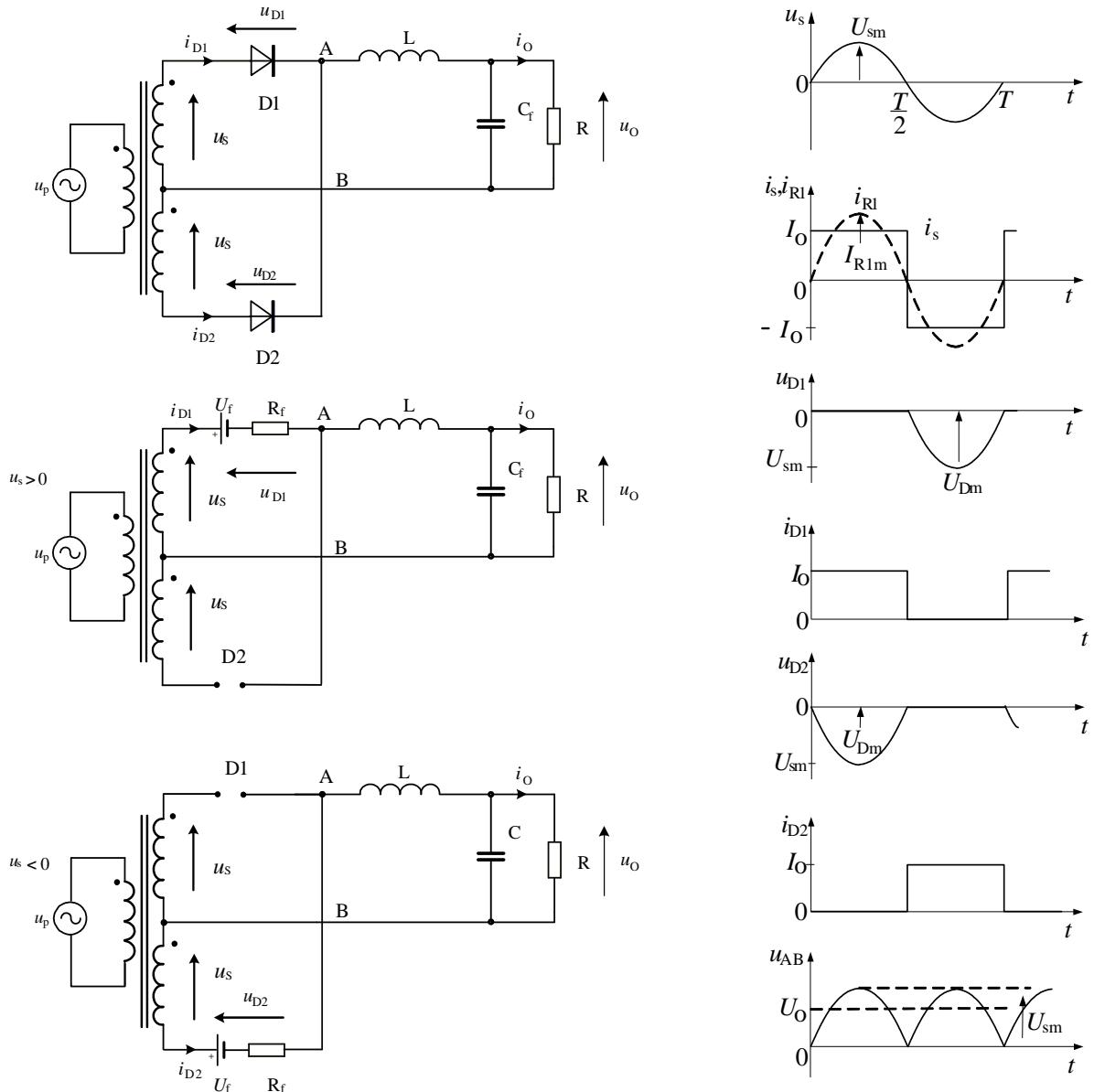
$$P_p = \frac{P_O + 2P_D + P_{RL} + P_{Lc}}{\eta_{tr}} = \frac{P_O}{\eta_{tr}} \left( 1 + \frac{U_f}{U_O} + \frac{R_f + R_L}{R} + a_{hw}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2} \right) \quad (2.72)$$

Iz toga slijedi izraz za stupanj iskorištenja ispravljača:

$$\eta_{tr} = \frac{P_O}{P_i} = \frac{P_O \eta_{tr}}{P_O + 2P_D + P_{RL} + P_{Lc}} = \frac{\eta_{tr}}{1 + \frac{U_f}{U_O} + \frac{R_f + R_L}{R} + a_{hw}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2}} \quad (2.73)$$

### 2.1.6. Jednofazni punovalni ispravljač s induktivnim filtrom

Punovalni ispravljač, zaključen s filtrom drugog reda, prikazan je na slici 2.15.. Filtar je drugog reda, međutim gledajući sa strane ispravljača, filter je pretežno induktivan, te se ispravljač analizira kao da je priključen induktivni filtra prvog reda.



Slika 2.15. Jednofazni punovalni ispravljač s pretežno induktivnim filtrom i pripadajući valni oblici

Napon na ulazu u filter je:

$$u_{AB} = \frac{|u_p|}{N} = \frac{U_{pm}}{N} |\sin \omega t| \quad (2.74)$$

Izlazni napon, dobiven nakon filtriranja, predstavlja srednju vrijednost napona na ulazu u filter:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^T u_{AB} dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_{AB} dt = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{U_{pm}}{N} \sin \omega t dt = \frac{2U_{pm}}{\pi N} \quad (2.75)$$

Struja koju daje izvor pravokutnog je oblika pri čemu je amplituda jednaka:

$$i_p = \begin{cases} \frac{I_o}{N}, & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{I_o}{2} & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.76)$$

Vršna vrijednost osnovnog harmonika ulazne struje je:

$$I_{p1m} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_p dt = \frac{4I_o}{TN} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt = \frac{4I_o}{\pi N} \quad (2.77)$$

Iz toga slijedi izraz za osnovni harmonik ulazne struje:

$$I_{p1} = I_{p1m} \sin \omega t = \frac{4I_o}{\pi N} \sin \omega t \quad (2.78)$$

U prijenosu snage sudjeluje samo osnovni harmonik ulazne struje jer je iste frekvencije kao i napon pa je snaga:

$$P_i = \frac{I_{p1m}^2 R_i}{2} = \frac{8I_{p1m}^2 R_i}{\pi^2 N^2} \quad (2.79)$$

Efektivna vrijednost osnovnog harmonika ulazne struje je:

$$I_{p1ms} = \frac{I_{p1m}}{\sqrt{2}} = \frac{4I_o}{\sqrt{2}\pi N} = \frac{2\sqrt{2}I_o}{\pi N} \quad (2.80)$$

Efektivna vrijednost ulazne struje je:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_o^2 dt} = \sqrt{\frac{2I_o^2}{TN^2} \int_0^T dt} = \frac{I_o}{N} \quad (2.81)$$

Faktor snage je prema tome:

$$PF \equiv \frac{\text{Radna snaga}}{\text{Ukupna snaga}} = \frac{I_{p1ms} U_{pi}}{I_{rms} U_{pi}} = \frac{I_{p1ms}}{I_{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 \quad (2.82)$$

Ukupni faktor izobličenja je:

$$THD = \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \approx 0.4834 \quad (2.83)$$

Da bi se odabrala odgovarajuća dioda potrebno je poznavati vršnu vrijednost reverznog napona i srednju vrijednost struje za zadani način rada.

Vršna vrijednost reverznog napona na diodi proporcionalna je vršnoj vrijednosti primarnog napona:

$$U_{Dm} = \frac{2U_{pm}}{N} = \pi U_o \quad (2.84)$$

Napon na prigušnici razlika je napona na ulazu u filter i izlaznog napona:

$$u_L = u_{AB} - U_o = U_o \left( \frac{\pi}{2} |\sin \omega t| - 1 \right) \quad (2.85)$$

što daje mogućnost određivanja struje induktiviteta:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{\omega L} \int_0^t u_L dt + I_o \\ &= \frac{U_o}{\omega L} \left( -\frac{\pi}{2} \cos \omega t - \omega t + \frac{\pi}{2} \right) + I_o, \quad \text{za } 0 < \omega t \leq \pi \end{aligned} \quad (2.86)$$

i određivanje struje kondenzatora:

$$i_C = i_L - I_O = \frac{U_O}{\omega L} \left( -\frac{\pi}{2} \cos \omega t - \omega t + \frac{\pi}{2} \right), \quad \text{za } 0 < \omega t \leq \pi \quad (2.87)$$

Efektivna vrijednost struje filtarskog kondenzatora :

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T i_C^2 dt} = a_{ct} \frac{I_O R}{f L} \quad (2.88)$$

Otud slijedi izraz za gubitke na serijskom otporu kondenzatora:

$$P_{lc} = a_{ct}^2 \frac{R_{ac} I_O^2 R^2}{f^2 L^2} = \frac{a_{ct}^2 R_{ac} R}{f^2 L^2} P_O \quad (2.89)$$

Ukupni gubici vođenja su:

$$P_C = 2P_D + P_{RL} + P_{lc} = P_O \left( \frac{U_f}{U_O} + \frac{R_f + R_L}{R_L} + \frac{a_{ct}^2 R_{ac} R_L}{f^2 L^2} \right) \quad (2.90)$$

a stupanj iskorištenja:

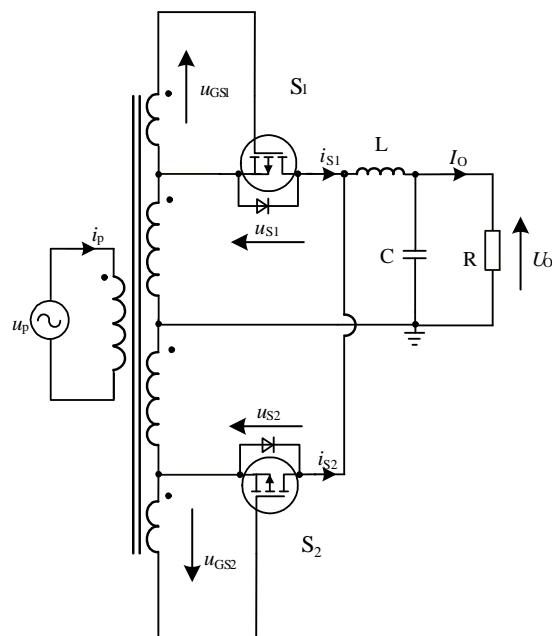
$$\eta_p \equiv \frac{P_O}{P_i} = \frac{P_O \eta_{tr}}{P_O + 2P_D + P_{RL} + P_{lc}} = \frac{\eta_{tr}}{1 + \frac{U_f}{U_O} + \frac{R_f + R_L}{R} + a_{ct}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2}} \quad (2.91)$$

Ulagani otpor ispravljača je:

$$R_i \equiv \frac{U_{pm}}{I_{p1m}} = \frac{\pi^2 N^2 R}{8\eta_p} \left( 1 + \frac{U_f}{U_t} + \frac{R_f + R_L}{R} + a_{ct}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2} \right) = \frac{\pi^2 N^2 R}{8\eta_p} \quad (2.92)$$

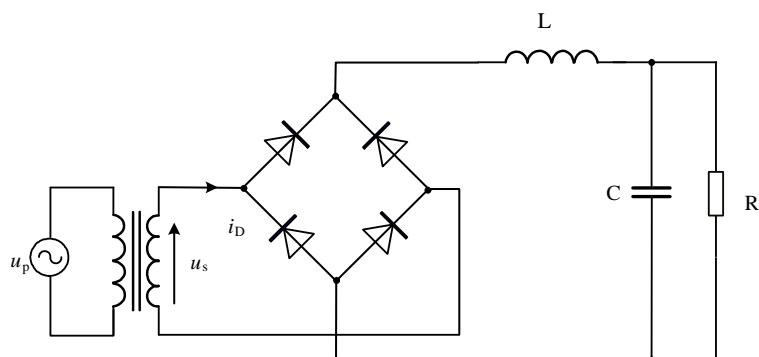
Naponski prijenosni omjer dan je izrazom:

$$M_{Up} \equiv \frac{U_o}{U_{pi}} = \sqrt{\frac{\eta_p R_L}{R_i}} = \frac{2\sqrt{2}\eta_{tr}}{\pi N \left( 1 + \frac{U_F}{U_o} + \frac{R_f + R_L}{R} + a_{ct}^2 \frac{R_{ac} R}{f^2 L^2} \right)} \quad (2.93)$$



Slika 2.16. Sinkroni punovalni ispravljač s LC filtrom.

Punovalni ispravljač ostvaren s 4 diode poznat je pod nazivom "Graetzov spoj" i prikazan je na slici 2.17.:



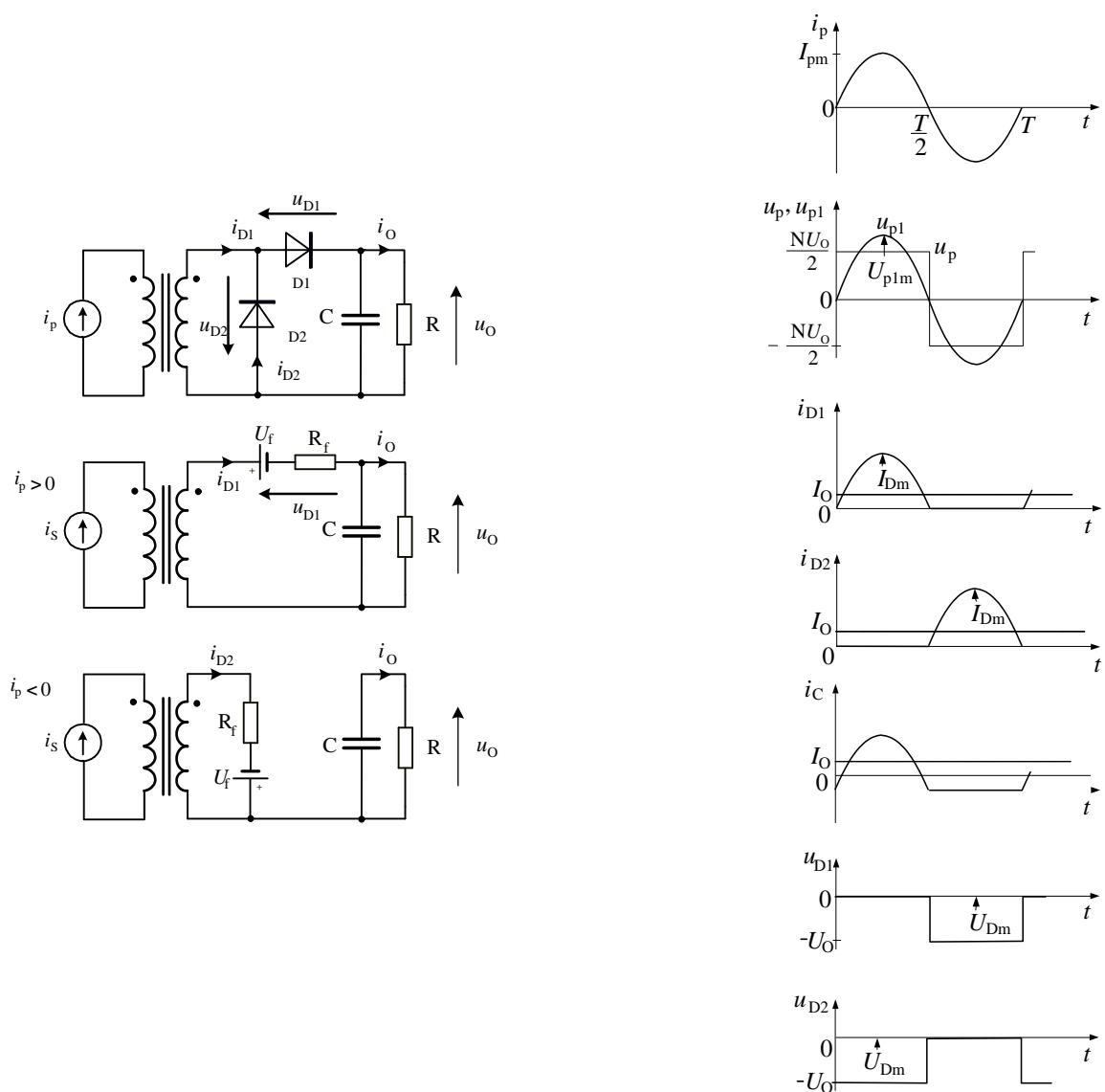
Slika 2.17. Mosni punovalni ispravljač s četiri diode – Graetzov spoj s pretežno induktivnim filtrom

## 2.2. ISPRAVLJAČ S UTISNUTOM SINUSNOM STRUJOM

Ispravljač struje najčešće se primjenjuje u rezonantnim pretvaračima kada treba ispraviti struju rezonantnog kruga. Pri tome ispravljači ispravljaju izmjeničnu struju frekvencije od nekoliko MHz.

### 2.2.1. Poluvalni ispravljač s utisnutom strujom i kapacitivnim filtrom

Poluvalni ispravljač s utisnutom strujom sinusnog oblika i kapacitivnim filtrom prikazan je na slici 2.18.



Slika 2.18. Poluvalni ispravljač struje i s kapacitivnim filtrom i pripadajući valni oblici

Struja izvora je sinusnog oblika i dana je izrazom (2.94):

$$i_p = I_{pm} \sin \omega t \quad (2.94)$$

Struja teče kroz diodu D1 samo za vrijeme pozitivne poluperiode ulazne struje:

$$i_{D1} = \begin{cases} NI_{pm} \sin \omega t, & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.95)$$

Izlazna struja jednaka je srednjoj vrijednosti struje diode D1:

$$I_O = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D1} dt = \frac{NI_{pm}}{2\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt = \frac{NI_{pm}}{\pi} \quad (2.96)$$

Iz izraza (2.96) slijedi da je srednja izlazna struja direktno proporcionalna vršnoj vrijednosti ulazne struje. Otud slijedi DC/AC strujni prijenosni omjer:

$$K_1 \equiv \frac{I_O}{I_{pm}} = \frac{\sqrt{2}I_O}{I_{pm}} = \frac{\sqrt{2}N}{\pi} \approx 0.45N \quad (2.97)$$

Istosmjerna komponenta izlaznog napona je:

$$U_O = I_O R = \frac{NI_{pm}R}{\pi} \quad (2.98)$$

Kako je ulazna struja sinusnog oblika, ulaznu snagu tvori samo umnožak osnovnog harmonika napona i ulazna struja.

$$P_i = \frac{I_{pm}^2 R_i}{2} = \frac{\pi^2 I_O^2 R_i}{2N^2} \quad (2.99)$$

gdje je  $R_i$  ulazni otpor ispravljača pri osnovnom harmoniku frekvencije  $f$ .

Izlazna snaga ispravljača je :

$$P_O = I_O^2 R \quad (2.100)$$

Ako se zanemari pad napona na diodama, napon primara pravokutnog je oblika definiran izrazom (2.101):

$$u_p = \begin{cases} \frac{NU_o}{2} & \text{za } 0 < \omega t \leq \pi \\ -\frac{NU_o}{2} & \text{za } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.101)$$

Efektivna vrijednost primarnog napona:

$$U_{p\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_p^2 dT} = \sqrt{\frac{N^2 U_o^2}{4\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} dt} = \frac{NU_o}{2} \quad (2.102)$$

Amplituda osnovnog harmonika je:

$$U_{p1m} = \frac{2}{T} \int_0^T u_p \sin \omega t dt = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{NU_o}{2} \sin \omega t dt = \frac{2NU_o}{\pi} \quad (2.103)$$

a efektivna vrijednost osnovnog harmonika napona :

$$U_{p1\text{rms}} = \frac{U_{p1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2NU_o}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2}NU_o}{\pi} \quad (2.104)$$

Faktor snage omjer je radne snage i ukupne snage ispravljača i dan je izrazom:

$$\begin{aligned} PF &= \frac{\text{Radna Snaga}}{\text{Ukupna Snaga}} = \frac{P_i}{I_{\text{prms}} U_{\text{prms}}} = \frac{I_{\text{prms}} U_{p1\text{rms}}}{I_{\text{prms}} U_{\text{prms}}} = \frac{U_{p1\text{rms}}}{U_{\text{prms}}} \\ &= \frac{U_{R1\text{rms}}}{\sqrt{U_{p1\text{rms}}^2 + U_{p2\text{rms}}^2 + U_{p3\text{rms}}^2 + \dots}} = \frac{2\sqrt{2}N}{\pi} \approx 0.9 \end{aligned} \quad (2.105)$$

Ukupna harmonijska izobličenja ulaznog napona ispravljača su:

$$THD = \sqrt{\frac{U_{R2\text{rms}}^2 + U_{R3\text{rms}}^2 + U_{R4\text{rms}}^2 + \dots}{U_{R1\text{rms}}^2}} = \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \approx 0.4834 \quad (2.106)$$

Vršna vrijednost struje diode je:

$$I_{Dm} = NI_{Rm} = \pi I_O \quad (2.107)$$

Vršna vrijednost napona je :

$$U_{Dm} = U_O \quad (2.108)$$

Omjer izlazne snage i maksimalne snage koju diode mogu prenijeti je:

$$c_{pR} = \frac{P_O}{I_{Dm}U_{Dm}} = \frac{I_O U_O}{I_{Dm}U_{Dm}} = \frac{1}{\pi} \approx 0.318 \quad (2.109)$$

Poznavajući vršne vrijednosti struje i napona diode, iz izraza (2.100) slijedi:

$$P_O = c_{pR} I_{Dm} U_{Dm} \quad (2.110)$$

Gubitci na diodi, ukoliko napon vođenja diode nije zanemariv :

$$P_{UF} = U_f I_D = U_f I_O = \frac{U_f}{U_O} P_O \quad (2.111)$$

Efektivna struja diode D<sub>1</sub> je:

$$\begin{aligned} I_{D1rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}^2 dt} = \sqrt{\frac{N^2 I_{pm}^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2 \omega t dt} \\ &= \frac{NI_{pm}}{2} = \frac{\pi I_O}{2} \end{aligned} \quad (2.112)$$

Gubitci na diodi uslijed otpora R<sub>f</sub> :

$$P_{Rf} = R_f I_{Drms}^2 = \frac{\pi^2 I_O^2 R_f}{4} = \frac{\pi^2 R_f}{4R} P_O \quad (2.113)$$

Ukupni gubitci vođenja diode:

$$P_D = P_{UF} + P_{Rf} = I_O U_f + R_f I_{Drms}^2 = I_O U_f + \frac{\pi^2 I_O^2 R_f}{4} = P_o \left( \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{4R} \right) \quad (2.114)$$

Struja filtarskog kondenzatora je:

$$i_C \approx i_{D1} - I_o = \begin{cases} I_o (\pi \sin \omega t - 1), & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -I_o, & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.115)$$

Iz toga slijedi efektivna struja filtarskog kondenzatora:

$$I_{Crms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2 dt} = I_o \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1}, \quad (2.116)$$

Gubitci na filtarskom kondenzatoru su:

$$P_{RC} = R_C I_{C(rms)}^2 = R_C I_o^2 \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) = P_o \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \quad (2.117)$$

Gdje je  $R_C$  ekvivalentni serijski otpor kondenzatora.

Ukupni su gubitci su iz toga:

$$\begin{aligned} P_C = 2P_D + P_{RC} &= 2I_o U_f + \frac{\pi^2 I_o^2 R_f}{2} + R_C I_o^2 \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) = \\ &= P_o \left[ \frac{2U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{2R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (2.118)$$

Uključujući gubitke u proračun ulazna snaga je:

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{P_o + P_C}{\eta_{tr}} = \frac{P_o + 2P_D + P_{RC}}{\eta_{tr}} = \\ &= \frac{P_o}{\eta_{tr}} \left[ 1 + \frac{2U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{2R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (2.119)$$

gdje je  $\eta_{tr}$  stupanj korisnog djelovanja transformatora.

Stupanj korisnog djelovanja ispravljača je:

$$\eta_R = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o \eta_{ty}}{P_o + P_c} = \frac{\eta_{ty}}{1 + \frac{P_c}{P_o}} = \frac{\eta_{ty}}{1 + \frac{2U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{R} + \frac{R_c}{R} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right)} \quad (2.120)$$

Ulagani otpor ispravljača je :

$$R_i = \frac{2N^2 R}{\pi^2 \eta_{tr}} \left[ 1 + \frac{2U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{2R} + \frac{R_c}{R} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right] = \frac{2N^2 R}{\pi^2 \eta_R} \quad (2.121)$$

Ulagana snaga kao funkcija efektivne vrijednosti napona osnovnog harmonika je:

$$P_i = \frac{U_{p1rms}^2}{R_i} \quad (2.122)$$

Otud je stupanj iskorištenja ispravljača jednak:

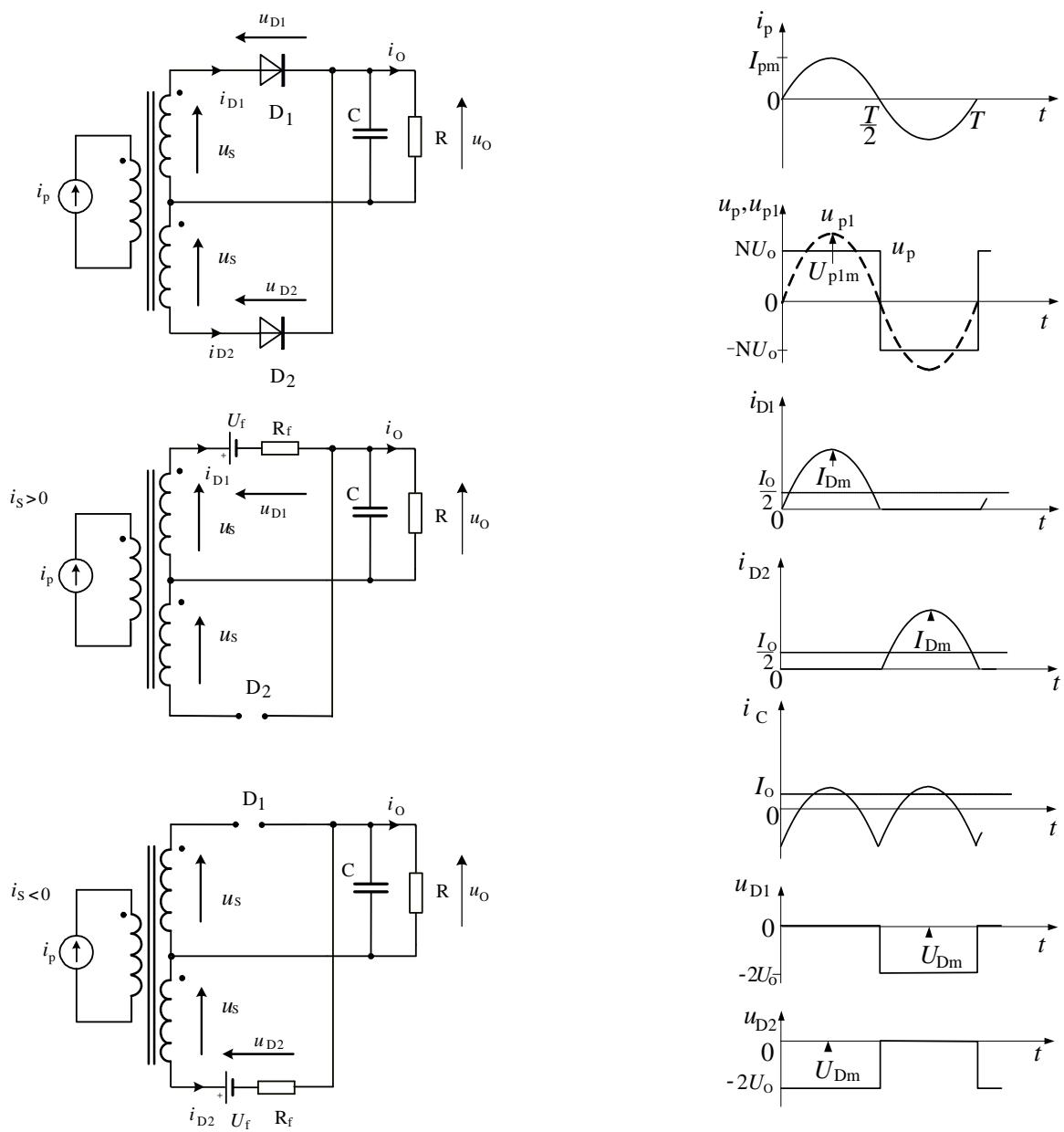
$$\eta_R = \frac{P_o}{P_i} = \left( \frac{U_o}{U_{p1rms}} \right)^2 \frac{R_i}{R} \quad (2.123)$$

Prijenosni DC-AC omjer:

$$M_{UR} = \frac{U_o}{U_{p1rms}} = \sqrt{\frac{\eta_p R_T}{R_i}} = \frac{\pi \eta_p}{N \sqrt{2} \left[ 1 + \frac{2U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{2R_L} + \frac{R_c}{R_L} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right]} = \frac{\pi \eta_p}{N \sqrt{2}} \quad (2.124)$$

### 2.2.2. Punovalni ispravljač s utisnutom strujom i kapacitivnim filtrom

Punovalni ispravljač struje sinusnog oblika zaključen kapacitivnim filtrom i trošilom prikazan je na slici 2.19.:



Slika 2.19. Punovalni ispravljač s utisnutom strujom i kapacitivnim filtrom i pripadajući valni oblici

Izlazna struja jednaka je srednjoj vrijednosti zbroja struja  $D_1$  i  $D_2$ :

$$I_O = \frac{1}{T} \int_0^T (i_{D1} + i_{D2}) dt = \frac{2NI_{pm}}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt = \frac{2NI_{pm}}{\pi} \quad (2.125)$$

Ulagana snaga je:

$$P_i = \frac{I_{pm}^2 R_i}{2} = \frac{\pi^2 I_O^2 R_i}{8N^2} \quad (2.126)$$

Uz pretpostavku da je pad napona na diodama jednak nuli napon primara je pravokutnog oblika amplitude  $NU_o$ :

$$u_p = \begin{cases} NU_o, & \text{za } 0 < t \leq \frac{T}{2} \\ -NU_o, & \text{za } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (2.127)$$

Efektivna vrijednost napona  $U_p$  je:

$$U_{p rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_p^2 dt} = \sqrt{\frac{N^2 U_o^2}{\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} dt} = NU_o \quad (2.128)$$

Osnovni harmonik ima efektivnu vrijednost definiranu izrazom (2.129):

$$U_{p1 rms} = \frac{U_{p1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}U_o}{\pi} \quad (2.129)$$

Iz toga se može izračunati faktor snage:

$$PF = \frac{P_i}{I_{rms} U_{rms}} = \frac{I_{rms} U_{p1 rms}}{I_{rms} U_{rms}} = \frac{U_{p1 rms}}{U_{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 \quad (2.130)$$

I ukupna harmonijska izobličenja:

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{1}{\text{PF}^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \approx 0.4834 \quad (2.131)$$

Vršna vrijednost struje diode proporcionalana je izlaznoj struji:

$$I_{Dm} = \frac{\pi I_o}{2} \quad (2.132)$$

Vršna vrijednost reverznog napona diode je:

$$U_{Dm} = 2U_o \quad (2.133)$$

Omjer izlazne snage i maksimalne snage koju bi diode mogle prenijeti ako su ulazni napon i struja pravokutnog oblika je:

$$c_{pR} \equiv \frac{P_o}{I_{Dm} U_{Dm}} = \frac{I_o U_o}{I_{Dm} U_{Dm}} = \frac{1}{\pi} \approx 0.318 \quad (2.134)$$

Efektivna vrijednost struje pojedine diode je:

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}^2 dt} = \sqrt{\frac{N^2 I_{Rm}^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt} = \frac{NI_{Rm}}{2} = \frac{\pi I_o}{4} \quad (2.135)$$

Gubitci na serijskom otporu diode  $R_f$  je:

$$P_{DR} = R_f I_{Drms}^2 = \frac{\pi^2 I_o^2 R_f}{16} = \frac{\pi^2 R_f}{16 R} P_o \quad (2.136)$$

Srednja struja diode je:

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T I_{D1} dt = \frac{1}{T} \int_0^T NI_{pm} \sin \omega t dt = \frac{NI_{pm}}{\pi} = \frac{I_o}{2} \quad (2.137)$$

Gubitci na diodi uslijed napona vođenja diode su:

$$P_{UF} = U_f I_D = \frac{U_f I_O}{2} = \frac{U_f}{2U_o} P_o \quad (2.138)$$

Ukupni su gubitci kako slijedi:

$$P_D = P_{UF} + P_{RF} = \frac{U_f I_O}{2} + \frac{\pi^2 I_O^2 R_f}{16} = P_o \left( \frac{U_f}{2U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{16R} \right) \quad (2.139)$$

Struja filtarskog kondenzatora je:

$$I_{CF} \approx i_{CR} I_O = N I_{Rm} |\sin \omega t| - I_O \left( \frac{\pi}{2} |\sin \omega t| - 1 \right) \quad (2.140)$$

Efektivna struja kroz filtarski kondenzator je:

$$I_{CF(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{CF}^2 dt} = I_O \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \approx 0.4834 I_O \quad (2.141)$$

Gubitci na filtarskom kondenzatoru su:

$$P_{RC} = R_C I_{CF(rms)}^2 = R_C I_O^2 \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) = \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) P_o \quad (2.142)$$

gdje je  $R_C$  ekvivalentni serijski otpor kondenzatora.

Ukupni gubitci ispravljača:

$$\begin{aligned} P_C &= 2P_D + P_{RC} = U_f I_O + \frac{\pi^2 I_O^2 R_f}{8} + R_C I_O^2 \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) = \\ &= P_o \left[ \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{8R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (2.143)$$

Ulagana snaga ispravljača je stoga:

$$P_i = \frac{P_o + P_C}{\eta_{tr}} = \frac{P_o}{\eta_{tr}} \left[ 1 + \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{8R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) \right] \quad (2.144)$$

Faktor  $\eta_{tr}$  predstavlja stupanj iskorištenja transformatora.

