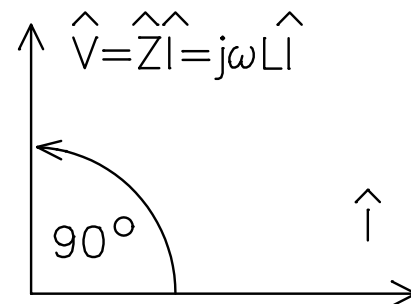
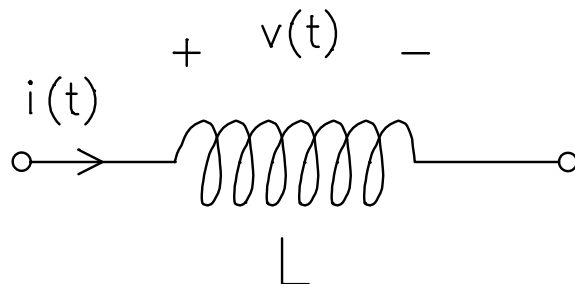

Elektronske komponente in senzorji

Tuljave

Tuljave

- Pasivni element v električnih vezjih, ki se upira (**dušilke**) hitrim spremembam toka, ki teče skozi tuljavo.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$



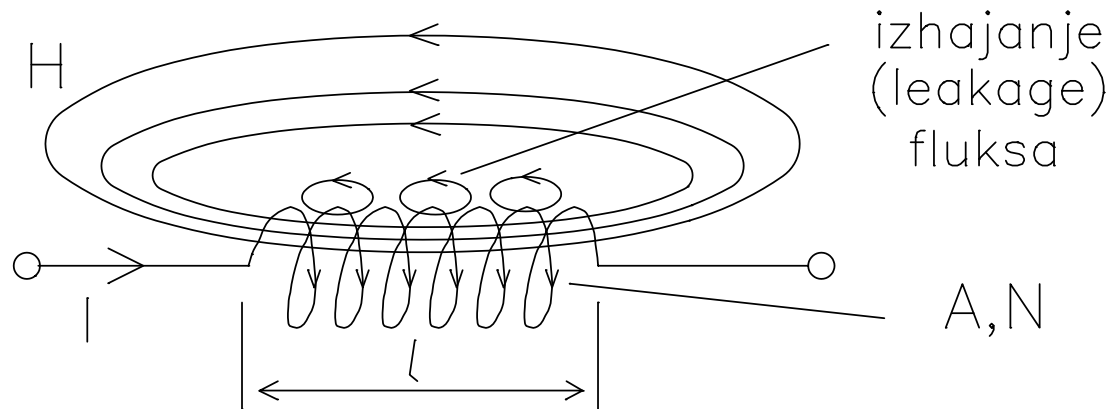
- L induktivnost tuljave
- Osnovna enota Henry [$1\text{H} = 1\text{Vs/A}$] → v praksi manjše vrednosti (mH, μH , nH)

Komponente, sestavi in senzorji

Zračne tuljave

Induktivnost zračnih tuljav

- Induktivnost tuljave je definirana kot razmerje med vzbujenim magnetnim sklepom ψ in vzbujevalnim tokom danega navitja I



$$L = \frac{\psi}{I}$$

- Pri popolnem magnetnem sklepu, kjer ni izhajanja magnetnega pretoka (fluksa) φ , je magnetni sklep navitja z N ovoji podan z izrazom

$$\psi = N\varphi$$

Magnetni pretok Φ

- Izračunamo ga po analogiji Ohmovega zakona za magnetiko iz:
 - magnetne napetosti θ_m in
 - magnetne upornosti (**reluktance**) R_m

$$\varphi = \frac{\Theta_m}{R_m}$$

$$\theta_m = \int \vec{H} d