Ukupni stupanj iskorištenja ispravljača je:

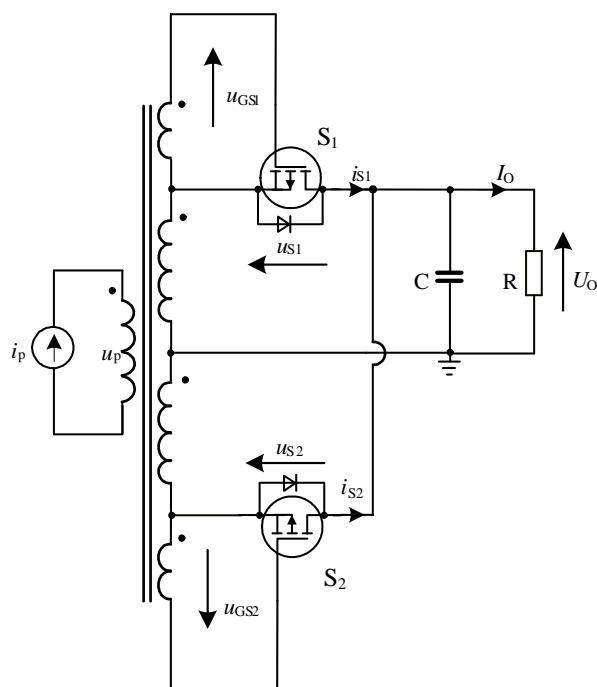
$$\eta_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o \eta_{tr}}{P_o + 2P_D + P_{RC}} = \frac{\eta_{tr}}{1 + \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{8R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right)} \quad (2.145)$$

Ulagani otpor ispravljača je:

$$R_i = \frac{8N^2 R}{\pi^2 \eta_{tr}} \left[ 1 + \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_f}{8R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) \right] = \frac{8NR}{\pi^2 \eta_R} \quad (2.146)$$

Prfijenosni AC-DC omjer dan je izrazom (2.147):

$$M_{Up} = \frac{U_o}{U_{Rrms}} = \sqrt{\frac{\eta_R R_t}{R_i}} = \frac{\pi \eta_{tr}}{2\sqrt{2}N \left[ 1 + \frac{U_f}{U_o} + \frac{\pi^2 R_i}{8R} + \frac{R_C}{R} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) \right]} = \frac{s \eta_R}{2\sqrt{2}N} \quad (2.147)$$



Slika 2.20. Punovalni sinkroni ispravljač struje s kapacitivnim filtrom

Najveće opterećenje na diodi sjavlja se kada je dioda nepropusno polarizirana. Tada je  $U_{Dm}$  diode jednak sumi vršne vrijednosti ulaznog napona i maksimalne vrijednosti napona na filterskom kondenzatoru.

$$U_{Dm} = U_m + U_{sr} + \frac{U_1}{2} \quad (2.148)$$

Literatura:

1. Marian K. Kazimierzuk, Dariusz Czarkowski, *Resonant Power Converters*, John Wiley and Sons, 1995
2. Robert W. Erickson, Dragan Maksimović, *Fundamentals of power electronics*, Kluwer academic Publishers, 2001
3. Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C., *Osnove energetske elektronike I dio*, Graphis Zagreb, 2000
4. Daniel W. Hart, *Power electronics*, McGraw-Hill, New York 2011
5. Barry W Williams, *Principles and Elements of Power Electronics*, Published by Barry W Williams, 2006

### **3. ISTOSMJERNI VISOKOFREKVENCIJSKI PRETVARAČI**

Istosmjerni pretvarači upotrebljavaju se u napajačima elektroničke opreme gdje upravljaju tokom električne energije između dva istosmjerna sustava. Istosmjerni pretvarač priključuje se na istosmjerni izlazni napon izmjenično-istosmjernog pretvarača i pretvara ga u druge istosmjerne napone potrebne za napajanje elektroničkih sklopova. Upotrebljavaju se i u električnoj vuči za upravljanje brzinom vrtnje istosmjernih motora primjerice kod viličara i u elektromotornim vlakovima. Jedna vrsta istosmjernih pretvarača koja se većinom upotrebljava u električnoj vuči naziva se "čoper".

Visokofrekvencijski pretvarači u sklopnom načinu rada temelje se na energetskim sklopovima u kojima je trajanje sklopne periode poluvodičkih sklopki kratko u usporedbi s trajanjem promjena ulaznih i izlaznih veličina. Najčešće se upotrebljavaju za spajanje istosmjernih sustava različitih naponskih razina. Ti su pretvarači poznati pod nazivom **visokofrekvencijski istosmjerni pretvarači**.

Istosmjerni visokofrekvencijski pretvarači prema načinu rada se mogu podijeliti na:

- pretvarače bez galvanskog odvajanja izlaza od ulaza
- pretvarače s galvanskim odvajanjem.

Ovisno o načinu regulacije izlazne veličine koji se primjenjuje, pretvarači se dijele na:

- pretvarače koji mijenjaju izlaznu veličinu promjenom vremena vođenja sklopne komponente, uz konstantni sklopni period (*upravljanje pri konstantnoj frekvenciji*),
- pretvarače koji mijenjaju izlaznu veličinu promjenom sklopog perioda, upravljanje pri konstantnom vremenu vođenja ili upravljanje pri konstantnom vremenu ne vođenja
- pretvarače koji mijenjaju izlaznu veličinu promjenom sklopne frekvencije
- pretvarače koji istovremeno primjenjuju dva ili tri načina regulacije.

Postoje četiri osnovne topologije visokofrekvencijskog istosmjernog pretvarača kod kojih se uglavnom primjenjuje upravljanje pri konstantnoj frekvenciji[1]:

- silazni pretvarač (propusni spoj, engl. *buck*)
- uzlazni pretvarač (blokirni spoj bez invertiranja, engl. *boost*)
- silazno-ulazni pretvarač (blokirni spoj s invertiranjem, engl. *buck-boost*)
- Ćukov pretvarač.

Za silazni pretvarač karakteristično je da je izlazni napon uvijek jednak ili niži od ulaznog.

Uzlazni pretvarač na svom izlazu daje napon jednak ili viši od ulaznog.

Silazno-ulazni pretvarač može dati viši ili niži istosmjerni napon od ulaznog. Iz načina rada proizila su imena pretvarača.

U nekim primjerima potrebno je odabrati odgovarajući istosmjerni pretvarač da bi se postigla optimalna iskoristivost uređaja. Primjerice, istosmjernim pretvaračem može se regulirati napon ili struja na nereguliranom izmjenjivaču i tako održavati izlazni napon izmjenjivača konstantnim [1].

U ovom poglavlju predstavljena je analiza rada visokofrekvencijskih istosmjernih pretvarača u ustaljenom stanju.

Visokofrekvencijski su istosmjerni pretvarači sklopovi periodički promjenjivih topoloških stanja. Unutar jednog sklopnog perioda razlikuje se nekoliko intervala u kojima je sklop stabilne strukture i može se opisati jedinstvenim sustavom diferencijalnih jednadžbi. Intervale rada karakterizira stanje sklopke (otvorena, zatvorena). Stanje poluvodičkih sklopki (otvorene ili zatvorene) definira strukturu spoja.

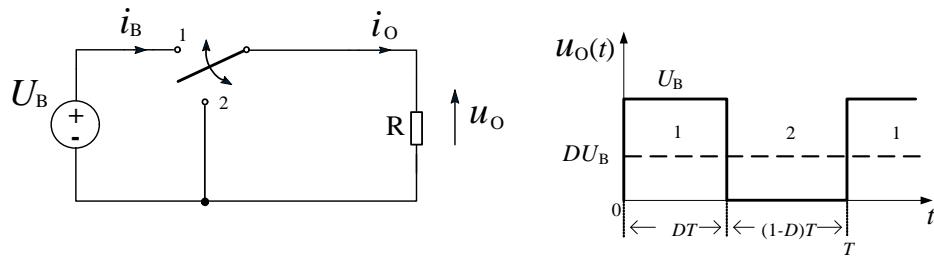
Analiza rada istosmjernih pretvarača predstavljena u idućim poglavljima provodi se uz sljedeće pretpostavke:

- Dioda je idealna jednosmjerna sklopka. U stanju vođenja na diodi nema pada napona. U zapornom stanju kroz diodu ne teče struja. Sklapanje diode je trenutno
- Unipolarni tranzistor je idealna dvosmjerna sklopka
- Prigušnica i kondenzator su idealne komponente
- Filtarska prigušnica je dovoljno velikog induktiviteta tako da se valovitost izlazne struje može zanemariti za vrijeme jednog sklopnog perioda
- Na ulazu pretvarača priključen je idealni naponski izvor
- Trošilo je radni otpor
- Kapacitet filtarskog kondenzatora je dovoljno velik tako da se valovitost izlaznog napona može zanemariti za vrijeme jednog sklopnog perioda.

### 3.1. SILAZNI PRETVARAČ

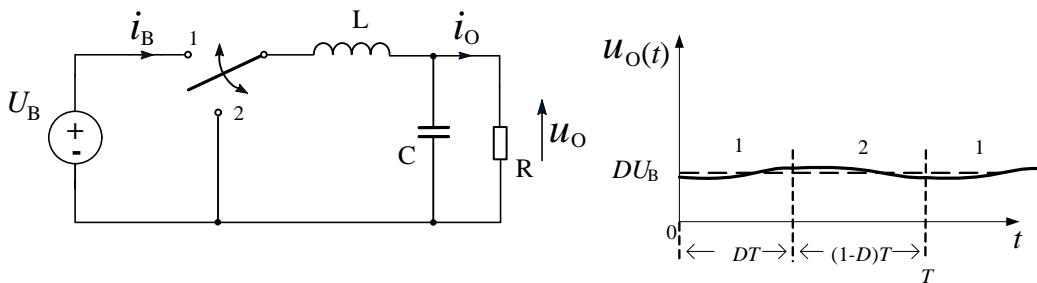
(Propusni spoj, engl. Buck converter)

Osnovna topologija silaznog pretvarača prikazana je na slici 3.1. Sklopka se otvara i zatvara frekvencijom  $1/T$  pri omjeru trajanja vođenja i perioda  $D$ . Omjer  $D$  naziva se *faktor vođenja sklopke*. Napon na trošilu  $R$  je isprekidani ulazni napon, tj. niz impulsa amplitude  $U_B$  i srednje vrijednosti  $U_O=DU_B$ . Napon trošila izrazito je valovit.



Slika 3.1. Osnovna topologija silaznog pretvarača

Istosmjerna komponenta napona praćena tolikim valovanjem, u većini slučajeva, ne može se iskoristiti za napajanje uređaja. Štoviše, neka trošila, primjerice integrirani digitalni sklopovi, rade ispravno samo ako se napajaju iz istosmjernih izvora male valovitosti struje i napona. Istosmjerni pretvarači najčešće imaju takve priključne napone da neznatno odstupaju od svojih srednjih vrijednosti. Osnovnu topologiju silaznog pretvarača (sl. 3.1.) potrebno je modificirati dodavanjem niskopropusnog filtra između sklopke i trošila. Kako ova analiza prepostavlja idealne komponente, dodavanje filtra ne utječe na ukupne gubitke sklopa. Snaga disipirana na sklopcu jednaka je nuli. Isto vrijedi i za filtarsku prigušnicu i kondenzator.

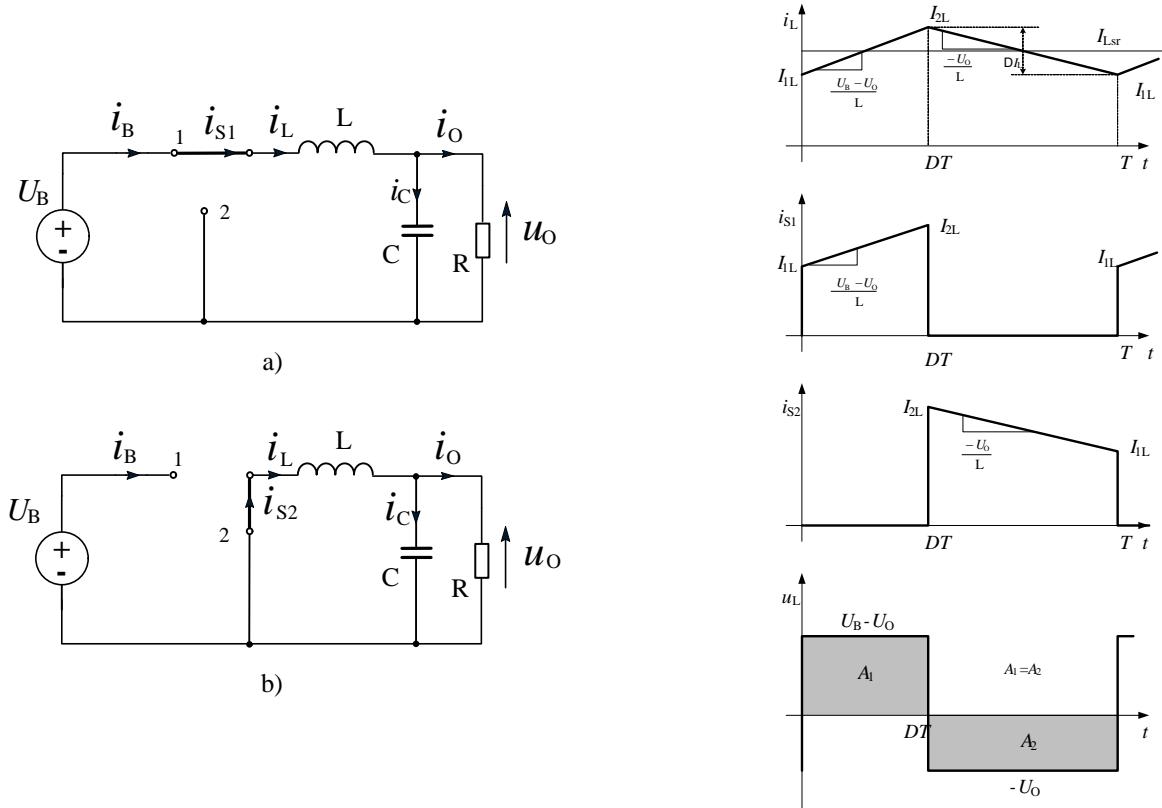


Slika 3.2. Silazni pretvarač s niskopropusnim filtrom

Sklopka S ima dva moguća položaja. Ovisno o položaju sklopke razlikuju se dva topološka stanja sklopa.

Period u kojem je sklopka S u položaju 1 traje od  $t=t_0=0$  do  $t=DT$ , gdje je  $T$  sklopni period. Period u kojem je sklopka u položaju 2 traje od  $t=DT$  do  $T$ .

### 3.1.1. Silazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice



Slika 3.3. Silazni pretvarač i pripadajući valni oblici. a) sklopka u položaju 1., b) sklopka u položaju 2.

Neka je do trenutka \$t = t\_0\$ sklopka u položaju 2. Struja prigušnice L zatvara se preko sklopke S, kondenzatora C i trošila R. Vrijednosti struja i napona u trenutku \$t\_0\$ su sljedeći:

$$\begin{aligned} i_L(0) &= I_{L1} \\ i_C(0) &= I_{C1} \\ U_C(0) &= U_O = \text{const.} \\ i_{S1}(0) &= 0 \\ i_{S2}(0) &= I_{L1} \end{aligned}$$

U trenutku \$t = t\_0=0\$ sklopka S preklopi iz položaja 2 u položaj 1 (slika 3.3.a). Dok je sklopka u položaju 1, struju i napone u krugu opisuju izrazi:

$$U_B - U_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} i_{S1} &= i_L \\ i_{S2} &= 0 \\ i_C &= i_L - I_R \end{aligned} \tag{3.2}$$

Rješenje diferencijalne jednadžbe (3.1) je:

$$(U_B - U_O)t = L i_L + k \tag{3.3}$$

Konstanta  $k$  određena je početnim uvjetom:

$$\begin{aligned} t &= 0 \\ k &= i_L(0) = I_{L1} \end{aligned} \tag{3.4}$$

Iz čega slijedi:

$$\begin{aligned} i_L &= I_{L1} + \frac{U_B - U_O}{L} t \\ i_C &= I_{L1} + \frac{U_B - U_O}{L} t - I_R \end{aligned} \tag{3.5}$$

Sklopka S je zatvorena do  $t = DT$  (gdje je  $D$  faktor vođenja).

$$D = \frac{\text{interval u kojem je sklopka u pol. 1}}{\text{sklopni period } T} \tag{3.6}$$

Na kraju intervala, u trenutku  $DT$ , struja prigušnice i napon kondenzatora su:

$$\begin{aligned} I_L(DT) &= I_{L1} + \frac{U_B - U_O}{L} DT \\ U_C(DT) &= U_O \end{aligned} \tag{3.7}$$

Struja prigušnice ne može se trenutno prekinuti. Kad sklopka otvori, na prigušnici se inducira napon koji nastoji održati struju koja je po iznosu i smjeru jednaka struji prije isklapanja sklopke. Prigušnica se ponaša kao izvor energije, inducirani napon na prigušnici je suprotnog polariteta u odnosu na polaritet prije isklapanja sklopke. Kada inducirani napon dosegne vrijednost izlaznog napona uvećanog za napon praga vođenja diode, dioda D provede. To znači da prigušnica trenutno propusno polarizira diodu kad se sklopka otvori, te dioda preuzima struju prigušnice, odnosno preuzima funkciju sklopke. Ovaj proces se naziva prirodna komutacija. Sklopka  $S_1$  najčešće se realizira pomoću MOSFET-a, a sklopka  $S_2$  zbog jednostavnosti izvedbe sklopa, pomoću diode.

Sklopka S<sub>2</sub> može se zamjeniti s potpuno upravljivom sklopkom odnosno MOSFET-om. U tom je slučaju sklop za upravljanje složeniji.

Dok je sklopka u položaju 2 krug se može opisati sljedećim diferencijalnim jednadžbama:

$$\begin{aligned} 0 &= U_O + L \frac{di_L}{dt} \\ i_L &= i_D \\ i_S &= 0 \\ u_L &= -U_O \\ u_S &= U_B \end{aligned} \tag{3.8}$$

Rješenje izraza (3.8). je:

$$-U_O t = L i_L + k_1 \tag{3.9}$$

Konstanta k<sub>1</sub> određena je početnim uvjetom:

$$k_1 = i_L(T) = I_{L2} \tag{3.10}$$

Na kraju sklopnog perioda struja prigušnice je:

$$i_L(T) = -\frac{U_O}{L} [(1-D)T] + I_{L2} \tag{3.11}$$

odnosno

$$i_L(T) = -\frac{U_O}{L}(1-D)T + \frac{U_B - U_O}{L}DT + I_{L1} \tag{3.12}$$

Struja prigušnice može se zapisati i u obliku:

$$i_L = \begin{cases} I_{sr} - \Delta I_L \left( \frac{1}{2} - \frac{t}{DT} \right) & t \in [0, DT) \\ I_{sr} - \Delta I_L \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) & t \in [DT, T) \end{cases} \tag{3.13}$$

Ukupna promjena struje prigušnice je:

$$\Delta I_L = I_{L2} - I_{L1} = \frac{U_B - U_O}{L} DT = \frac{U_O}{L} (1 - D)T \tag{3.14}$$

Iz toga slijedi da je istosmjerni faktor pretvorbe:

$$U_O = U_B D \quad (3.15)$$

Istosmjerni faktor pretvorbe može se odrediti i na temelju činjenice da je srednja vrijednost napona na prigušnici jednaka nuli:

$$U_L = \frac{1}{T} \int_0^T U_L dt = 0 \quad (3.16)$$

Stoga vrijedi

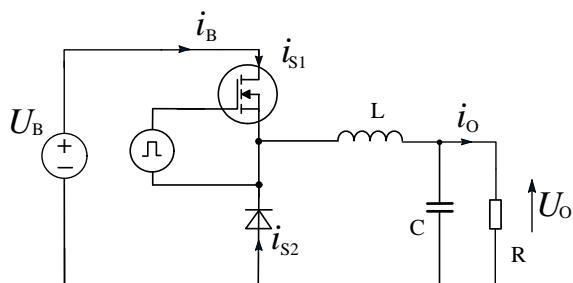
$$\frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} (U_B - U_O) dt - \int_T^{DT} U_O dt \right] = 0 \quad (3.17)$$

Integriranjem i sređivanjem dobiva se:

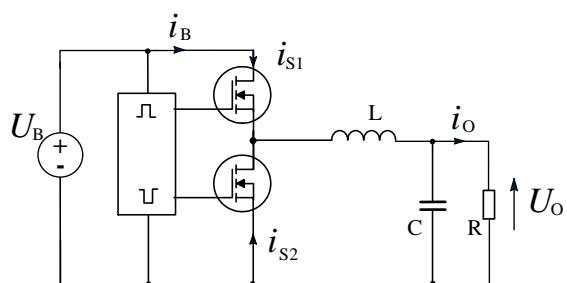
$$(U_B - U_O)D = U_O(1 - D) \quad (3.18)$$

Ili kraće:

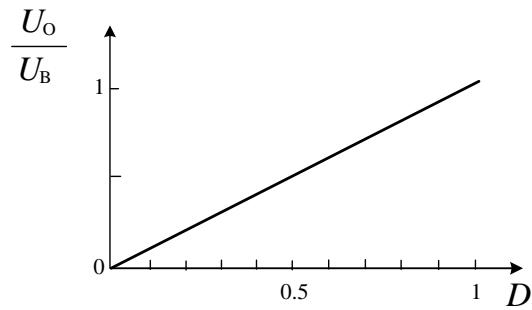
$$U_O = U_B D \quad (3.19)$$



Slika 3.4. Silazni pretvarač ostvaren pomoću MOSFET-a i diode



Slika 3.5. Silazni pretvarač ostvaren pomoću dva MOSFET-a



Slika 3.6. Istosmjerni faktor pretvorbe silaznog pretvarača. Izlazni napon u ovisnosti o faktoru vođenja  $D$

U idealnom slučaju snaga na ulazu u pretvarač jednaka je snazi na izlazu pa je stoga:

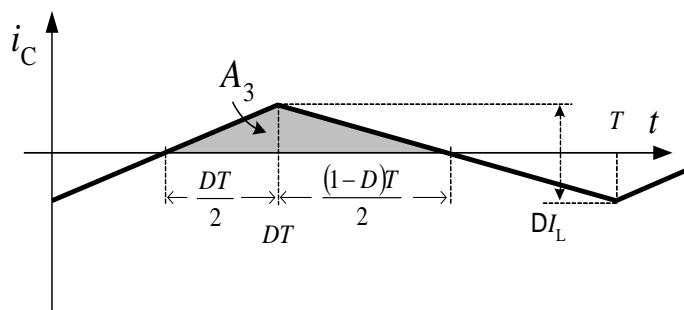
$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_{ul} U_B dt = \frac{1}{T} U_B \int_0^T i_S dt = U_o I_o \quad (3.20)$$

$$P_o = \frac{1}{T} U_B \left[ \int_0^{DT} \left( I_{sr} - \Delta I_L \left( \frac{1}{2} - \frac{t}{DT} \right) \right) dt + \int_{DT}^T 0 dt \right] \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{T} U_B \left[ I_{sr} DT - \Delta I_L \left( \frac{1}{2} DT - \frac{D^2 T^2}{2DT} \right) \right] = U_B I_{sr} D \quad (3.22)$$

$$I_{sr} = \frac{P_o}{U_B D} \quad (3.23)$$

Promjena napona na kondenzatoru  $\Delta u_o$  odgovara površini ispod pozitivnog ili negativnog dijela struje filtarskog kondenzatora C.



Slika 3.7. Struja filtarskog kondenzatora

Promjena napona na kondenzatoru dana je izrazom.

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{(1-D)T}{2}} i_C dt \quad (3.24)$$

Osjenčena površina odgovara integralu, pa stoga vrijedi:

$$A_3 = \frac{DT}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{1}{2} + \frac{(1-D)T}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{1}{2} \quad (3.25)$$

kako je

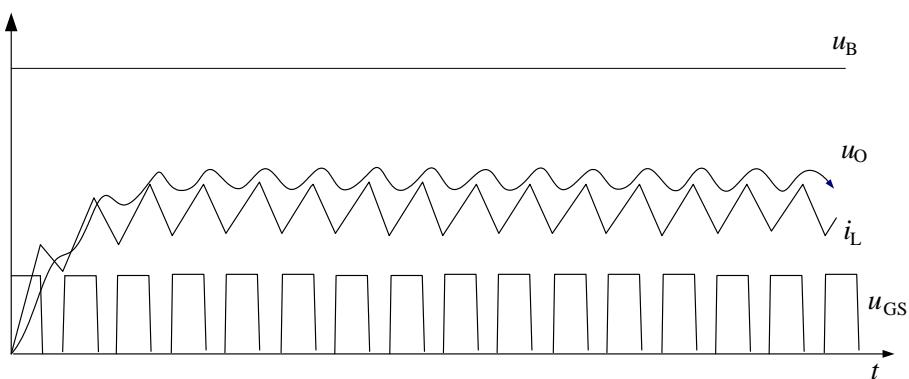
$$\Delta I = \frac{U_o(1-D)T}{L} \quad (3.26)$$

otud je

$$\Delta U_C = \frac{\Delta I}{8C} T = \frac{U_R(1-D)}{8LC} \cdot T^2 \quad (3.27)$$

Efektivna vrijednost struje kroz filterski kondenzator dana je izrazom:

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_C^2 dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_C^2 dt} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} \quad (3.28)$$



Slika 3.8. Prijelazna pojava kod silaznog pretvarača

### 3.1.2. Silazni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice

Kad je srednja struja prigušnice manja ili jednaka polovini promjene struje,  $I_{sr} \leq \frac{\Delta I}{2}$ , struja prigušnice pada na nulu prije isteka sklopnog perioda T. Struja prigušnice nije kontinuirana. U tom slučaju izlazni napon ovisi, osim o faktoru vođenja i o otporu trošila.

Na početku sklopnog perioda i u trenutku DT struja prigušnice je:

$$\begin{aligned} i_{L1} &= 0 \\ i_{L2} &= \frac{U_B - U_O}{L} DT \end{aligned} \quad (3.29)$$

Energija pohranjena u magnetskom polju filtarske prigušnice za vrijeme DT jednaka je energiji predanoj otporu R.

Stoga je izlazna snaga:

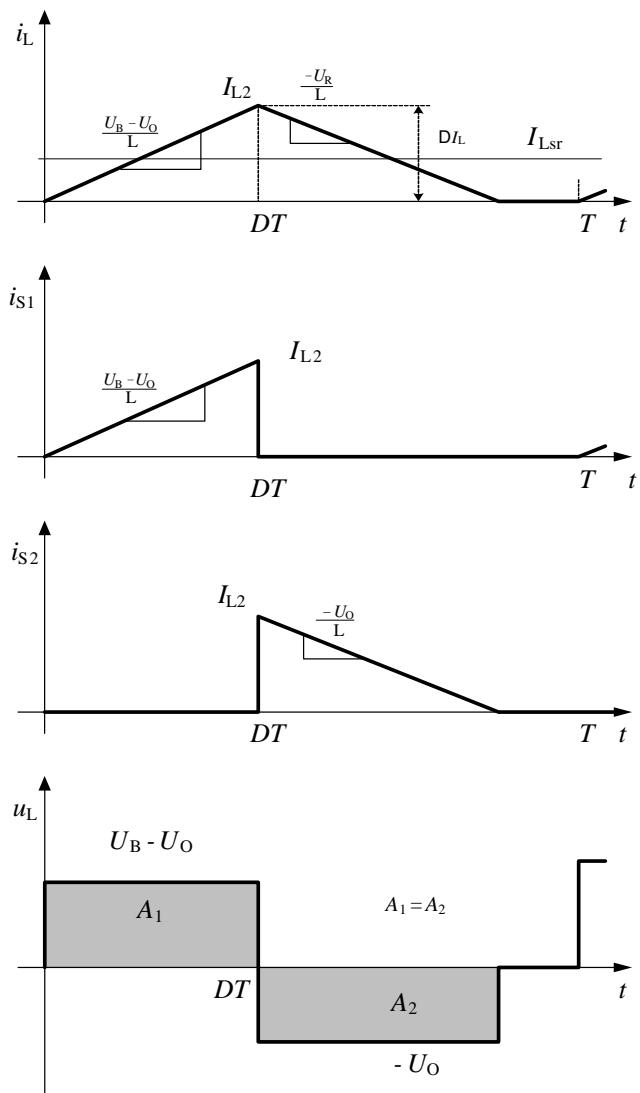
$$P_R = L \left( \frac{U_B - U_O}{L} DT \right)^2 \cdot \frac{1}{2T} = I_{sr} U_O = \frac{U_O^2}{R} \quad (3.30)$$

$$\frac{U_B - U_O}{L} DT = \frac{U_O}{\sqrt{LR}} \sqrt{2T} \quad (3.31)$$

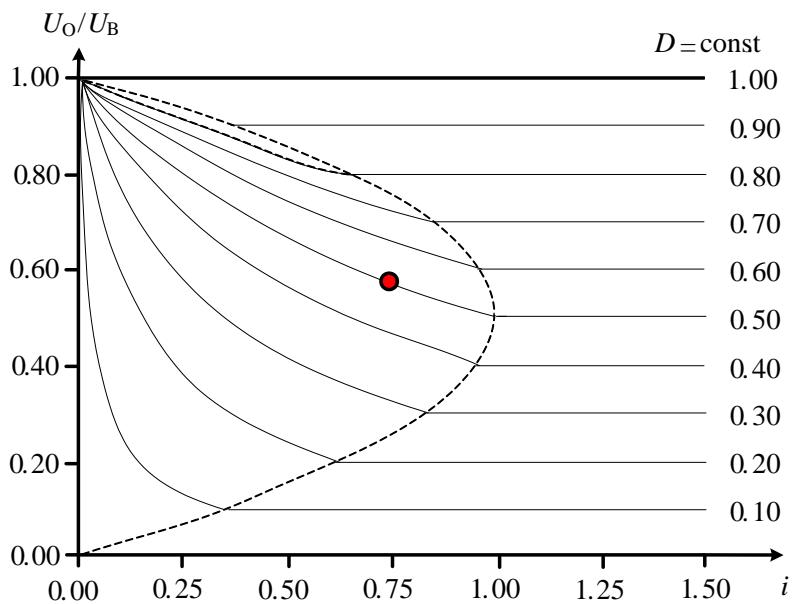
$$U_B - U_O = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{R}} \cdot \frac{U_O}{DT} \sqrt{2T} \quad (3.32)$$

$$U_O \left( 1 + \sqrt{\frac{L}{R}} \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \frac{1}{D} \right) = U_B \quad (3.33)$$

$$\frac{U_O}{U_B} = \left( 1 + \sqrt{\frac{L}{R}} \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \frac{1}{D} \right)^{-1} \quad (3.34)$$



Slika 3.9. Naponski i strujni valni oblici silaznog pretvarača kada radi isprekidanom strujom prigušnice



Slika 3.10. *Istosmjerni faktor pretvorbe silaznog pretvarača u ovisnosti o izlaznoj struji i faktoru vodenja*

Isprekidana crta predstavlja granicu između područja u kojem pretvarač radi s kontinuiranom strujom prigušnice i područja u kojem pretvarač radi s isprekidanom strujom prigušnice.

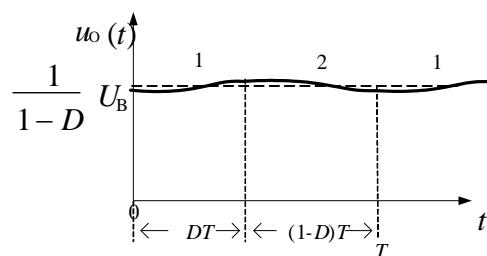
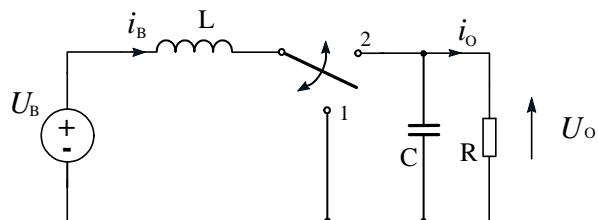
### 3.2. UZLAZNI PRETVARAČ

(Blokirni spoj, engl. *Boost converter*)

Slika 3.11. prikazuje osnovnu topologiju uzlaznog pretvarača. Na slici 3.12. prikazana su dva slučaja:

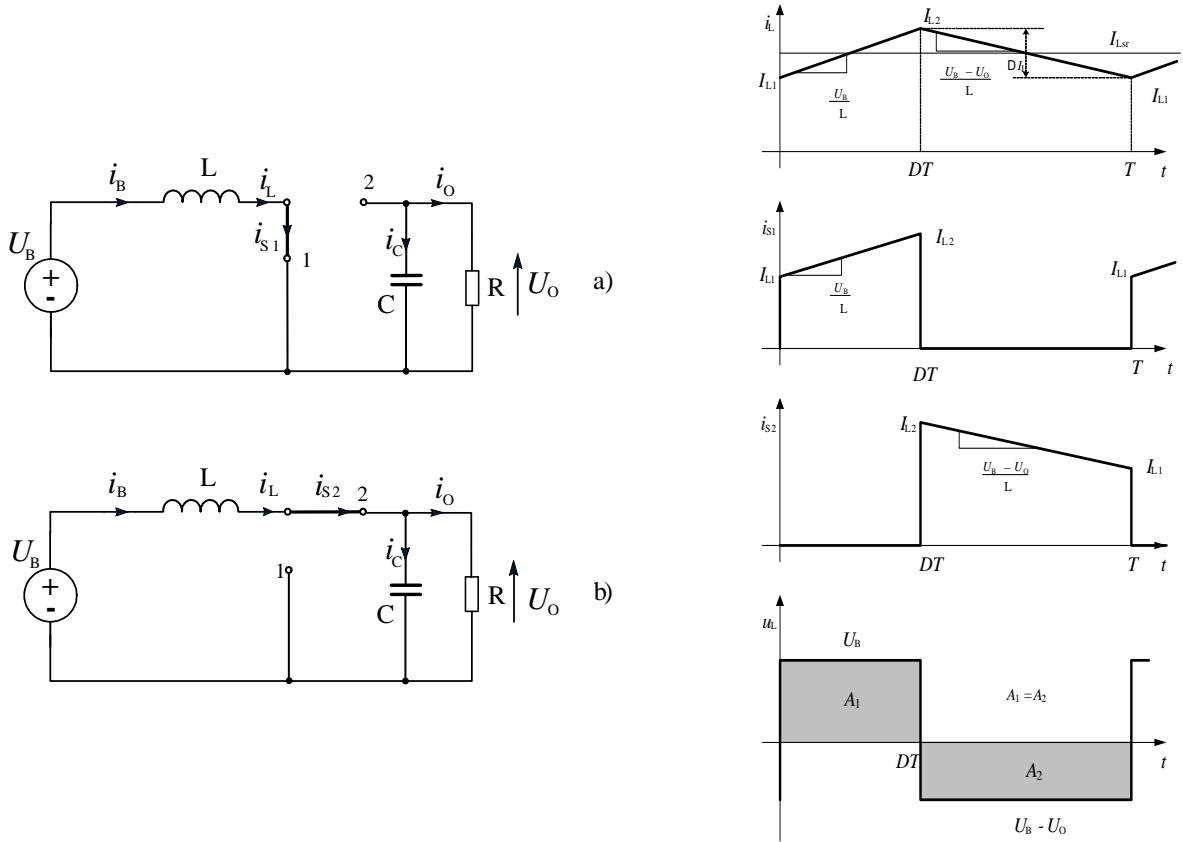
- a) sklopka S u položaju 1
- b) sklopka S u položaju 2.

Prvi je interval interval u kojem je sklopka u položaju 1. Taj interval traje od trenutka  $t = 0$  do  $t = DT$ . Sklopka se u položaju 2 nalazi u periodu od  $t = DT$  do  $T$ .



Slika 3.11. Osnovna topologija uzlaznog pretvarača

### 3.2.1. Uzlazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice



Slika 3.12. Uzlazni pretvarač i pripadajući valni oblici: a) sklopka u položaju 1., b) sklopka u položaju 2.

Do trenutka  $t = t_0 = 0$  sklopka je bila u položaju 2. (slika 3.12.a). Struja je zatvorena kroz prigušnicu L, diodu D, kondenzator C i trošilo R. U trenutku  $t = 0$  vrijednosti struja i napona su:

$$\begin{aligned} i_L(0) &= I_{L1} \\ i_C(0) &= I_{C1} \\ i_S(0) &= 0 \\ U_O(0) &= U_C(0) = \text{const.} \end{aligned} \tag{3.35}$$

U periodu  $0-DT$  nadomjesna shema sklopa prikazana je na slići 3.13.a Sklop se tada može opisati sljedećim jednadžbama:

$$u_L = U_B = L \frac{di_L}{dt} \tag{3.36}$$

Otud je struja induktiviteta  $i_L$ :

$$i_L = \frac{U_B}{L} \int_0^t dt = \frac{U_B t}{L} + k = i_{S1} \quad (3.37)$$

Rješenjem gornjih izraza dobiva se:

$$i_L = \frac{U_B}{L} \int_0^t dt = \frac{U_B t}{L} + k \quad (3.38)$$

Konstanta  $k$  je struja prigušnice u trenutku  $t=0$  i iznosi:

$$i_L(0) = I_{L1} \quad (3.39)$$

Stoga je:

$$\begin{aligned} i_L &= I_{L1} + \frac{U_B}{L} t \\ i_C &= i_R \end{aligned} \quad (3.40)$$

Sklopka S se nalazi u položaju 1 do trenutka  $t = DT$ . U tome trenutku struja prigušnice ima vrijednost :

$$\begin{aligned} i_L(DT) &= i_{L1} + \frac{U_B}{L} DT \\ U_C(DT) &= U_O \end{aligned} \quad (3.41)$$

U trenutku  $t = DT$  sklopka preklopi iz položaja 1 u položaj 2. Nadomjesna shema sklopa dok je skopka u položaju 2, prikazana je na slici 3.12b.

Kako je napon na prigušnici  $U_L = U_B - U_O$ , dif. jednadžbe kojima je opisan sklop u ovom intervalu su:

$$\begin{aligned} U_B &= L \frac{di_L}{dt} + U_O \\ i_S &= 0 \\ i_L &= i_D = i_C + i_O \end{aligned} \quad (3.42)$$

Iz toga izlazi da:

$$U_B - U_O = L \frac{di_L}{dt}, \quad (3.43)$$

Rješenje izraza (3.43). je:

$$i_L = \frac{U_B - U_O}{L} \int_0^t dt = \frac{U_B - U_O}{L} \cdot t + k \quad (3.44)$$

Konstanta se odreduje iz početnih uvjeta,

$$i_L = \frac{U_B - U_O}{L} \cdot t + I_{L2} \quad (3.45)$$

Struja kondenzatora razlika je struje prigušnice i struje trošila:

$$i_C = i_L - i_O = \frac{U_B - U_O}{L} + I_{L2} - I_O \quad (3.46)$$

Sklopka S je otvorena od trenutka  $t = DT$ , pa do  $t = T$ . Stoga je vrijeme za koje je sklopka otvorena  $(1-D)T$ .

$$i_L(T) = I_{L1} = \frac{U_B - U_O}{L} [(1-D)T] + I_{L2} \quad (3.47)$$

Snaga na ulazu jednaka je snazi na izlazu, pa vrijedi:

$$P_O = \frac{1}{T} \int_0^T i_{ul} U_B dt = \frac{1}{T} U_B \int_0^T i_L dt \quad (i_{ul} = i_L) \quad (3.48)$$

$$P_O = \frac{1}{T} \int_0^T I_{sr} dt = \frac{1}{T} U_B I_{sr} \Big|_0^T = U_B I_{sr}$$

Kako je srednja vrijednost napona na prigušnici za vrijeme jednog sklopnog perioda jednaka 0 vrijedi:

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_L dt = 0 \quad (3.49)$$

Iz toga slijedi:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} U_B dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_B - U_O) dt = 0 \quad (3.50)$$

$$\frac{1}{T} U_B DT = \frac{1}{T} (U_O - U_B) \cdot T (1 - D)$$

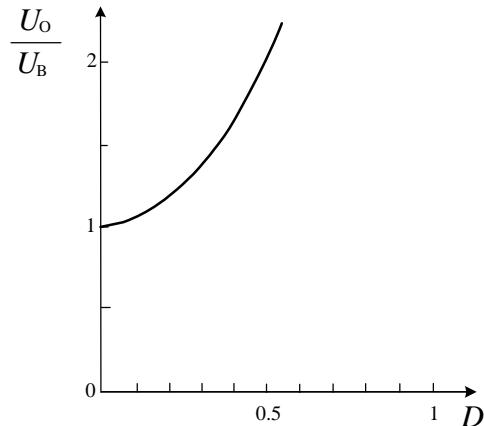
$$U_B D = (U_O - U_B)(1 - D) \quad (3.51)$$

$$U_B = U_O(1 - D)$$

Istosmjerni faktor pretvorbe slijedom toga je:

$$U_O = U_B \frac{1}{1 - D} \quad (3.52)$$

Istosmjerni faktor pretvorbe je omjer izlaznog i ulaznog istosmjernog napona.  
Omjer izlazne i ulazne srednje struje dobiva se na temelju činjenice da sklop radi bez gubitaka te da su ulazna i izlazna snaga pretvarača jednake.



Slika 3.13. Istosmjerni faktor pretvorbe u ovisnosti o faktoru vođenja D

Snaga na trošilu je:

$$P_O = U_O I_O \quad (3.53)$$

Snaga na ulazu u pretvarač je:

$$P_{\text{ul}} = I_{\text{sr}} U_{\text{B}} \quad (3.54)$$

$$\frac{U_{\text{O}}}{U_{\text{B}}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.55)$$

Uvođenjem istosmjernog faktora pretvorbe i sređivanjem slijedi:

$$U_{\text{O}} I_{\text{O}} = I_{\text{sr}} U_{\text{B}} = I_{\text{sr}} U_{\text{O}} (1-D) \quad (3.56)$$

$$I_{\text{O}} = I_{\text{sr}} (1-D) \quad (3.57)$$

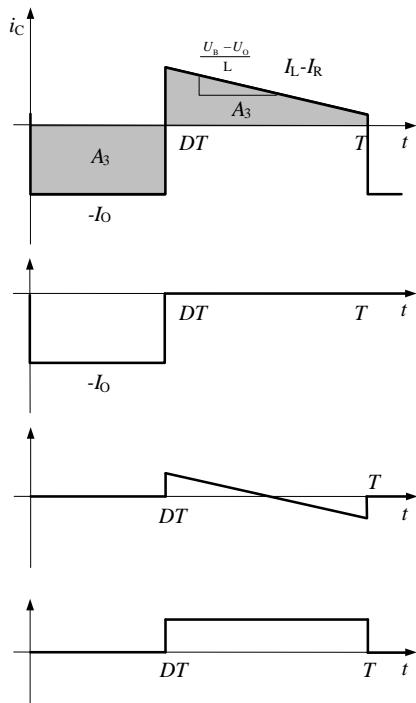
Efektivna vrijednost struje kondenzatora dobiva se na sljedeći način:

Prvo se struja rastavi na komponente, a zatim se izračuna srednja vrijednost kvadrata svake komponente. Ukupnu efektivnu vrijednost predstavlja drugi korijen zbroja svih komponenti.

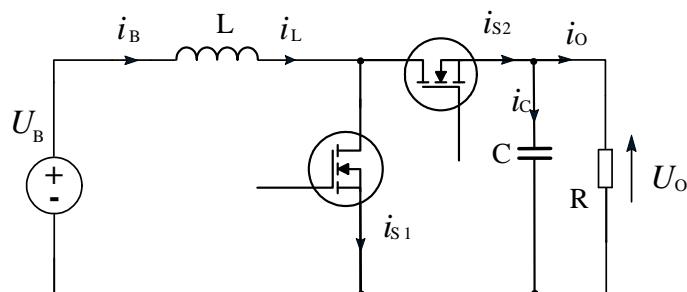
$$\begin{aligned} I_{\text{Crms}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{\text{C}}^2 dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_{\text{C}}^2 dt} \\ I_{\text{Crms}} &= I_{\text{O}} \sqrt{\frac{D}{1-D} + \frac{k^2}{(1-D)^3 \cdot D^2 \cdot 12}} \end{aligned} \quad (3.58)$$

gdje je  $k$  omjer promjene struje induktiviteta i srednje struje prigušnice:

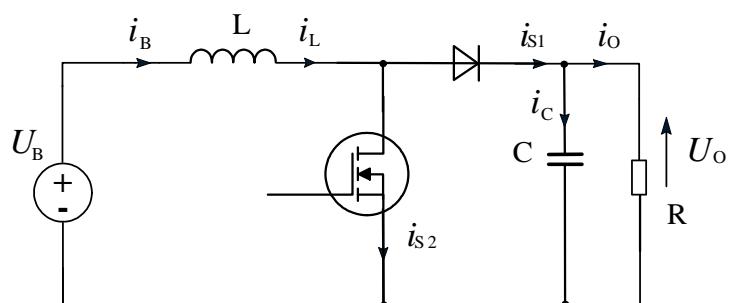
$$k = \frac{\Delta I_{\text{L}}}{I_{\text{sr}}} \quad (3.59)$$



Slika 3.14. Struja filtrarskog kondenzatora i komponente koje je čine

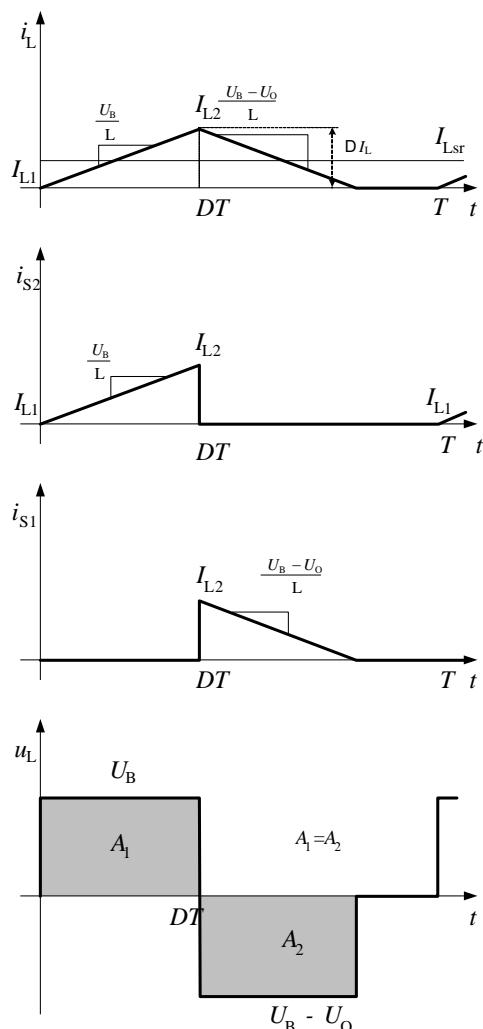


Slika 3.15. Uzlazni pretvarač ostvaren pomoću dva MOSFET-a

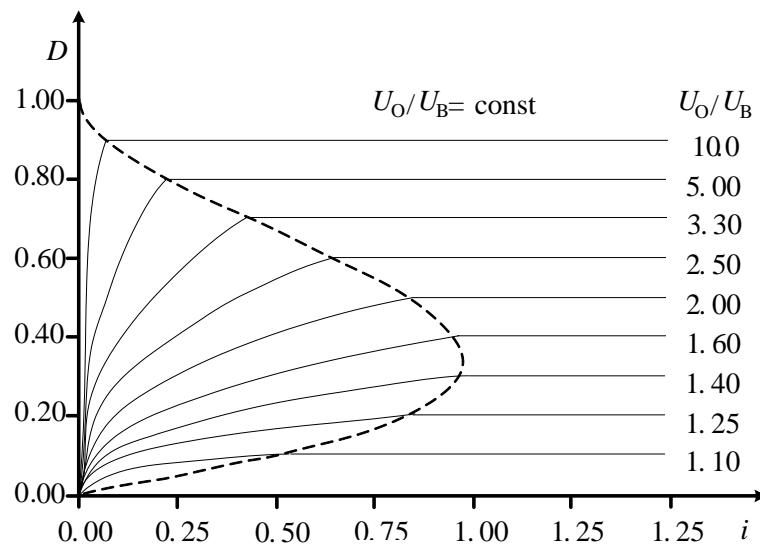


Slika 3.16. Uzlazni pretvarač ostvaren pomoću MOSFET-a i diode

### 3.2.2. Uzlažni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice

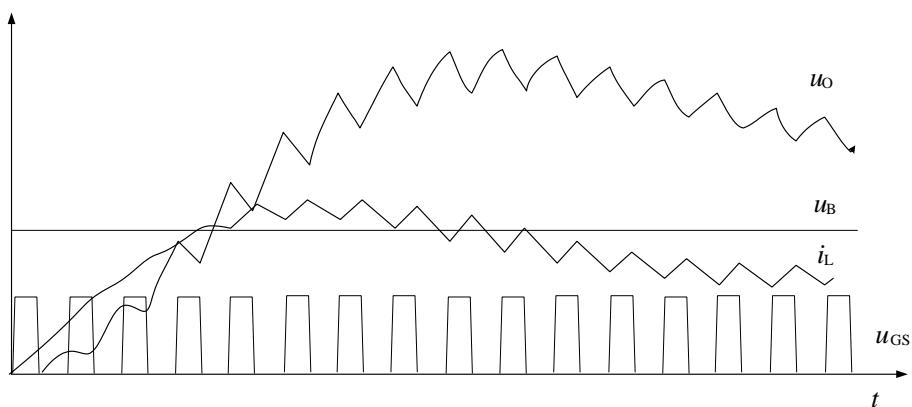


Slika 3.17. Isprekidani način rada uzlažnog pretvarača. Naponski i strujni valni oblici.



Slika 3.18. Istosmjerni faktor pretvorbe u ovisnosti o struji prigušnice i faktoru vodenja

Isprekidana crta na slici 3.17. predstavlja granicu između područja u kojem pretvarač radi s kontinuiranom strujom prigušnice i područja u kojem pretvarač radi s isprekidanom strujom prigušnice.

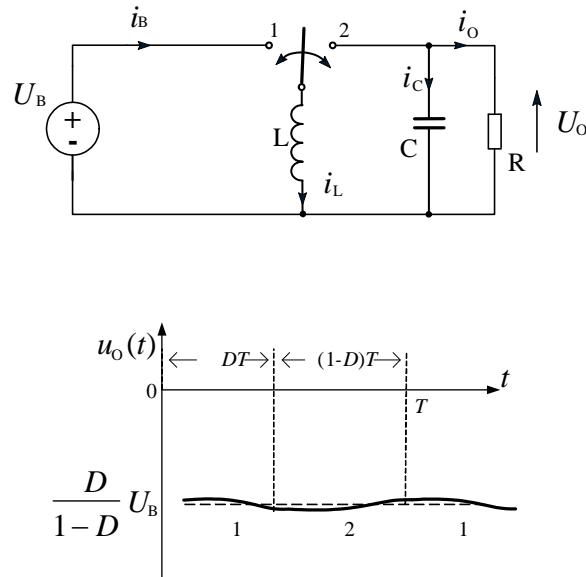


Slika 3.19. Prijelazna pojava kod uzlaznog pretvarača

### 3.3. SILAZNO-UZLAZNI PRETVARAČ

(Blokirni spoj s invertiranjem, engl. *Buck-Boost converter*)

Silazno-uzlazni pretvarač prikazan je na slici 3.20:



Slika 3.20. Osnovna topologija silazno-uzlaznog pretvarača

#### 3.3.1. Silazno-uzlazni pretvarač u slučaju kontinuirane struje prigušnice

Tranzistor je uklapljen u intervalu  $0 - DT$ .

Ovisno o tome u kojem je položaju sklopka, mreža se ponaša na dva načina:

Do trenutka  $t = t_0$  sklopka je otvorena. Struja prigušnice L zatvara se kroz diodu D, kondenzator C i trošilo. U trenutku  $t = 0$ , neposredno prije uključenja sklopke S, vrijednosti struja i napona su:

$$\begin{aligned} i_L(0) &= I_{L1} \\ i_C(0) &= I_{C1} \\ I_S(0) &= 0 \\ U_O(0) &= U_C = \text{konst.} \end{aligned} \tag{3.60}$$

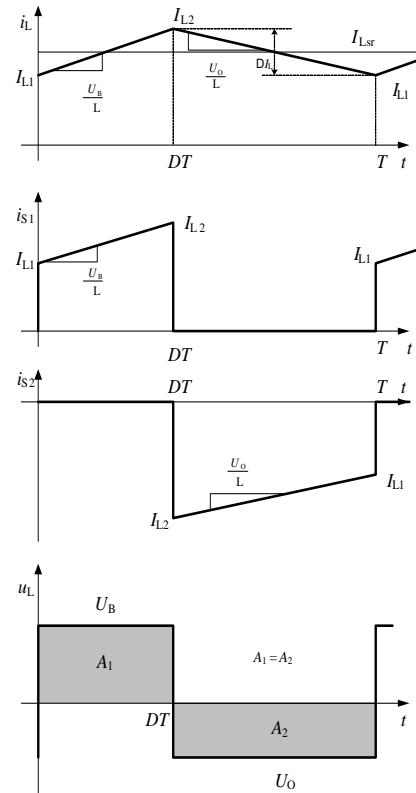
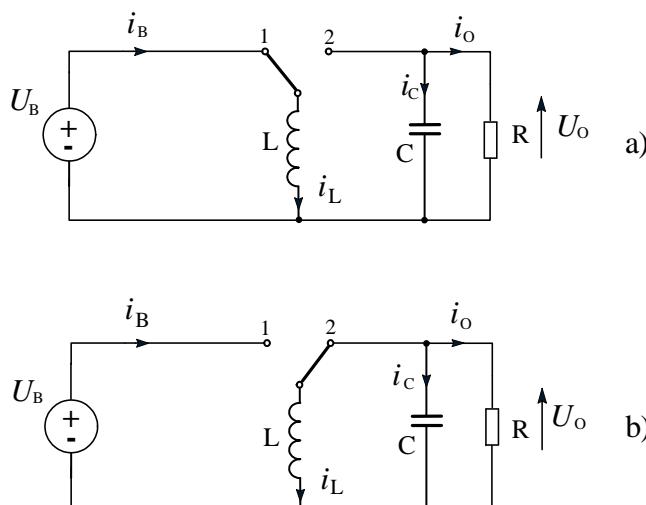
U trenutku  $t = 0$  sklopka S se uključuje, dioda je zaporno polarizirana, te sklop izgleda kao na slici 3.21.a.

Dok je sklopka S uključena sklop se može opisati sljedećim jednadžbama:

$$\begin{aligned} U_B &= L \frac{di_L}{dt} \\ i_L &= i_S \\ i_C + i_R &= 0 \\ U_L &= U_B \end{aligned} \quad (3.61)$$

Rješenjem gornjih izraza dobiva se:

$$i_L = \int_0^t \frac{U_B}{L} dt = \frac{U_B}{L} \cdot t + k \quad (3.62)$$



Slika 3.21. Silazno-uzlazni pretvarač: a) sklopka u položaju 1, b) sklopka u položaju 2

Iz početnih uvjeta slijedi  $k = I_{L1}$  pa je:

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{U_B}{L} t + I_{L1} \\ i_C &= -i_O \end{aligned} \quad (3.63)$$

Sklopka S se zatvara u trenutku  $t = DT$  pa je struja na kraju intervala:

$$i_L = \frac{U_B}{L} DT + I_{L1} \quad (3.64)$$

Kad se sklopka S otvorи ( $t = DT$ ) prigušnica se ponaša kao izvor konstantne struje. Ta struja propusno polarizira diodu, te sklop izgleda kao na slici 3.21.b.

Diferencijalna jednadžbe koje opisuju sklop sa slike 3.21.b je:

$$\begin{aligned} -U_O &= L \frac{di_L}{dt} \\ i_S(0) &= 0 \\ i_L(0) &= I_{L2} \end{aligned} \quad (3.65)$$

Rješenje sustava jednadžbi (3.65) je:

$$i_L = -\int_0^t \frac{U_O}{L} dt \quad (3.66)$$

$$i_L(t) = -\frac{U_O}{L} t + k$$

Iz početnih uvjeta dobiva se  $k = I_{L2}$ , pa su struje prigušnice i kondenzatora:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= -\frac{U_O}{L} t + I_{L2} \\ i_C &= i_L - i_O = -\frac{U_O}{L} t + I_{L2} - I_O \end{aligned} \quad (3.67)$$

U idealnom slučaju snaga na ulazu jednaka je snazi na izlazu, pa stoga vrijedi:

$$P_O = \frac{1}{T} U_B \int_0^T i_{ul} dt = \frac{1}{T} U_B \int_0^T i_S dt \quad (3.68)$$

$$\begin{aligned} P_O &= \frac{1}{T} U_B \int_0^{DT} i_S dt = \frac{1}{T} U_B \int_0^{DT} \left[ I_{sr} - \Delta I_L \left( \frac{1}{2} - \frac{t}{DT_0} \right) \right] dt \\ &= \frac{1}{T} U_B \left[ I_{sr} t - \Delta I_L \left( \frac{1}{2} t - \frac{t^2}{2DT_0} \right) \right] \Big|_0^{DT} \\ &= U_B I_{sr} D \end{aligned} \quad (3.69)$$

iz toga slijedi:

$$I_{sr} = \frac{P_O}{U_B D} \quad (3.70)$$

Srednja vrijednost napona na prigušnici jednaka je nuli za vrijeme jednog sklopnog perioda:

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_L dt = 0 \quad (3.71)$$

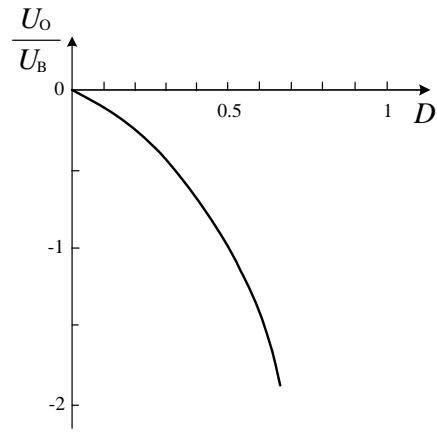
Iz toga je:

$$\frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} U_B dt + \int_{DT}^T U_O dt \right) = 0 \quad (3.72)$$

$$U_B DT = -U_O (1-D) T \quad (3.73)$$

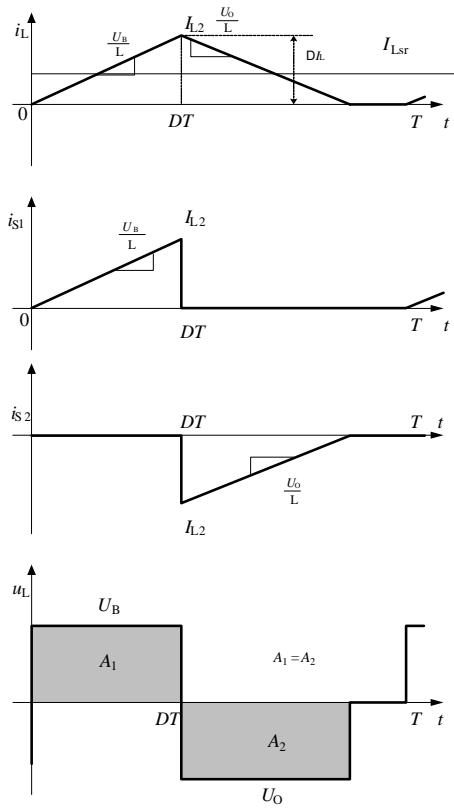
Iz izraza (3.73) slijedi istosmjerni faktor pretvorbe:

$$U_O = -U_B \frac{D}{1-D} \quad (3.74)$$

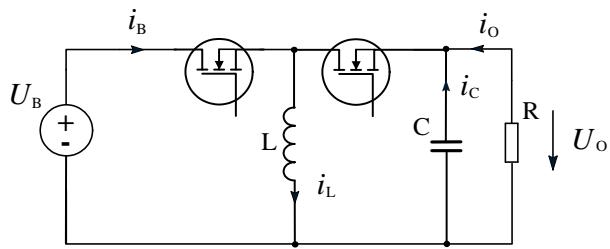


Slika 3.22. Istosmjerni faktor pretvorbe u ovisnosti o faktoru vođenja  $D$

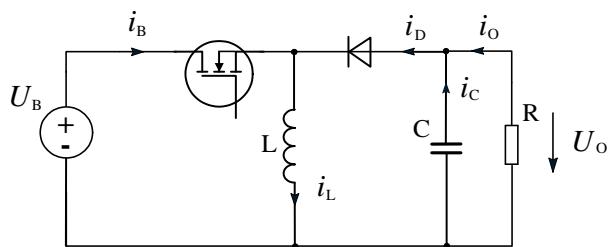
### 3.3.2. Silazno-uzlazni pretvarač u slučaju isprekidane struje prigušnice



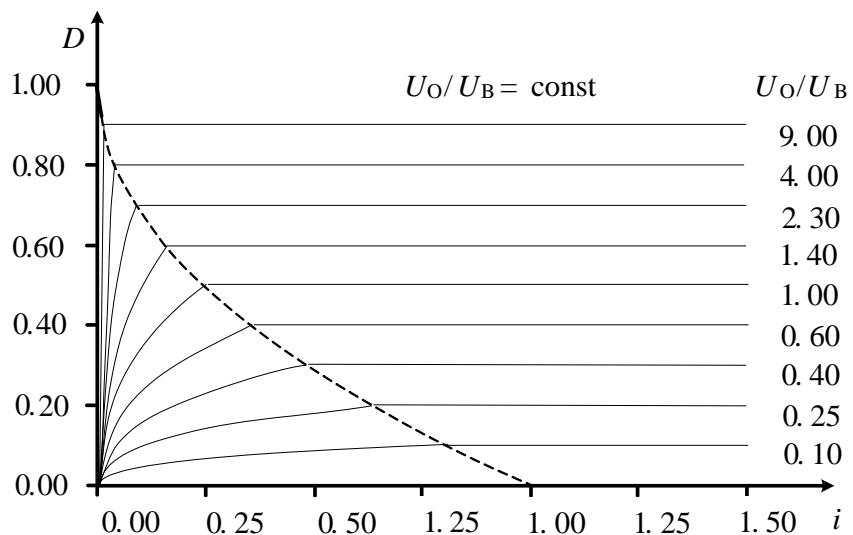
Slika 3.23. Isprekidana struja prigušnice silazno-ulaznog pretvarača.  
Naponski i strujni valni oblici.



Slika 3.24. Silazno-uzlazni pretvarač ostvaren pomoću dva MOSFET-a



Slika 3.25. Silazno-uzlazni pretvarač ostvaren pomoću MOSFET-a i diode



Slika 3.26. Istosmjerni faktor pretvorbe silazno-uzlaznog pretvarača

Isprekidana crta na slici 3.26. predstavlja granicu između područja u kojem pretvarač radi s kontinuiranom strujom prigušnice i područja u kojem pretvarač radi s isprekidanom strujom prigušnice. Desno od isprekidane crte područje je u kojem pretvarač radi s kontinuiranom strujom prigušnice.

Snaga na trošilu je:

$$\begin{aligned} P_o &= I_{sr} \cdot U_B \cdot D \\ P_o &= U_o \cdot I_o \end{aligned} \quad (3.75)$$

Kako je:

$$\frac{U_o}{U_B} = -\frac{D}{1-D} \quad (3.76)$$

Iz toga slijedi da je omjer srednje struje prigušnice  $I_{SR}$  i struje trošila  $I_R$ :

$$I_{sr} = \frac{U_o I_o}{U_o \frac{1-D}{D} D} = I_o \frac{1}{1-D} \quad (3.77)$$

Efektivna vrijednost struje kondenzatora dobiva se slično kao i za uzlazni pretvarač:

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_C^2 dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_C^2 dt} \quad (3.78)$$

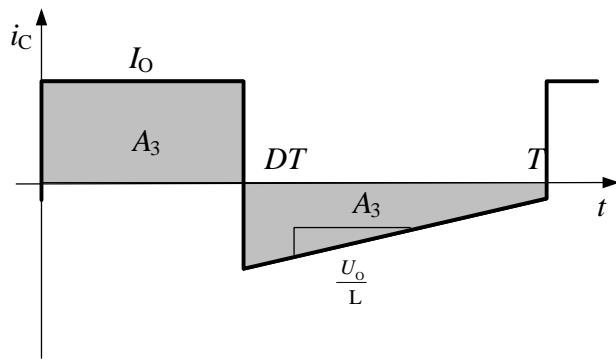
$$I_{C_{rms}} = I_o \sqrt{\frac{D}{1-D} + \frac{k^2}{(1-D)^3 \cdot D^2 \cdot 12}} \quad (3.79)$$

gdje je

$$k = \frac{\Delta I_L}{I_{sr}} \quad (3.80)$$

Valovitost napona na kondenzatoru dobiva se integriranjem struje kroz kondenzator i to u periodu u kojem je struja pozitivna ili u periodu u kojem je negativna.

Struja kroz kondenzator za vrijeme sklopnog perioda  $T$  prikazana je na slici 3.27.

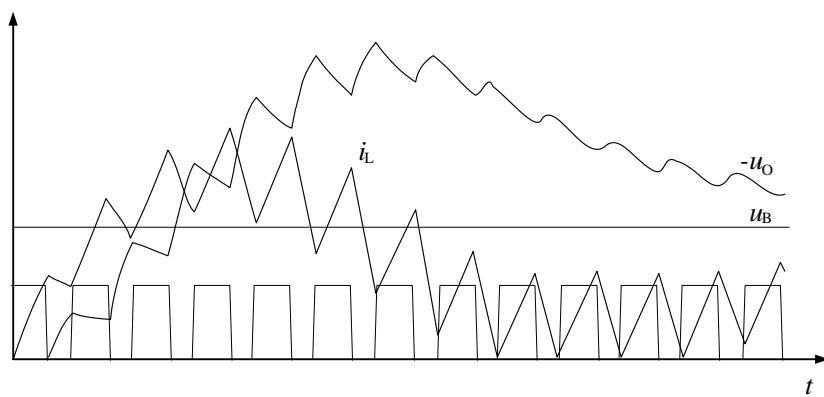


Slika 3.27. Struja filterskog kondenzatora C

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \left( \int_0^{DT} i_C dt \right) = \frac{1}{C} \left( \int_{DT}^T i_C dt \right) \quad (3.81)$$

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} I_0 DT = \frac{U_o}{RC} DT \quad (3.82)$$

$$\frac{\Delta u_C}{U_o} = \frac{\Delta u_o}{U_o} = \frac{D}{RCf} \quad (3.83)$$



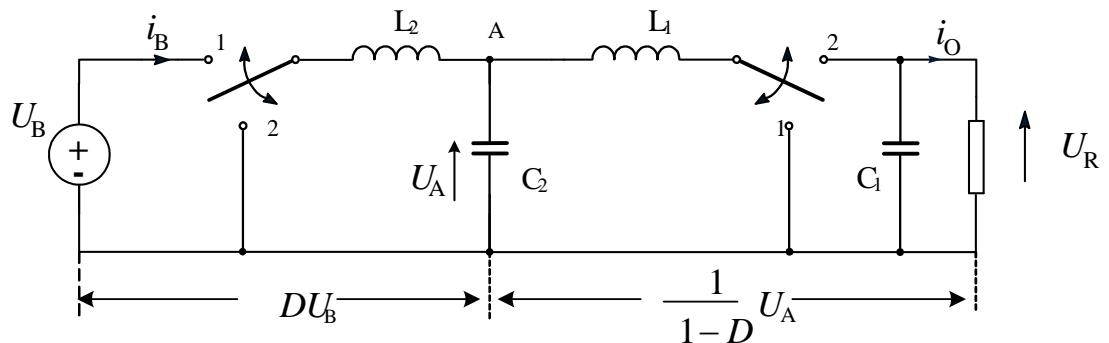
Slika 3.28. Prijelazna pojava kod silazno-uzlaznog pretvarača

### 3.4. ĆUKOV PRETVARAČ

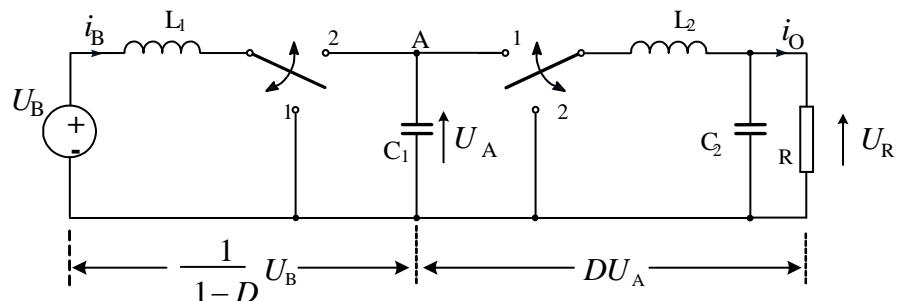
Uobičajeno je misliti da su izravni silazni, uzlazni i silazno-uzlazni najjednostavniji pretvarači pomoću kojih se može ostvariti istosmjerna pretvorba.

Iako strukturno jednostavni ti pretvarači imaju neka neželjena svojstva kao što su impulsni oblik ulazne, odnosno izlazne struje.

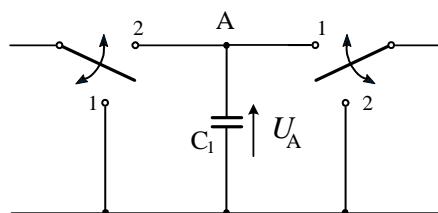
Pretvarač koji u sebi objedinjuje sva pozitivna svojstva silaznog i uzlaznog pretvarača, pri čemu nema impulsnog oblika ulazne i izlazne struje koje nalazimo kod drugih topologija, je Čukov pretvarač.



Slika 3.29. Kaskadni spoj silaznog i uzlaznog pretvarača

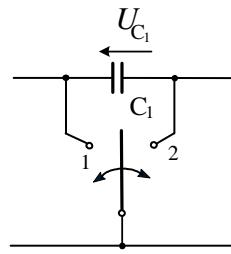


Slika 3.30. Kaskadni spoj uzlaznog i silaznog pretvarača



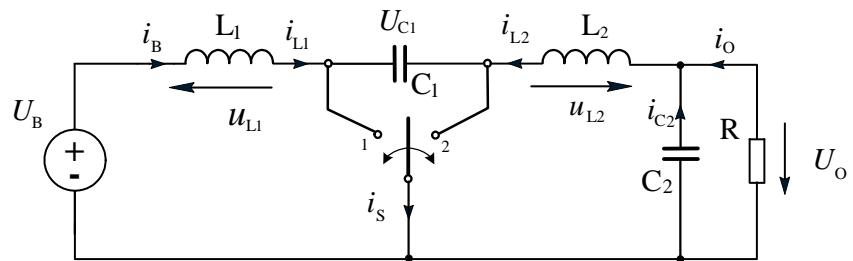
Slika 3.31. 4 sklopke

Premještanjem kondenzatora  $C_1$  iz poredne grane u serijsku, moguće je smanjiti broj sklopki sa četiri na dvije.



Slika 3.32. Serijski kondenzator i dvije sklopke

Redukcijom broja sklopki ostvaruje se pretvarač s minimalnim brojem komponenti. Ćukov istosmjerni pretvarač prikazan je na slici 3.32.

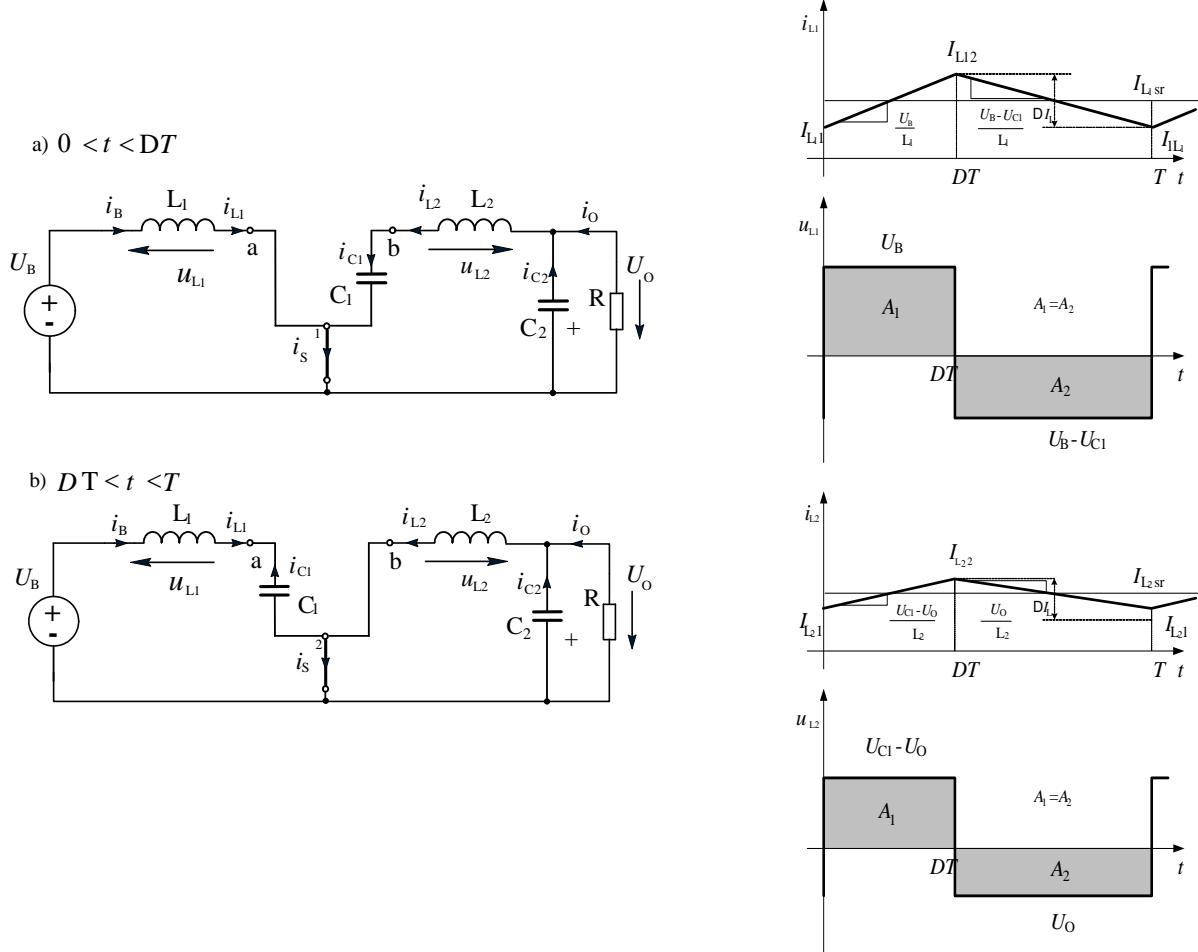


Slika 3.33. Ćukov istosmjerni pretvarač

Kada je sklopka u položaju 1 struja prigušnice  $L_1$  raste. Nadomjesna shema sklopa prikazana je na slici 3.34a. Tada je + pol kondenzatora  $C_1$  spojen na zajednički vod, te je tada na ulazu u silazni dio pretvarača prisutan napon suprotnog polariteta od ulaznog. To za posljedicu ima inverziju izlaznog napona pretvarača. Osim inverzije izlaznog napona, ta činjenica nema nikakve druge posljedice po rad sklopa. Dok je sklopka u položaju 1. struja prigušnice  $L_2$  također raste.

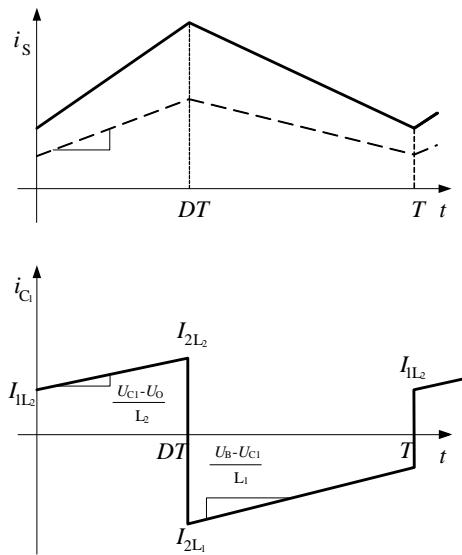
Kada je sklopka u položaju 2 tada je kondenzator  $C_1$  spojen na izlaz uzlaznog dijela pretvarača. Struja prigušnice  $L_1$  pada. U isto vrijeme na ulazu u silazni dio pretvarača prisutan je kratki spoj pa se struja prigušnice  $L_2$  zatvara kroz  $C_2$  i  $R$ . Pri tome struja prigušnice pada.

Naponski i strujni valni oblici prikazani su na slici 3.33.

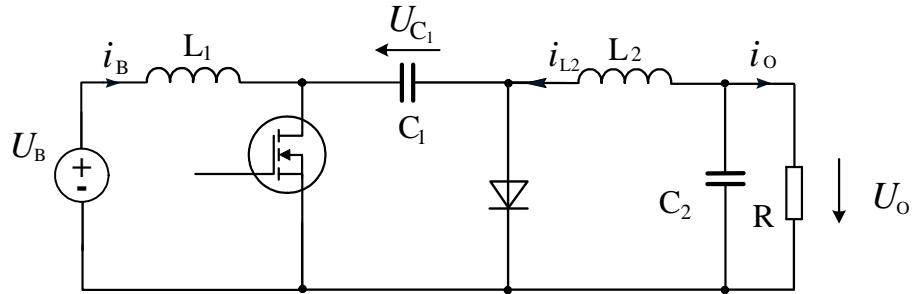


Slika 3.34. Ćukov pretvarač: a) sklopka u položaju 1, b) sklopka u položaju 2

Sklopka Ćukovog pretvarača realizira se pomoću tranzistora i diode kako je prikazano na slici 3.36.. Kad je tranzistor u stanju vođenja, tad je na diodi prisutan napon takav da je ona zaporno polarizirana. To znači da je stanje sklopka kao da je sklopka u položaju 1. Kad tranzistor isklopi na prigušnicama  $L_1$  i  $L_2$  inducira se napon kojem je polaritet takav da se dioda propusno polarizira. Dioda vodi sve dok struja kroz nju ne padne na nulu ili dok tranzistor ne uklopi. Dok vodi dioda sklop se ponaša kao da je sklopka u položaju 2.. Kad tranzistor ponovno uklopi, dioda se nepropusno polarizira pa se proces ponavlja.



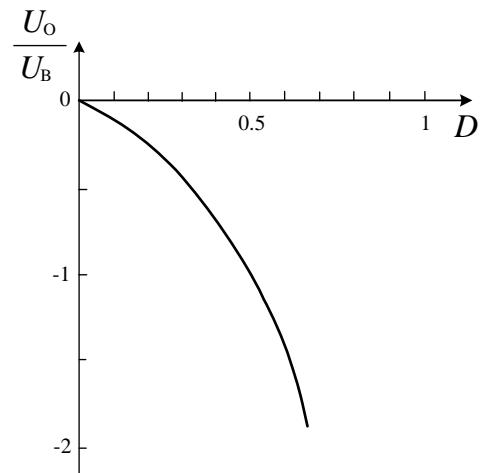
Slika 3.35. Struja sklopke  $S_1$  i struja kondenzatora  $C_1$



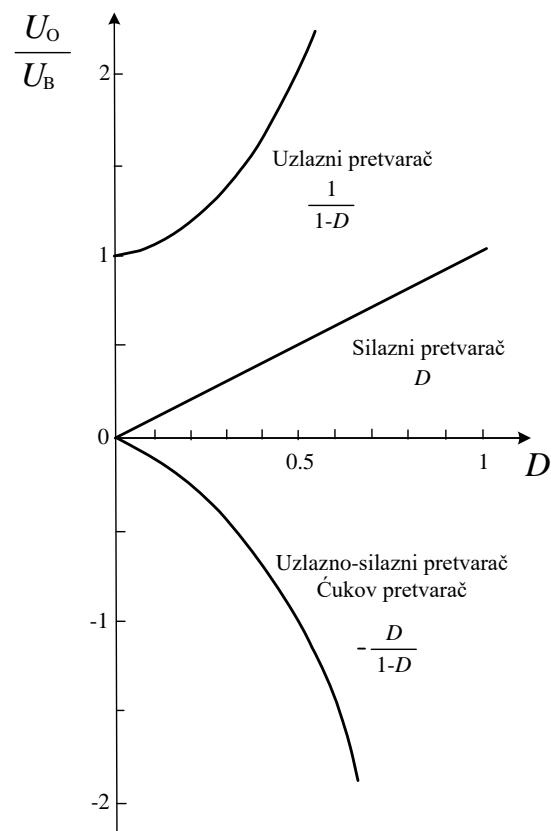
Slika 3.36. Izvedba Ćukovog pretvarača pomoću MOSFET-a i diode

Kako je prije pokazano, Ćukov pretvarač izведен je iz kaskadne veze uzlaznog i silaznog pretvarača. Istosmjerni faktor pretvorbe Ćukovog pretvarača je  $\frac{D}{1-D}$ . Lako se može uočiti da je to umnožak istosmjernega faktora pretvorbe uzlaznog i silaznog pretvarača. Ulazna i izlazna struja Ćukovog pretvarača su istosmjerne s malom izmjeničnom komponentom.

Za ovaj pretvarač se može reći da predstavlja "istosmjerni transformator".



Slika 3.37. Istosmjerni faktor pretvorbe Ćukovog pretvarača u ovisnosti o  $D$



Slika 3.38. Usporedba istosmjernih faktora pretvorbe osnovnih istosmjernih pretvarača

Literatura:

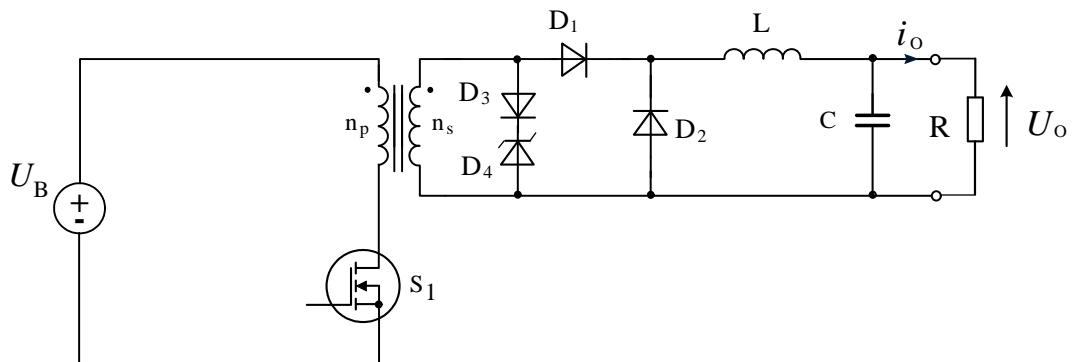
1. Chryssis G., *High Frequency Switching Power Supplies*, McGraw Hill, 1989
2. Billings K. *Handbook of Switch Mode Power Supplies*, McGraw Hill, 1989
3. Erickson R., Maksimović D., *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001
4. Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C., *Osnove energetske elektronike I dio*, Graphis Zagreb, 2000

## 4. ISTOSMJERNI VISOKOFREKVENCIJSKI PRETVARAČI S GALVANSKIM ODVAJANJEM

Galvansko odvajanje ulaza od izlaza istosmjernog pretvarača ima cilj onemogućiti izravni doticaj trošila s napojnom mrežom te omogućiti različite izlazne napone pretvarača. Galvansko odvajanje i prijenos energije ostvaruje se pomoću magnetskog polja, a rjeđe električnog polja. U tu svrhu se u pretvarač dodaje transformator koji se postavlja na za to pogodno mjesto ili se dodaje dodatni namotaj na prigušnicu pretvarača ukoliko je to moguće. Dodatni namotaj služi za odvajanje izlaznog od ulaznog kruga pretvarača.

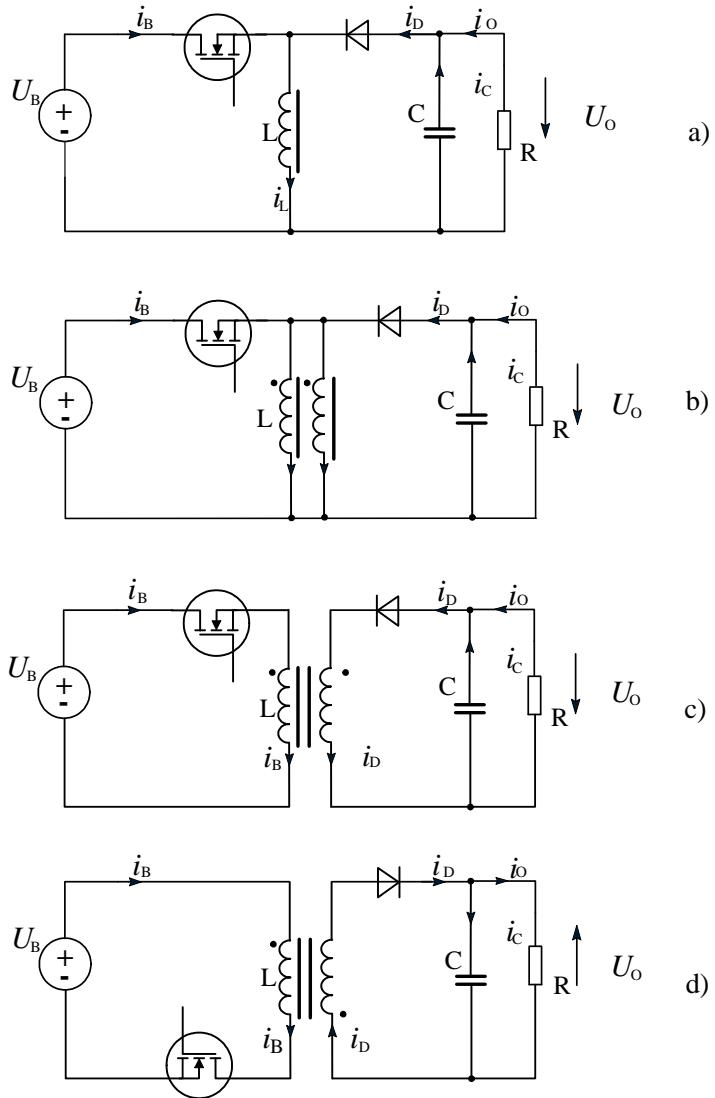
Galvansko odvajanje kod silaznog i Čukovog pretvarača ostvaruje se dodavanjem transformatora. Kod uzlaznog i uzlazno-silaznog pretvarača galvanska izolacija se ostvaruje dodavanjem dodatnog namotaja na prigušnicu pretvarača. Pri tome prigušnica radi istovremeno i kao prigušnica i kao transformator. U literaturi se takva prigušnica često naziva posebnim imenom: *Flyback* transformator, a pretvarač koji sadrži takvu prigušnicu naziva se *Flyback* pretvarač.

Galvansko odvajanje izlaza od ulaza kod silaznog pretvarača ostvaruje se dodavanjem transformatora na ulaz pretvarača i prikazano je na slici 4.1.:



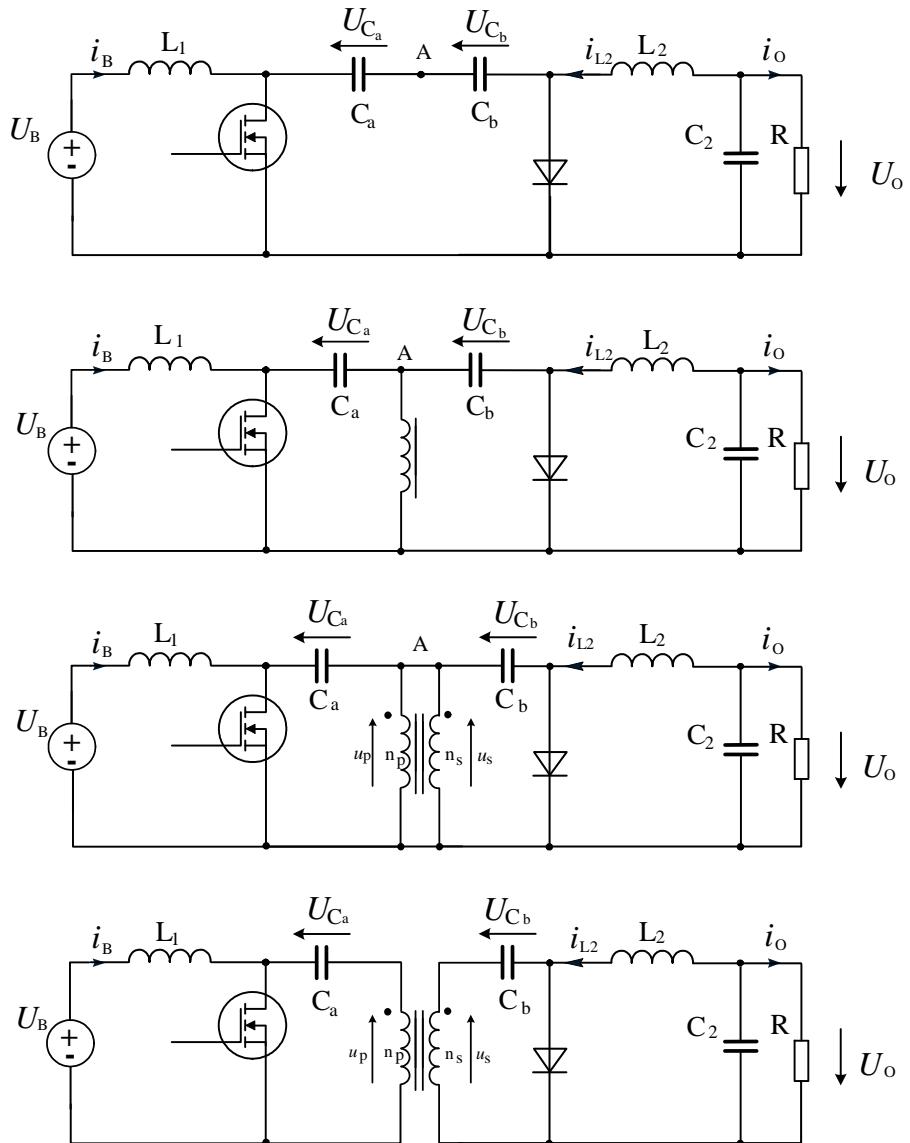
Slika 4.1. Silazni pretvarač s galvanskim odvajanjem i jednom sklopkom u primarnom krugu

Galvansko odvajanje kod uzlaznog pretvarača i uzlazno-silaznog pretvarača ostvaruje se dodavanjem dodatnog namotaja na prigušnicu. U oba slučaja realizirani pretvarač svodi se na *Flyback* pretvarač.



Slika 4.2. Flyback pretvarač. a) osnovni spoj, b) dvije prigušnice, c) galvanski razdvojene prigušnice, d) inverzija sekundarnog namotaja

Ukoliko se kondenzator istosmjernog međukruga čukovog pretvarača razdijeli na dva serijski spojena kondenzatora tada točka A predstavlja točku u kojoj nema istosmjerne komponente napona. Galvanska izolacija kod Čukovog pretvarača ostvaruje se umetanjem transformatora između točke A i zajedničke točke pretvarača:



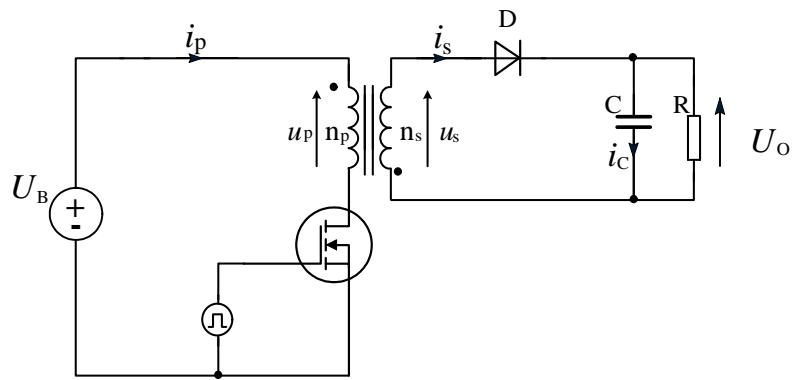
Slika 4.3. Čukov pretvarač s galvanskom izolacijom. Implementacija galvanskog odvajanja

## 4.2. FLYBACK PRETVARAČ

(Neizravni pretvarač s galvanskim odvajanjem)

### 4.2.1. Flyback pretvarač u neisprekidanom načinu rada

Shema pretvarača dana je na slici 4.4.:



Slika 4.4. Flyback pretvarač

Dok tranzistor vodi napon i struja na primarnom namotaju dani su izrazima (4.1) do (4.4):

$$U_B = n_p \frac{d\Phi}{dt} = L_p \frac{di_p}{dt} \quad (4.1)$$

$$i_s = 0$$

$$U_s = -\frac{n_s}{n_p} U_B \quad (4.2)$$

$$i_c = \frac{U}{R} \quad (4.3)$$

$$i_p = \frac{U_B}{L_p} t + I_1 \quad (4.4)$$

$$\Phi = \frac{U_B}{n_p} t + \Phi_1$$

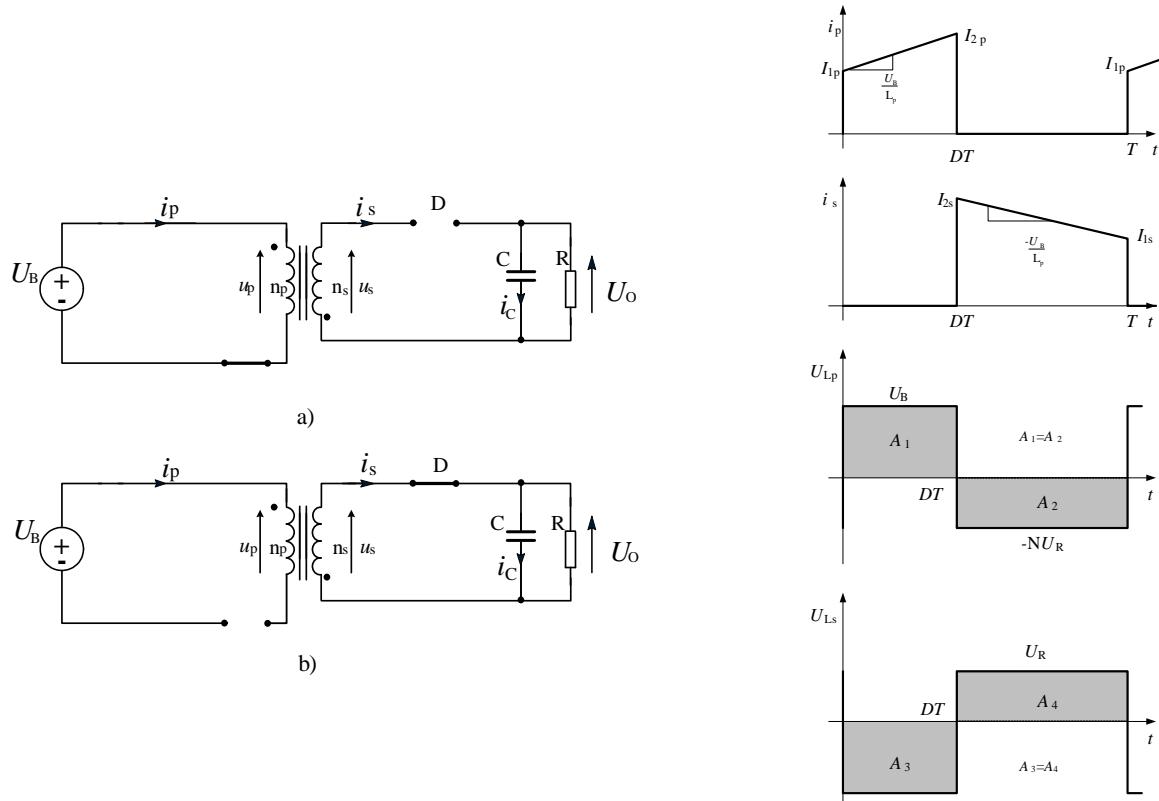
U trenutku  $t = DT$  isklopi tranzistor. U tom trenutku struja primara i magnetski tok dani su izrazima (4.5) i (4.6):

$$i_p = \frac{U_B}{L_p} DT + I_1 \quad (4.5)$$

$$\Phi = \frac{U_B}{n_p} t + \Phi_1 \Rightarrow \Phi_2 = \Phi_1 + \frac{U_B DT}{n_p} \quad (4.6)$$

U trenutku isklapanja tranzistora energija pohranjena u magnetskom polju nastoji se razgraditi pa se na sekundarnom namotaju inducira napon takvog polariteta koji propusno polarizira diodu D. Kada tranzistor uklopi, dioda D isklopi jer je napon na sekundaru takvog polariteta da je dioda nepropusno polarizirana.

Ovisno o tome vodi li tranzistor ili vodi dioda, razlikuju se dva topološka stanja. Sklop kada tranzistor vodi prikazan je na slici 4.7. (a), a kada vodi dioda prikazan je na slici 4.7.(b).



Slika 4.5. Flyback pretvarač: a) Sklopka S1 zatvorena za  $0 \leq t \leq DT$ ,  
b) Sklopka S2 zatvorena za  $DT \leq t \leq T$ . Naponski i strujni valni oblici

Dok vodi dioda sklop se može opisati sljedećim diferencijalnim jednadžbama:

$$-U_o = n_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.7)$$

$$U_p = -U_o \frac{n_p}{n_s} \quad (4.8)$$

Kako je veza magnetskog toka i struje magnetiziranja:

$$\Phi = \frac{in}{R_m} \quad (4.9)$$

gdje je  $R_m$  otpor magnetskog kruga

Induktivitet pojedinog namotaja dan je izrazom:

$$L_i = n_i^2 \cdot \frac{1}{R_m} \quad (4.10)$$

gdje je  $i$  redni broj namotaja ili naziv namotaja (p-primar, s-sekundar) *Flyback* transformatora.

Iz prethodnog izraza slijedi:

$$\Phi = \frac{L_i i_i}{n_i} \quad (4.11)$$

Magnetski tok u jezgri  $\Phi_2$  u trenutku isklapanja tranzistora T i u trenutku uklapanja diode D dan je izrazom .

$$\frac{L_p I_{p2}}{R_m} = \Phi_2 = \frac{L_s I_{s1}}{R_m} \quad (4.12)$$

Iz izraza (4.12) slijedi:

$$\frac{I_{p2}}{I_{s1}} = \frac{L_s}{L_p} = \frac{n_s^2}{n_p^2} \quad (4.13)$$

Magnetski tok u jezgri na kraju sklopnog perioda je:

$$\Phi_2 = \Phi_1 + \frac{U_B D}{n_p} T \quad (4.14)$$

Magnetski tok u jezgri na početku sklopnog perioda je:

$$\Phi_1 = \Phi_2 - \frac{U_R (1-D)}{n_s} T \quad (4.15)$$

Izjednačavanjem izraza (4.14) i (4.15) daje izraz za istosmjerni faktor pretvorbe *Flyback* pretvarača:

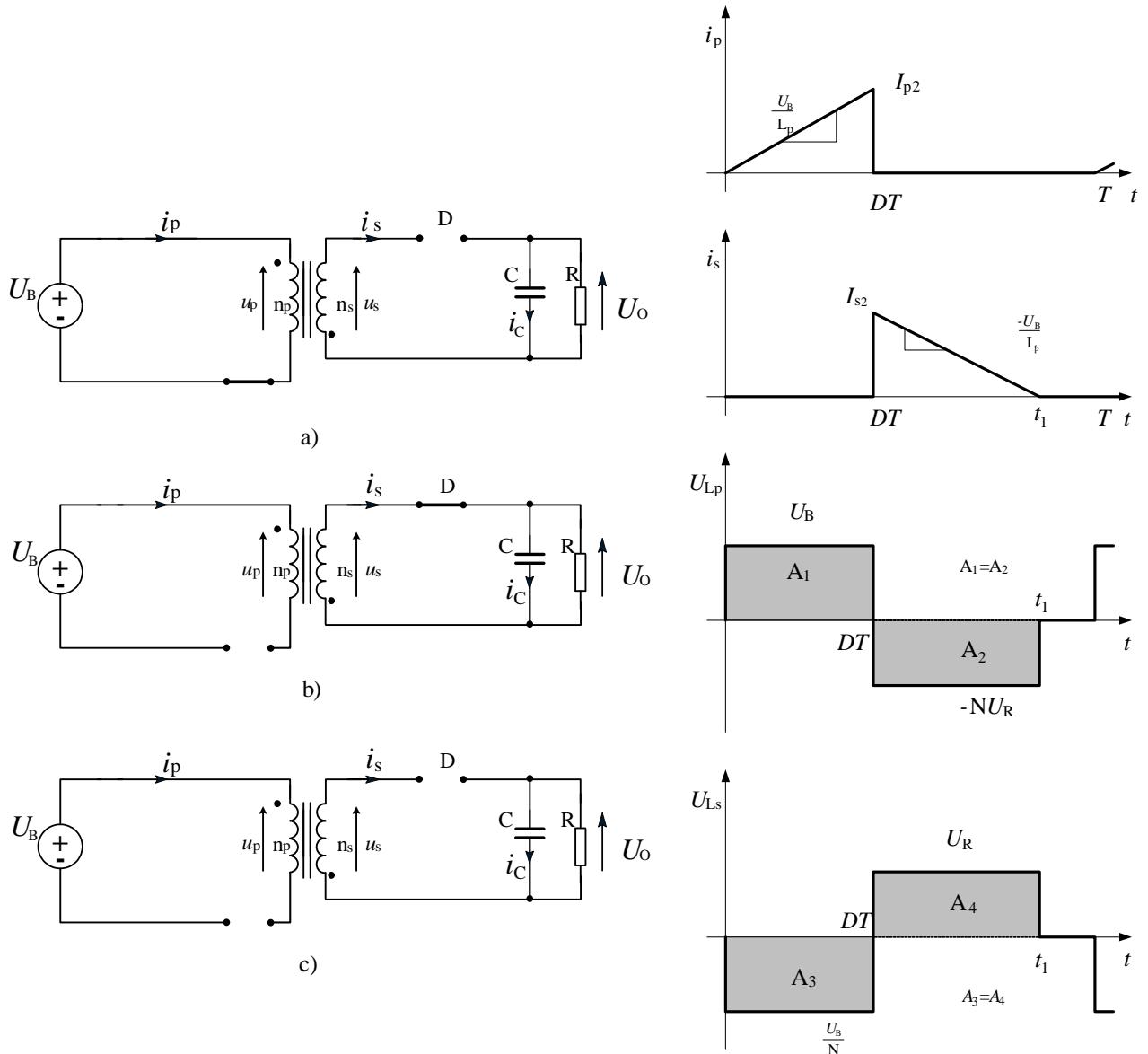
$$\frac{U_O}{U_B} = \frac{n_s}{n_p} \frac{D}{1-D} \quad (4.16)$$

Vršna vrijednost struje primara je:

$$I_2 = I_{\text{psr}} + \frac{\Delta I}{2} = \frac{P_{\text{ul}}}{U_B D} + \frac{U_B D T}{2L_p} \quad (4.17)$$

#### 4.2.2. Flyback u isprekidanom načinu rada

Ukoliko struja sekundara padne na nulu prije isteka sklopnog peroda, sklop ima treće topološko stanje što je i prikazano na slici 4.6..



Slika 4.6. Topološka stanja Flyback pretvarača u isprekidanom načinu rada:  
a)  $0 < t < DT$ , b)  $DT < t < t_1$ , c)  $t_1 < t < T$

Kada pretvarač radi isprekidanim načinom tada se cijelokupna energija pohranjena u magnetskom polju Flyback transformatora predaje trošilu. Ukupna snaga koju pretvarač može predati trošilu ovisi o struci primara u trenutku isklapanja tranzistora, induktivitetu primara te sklopnoj frekvenciji:

$$P_o = \frac{L_p I_p^2}{2} f \quad (4.18)$$

Snaga na trošilu dana je izrazom:

$$P_o = \frac{U_o^2}{R} \quad (4.19)$$

Struja primara u trenutku isklapanja tranzistora ovisi o ulaznom naponu  $U_B$ , faktoru vođenja  $D$  te induktivitetu primara:

$$I_p = \frac{U_B D}{L_p} T \quad (4.20)$$

Sređivanjem slijedi:

$$\frac{U_o^2}{R} = \frac{L_p U_B^2 D^2}{2 L_p f^2} = \frac{U_B^2 D^2}{2 L_p f} \quad (4.21)$$

$$U_o^2 = \frac{U_B^2 D^2}{2 L_p f} R \quad (4.22)$$

Iz izraza (4.22) slijedi istosmjerni faktor pretvorbe *Flyback* pretvarača u isprekidanom načinu i dan je izrazom:

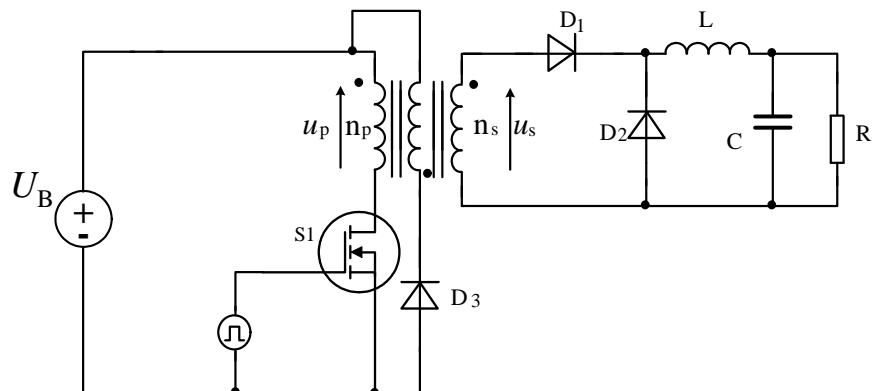
$$\frac{U_o}{U_B} = D \sqrt{\frac{R}{2 L_p f}} \quad (4.23)$$

## 4.3. IZRAVNI PRETVARAČI S TRANSFORMATOROM

Postoji više galvanski izoliranih pretvarača temeljenih na silaznom pretvaraču. U pravilu, sastoje se od pobudnog sklopa – izmjenjivača, transformatora i silaznog pretvarača s filtrom. Ovisno o izvedbi sklopa za pobudu i načinu izvedbe transformatora, razlikuju se nesimetrični i simetrični pretvarači. U nesimetrične pretvarače ubrajaju se izravni pretvarači s jednom ili dvije sklopke (engl. *Forward*). Ukoliko se transformator pobuđuje simetrično s dvije ili s četiri sklopke, tada se takvi pretvarači nazivaju simetričnim. Tu spadaju polumosni i mosni pretvarač. Pretvarač čiji je transformator realiziran s dva primarna namotaja i srednjom točkom također je pretvarač sa simetričnom pobudom (engl. *Push-pull*). Način regulacije izlazne veličine zasniva se na promjeni faktora vođenja sklopki  $D$ , odnosno na PWM modulaciji.

### 4.3.1. Nesimetrični pretvarač

Nesimetrični pretvarač ima jednu sklopku u pobudnom krugu. Primarni je pobuđen samo dok je sklopka  $S1$  uklopljena. Dok je sklopka uklopljena, transformator transformira primarni napon na sekundar, jezgra transformatora se magnetizira, dioda  $D1$  vodi, a dioda  $D2$  ne vodi. Kada sklopka isklopi, magnetizirajući induktivitet transformatora se demagnetizira pomoću dodatnog namotaja i diode  $D3$ .

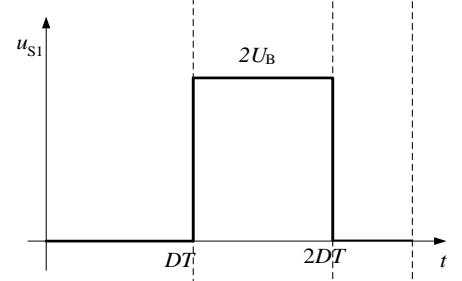
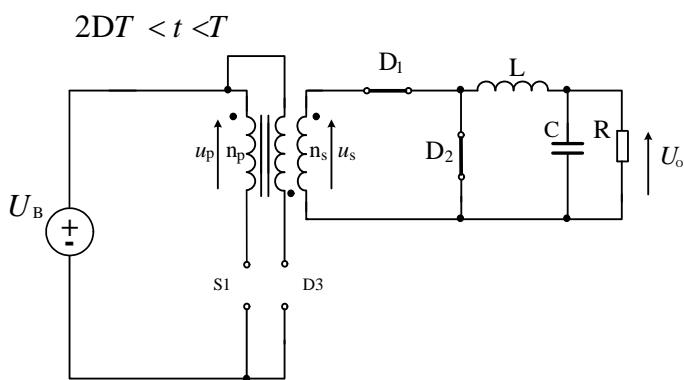
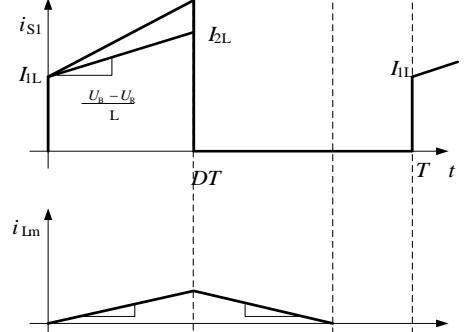
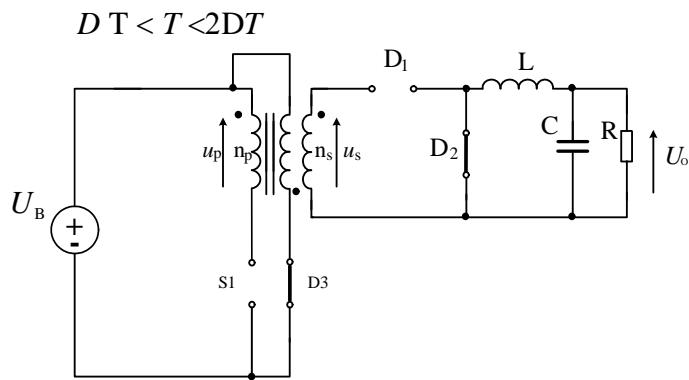
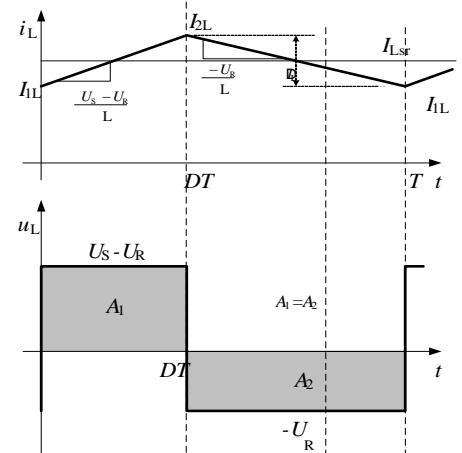
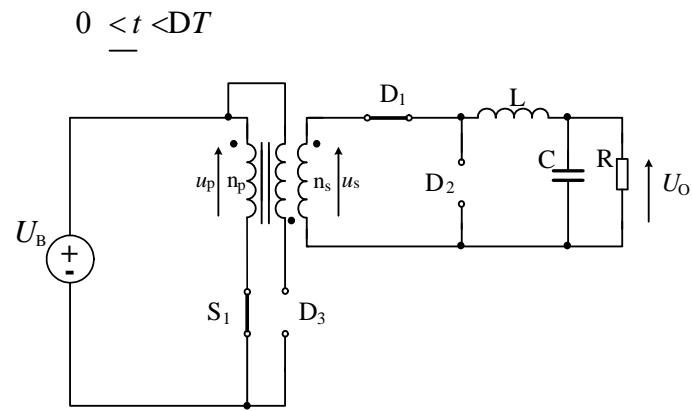


Slika 4.7. Galvanski izoliran nesimetrični pretvarač temeljen na silaznom pretvaraču (engl. *Forward*) pretvarač

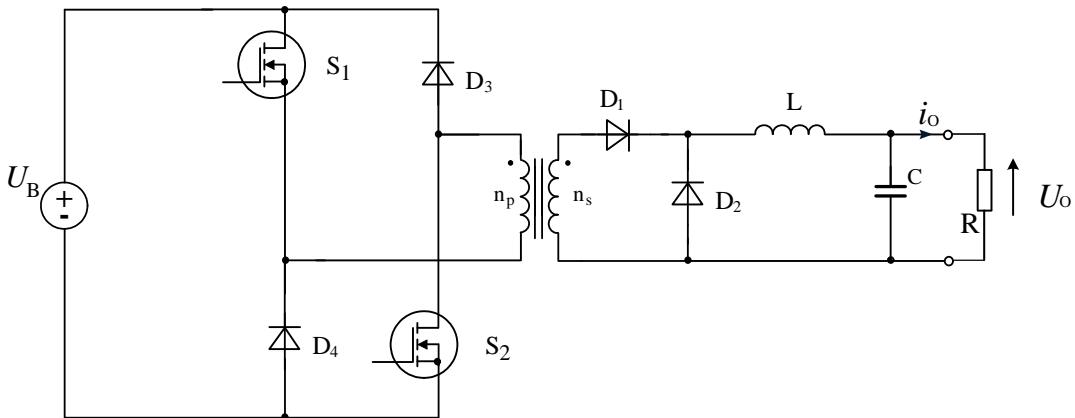
Istosmjerni faktor pretvorbe *Forward* pretvarača za slučaj neisprekidane struje induktiviteta dan je izrazom:

$$U_O = \frac{n_s}{n_p} \cdot U_B D \quad (4.24)$$

Na slici 4.8. prikazana su topološka stanje pretvarača za vrijeme jednog sklopnog perioda.



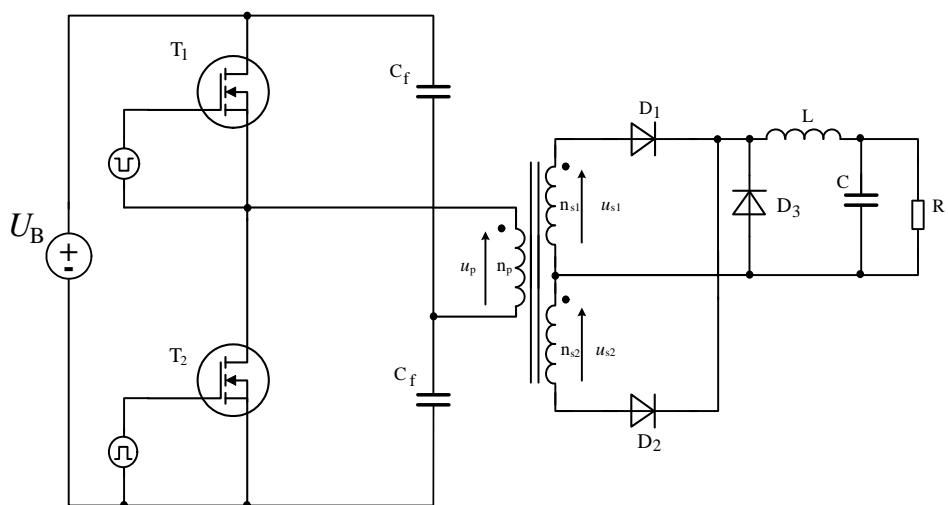
Slika 4.8. Nadomjesna shema i pripadajući valni oblici nesimetričnog pretvarača sa slikom 4.7. za vrijeme jednog sklopog perioda



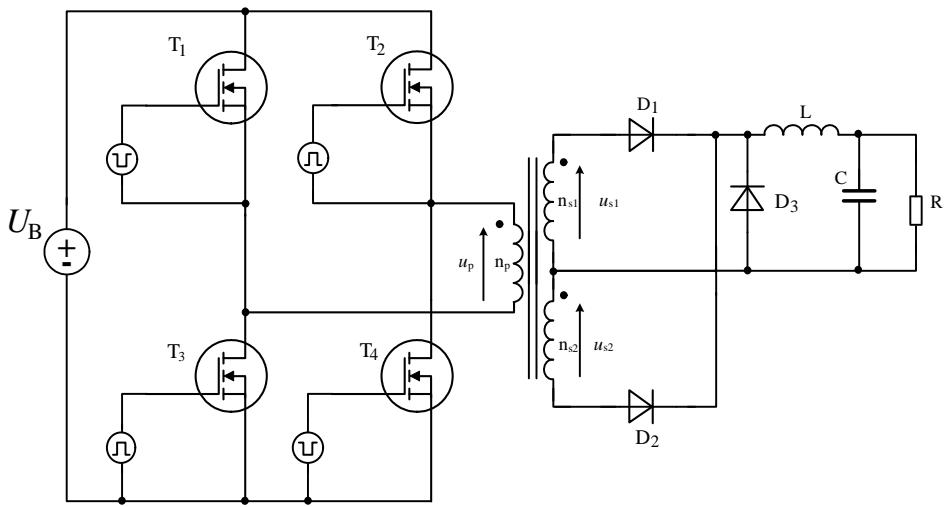
Slika 4.9. Nesimetrični pretvarač s dvije sklopke u pobudnom krugu i dvije diode za pritezanje napona primara

#### 4.3.2. Simetrični pretvarači

Transformer kod simetričnih pretvarača pobuđen je simetričnim pravokutnim naponom. Sklopkama se upravlja u protutaktu. Sekundarni napon je izmjenični pravokutni, pa se stoga sekundar realizira kao punovalni ispravljač s LC filtrom. Namjena dioda D<sub>1</sub> i D<sub>2</sub> ispravljanje je napona. Dioda D<sub>3</sub> je poredna dioda kroz koju se zatvara struja prigušnice L kada ne vode ni dioda D<sub>1</sub> ni dioda D<sub>2</sub>.

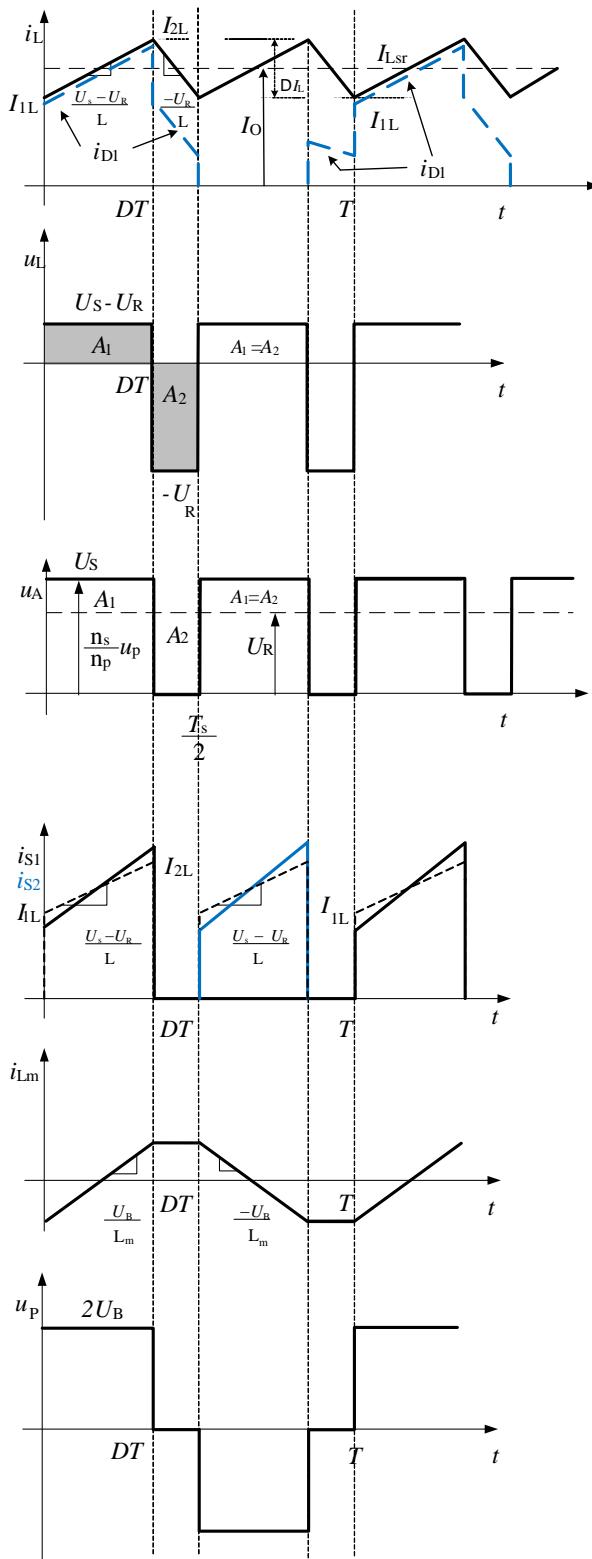


Slika 4.10. Polumosni simetrični pretvarač

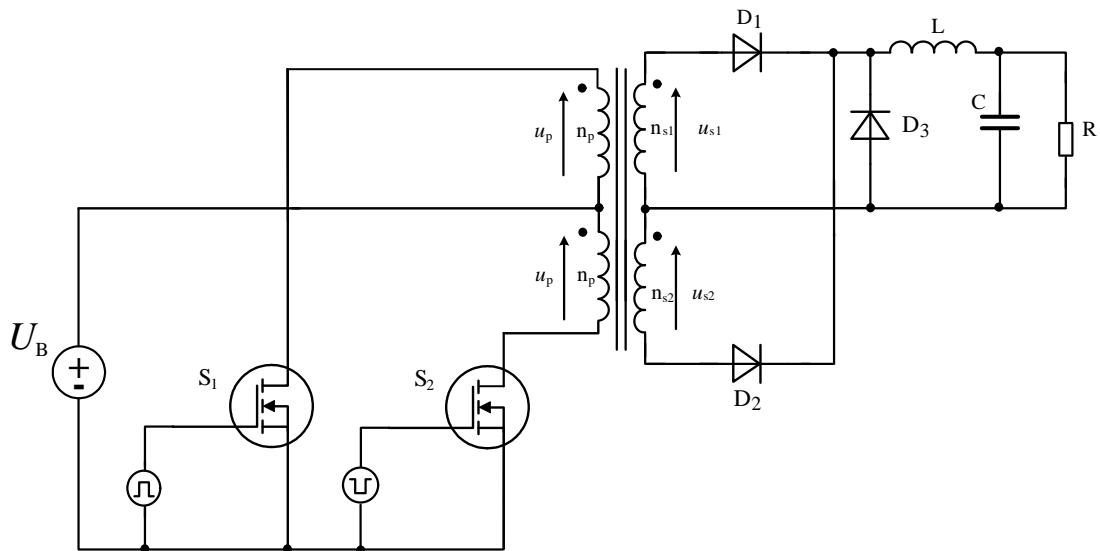


Slika 4.11. *Mosni pretvarač*

Sklopke mosnog pretvarača okidaju se u paru dijagonalno i u protutaktu. Na taj je način ostvaren simetrični pravokutni napon primara.

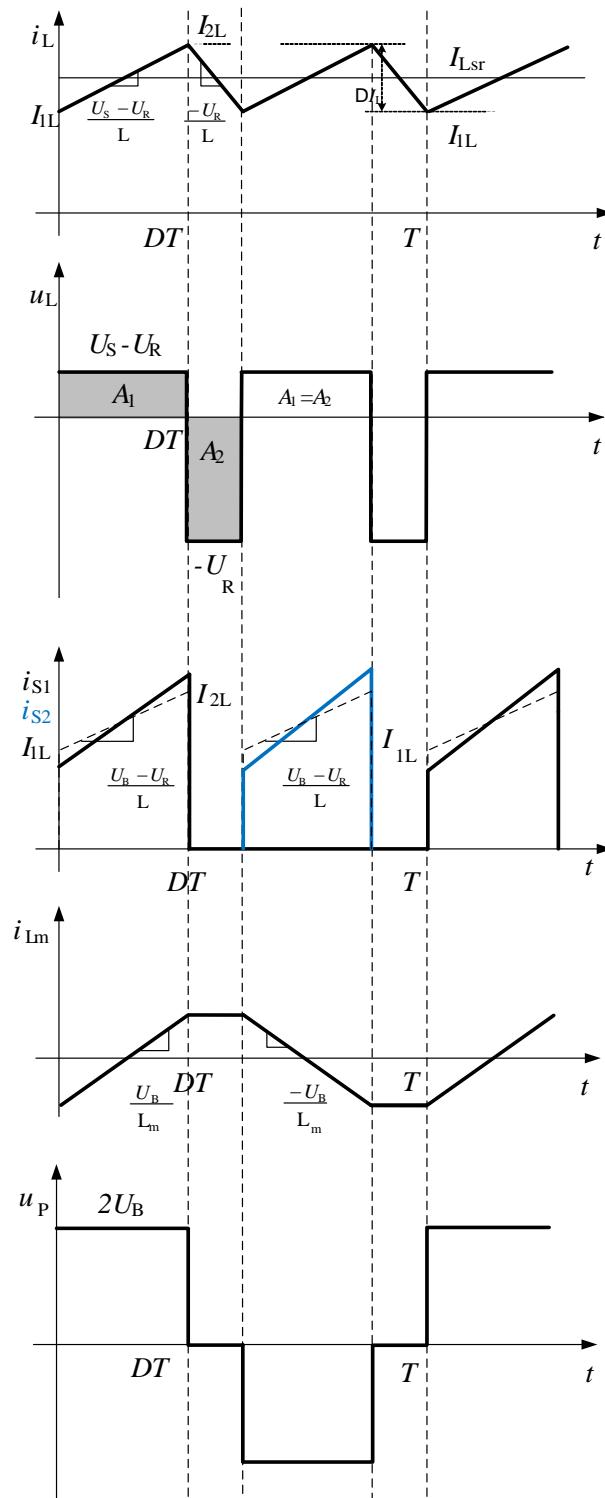


Slika 4.12. Naponski i strujni valni oblici polumosnog i mosnog pretvarača



Slika 4.13. Push-pull pretvarač

*Push pull* pretvarač u pobudnom dijelu sklopa ima dvije sklopke, S1 i S2. Primarni transformatora realiziran je s dva namotaja, serijski povezana i sa zajedničkom točkom. Na sklopku S1 povezan je ulazni kraj prvog primarnog namotaja, a na sklopku S2 priključen je izlazni kraj drugog sekundara. Sklopke S1 i S2 uključuju se u protutaktu, pa se na taj način ostvaruje simetrični pobudni napon primara.



Slika 4.14. Naponski i strujni valni oblici Push-pull pretvarača

Literatura:

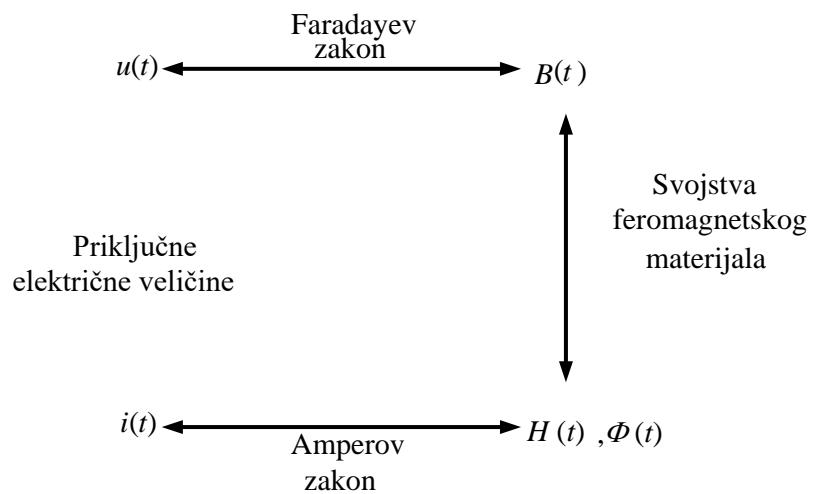
1. Chryssis G., *High Frequency Switching Power Supplies*, McGraw Hill, 1989
2. Billings K. *Handbook of Switch Mode Power Supplies*, McGraw Hill, 1989
3. Erickson R., Maksimović D., *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001
4. Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C., *Osnove energetske elektronike I dio*, Graphis Zagreb, 2000
5. Daniel W. Hart, *Power electronics*, McGraw-Hill, New York 2011

## 5. ELEKTROMAGNETSKE KOMPONENTE ISTOSMJERNOG PRETVARAČA

Analiza električnih istosmjernih i izmjeničnih krugova temelji se na nekoliko osnovnih zakona, pravila i teorema kao što su primjerice Ohmov zakon, Kirckhoffova pravila, i Theveninov teorem. Ovi zakoni su temeljni i primjenjuju se u analizi najsloženijih električnih krugova kao što su krugovi s aktivnim poluvodičkim komponentama periodički promjenjive topologije.

Proračun i analiza električnih svojstava elektromagnetskih komponenti kao što su prigušnice, prigušnice s više namotaja i transformatori, najčešće se zasnivaju na analizi specifičnih svojstava svake komponente zasebno, što stvara konfuziju i ne pruža mogućnost jedinstvenog pristupa proračunu. Problem nastaje zbog metodologije proračuna, a ne zbog ispravnosti proračuna.

Proračun elektromagnetskih komponenti koji je ovdje predstavljen temelji se na analogiji električnih i magnetskih krugova. Izvedeni su i objašnjeni temeljni zakoni koji vrijede za magnetski krug a analogni su temeljnim zakonima koji vrijede za električni krug. Tu je primjerice riječ o Ohmovom zakonu za magnetski krug, magnetskom otporu, Kirchofovim pravilima za magnetski krug. Primjenom navedenih pravila izrađen je proračun filterske prigušnice istosmjernog pretvarača, prigušnice, *Flyback* pretvarača i transformatora *Forward* pretvarača.



Slika 5.1. *Odnosi priključnih električnih i magnetskih veličina*

## **5.1. REKAPITULACIJA TEORIJE**

### **5.1.1. Električne i magnetske veličine**

Analiza i proračun magnetskih komponenti visokofrekveničkih pretvarača temelji se na primjeni tri zakona:

1. Amperov zakon
2. Lencov zakon
3. Faradayev zakon

U tablici 5.1 dane su karakteristične veličine magnetskog i električnog polja.

*Tablica 5.1. Karakteristične veličine magnetskog i električnog polja*

MAGNETSKO POLJE	ELEKTRIČNO POLJE
<p><b><math>H</math></b> - jakost magnetskog polja</p> <p>Vektor <math>H</math> posljedica je električne veličine (uzrokovani je električnom strujom)</p> <p><b><math>B</math></b> - gustoća magnetskog toka</p> $B = \mu_0 H$ <p><math>\mu_0</math> - permeabilnost slobodnog prostora</p> <p>Vektor <math>B</math> posljedica je električne veličine (povezan je s strujom u vodiču)</p>	<p><b><math>E</math></b> - jakost električnog polja</p> <p>Vektor <math>E</math> posljedica je električne veličine (povezan je s razlikom potencijala između dvije točke)</p> <p><b><math>J</math></b> - gustoća struje</p> $J = \sigma_0 E$ <p><math>\sigma_0</math> - vodljivost slobodnog prostora</p> <p>Vektor <math>J</math> posljedica je električne veličine (povezan je s strujom u vodiču)</p>

## Osnovne relacije

### Magnetsko polje $H$ i magnetomotorna sila $F$

Ukoliko je polje  $H$  jednoliko magnetomotorna sila (MMF)  $F$  između točaka  $x_1$  i  $x_2$  povezana je s magnetskim poljem  $H$  prema sljedećoj relaciji:

$$F = \int_{x_1}^{x_2} H \cdot dl \quad (5.1)$$

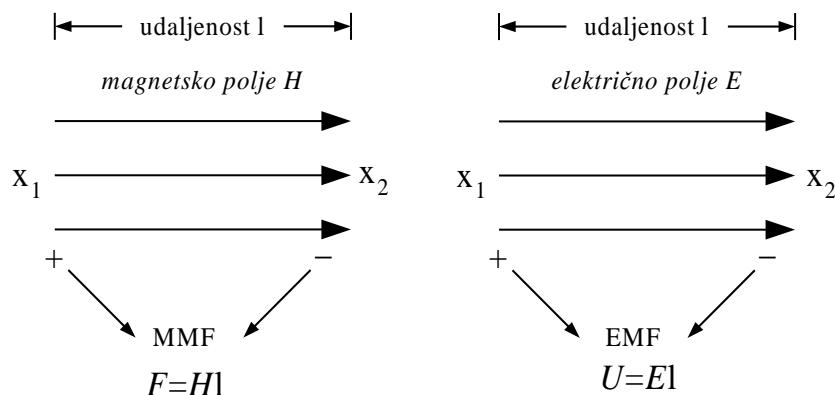
### Električno polje $E$ i elektromotorna sila $U$

Ukoliko je magnetsko polje jednoliko, magnetomotorna sila  $F$  između točaka  $x_1$  i  $x_2$  povezana je s magnetskim poljem  $H$  prema realciji 2..

Ukoliko je električno polje jednoliko, elektromotorna sila  $U$  između točaka  $x_1$  i  $x_2$  povezan je s električnim poljem  $E$  prema relaciji 3..

$$F = \int_{x_1}^{x_2} H \cdot dl \quad (5.2)$$

$$U = \int_{x_1}^{x_2} E \cdot dl \quad (5.3)$$



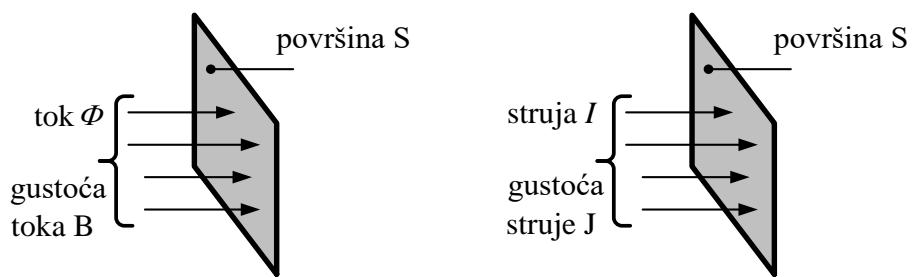
Slika 5.2. Analogija električnih i magnetskih veličina

Ukupni magnetski tok  $\Phi$  koji prolazi površinom  $S$  povezan je s gustoćom toka  $B$ :

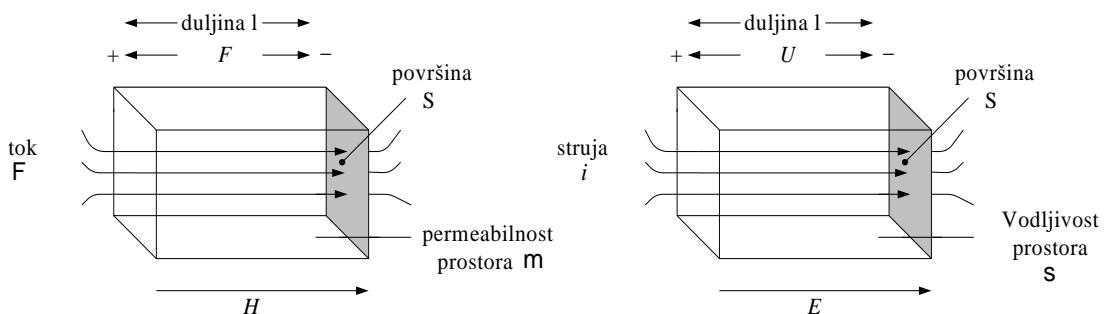
$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (5.4)$$

Ukupna struja  $I$  koja prolazi površinom  $S$  je:

$$I = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (5.5)$$



Slika 5.3. Prikaz toka  $\Phi$  i struje  $I$  kroz jediničnu površinu



Slika 5.4. Protjecanje toka  $\Phi$  i struje  $I$  kroz prostor

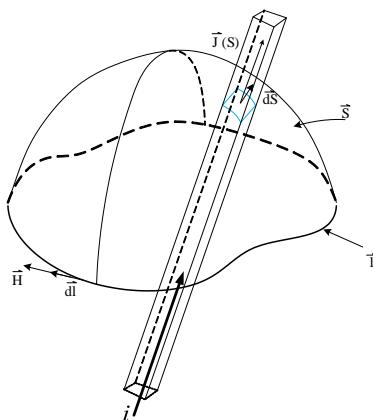
Pokazana je analogija temeljnih električnih i magnetskih veličina. Sad se nameće pitanje kako u izrazu (5.2) odrediti  $F$ . Vezu između struje i magnetskog polja daje Amperov zakon.

### Amperov zakon:

MMF oko zatvorene petlje u prostoru jednaka je ukupnoj struji koja protječe kroz petlju

$$\iint_S \vec{J} d\vec{s} = \oint \vec{H} d\vec{l} \quad (5.6)$$

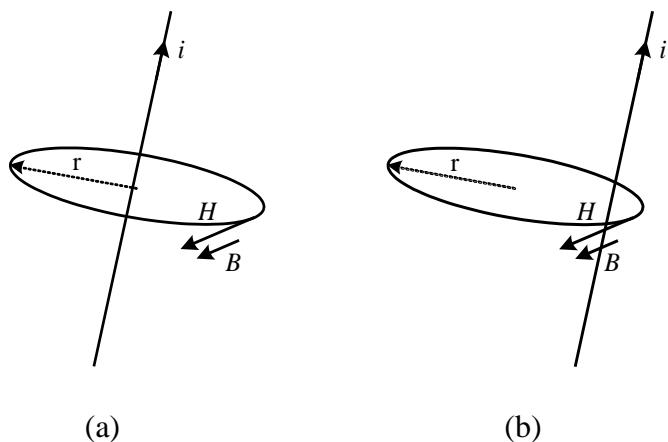
ukupna struja koja prolazi kroz površinu  $S$  omeđena je zatvorenom petljom  $I = \oint_{zatvorenapetlja} \vec{H} \cdot d\vec{l}$



Slika 5.5. Ilustracija Amperovog zakona

Dva važna posebna slučaja:

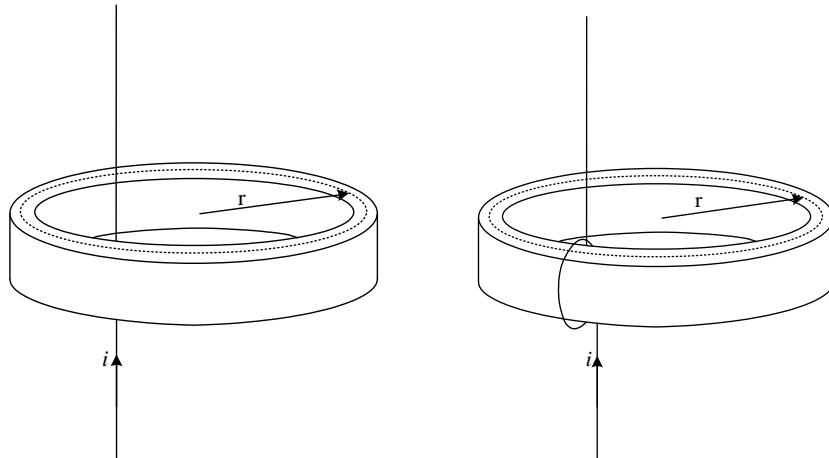
- a) vodič prolazi kroz središte kružnice radijusa  $r$
- b) vodič ne prolazi kroz središte kružnice radijusa  $r$ .



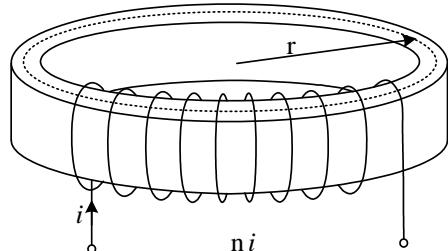
Slika 5.6. Magnetsko polje oko vodiča kroz koji protječe struja i

Za petlju oblika kružnice radijusa  $r$  oko vodiča magnetsko polje je:

$$H = \frac{i}{l_m} = \frac{i}{2r\pi} \quad (5.7)$$



Slika 5.7. Toroidna jezgra s jednim i s dva zavoja



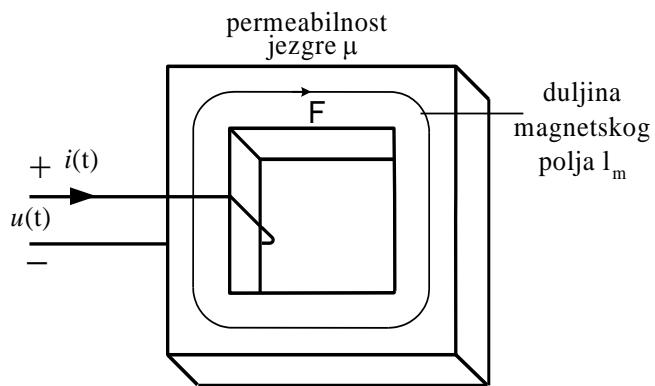
Slika 5.8. Toroidna jezgra s  $n=10$  zavoja

Za toroidnu jezgru s  $n$  zavoja i srednjim promjerom  $r$  magnetsko polje je:

$$H = \frac{in}{2r\pi} \quad (5.8)$$

Primjer: jezgra od feromagnetskog materijala. Vodič prolazi kroz otvor jezgre i vodi struju  $i(t)$  (sl.5.7.).

- nacrtana petlja radijusa  $r$  prikazuje liniju magnetskog polja oko unutrašnjosti jezgre
- za jednoliko magnetsko polje  $H(t)$ , integral (MMF) je  $H(t)l_m$ , pa je:  $F(t)=H(t) l_m=i(t)$
- ovo razmatranje vrijedi i za magnetski krug na slici 5.9..



Slika 5.9. Izvedba jezgre od feromagnetskog materijala pravokutnog oblika

Za jezgru proizvoljnog oblika i uniformnog presjeka jakost magnetskog polja je:

$$H = \frac{i \cdot n}{l_m} \quad (5.9)$$

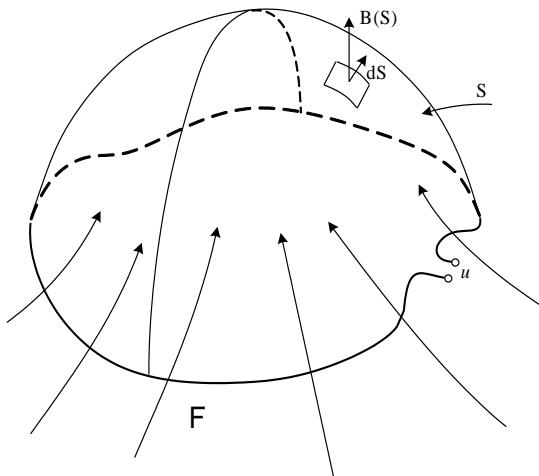
Amperov zakon:

- objašnjava vezu jakosti magnetskog polja  $H(t)$  sa strujom namota  $i(t)$
- struja namota može se promatrati kao izvor MMF-a
- prethodni primjer: ukupna MMF oko jezgre,  $F(t)=H(t) l_m$  jednaka je struji namota  $i(t)$
- ukupna MMF oko zatvorene petlje jednaka je struji vodiča. Zbroj MMF i struje vodiča jednak je nuli

## Faradayev zakon

Napon  $u(t)$  inducira se na žičanoj petlji pri promjeni ukupnog toka  $\Phi$  koji prolazi kroz petlju, prema izrazu:

$$u(t) = \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.10)$$

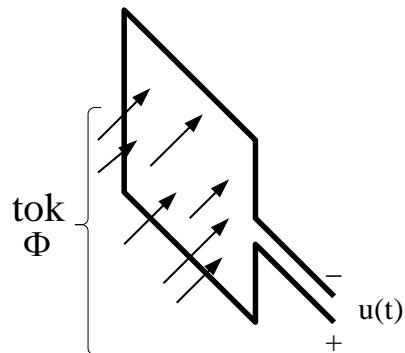


Slika 5.10. Ilustracija Faradayevog zakona

Općenito, za n zavoja žice, vrijedi:

$$u = n \frac{d\Phi}{dt} = n \frac{d}{dt} \iint_S B dS \quad (5.11)$$

## Lencov zakon

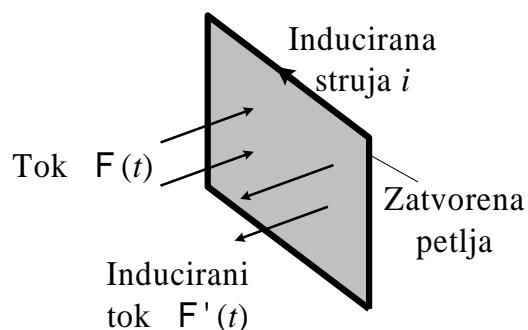


Slika 5.11. Ilustracija Lencovog zakona

Napon  $u(t)$ , induciran promjenom toka  $\Phi(t)$ , takvog smjera je da utječe na protjecanje struje kroz petlju radi suprotstavljanja promjeni toka

$$u(t) = S \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (5.12)$$

Primjer: kratka žičana petlja



Slika 5.12. Ilustracija Lencovog zakona

Promjenom toka  $\Phi(t)$  inducira se napon  $u(t)$  u krugu petlje

- Ovaj napon, podijeljen s otporom petlje, daje struju  $i(t)$
- Ova struja inducira tok  $\Phi'(t)$  koji spriječava promjenu toka

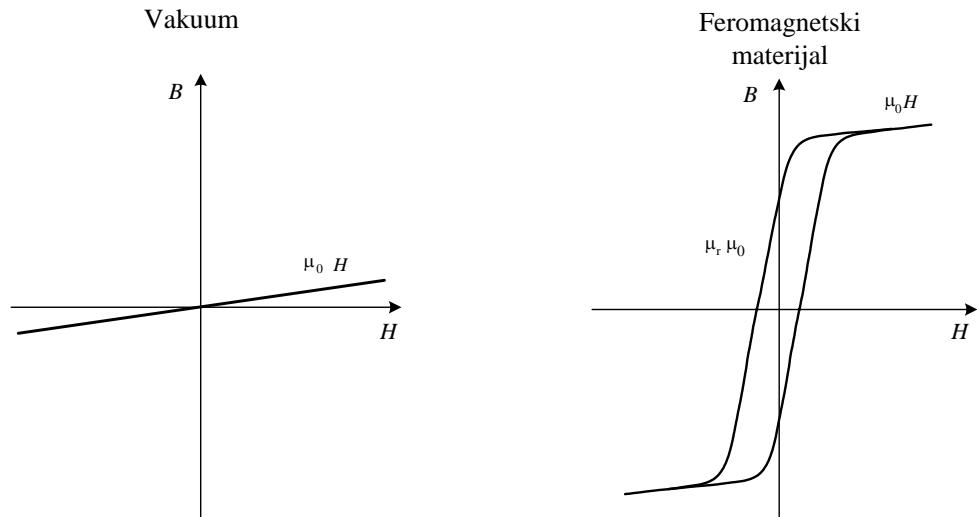
$$B(T) = \text{Tesla}$$

$$H(A/m) = \text{amper/metar}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

### 5.1.2. Svojstva feromagnetskog materijala

#### Odnos veličina $B$ i $H$



Slika 5.13. Magnetska svojstva feromagnetskog materijala su vrlo nelinearna, s histerezom i zasićenjem

$\mu_0$ =permeabilnost vakuma

$$= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$\mu_r$ =permeabilnost feromagnetskog materijala

$$= 1000 - 10000$$

Feromagnetski materijali imaju tri osnovna svojstva. To su:

- puno veća permeabilnost nego zrak,
- zasićenje
- petlja histereze.

Osnovno svojstvo feromagnetskih materijala je da uz isti iznos "uzroka", amper-zavoja, posljedica uvećana, odnosno uz isti  $H$ ,  $B$  je veći. Uz isti  $H$  gustoća magnetskog toka je puno veća u prostoru koji ispunjava feromagnetski materijal nego u praznom prostoru.

Prema teoriji magnetskih domena (magnetizirana područja u materijalu mikroskopske veličine), ako materijal nije izložen vanjskom polju, magnetske domene su kaotično orijentirane. Iako su domene u tom slučaju u potpunosti magnetizirane, njihov doprinos ukupnom magnetskom polju jednak je nuli. Feromagnetski materijali imaju 100 do 10000 puta veću permeabilnost nego zrak.

Drugo važno svojstvo feromagnetskog materijala je zasićenje.

Kada je vanjsko polje  $H$  dovoljno veliko da orijentira sve elektromagnetske domene, tada daljnje povećanje vanjskog polja  $H$  ne uzrokuje povećanje polja  $B$ . U zasićenju, feromagnetski materijal ponaša se kao slobodni prostor.

Za feromagnetski materijal vrijedi

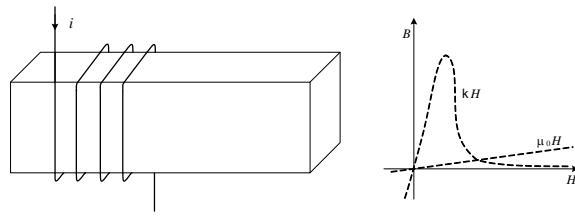
$$\begin{aligned}B &= \mu_0 H + B_i \\B_i &= \mu_0 \kappa H \\B &= \mu_0 (1 + \kappa) H = \mu_0 \mu_r H \\B &= \mu \cdot H\end{aligned}\tag{5.13}$$

gdje je  $B_i$  intristična gustoća magnetskog toka.

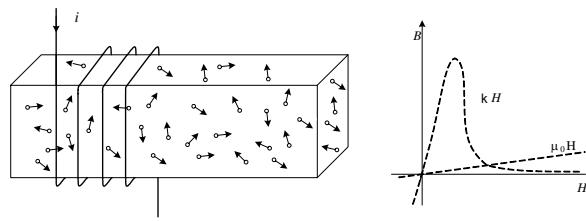
I vrlo mala struja dovoljna je da uzrokuje orijentiranje magnetskih domena u materijalu, u smjeru polja  $H$ . Kako je  $B_i \gg \mu_0 H$  to su magnetska svojstva značajno pojačana.

Tablica 5.2. Gustoća magnetskog toka koja stvara zasićenje nekih feromagnetskih materijala

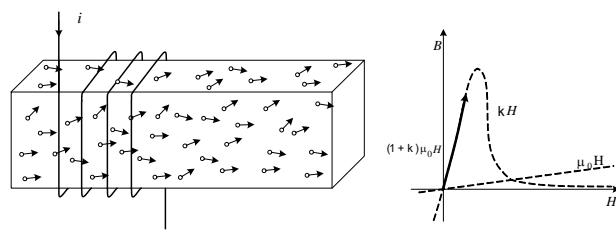
		$B_{\max}(20^{\circ}\text{C}) [\text{T}]$
ŽELJEZO	Fe	2.158
KOBALT	Co	1.787
NIKAL	Ni	0.608
SILICIJSKO ŽELJEZO	3%Si, 97%Fe	2.00
SUPERMALLOY	79%Ni, 16%Fe, 5%Mo	0.8
ORTHONOL	50%Ni, 50%Fe	1.3
PERMENDUR	50%Co, 50%Fe	2.45
FERITI	$\text{MnZnO}_4$ & $\text{ZnFe}_2\text{O}_4$	0.3-0.5
AMORFNI METALI		2



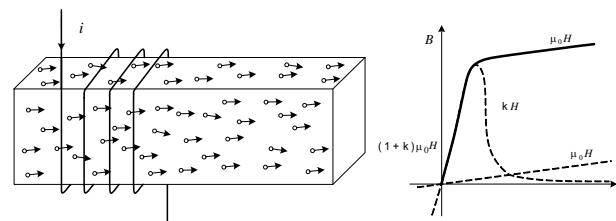
Slika 5.14. Zavojnica i prazan prostor,  $i=0$



Slika 5.15. Zavojnica i prostor ispunjen feromagnetskim materijalom,  $i=0$

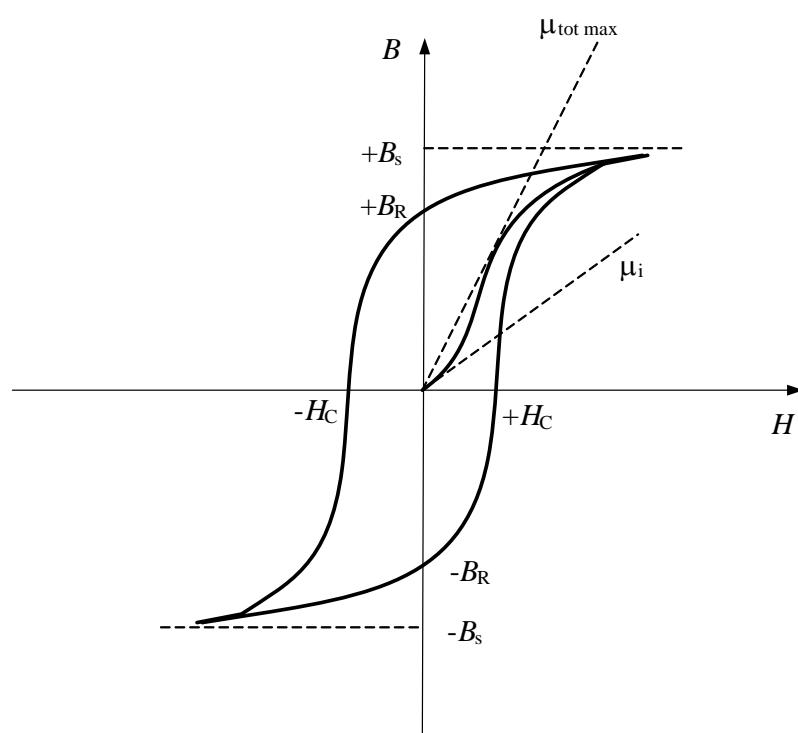


Slika 5.16. Porast struje uzrokuje orijentaciju magnetskih domena,  $i < i_{sat}$

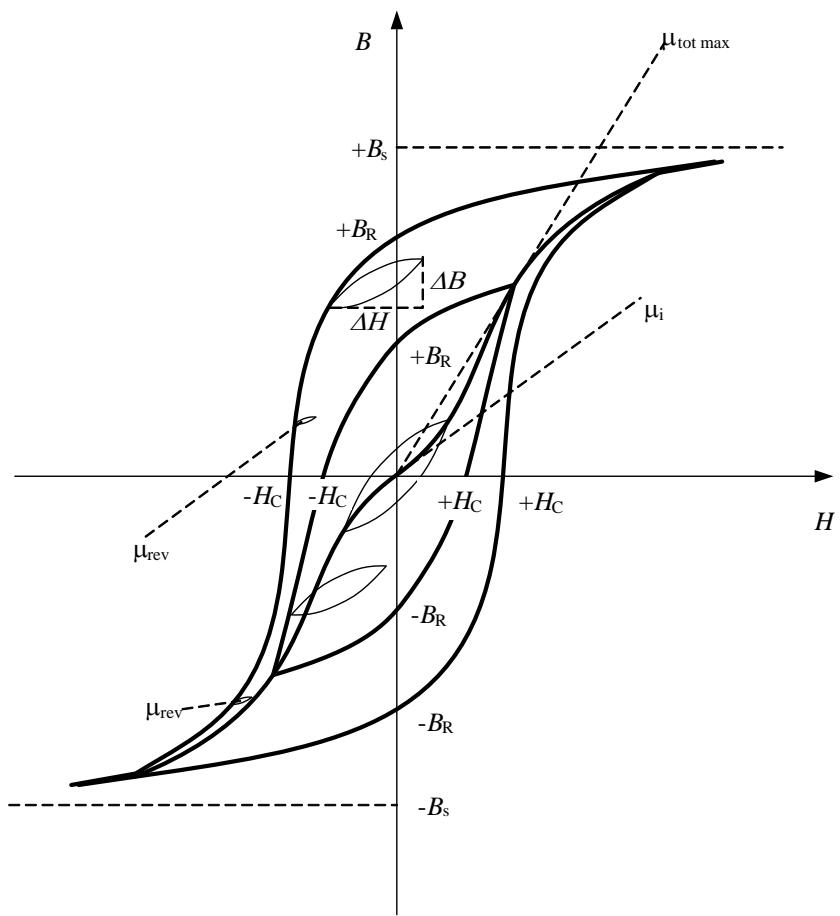


Slika 5.17. Feromagnetski materijal u zasićenju,  $i > i_{sat}$

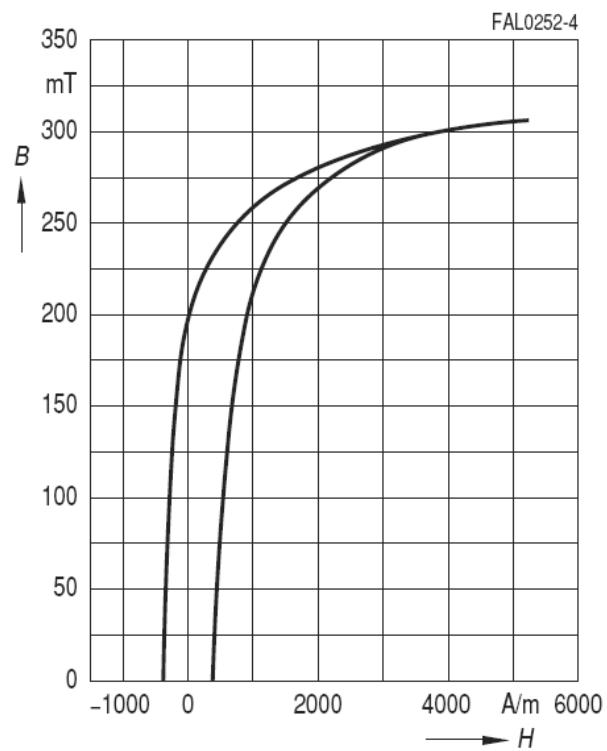
Treće osnovno svojstvo feromagnetskih materijala je petlja histereze:



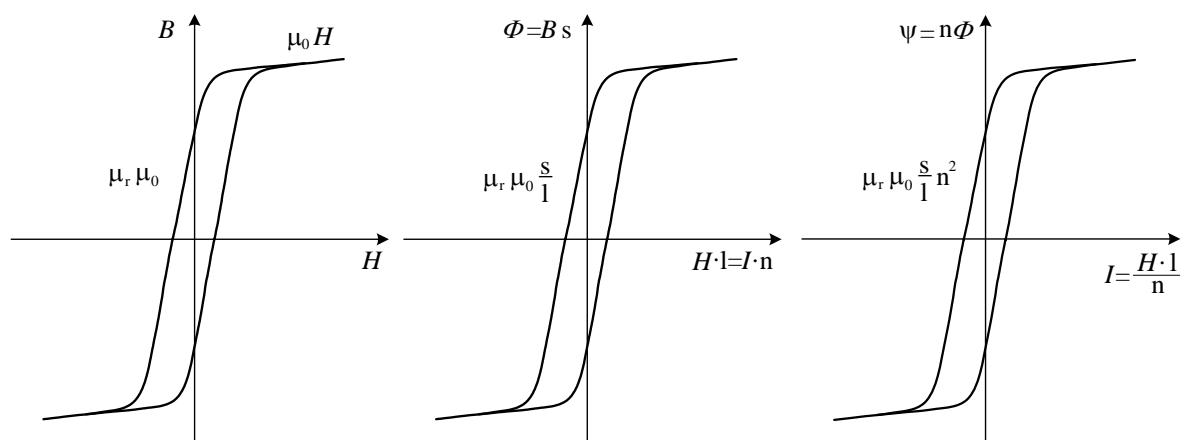
Slika 5.18. Krivulja prvog magnetiziranja i petlja histereze feromagnetskog materijala



Slika 5.19. Karakteristične veličine petlje histereze feromagnetskog materijala



Slika 5.20. Petlja histereze komercijalnog feromagnetskog materijala N27 Epcos



Slika 5.21. Utjecaj svojstava feromagnetskog materijala na induktivitet elektromagnetskog kruga

## 5.2. MAGNETSKI KRUGOVI

Elektromagnetski krugovi sastoje se od jedne ili više zavojnica koje su postavljene na feromagnetski materijal koji ima jednu ili više grana različite geometrije.

Vrste magnetskih krugova:

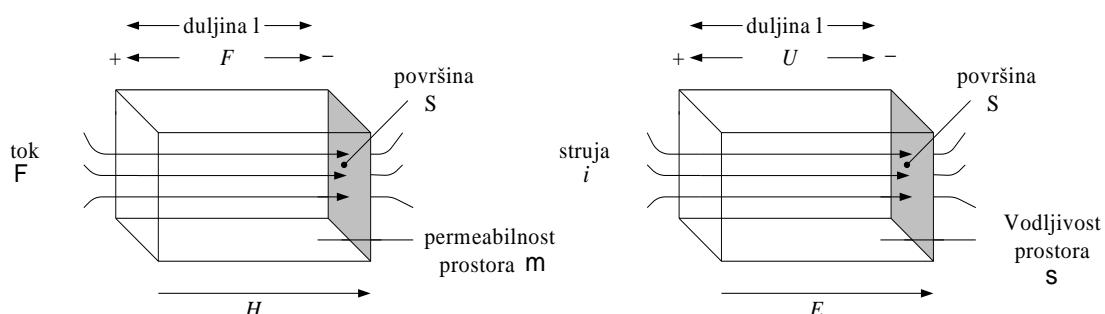
- Filterska istosmjerna prigušnica
- Izmjenična prigušnica
- Transformator
- Spregnute prigušnice
- *Flyback* transformator
- Magnetsko pojačalo
- Prigušnica koja radi u području zasićenja.

Predstavljena analiza magnetskog kruga temelji se na analogiji električnog i magnetskog kruga.

### 5.2.1. Jednostavnii magnetski krugovi

Analiza magnetskih krugova provodi se uz sljedeće pretpostavke

- materijal je uniformne gostoće, uniformnog presjeka i magnetske vodljivosti.  $\mu$  ne ovisi o mjestu na kojem se promatra (konstantan uzduž magnetskog kruga)
- površina petlje histereze je nula
- rasipna struja i rasipni tok zanemarivi su, električna struja i magnetski tok uniformni su po presjeku
- MMF između krajeva uniformnog prostora je:  $ni = Hl$ .



Slika 5.22. Prostiranje toka  $\Phi$  i struje i kroz vodljivo sredstvo

Jednadžbe magnetskog kruga:

$$\begin{aligned}\Phi &= \iint_S B dS \\ iN &= \oint H dl\end{aligned}\tag{5.14}$$

$$\begin{aligned}R_m &= \frac{l_m}{\mu \cdot S} \\ B &= \mu \cdot H\end{aligned}\tag{5.15}$$

Za magnetski krug vrijedi:

$$\Phi = B \cdot S = \mu \cdot H \cdot S = \frac{\mu \cdot S \cdot i \cdot n}{l_m} = \frac{in}{R_m} \Rightarrow R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot S}\tag{5.16}$$

Jednadžbe električnog kruga:

$$\begin{aligned}i &= \iint_S J dS \\ u &= \oint E dl\end{aligned}\tag{5.17}$$

Električni otpor je otud:

$$\begin{aligned}R &= \frac{l}{\rho \cdot S} \\ J &= \sigma \cdot E\end{aligned}\tag{5.18}$$

Za električni krug vrijedi:

$$i = J \cdot S = \sigma \cdot E \cdot S = \frac{\sigma \cdot S \cdot U}{l_m} = \frac{U}{R} \Rightarrow R = \frac{l_m}{\sigma \cdot S}\tag{5.19}$$

Osim magnetskog otpora za magnetski krug definira se i magnetska vodljivost.

$$\begin{aligned}P_m &= \frac{1}{R_m} \\ \Phi &= \frac{in}{R_m} \\ n\Phi &= \frac{n^2}{R_m} i\end{aligned}\tag{5.20}$$

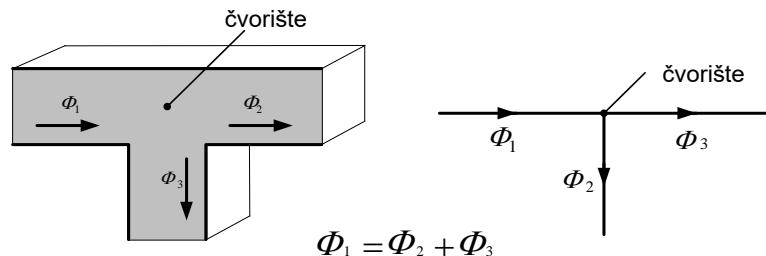
$$\begin{aligned}
 n\Phi &= \frac{in^2}{R_m} = n\Phi = Li \\
 L &= \frac{n^2}{R_m} = n^2 P_m \\
 P_m &= \mu_0 \mu_r \frac{S}{l_m}
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

Magnetski otpori idealiziranog magnetskog kruga i realnog magnetskog kruga razlikuju se u oko 1%. Stoga je upotreba aproksimacije opravdana.

### Magnetska analogija s Kirchoffovim zakonom

Linije toka su kontinuirane i neprekidne.

Ukupan tok magnetskog polja u čvorištu jednak je nuli.



Slika 5.23. Magnetski čvor

Za bilo koji magnetski čvor vrijedi:

$$\sum \Phi = \sum BS = \iint BdS = 0 \tag{5.22}$$

Slijedi da je:

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3 \tag{5.23}$$

Za električno polje vrijedi:

$$\sum i = \sum JS = \iint JdS = 0 \tag{5.24}$$

$$i_1 = i_2 + i_3 \tag{5.25}$$

Očto je da su magnetski i električni čvor analogni, pa se magnetski tok može predočiti strujom u krugu.

### Magnetska analogija s Kirchoffovim naponom zatvorene petlje

Iz Amperovog zakona:

$$\oint_{\text{zatvorena petlja}} H \cdot dl = \text{ukupna struja koja prolazi kroz petlju}$$

Ljeva strana: suma MMF-a preko reluktancije oko zatvorene petlje

Desna strana: struje u namotajima su izvori MMF-a.

$n$  je broj zavoja namotaja koji prenosi struju  $i(t)$ . Namotaj je modeliran kao MMF (naponski) izvor,

$$\sum ni = \sum \Phi R_m = \sum BS R_m = \sum BS \frac{l_m}{\mu S} = \sum H l_m \quad (5.26)$$

$$ni = \Phi_1 R_{m1} + \Phi_2 R_{m2} \quad (5.27)$$

Za električni se krug može se zapisati

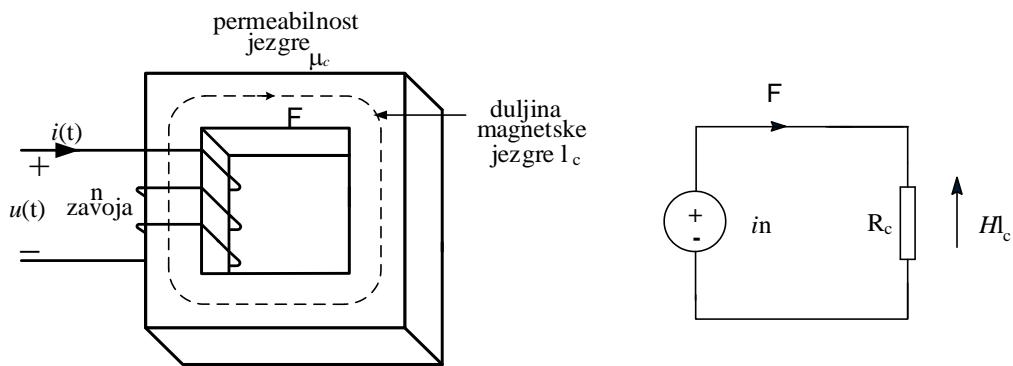
$$u = i_1 R_1 + i_2 R_2 \quad (5.28)$$

### Magnetski krugovi: magnetska struktura

Složene magnetske strukture sastoje se od više namotaja i više segmenata s različitim magnetskim otporom.

- pojedini segment magnetske strukture predstavljen je otporom
- namotaji su izvori MMF-a
- MMF je analogna naponu, magnetski tok  $\Phi$  analogan je struji
- magnetski krug rješava se upotrebom Kirchoffovih zakona

### Primjer: jednostavan magnetski krug

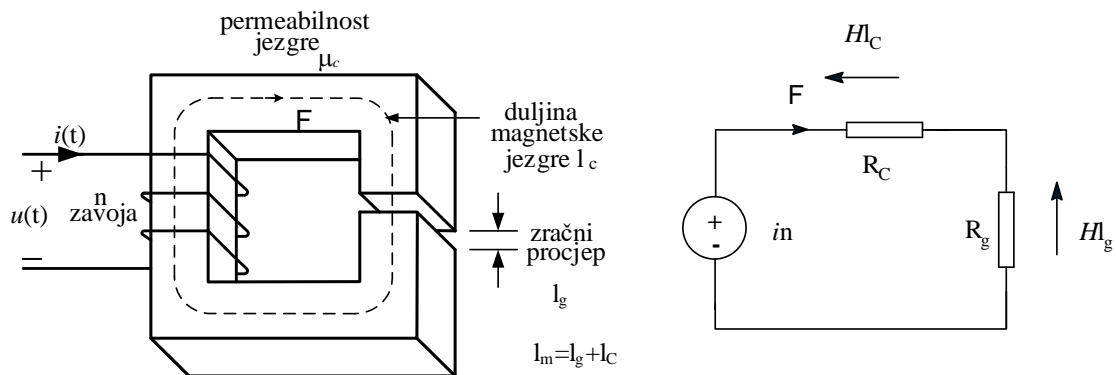


Slika 5.24. Jedostavni magnetski krug

Za jednostavan magnetski krug koji čine jedan namotaj i jezgra od feromagnetskog materijala vrijedi:

$$\Phi = \frac{in}{R_m}, \quad R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot S} \quad (5.29)$$

### Primjer: magnetski krug sa zračnim procijepom



Slika 5.25. Magnetski krug sa zračnim procijepom i nadomjesna shema

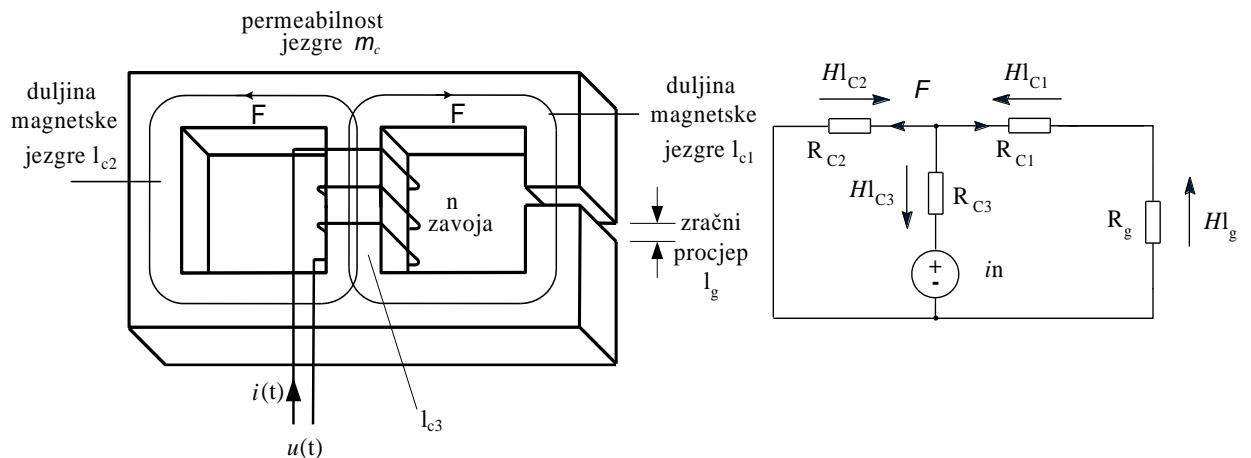
Magnetski krug prikazan na slici 5.25 može se nadomjestiti jednim izvorom i dva serijski spojena otpora:

$$\Phi = \frac{in}{R_m + R_g}, \quad R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot S}, \quad R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S} \quad (5.30)$$

Množenjem izraza za magnetski tok s brojem zavoja  $n$  dobiva se izraz za induktivitet magnetskog kruga sa slike 5.25:

$$n\Phi = \frac{in^2}{R_m + R_g} = iL \Rightarrow L = \frac{n^2}{R_m + R_g} \quad (5.31)$$

### 5.2.2. Složeni magnetski krugovi



Slika 5.26. Složeni magnetski krug i pripadajuća nadomjesna shema

Jednadžba magnetskog čvora:

$$\Phi_3 = \Phi_1 + \Phi_2 \quad (5.32)$$

$$in = \Phi_3 R_{C3} + \Phi_2 R_{C2} \quad (5.33)$$

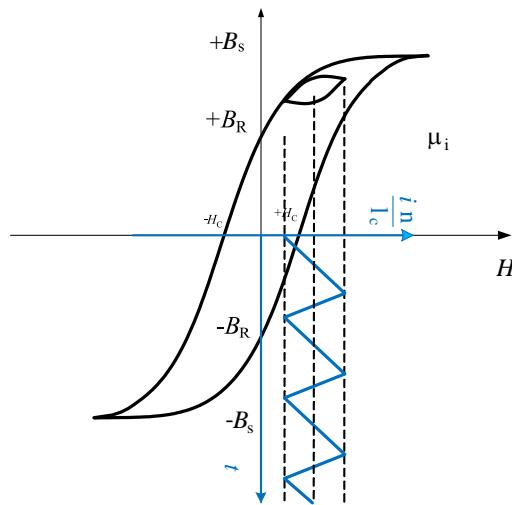
$$in = \Phi_3 R_{C3} + \Phi_1 (R_{C2} + R_g) \quad (5.34)$$

$$n\Phi_3 = i \frac{n^2}{R_{C3} + (R_{C2} \parallel (R_{C1} + R_g))}, \quad L = \frac{n^2}{R_{C3} + (R_{C2} \parallel (R_{C1} + R_g))}, \quad (5.35)$$

$$R_m = R_{C3} + (R_{C2} \parallel (R_{C1} + R_g))$$

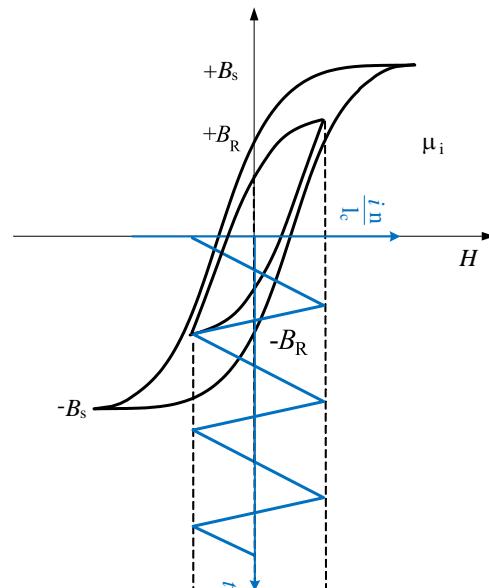
### 5.3. PRIGUŠNICA

Filtarska prigušnica u istosmjernom pretvaraču:



Slika 5.27. Petlja histereze filterske prigušnice kroz koju protječe istosmjerna struja s superponiranim izmjeničnom komponentom

Izmjenična prigušnica:



Slika 5.28. Petlja histereze prigušnice kroz koju teče izmjenična struja

### Primjer: jednostavna prigušnica

Faradayev zakon:

za svaki zavoj žice može se napisati:

$$u_{zavoj}(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (5.36)$$

Ukupan napon namotaja je:

$$u(t) = n u_{zavoj}(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (5.37)$$

Izraz u odnosu na srednju gustoću toka

$$B(t) = \Phi(t)/S \quad (5.38)$$

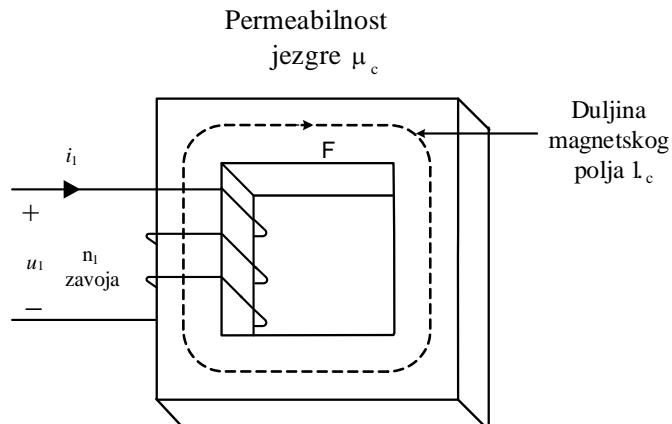
$$u(t) = n u_{zavoj}(t) = n S \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.39)$$

### Prigušnica: primjena Amperovog zakona

Izaberi zatvorenu petlju koja prati liniju srednjeg magnetskog polja oko unutrašnjosti magnetske jezgre. Duljina ove petlje naziva se duljina magnetskog toka  $l_c$ .

Za jednoliko magn. polje  $H(t)$ , MMF oko petlje je  $Hl_c$ . Namotaj sadrži  $n$  zavoja žice, a svaki zavoj vodi struju  $i(t)$ . Ukupna struja koja prolazi kroz središte jezgre je  $ni(t)$ .

Iz Amperovog zakona, slijedi:  $H(t) l_c = n i(t)$



Slika 5.29. Prigušnica

Linearizirani model prigušnice opisan je sljedećim izrazom:

$$B = \begin{cases} B_s & za H \geq \frac{B_s}{\mu} \\ \mu H & |H| < \frac{B_s}{\mu} \\ -B_s & za H \leq \frac{B_s}{\mu} \end{cases} \quad (5.40)$$

Struja namotaja pri kojoj feromagnetski materijal ide u zasićenje:  
zamjena  $i=I_s$  i  $H=B_s/\mu$  u izrazu ranije dobivenoj iz Amperovog zakona. Rezultat je:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} l_m}{\mu_r n} \quad (5.41)$$

Električne priključne karakteristike

$$u(t) = nS \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.42)$$

$$H(t)l_m = ni(t) \quad (5.43)$$

$$B_{sat} \quad za \quad H \geq B_{sat}/\mu \quad (5.44)$$

$$B = \mu H \quad za \quad |H| < B_{sat}/\mu \quad (5.45)$$

$$-B_{sat} \quad za \quad H \leq B_{sat}/\mu \quad (5.46)$$

Eliminiranjem  $B$  i  $H$  dolazi se do izraza za ovisnost napona  $u$  o struji  $i$ . Za  $i < I_{sat}$  vrijedi:

$$u(t) = \mu n S_c \frac{dH(t)}{dt} \quad (5.47)$$

$$u(t) = \frac{\mu n^2 S_c}{l_m} \frac{di(t)}{dt} \quad (5.48)$$

što daje:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (5.49)$$

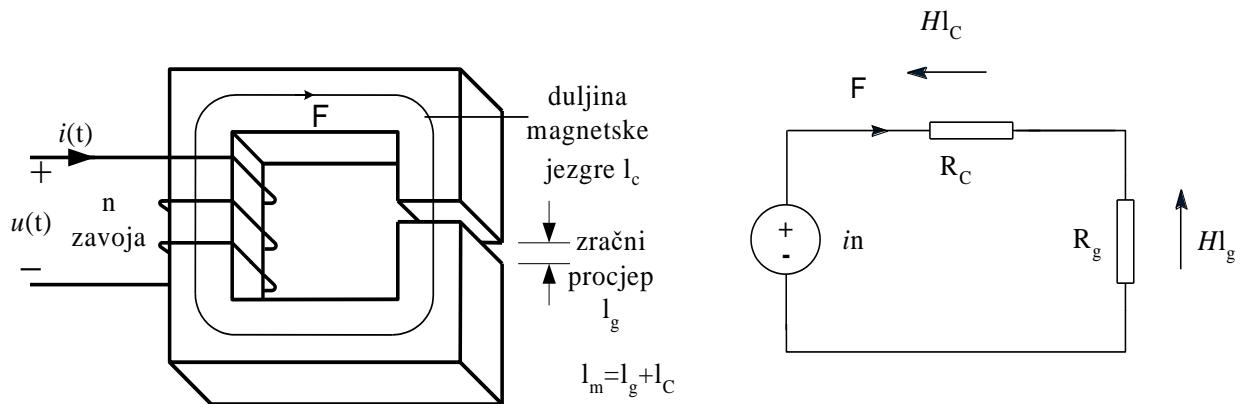
gdje je:

$$L = \frac{\mu S n^2}{l_m} \quad (5.50)$$

Za  $i > I_{sat}$  gustoća toka je konstantna i jednaka  $B_{sat}$ . Pa iz Faradayevog zakona slijedi:

$$u(t) = nS \frac{dB(t)}{dt} = 0 \quad (5.51)$$

## Utjecaj svojstava feromagnetskog materijala na prigušnicu



Slika 5.30. Prigušnica s zračnim procijepom

Reluktantni koncept magnetskog kruga omogućuje analizu magnetskog kruga pomoću Kirchoffovih zakona.

Amperov zakon:

$$F_c + F_g = n i$$

### Analiza magnetskog kruga sa zračnim procijepom

#### Efekt zračnog procijepa

$$ni = \Phi(R_c + R_g) \quad (5.52)$$

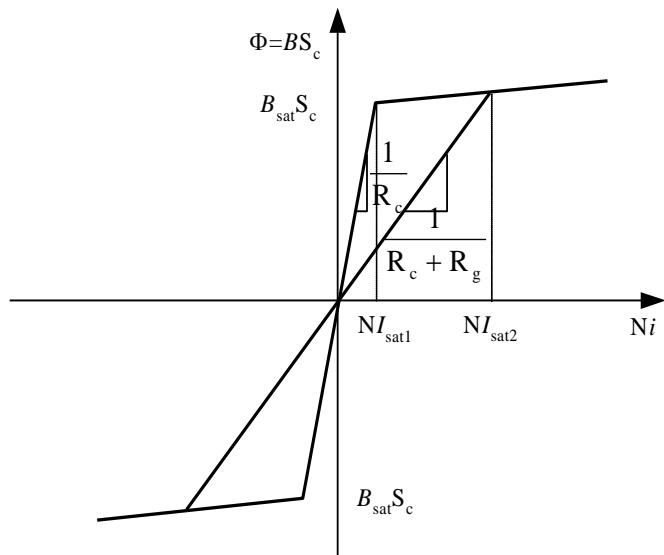
$$L = \frac{n^2}{R_c + R_g} \quad (5.53)$$

$$\Phi_s = B_s S_c \quad (5.54)$$

$$I_{sat} = \frac{B_s S_c}{n} (R_c + R_g) \quad (5.55)$$

Utjecaj zračnog procijepa:

- smanjuje induktivitet magnetskog kruga
- povećava struju zasićenja
- induktivitet je manje ovisan o permeabilnosti jezgre



Slika 5.31. Utjecaj zračnog procijepa na petlju histereze

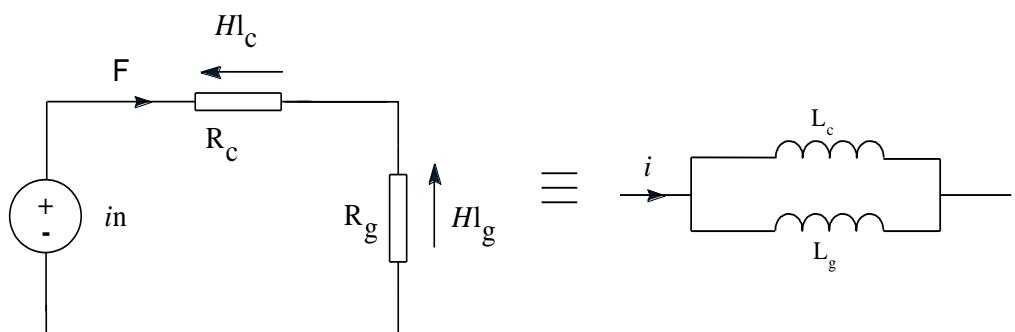
Iz Amperovog zakona slijedi:

$$\begin{aligned}
 ni &= \int_{\text{jezgra}} H dl + \int_{\text{zrak}} H dl \\
 ni &= H_c l_c + H_g l_g \\
 ni &= \frac{B}{\mu_r} l_c + \frac{B}{\mu_0} l_g \\
 ni &= \frac{\Phi l_c}{s\mu_r} + \frac{\Phi l_g}{s\mu_0} \\
 ni &= \Phi \left( \frac{l_c}{s\mu_r} + \frac{l_g}{s\mu_0} \right) \\
 ni &= \Phi (R_c + R_g)
 \end{aligned} \tag{5.56}$$

$$\begin{aligned}
R_c &= \frac{l_c}{\mu_r \cdot s}, & R_g &= \frac{l_g}{\mu_0 \cdot s} \\
P_c &= \frac{1}{R_c}, & P_g &= \frac{1}{R_g} \\
\Phi &= \frac{ni}{R_c + R_g} \\
\lambda &= n\Phi = \frac{n^2}{R_c + R_g} \cdot i \\
L_{\text{eff}} &= \frac{n^2}{R_c + R_g} \\
L_{\text{eff}} &= n^2 \frac{P_c \cdot P_g}{P_c + P_g} \\
L_{\text{eff}} &= n^2 P_c \parallel n^2 P_g \\
L_{\text{eff}} &= L_c \parallel L_g
\end{aligned} \tag{5.57}$$

I vrlo mali zračni procijep znatno povećava magnetski otpor kruga. Ukupni induktivitet može se predstaviti s dva paralelno spojena induktiviteta  $L_c$  i  $L_g$ .  $L_g$  je dominantan čak i u slučajevima kada je  $l_c \geq 100 l_g$ .

Ukoliko nema zračnog procijepa pri vrlo maloj istosmjernoj struji, kod prigušnice se javlja zasićenje.



Slika 5.32. Nadomjesna shema prigušnice s zračnim procijepom

Iako feromagnetski materijali imaju nelinearnu B-H karakteristiku, upotreba feromagnetskih materijala znatno pojednostavljuje analizu magnetskog kruga.

## 5.4. TRANSFORMATOR

Pri razmatranju transformatora potrebno primjeniti Faradeyev i Lencov zakon

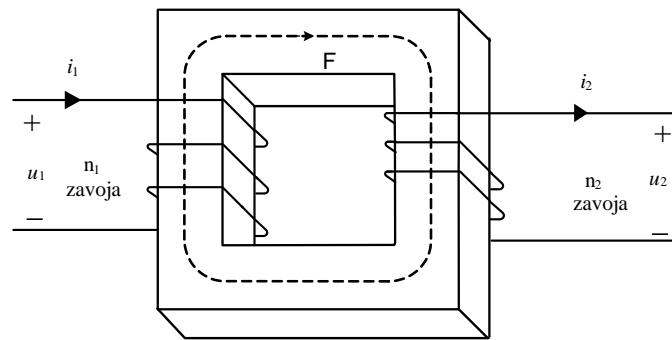
Transformator se sastoji od jezgre napravljene od feromagnetskog materijala bez zračnog procijepa. Transformator ima dva ili više namota, od kojih je jedan primarni, a jedan ili više sekundarni.

$$R_m = \frac{l_m}{\mu S} \quad (5.58)$$

Ukupna magnetomotorna sila razlika je polja koji stvaraju primarni i sekundarni namot.

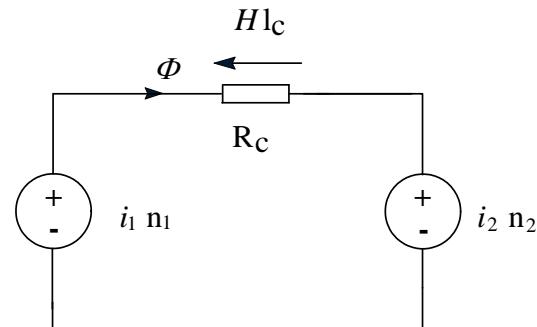
$$F_c = n_1 i_1 - n_2 i_2 \quad (5.59)$$

$$\Phi R_m = n_1 i_1 - n_2 i_2$$



Slika 5.33. Pojednostavljeni prikaz transformatora

Model magnetskog kruga transformatora:



Slika 5.34. Nadomjesna shema transformatora

## Idealni transformator

Kod idealnog transformatora, magnetsko polje koje stvara primarni namotaj jednako je po iznosu, a suprotno po smjeru, u odnosu na magnetsko polje koje stvara sekundarni namotaj. Pri tome je magnetski otpor  $R_m$  jednak nuli.

MM  $F_c = \Phi R_m$  je također nula, pa vrijedi:

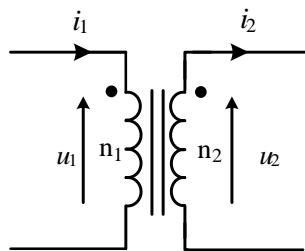
$$0 = n_1 i_1 - n_2 i_2 \quad (5.60)$$

$$R_m = \frac{l_m}{\mu S} \quad (5.61)$$

Također preko Faradayevog zakona:

$$u_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.62)$$

$$u_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.63)$$



Slika 5.35. Idealni transformator

Ukoliko se izrazi (5.62) i (5.63) izjednače po  $\Phi$  slijedi:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{u_1}{n_1} = \frac{u_2}{n_2} \quad (5.64)$$

Jednadžbe idealnog transformatora:

$$\frac{u_1}{n_1} = \frac{u_2}{n_2} \quad (5.65)$$

$$0 = n_1 i_1 - n_2 i_2 \quad (5.66)$$

## Realni transformator

Magnetski otpor jezgre nije nula pa vrijedi:

$$\Phi R_m = n_1 i_1 - n_2 i_2 \quad (5.67)$$

uz

$$u_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.68)$$

Može se eliminirati  $\Phi$  iz jednadžbe (5.68):

$$u_1 = \frac{n_1^2}{R_m} \frac{d}{dt} \left[ i_1 - \frac{n_2}{n_1} i_2 \right] \quad (5.69)$$

Iz toga slijedi:

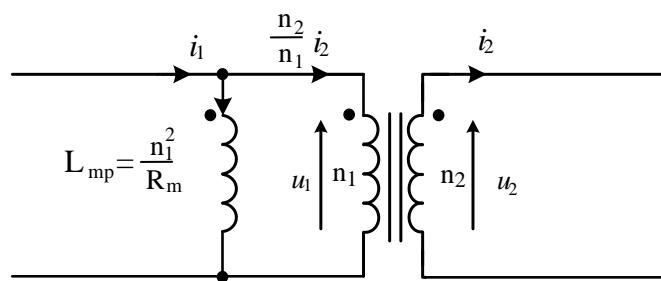
$$u_1 = L_{mp} \frac{di_{mp}}{dt} \quad (5.70)$$

Induktivitet  $L_{mp}$  jednak je :

$$L_{mp} = \frac{n_1^2}{R_m} \quad (5.71)$$

Struja magnetiziranja primara  $i_{mp}$  je:

$$i_{mp} = i_1 - \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad (5.72)$$



Slika 5.36. Realniji model transformatora

$L_{mp}$  je:

- stvarna, fizička, prigušnica, koja ima zasićenje i histerezu
- ako je sekundarni namotaj odspojen, primarni namotaj se ponaša kao prigušnica
- struja magnetiziranja utječe na odnos struja namotaja koje su nesrazmjerne sa omjerom broja zavoja.

## Zasićenje u magnetskoj jezgri transformatora

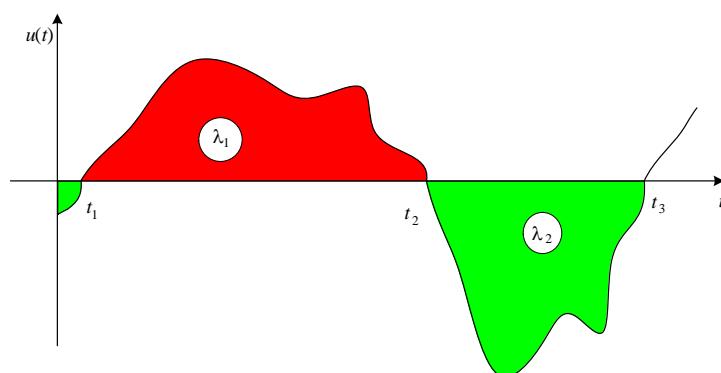
- zasićenje nastaje kada gustoća magnetskog toka u jezgri  $B(t)$  ima veću vrijednost od granične gustoće toka  $B_{\text{sat}}$
- kada jezgra dođe u zasićenje, induktivitet  $L_{\text{mp}}$  se smanji a struja magnetiziranja se poveća
- struje namotaja  $i_1(t)$  i  $i_2(t)$  ne utječu na zasićenje. Ako vrijedi  $0 = n_1 i_1 + n_2 i_2$  onda je struja magnetizacije nula i nema magnetizacije jezgre
- zasićenje je uzrokovano integralom poluperioda napona primara, odnosno iznosom volt-sekunda poluperioda napona primara.

$$u = n \frac{d\Phi}{dt} = \frac{dn\Phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (5.73)$$

Ulančani tok je otud:

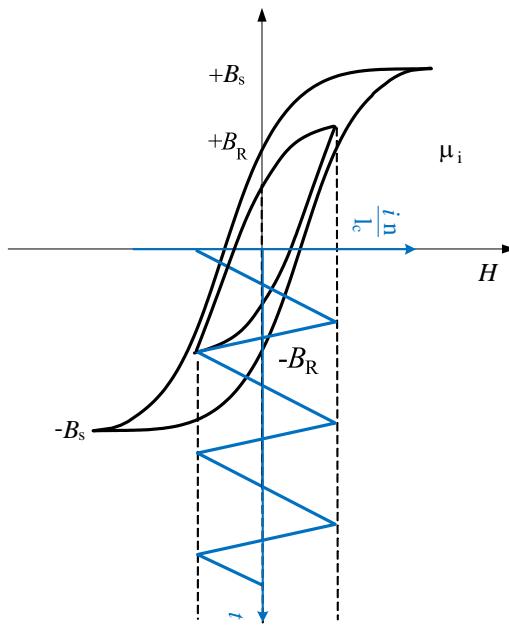
$$\lambda = \int u dt \quad (5.74)$$

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt, \quad \lambda_2 = \int_{t_2}^{t_3} u(t) dt, \quad 0 = \lambda_1 - \lambda_2 \quad (5.75)$$



Slika 5.37. Valni oblik napona primara

Napona primara može biti proizvoljnog oblika, mora biti periodičan, mora biti zadovoljen uvjet  $\lambda_1 = \lambda_2$ , odnosno srednja vrijednost napona primara u jednom sklopnom periodu mora biti jednaka nuli.



Slika 5.38. Petlja histereze transformatora. Posljedica je struje magnetiziranja.

U slučaju pravokutnog napona, faktora vođenja  $D$  i amplitude  $U$ :

$$UDT = 2n\Phi_{\max} = 2\lambda_{\max} = 2nB_{\max}S_c \quad (5.76)$$

$$n = \frac{UD}{2fB_{\max}S_c} \quad (5.77)$$

$$\frac{U}{n} = \frac{2B_{\max}S_c f}{D} \quad (5.78)$$

U slučaju pravokutnog napona primara  $D=0.5$ :

$$\frac{U}{n} = 4B_{\max}S_c f \quad (5.79)$$

Obično se definira volt zavoj ( ili zavoj po voltu ) kao ograničavajući faktor proračuna transformatora.

Veličina transformatora može se mijenjati tako da:

- povećanjem sklopne frekvencije  $f_S$  može se za isti  $B_{\max}$  smanjiti površina jezgre, odnosno uz isti  $B_{\max}$  i  $S$  potrebno je manje zavoja namotaja primara
- bolji feromagnetski materijali s većim  $B_{\max}$  također zahtijevaju manje zavoja

Struja magnetizacije na primaru  $i_{mp}$  ovisi o integralu napona primara.

$$i_{mp}(t) = \frac{1}{L_{mp}} \int u_1(t) dt \quad (5.80)$$

gustoća toka proporcionalna je struji magnetizacije:

$$B(t) = \frac{1}{n_1 S_c} \int u_1(t) dt \quad (5.81)$$

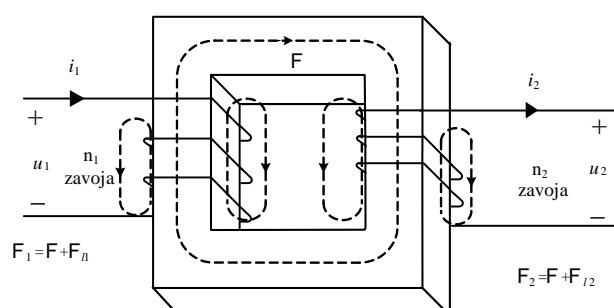
Gustoća toka raste i jezgra dostiže zasićenje kad je umnožak volt-sekunda  $\lambda_1$  prevelik:

$$\lambda_1 = \int_{t1}^{t2} u_1(t) dt \quad (5.82)$$

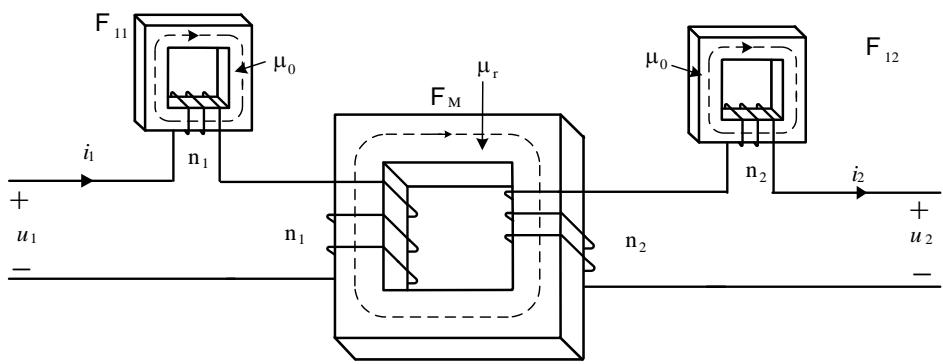
Granice integrala (5.82) odabране su tako da se vrijeme integracije poklapa s vremenom pozitivne polupериоде napona.

### Rasipni tok

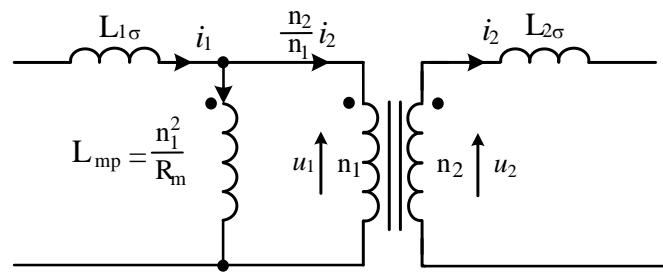
Rasipni tok transformatora jest tok primara ili sekundara koji se zatvara kroz zrak a ne kroz feromagnetsku jezgru i nasuprotni namotaj.



Slika 5.39. Rasipni tok transformatora sastoji se od rasipnog toka primara i rasipnog toka sekundara



Slika 5.40. Nadomjesni prikaz rasipnog toka transformatora



Slika 5.41. Realni model transformatora

## **5.5. JEZGRE OD VISOKOFREKVENCIJSKOG FEROMAGNETSKOG MATERIJALA**

Jezgre od visokofrekveničkog feromagnetskog materijala izvode se u različitim oblicima i veličinama. Svaka jezgra ima jednu karakterističnu veličinu po kojoj se proporcionalno izvode sve ostale veličine jezgri istog oblika. Ta karakteristična veličina nalazi se u nazivu jezgre, primjerice ETD39 jezgra ima širinu 39mm.

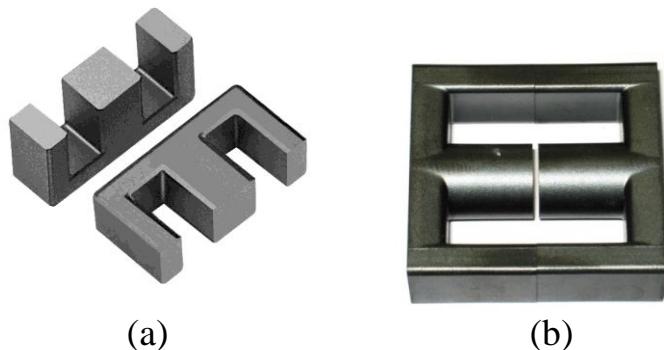
Najčešći oblici jezgri od visokofrekveničkog materijala:

- Toroid
- E jezgra
- ETD jezgra
- RM jezgra
- PM jezgra
- FL jezgra

Kod toroidne jezgre zračni procijep realizira se tako da se u feromagnetski materijal od kojeg je jezgra sastavljena unese određena količina neferomagnetskog materijala. Taj materijal jednoliko je distribuiran u feromagnetskom materijalu. Na taj način realizira se distribuirani zračni procijep.



Slika 5.42. *Toroidna jezgra s distribuiranim zračnim procijepom*



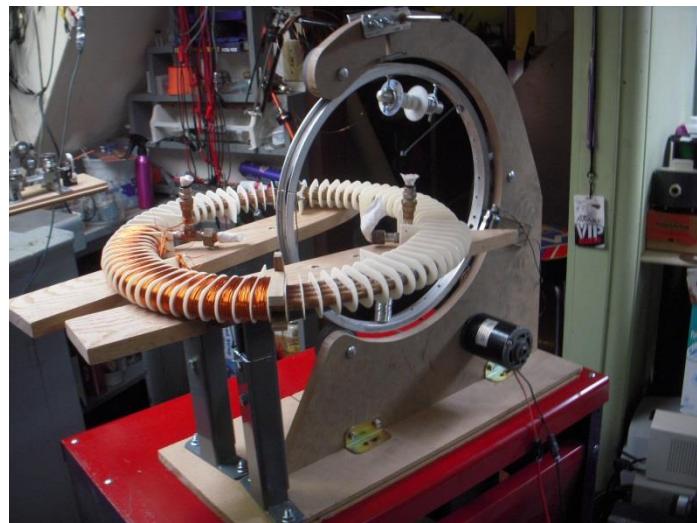
Slika 5.43. *E-jezgra bez zračnog procijepa (a) i ETD jezgra sa zračnim procijepom (b)*



Slika 5.44. *RM feritne jezgre*



Slika 5.45. *Različite izveedbe prigušnica i transformatora koje se primjenjuju u visokofrekvencijskim pretvaračima*



Slika 5.46. Uredaj za izradu namotaja na toroidnoj jezgri

## 5.6. PRORAČUN ELEKTROMAGNETSKIH KOMPONENTI

### 5.6.1. Proračun filterske prigušnice

Proračun prigušnice provodi se uz sljedeće pretpostavke:

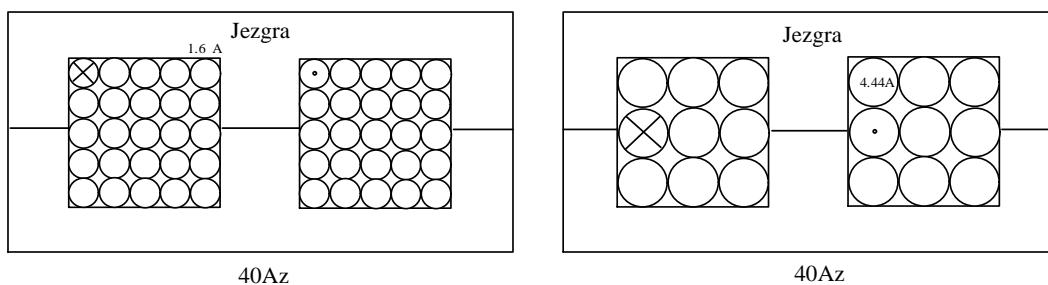
- zanemarivi gubitci feromagnetskog materijala uslijed vrtložnih struja
- petlja histereze je zanemarive širine
- magnetski tok je uniforman po presjeku jezgre
- struja je uniformna po presjeku vodiča
- magnetsko polje u zračnom procijepu je homogeno

Ulazni parametri za proračun filterske prigušnice su

- geometrija prigušnice
- maksimalna gustoća toka
- željeni induktivitet
- ukupni otpor namotaja
- konstanta geometrije jezgre  $K_g$
- faktor  $A_L$

Broj zavoja namotaja prigušnice ograničen je prozorom jezgre. Kroz prozor jezgre može se namotati određeni broj zavoja. Namotaj prigušnice može se izvesti s više zavoja tanje žice ili s manje zavoja deblje žice.

Ukoliko je žica okruglog presjeka prozor nije u cijelosti moguće ispuniti bakrom. Stoga se definira faktor ispune  $k_w$  koji predstavlja omjer površine bakra i površine prozora za motanje. Faktor ispune poprima vrijednost u granicama od 0 do 1.



Slika 5.47. Izgled namotaja prigušnice. Upotrijebljena je EE jezgra bez zračnog procijepa

## Maksimalna gustoća toka

Vršna vrijednost gustoće magnetskog toka  $B_{\max}$  određena je vršnom vrijednosti struje namotaja  $I_{\max}$ . U praksi, vrijednost gustoće toka  $B_{\max}$  odabire se tako da je oko 20% manja od gustoće toka  $B_{\text{sat}}$ .

Za magnetski krug vrijedi:

$$ni = BS_c R_g$$

Neka su  $i=I_{\max}$  i  $B=B_{\max}$  otud slijedi:

$$B_{\max} = n I_{\max} \frac{\mu_0}{l_g} \quad (5.83)$$

Ovo je uvjet br. 1.. Broj zavoja n i zračni procijep širine  $l_g$  su nepoznati.

## Induktivitet

Traži se točno određeni induktivitet L. Induktivitet magnetskog kruga određen je izrazom:

$$L = \frac{n^2}{R_g} = \frac{\mu_0 S_c n^2}{l_g} \quad (5.84)$$

Ovo je uvjet br. 2. Broj zavoja n, površina jezgre  $S_c$  i zračni procijep širine  $l_g$  su nepoznati.

## Otpor namota

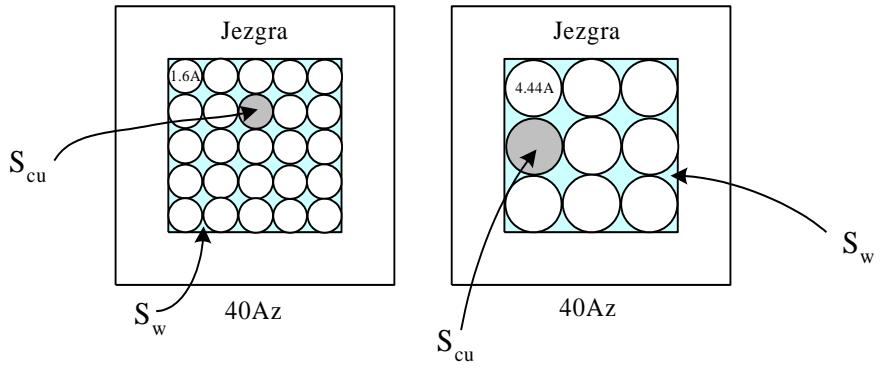
Ukupan namotaj treba prolaziti kroz prozor jezgre.

Ukupna površina bakra:  $nS_{cu}$

Površina dostupna za motanje žice je:  $k_w S_w$

Razlozi zašto je  $k_w$  manji od 1:

- žica ne ispunjava površinu prozora za motanje u cijelosti, što smanjuje  $k_w$  na iznos od 0.55 do 0.7. Koeficijent  $k_w$  ovisi i o tehnici namatanja.
- izolacija smanjuje  $k_w$  za 0.65 do 0.95, ovisno o debljini žice i vrsti izolacije
- dodatna izolacija se mora postaviti između višestrukih namotaja



Slika 5.48. Prikaz namotaja položenog kroz prozor za motanje jezgre. Zbog jednostavnosti prikaza izostavljen je vanjski dio namotaja

Tipične vrijednosti  $k_w$  faktora:

- 0.65 za niskonaponsku prigušnicu
- 0.5 za jednostavnu niskonaponsku prigušnicu
- 0.25 – 0.3 za izlazni transformator
- 0.05 – 0.2 za visokonaponski transformator.

Maksimalan broj amperzavoja magnetskog kruga prigušnice određen je prozorom za motanje namotaja i vrijedi  $i_n = k_w S_w J_n$

Treći uvjet:  $k_w S_w \geq n S_{cu}$

Otpor namota je:

$$R = \rho \frac{l_{cu}}{S_{cu}} \quad (5.85)$$

gdje je  $\rho$  specifični otpor materijala, u ovom slučaju bakra.  $l_{cu}$  je duljina žice, a  $S_{cu}$  površina presjeka žice.

Ukupna duljina žice ovisi o broju zavoja  $n$  i dana je izrazom:

$$l_{cu} = n \cdot MTL \quad (5.86)$$

gdje je  $MTL$  (*Mean Turn Length*) srednja duljina jednog zavoja žice. Ukupni otpor namotaja koji se sastoji od  $n$  zavoja bakarne žice je otud:

$$R = \rho \frac{n \cdot MTL}{S_{cu}} \quad (5.87)$$

## Konstanta geometrije jezgre Kg

Polazište za određivanje konstante  $K_g$  su četiri veličine:

1. Ukupni Amper-zavojji:

$$nI_{\max} = B_{\max} S_c R_g = B_{\max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (5.88)$$

2. Traženi induktivitet:

$$L = \frac{\mu_0 S_c n^2}{l_g} \quad (5.89)$$

3. Efektivna površina prozora za motanje zavojnice:

$$k_w S_w \geq n S_{cu} \quad (5.90)$$

4. Otpor namotaja:

$$R = \rho \frac{n \cdot MTL}{S_{cu}} \quad (5.91)$$

Ovi izrazi sadrže veličine:

$S_c, S_w, i$  MTL, koje su funkcije geometrije feromagnetske jezgre  
 $I_{\max}, B_{\max}, \mu_0, L, k_w, R$  i  $\rho$ , koji su dani kao specifične veličine kruga ili feromagnetske jezgre i  
 $n, l_g$  i  $S_{cu}$  koje su nepoznate veličine.

Eliminacijom  $n, l_g$  i  $S_{cu}$ , dobiva se uvjet za odabir jezgre:

$$\frac{S_c^2 S_w}{MTL} \geq \frac{\rho L^2 I_{\max}^2}{B_{\max}^2 R k_w} \quad (5.92)$$

Desna strana: Specifične veličine ili poznate veličine.

Ljeva strana: Veličine ovisne o geometriji jezgre (specificira ih proizvođač).

Iz kataloga proizvođača odabire se jezgra čija geometrija zadovoljava gornju jednadžbu.  
Konstanta geometrije jezgre  $K_g$  predstavlja karakterističnu veličinu jezgre i definirana je kao:

$$K_g = \frac{S_c^2 S_w}{MTL} \quad (5.93)$$

Ovaj uvjet nije dovoljno strog, pa je vrlo često potrebno provjeravati rješenje.

## Diskusija

$$K_g = \frac{S_c^2 S_w}{MTL} \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R k_w} \quad (5.94)$$

$K_g$  opisuje veličinu magnetske jezgre.

Kako specifikacije utječu na veličinu jezgre:

$B_{max} \Rightarrow$  upotreba materijala jezgre koji ima veliki  $B_{sat}$

$R \Rightarrow$  velika osjetljivost izraza na promjenu otpora namotaja.

Kako geometrija jezgre utječe na električne vrijednosti:

Veći  $K_g$  može se dobiti povećanjem

$S_c \Rightarrow$  više feromagnetskog materijala u jezgri, ili

$S_w \Rightarrow$  veći prozor za motanje.

## Faktor $A_L$

Proizvođači jezgri od feromagnetskog materijala u svom proizvodnom programu imaju u ponudi jezgre sa zračnim procijepom standardne dužine. Za specifikaciju takvih jezgri proizvođač navodi veličinu  $A_L$ .

Veličina  $A_L$  odgovara induktivitetu u nH za pripadajuću jezgru na kojoj je namotan jedan zavoj. Iako je  $A_L$  specificiran, obveza je proizvođača jezgre navesti točnu širinu zračnog procijepa.

Veličina  $A_L$  predstavlja magnetsku vodljivost magnetskog kruga i određena je sljedećim izrazom:

$$A_L = \frac{B_{max}^2 S_c^2}{LI_{max}^2} \quad (\text{nH}) \quad (5.95)$$

Pomoću  $A_L$  faktora lako se odredi induktivitet:

$$L = A_L n^2 \quad (\text{nH}) \quad (5.96)$$

## Određivanje veličine jezgre pomoću konstante $K_g$

Sljedeće električne veličine su ulazni parametri za proračun:

Otpor žice	$\rho$	( $\Omega \cdot \text{cm}$ )
Vršna vrijednost struje	$I_{\max}$	(A)
Induktivitet	L	(H)
$k_w$ faktor	$k_w$	
Otpor namotaja	R	( $\Omega$ )
Maksimalna gustoća toka	$B_{\max}$	(T)
Gustoća struje	J	( $\text{A}/\text{m}^2$ )

Jezgra od feromagnetskog materijala ima sljedeće karakteristične dimenzije:

Poprečni presjek jezgre	$S_c$	( $\text{m}^2$ )
Površina prozora jezgre	$S_w$	( $\text{m}^2$ )
Srednja dužina po zavoju	MTL	(m)

## Određivanje konstante $K_g$

Pomoću specifikacija koje daje proizvođač potrebno je odabrati jezgru čije karakteristične dimenzije zadovoljavaju sljedeću nejednakost.

$$K_g = \frac{S_c^2 S_w}{MTL} \geq \frac{\rho L^2 I_{\max}^2}{B_{\max}^2 R k_w} \left[ \text{m}^5 \right] \quad (5.97)$$

Potrebno je pronaći jezgru koja ima takve veličine  $S_c$ ,  $S_w$  i MTL da je zadovoljen gornji uvjet.

## Određivanje zračnog procijepa

Nakon što je odabrana jezgra potrebno je odrediti zračni procijep:

$$l_g = \frac{\mu_0 L^2 I_{\max}^2}{B_{\max}^2 S_c} \quad [\text{m}] \quad (5.98)$$

Proizvođači feromagnetskih jezgri isporučuju jezgre s unaprijed izrađenim zračnim procijepom. Za svaku jezgru proizvođač specificira  $A_L$  konstantu. Prethodni izraz se može modificirati tako da se koristi  $A_L$  konstanta umjesto zračnog procijepa:

$$A_L = \frac{B_{\max}^2 S_c^2}{L I_{\max}^2} \quad [\text{nH}] \quad (5.99)$$

Zračni procijep izražen je u metrima.

Određivanje broja zavoja n iz izraza za ulančani tok:

$$n = \frac{L_{\max}}{B_{\max} S_c} \quad (5.100)$$

Izbor promjera žice

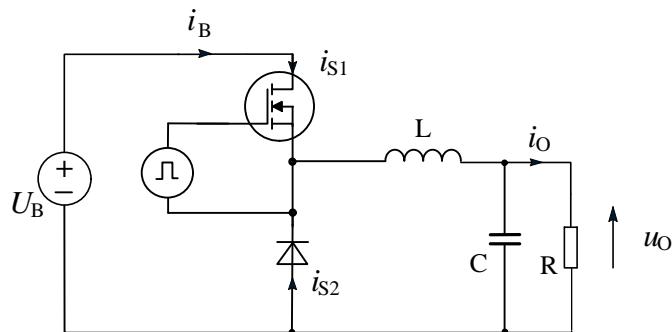
$$S_{cu} \leq \frac{k_w S_w}{n} \quad [m^2] \quad (5.101)$$

Kao provjera, može se izračunati otpor namotaja:

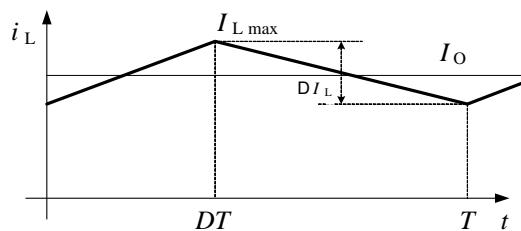
$$R = \frac{\rho \cdot n \cdot MTL}{S_{cu}} \quad [\Omega] \quad (5.102)$$

### Primjer: Proračun filtarskog induktiviteta za silazni pretvarač.

Pretvarač radi s neisprekidanom strujom prigušnice:

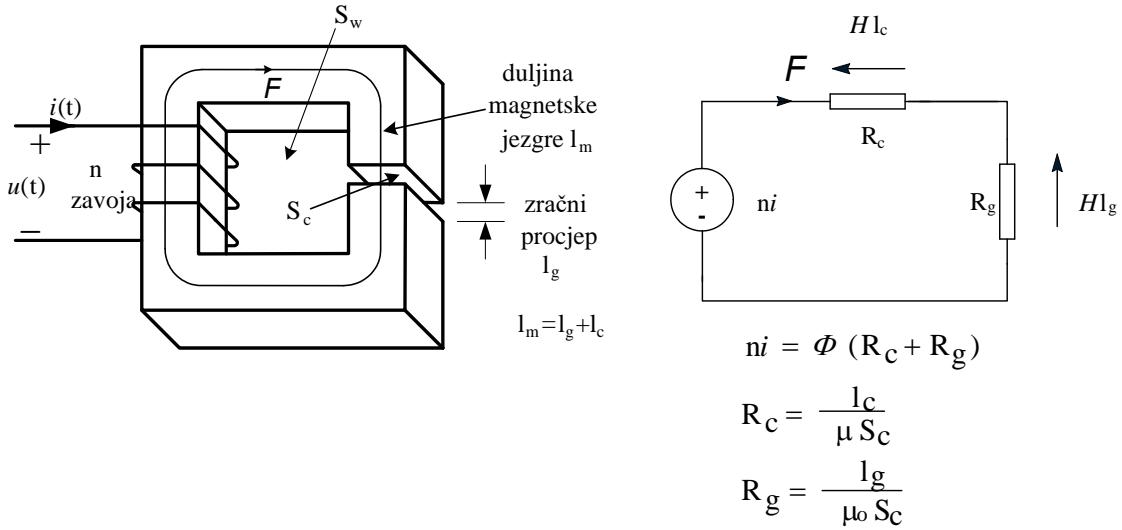


Slika 5.49. Silazni pretvarač u kontinuiranom načinu rada



Slika 5.50. Struja prigušnice silaznog pretvarača

## Geometrija prigušnice



Slika 5.51. Prigušnica s jednim namotajem i zračnim procijepom

Za  $R_g \gg R_c$ :  $ni \approx \Phi R_g$

### Ulagani parametri za proračun:

$$I_0 = 5A, U_0 = 5V$$

$$\Delta I_L = 2A$$

$$I_{L\max} = 6A$$

$$f_{sw} = 50kHz, D = 0,5$$

$$L = 25\mu H$$

$$B_{\max} = 0,2T$$

$$R < 0,008\Omega$$

$$J = 3A/mm^2$$

$$k_w = 0,65$$

$$\rho = 0,0172 \times 10^{-6} \Omega m^2/m$$

Uvrštanje ulagnih podataka u izraz (5.97) daje konstantu geometrije za traženu prigušnicu:

$$K_g = \frac{S_c^2 S_w}{MTL} \geq \frac{\rho L^2 I_{L\max}^2}{B_{\max}^2 R k_w} [m^5] = 1,86 \times 10^{-12} \quad (5.103)$$

Uvidom u podatke proizvođača odabrana je jezgra RM10 koja ima koeficijent geometrije  $K_g = 2,162 \times 10^{-12}$  i površinu poprečnog presjeka jezgre  $S_c = 90mm^2$ .

Potrebni zračni procijep je:

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{\max}^2}{B_{\max}^2 S_c} = 0,31 \text{ mm} \quad (5.104)$$

Odnosno pomoću  $A_L$  faktora:

$$A_L = \frac{B_{\max}^2 S_c^2}{L I_{\max}^2} = 134 \text{nH} \quad (5.105)$$

Broj zavoja je otud

$$n = \frac{L I_{\max}}{B_{\max} S_c} = 13,63 \quad (5.106)$$

Moguće je realizirati namotaj koji ima cijeli broj zavoja ili pola zavoja te se za prigušnicu uzima 13,5 zavoja.

Izbor promjera žice

$$S_{cu} \leq \frac{k_w S_w}{n} \quad [m^2] = 1,45 \text{mm}^2 \quad (5.107)$$

Kao provjera, može se izračunati otpor namotaja:

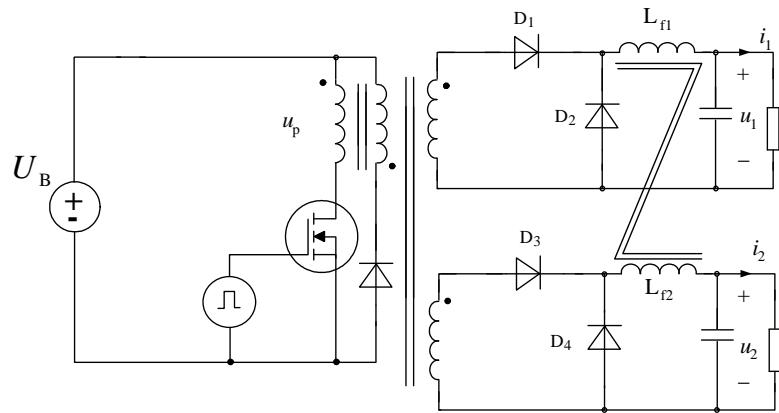
$$R = \frac{\rho \cdot n \cdot MTL}{S_{cu}} \quad [\Omega] \quad (5.108)$$

Ukoliko se izračunati otpor namotaja značajno razlikuje od polaznog potrebno je procjeniti ukupni otpor te ponoviti procedure izračuna

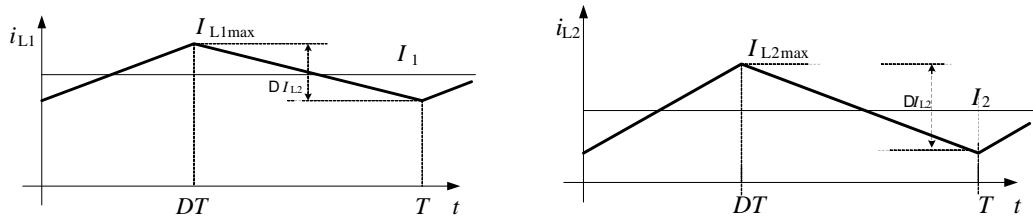
## Proračun spregnutih filtarskih prigušnica

Vrlo često se dva ili više filtarskih induktiviteta realiziraju na jednoj jezgri. Tipičan primjer je forward pretvarač s dva izlaza.

Primjer



Slika 5.52. Forward pretvarač s dva izlaza

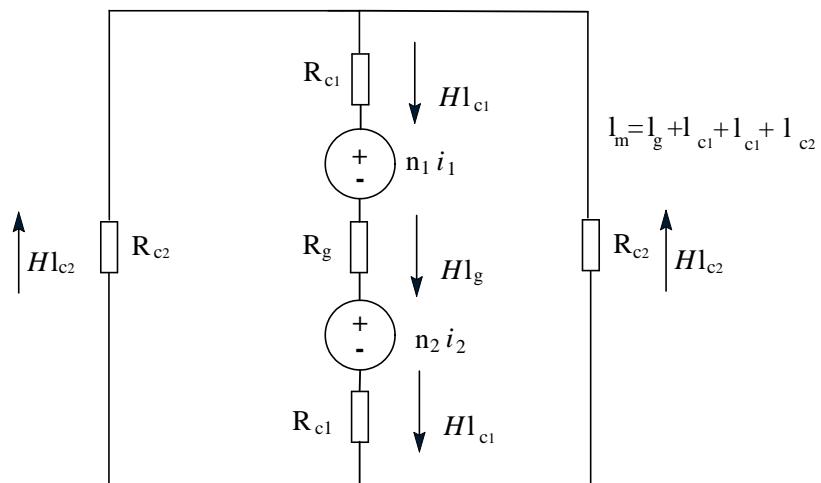
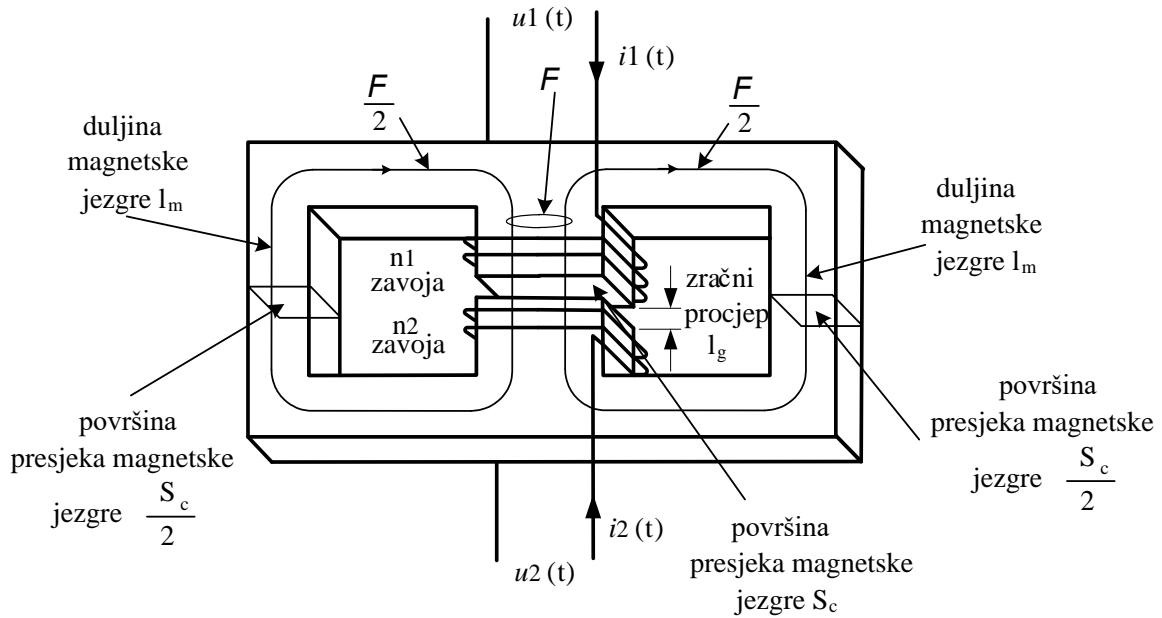


Slika 5.53. Struje filtarske prigušnice  $L_{f1}$  i  $L_{f2}$

Prigušnice  $L_{f1}$  i  $L_{f2}$  moguće je motati na jednoj jezgri:

### Spregnuti induktiviteti

- filtarska prigušnica s višestrukim namotajem
- svaka prigušnica zauzima oko 50% volumena jezgre
- svaka prigušnica doprinosi ukupnom toku s 50%
- potrebno je primjeniti zračni procijep
- gubitci jezgre i ukupni gubitci nisu obično važni
- maksimalnu gustoću toka treba odabrati tako da se izbjegne zasićenje

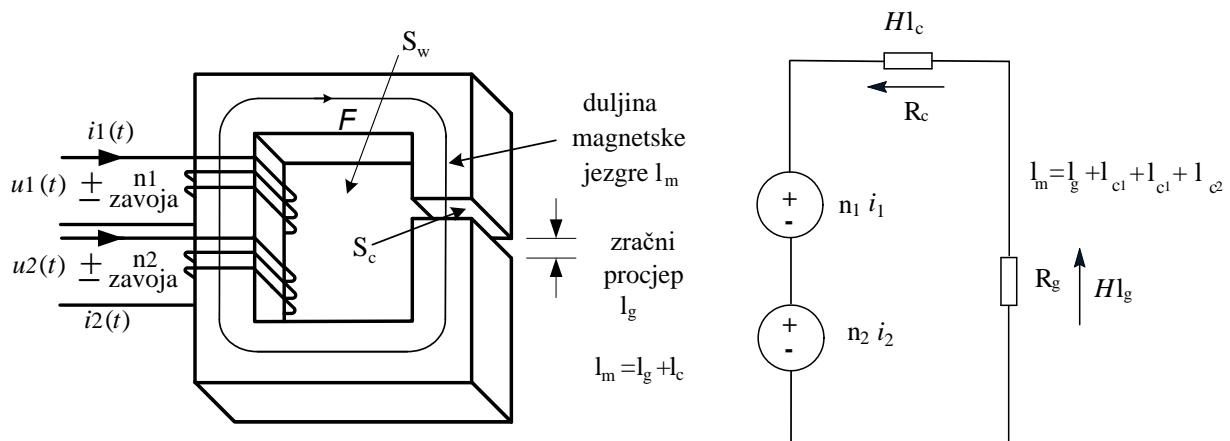


$$n_1 i_1 + n_2 i_2 = \Phi (2R_{c1} + R_g + \frac{R_{c2}}{2})$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 S_c}, \quad R_{c1} = \frac{l_{c1}}{\mu S_c}, \quad R_{c2} = \frac{l_{c2}}{\mu} \frac{2}{S_c}$$

Slika 5.54. Prigušnica s dva namotaja i zračnim procijepom. Jezgra je oblika EE.  
Fizički i nadomjesni model

Sredjivanjem, prigušnica sa slike (5.54) može se svesti na model na slici (5.55):



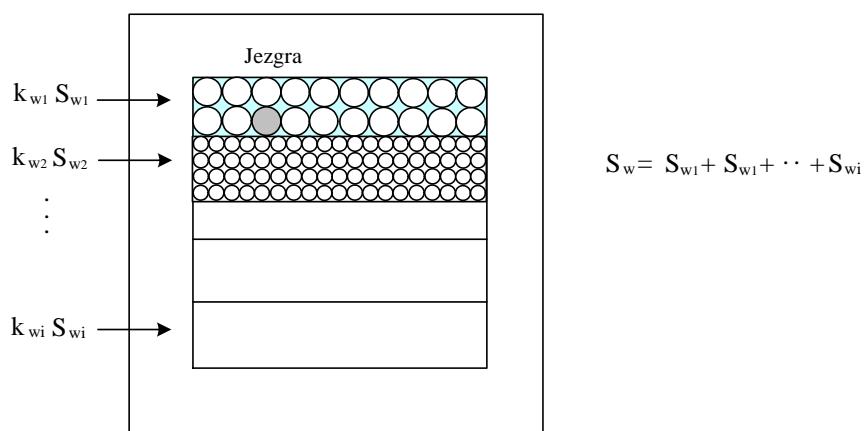
$$n_1 i_1 + n_2 i_2 = \Phi R_m$$

$$R_m = 2R_{c1} + \frac{R_{c2}}{2} + R_g$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 S_c}, \quad R_{c1} = \frac{l_{c1}}{\mu S_c}, \quad R_{c2} = \frac{l_{c2}}{\mu} \frac{2}{S_c}$$

Slika 5.55. Prigušnica s više namotaja svodi se na jednostavnu prigušnicu

Prvi korak kod dizajniranja prigušnice s više namotaja raspodjela je prozora za motanje na dijelove koji su rezervirani za pojedini namotaj:



Slika 5.56. Raspodjela prozora za motanje ako je potrebno namotati i namotaju

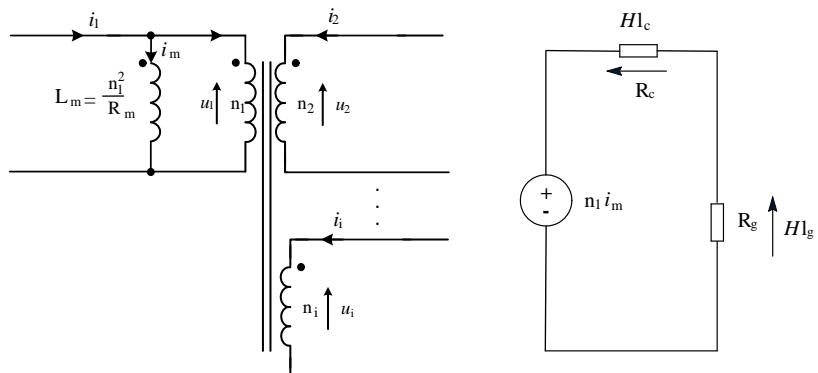
U procesu magnetiziranja jezgre sudjeluju svi namotaji. Struja svakog pojedinog namotaja takvog je smjera da se svako pojedino stvoreno polje zbraja sa svim ostalim. Stoga se može izraziti ukupna struja magnetiziranja  $i_m(t)$  kao zbroj svih struja pojedinih namotaja. Magnetizirajuća struja  $i_m(t)$  je zbroj struje zavojnice  $n_1$  i preslikanih struja preostalih namotaja pa se  $i_m(t)$  može izraziti preko struja pojedinih namotaja  $i_1(t), i_2(t), i_3(t), \dots i_i(t)$  na sljedeći način:

$$i_m(t) = i_1(t) + \frac{n_2}{n_1} i_2(t) + \frac{n_3}{n_1} i_3(t) + \dots + \frac{n_i}{n_1} i_i(t) \quad (5.109)$$

Omjer broja zavoja ovisi o omjeru induktiviteta i vrijedi:

$$\frac{L_m}{L_i} = \frac{n_1^2}{n_i^2} \quad (5.110)$$

Nadomjesni model proizvoljnog broja prigušnica motanih na jednoj jezgri primjenom transformacija (5.109) i (5.110) svodi se na jednostavnu prigušnicu prikazanu na slici 5.57..



Slika 5.57. Shema i model više prigušnica motanih na jednoj jezgri

Projektiranje prigušnice s više namotaja svodi se na projektiranje prigušnice s jednim namotajem, s tom razlikom da se kao ulazni parameter koristi vršna vrijednost ukupne struje magnetiziranja  $I_{m\max}$  i ukupni gubitci u bakru  $P_{cu}$ . Ukupni gubitci u bakru namotaja su:

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot MTL \cdot L_m^2 I_{rms}^2 I_{m\max}^2}{B_{max}^2 S_c^2 k_w} \quad (5.111)$$

Uvrštavanjem izraza (5.111) u izraz (5.103) dobiva se faktor  $K_g$ :

$$K_g = \frac{S_c^2 S_w}{MTL} \geq \frac{\rho L_m^2 I_{rms}^2 I_{m\max}^2}{B_{max}^2 P_{cu} k_{w1}} \quad (5.112)$$

Iz modela sa slike 5.57 uz uvjet da je  $R_g >> R_c$  lako se određuje zračni procijep:

$$I_g = \frac{\mu_0 L_m^2 I_{m\max}^2}{B_{max}^2 S_c} \quad (5.113)$$

Broja zavoja induktiviteta  $L_1$  može se odrediti iz izraza za ulančani tok:

$$n_1 = \frac{L_m I_{m\max}}{B_{max} S_c} \quad (5.114)$$

Magnetizirajući induktivite  $L_m$  jednak je induktivitetu  $L_1$  pa vrijedi:

$$L_m = L_1 = \frac{n_1^2}{R_m} \quad (5.115)$$

Ostali zavoji mogu se odrediti iz izraza (5.116)

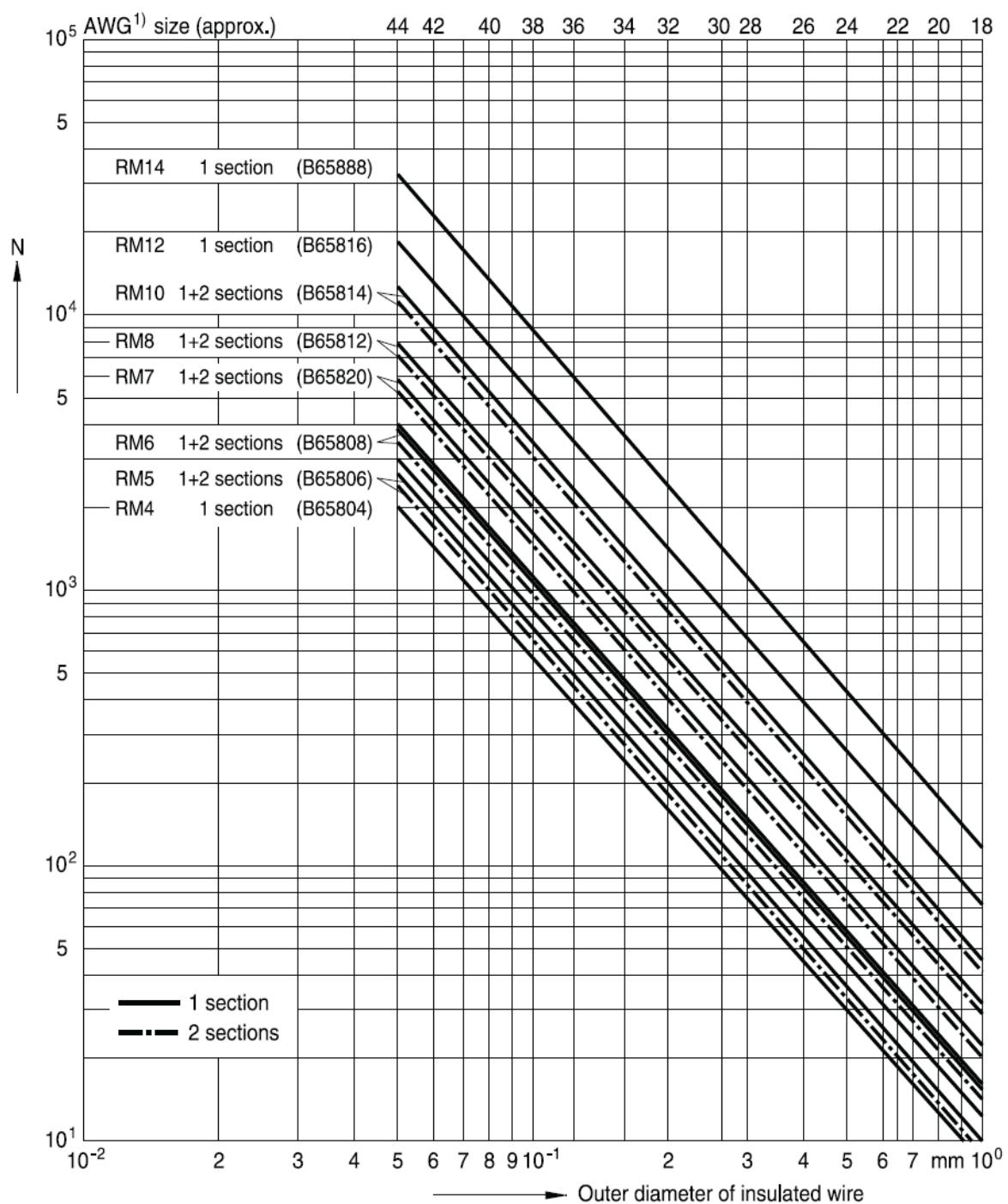
$$\begin{aligned} n_2 &= \sqrt{\left(\frac{L_2}{L_1}\right)} n_1 \\ n_3 &= \sqrt{\left(\frac{L_3}{L_1}\right)} n_1 \\ &\vdots \\ n_i &= \sqrt{\left(\frac{L_i}{L_1}\right)} n_1 \end{aligned} \quad (5.116)$$

Površina prozora za motanje svakog pojedinog namotaja ovisi o efektivnoj struji svakog namotaja:

$$\begin{aligned} S_{w1} &= \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{rms}} S_w \\ S_{w2} &= \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{rms}} S_w \\ &\cdot \\ &\cdot \\ S_{wi} &= \frac{n_i I_i}{n_1 I_{rms}} S_w \end{aligned} \tag{5.117}$$

## RM cores

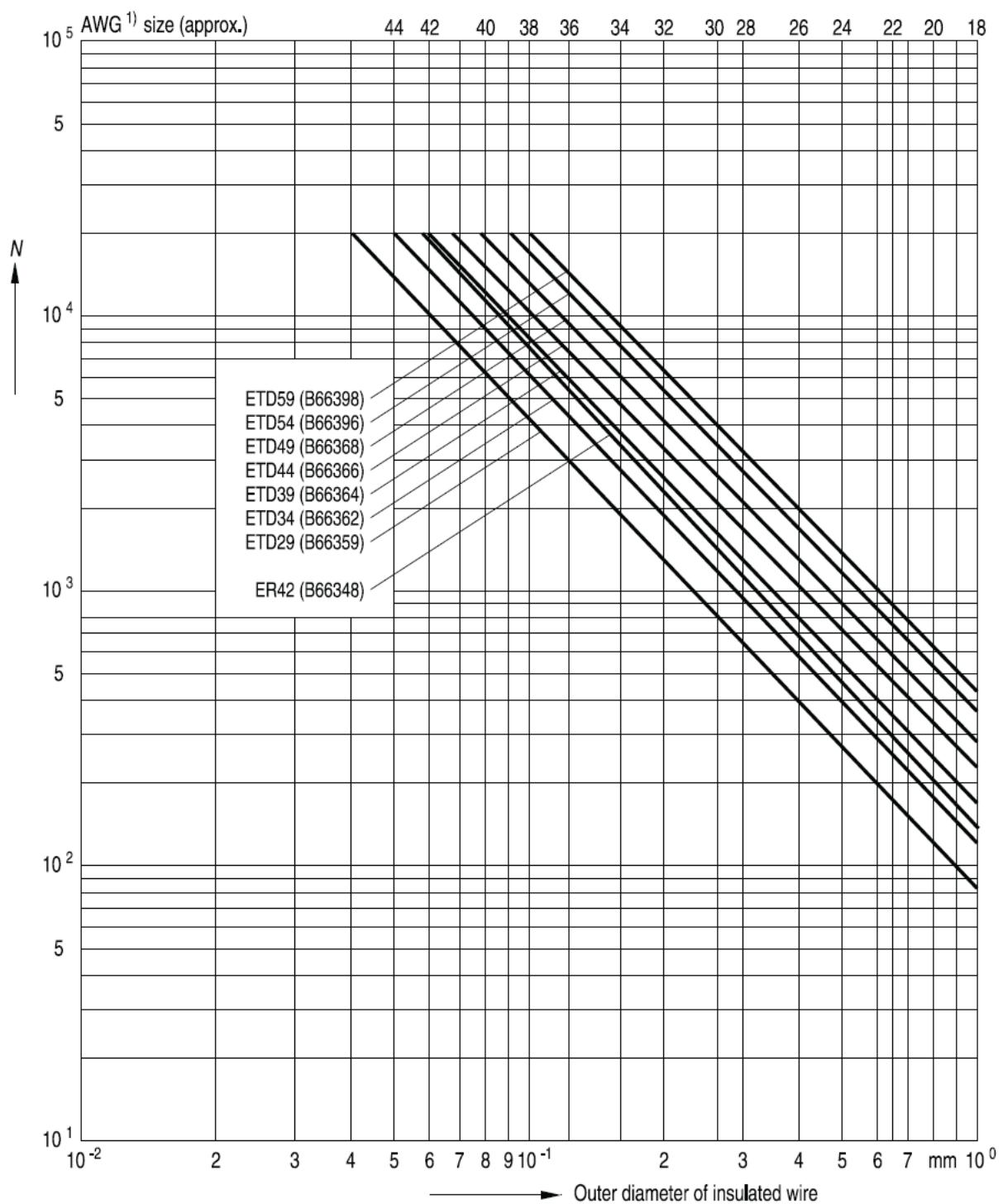
Maximum number of turns N for coil formers



Slika 5.58. Nomogram za određivanje broja zavoja na feromagnetskoj jezgri oblika RM u ovisnosti o promjeru žice

## ETD and ER cores

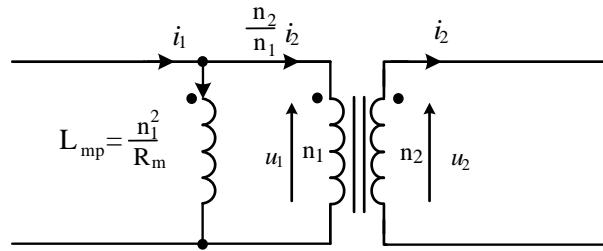
Maximum number of turns N for coil formers



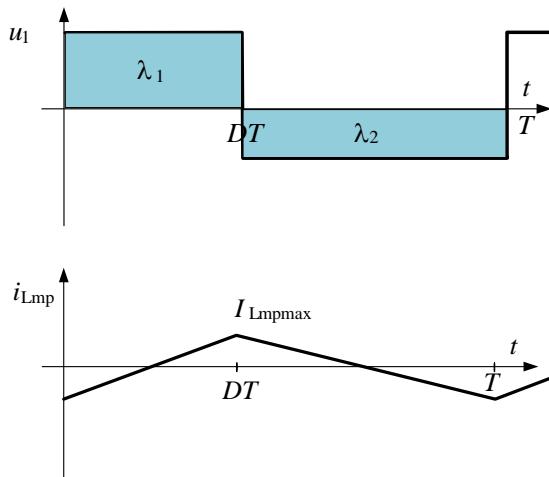
Slika 5.59. Nomogram za određivanje broja zavoja na feromagnetskoj obliku ETD jezgri u ovisnosti o promjeru žice

### 5.6.2. Proračun transformatora

Za izračun parametara transformatora koristi se pojednostavljeni nadomjesni model koji se sastoji od idealnog transformatora i magnetizirajućeg induktiviteta. Ovaj model je dovoljno točan i dovoljno jednostavan u primjeni.



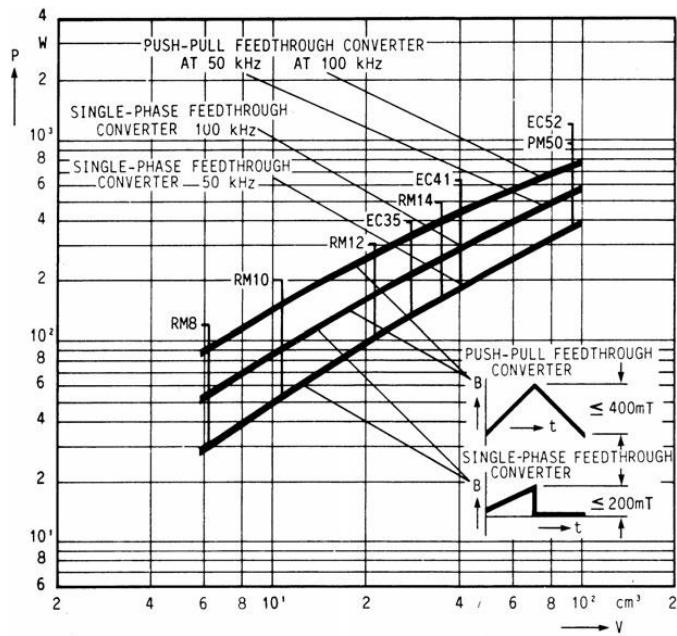
Slika 5.60. Pojednostavljeni model transformatora



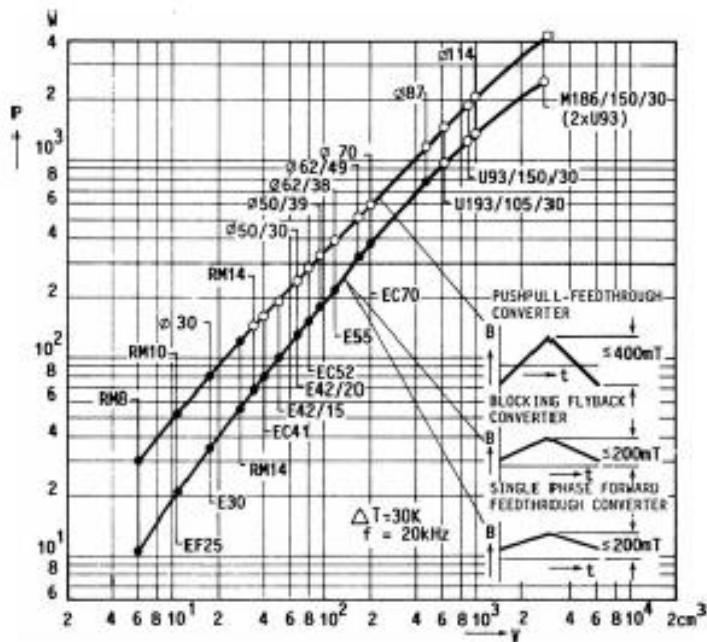
Slika 5.61. Napon i struja primara transformatora u praznom hodu

### Standardni transformator

- gubitci jezgre, sklopni gubitci, ukupni gubitci su polazište proračuna
- nema zračnog procijepa
- gustoća toka odabire se tako da su gubitci jezgre mali
- mora se koristiti visoko frekvencijski materijal (ferit)



Slika 5.62. Nomogram za određivanje veličine jezgre transformatora u ovisnosti o snazi, promjeni magnetskog toka i sklopnoj frekvenciji. Nomogram je namjenjen za RM jezgre



Slika 5.63. Nomogram za određivanje veličine jezgre transformatora u ovisnosti o snazi, promjeni magnetskog toka i sklopnoj frekvenciji. Nomogram je namjenjen za E, EE, EC i toroidne jezgre

Na temelju nomograma koji je izradio proizvođač lako se može odrediti veličina jezgre.

Maksimalna gustoća magnetskog toka  $B_{\max}(t)$  povezana je sa naponom namotaja po Faradayevom zakonu. Potrebno je odrediti volt-sekunde na primarnom namotaju tijekom pozitivne periode  $u_1(t)$  kao  $\lambda_1$ :

$$\lambda_1 = \int_{t1}^{t2} u_1(t) dt \quad (5.118)$$

Ovo utječe na promjenu toka iz negativne vršne vrijednosti u pozitivnu.

Prema Faradayevom zakonu, vršna vrijednost izmjenične komponente gustoće toka je:

$$B_{\max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 S_c} \quad (5.119)$$

Iz toga slijedi broj zavoja primara:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{\max} S_c} \quad (5.120)$$

Broj zavoja sekundara dobiva se iz traženog prijenosnog omjera  $N$  i broja zavoja primara

$$n_2 = \frac{n_1}{N} \quad (5.121)$$

Polovica prozora za motanje pripada primaru a polovica sekundaru. Kako je poznat faktor ispune, presjek žice kojom se mota namotaj primara odnosno sekundara, lako se određuje iz izraza (5.122).

$$S_{cu} = k_w \frac{S_w}{2n_1} \quad (5.122)$$

Provjerom se može utvrditi je li otpor namotaja u željenim granicama. Otpor primara je stoga:

$$R = \rho \frac{n_1 (MTL)}{S_{cu}} \quad (5.123)$$

Gubitci u jezgri dani su izrazom:

$$P_{fe} = k_{fe} B_{\max}^{\beta} S_c l_m \quad (5.124)$$

Tipične vrijednosti  $\beta$  za feritne materijale su 2,6 ili 2,7.



Slika 5.64. Izvedba visokofrekvencijskog transformatora

Literatura:

1. Robert W. Erickson, Dragan Maksimović, *Fundamentals of power electronics*, Kluwer academic Publishers, 2001
2. Kassakian J.G., Schlecht M.F., Verghese G.C., *Osnove energetske elektronike I dio*, Graphis Zagreb, 2000
3. Daniel W. Hart, *Power electronics*, McGraw-Hill, New York 2011
4. Barry W Williams, *Principles and Elements of Power Electronics*, Published by Barry W Williams, 2006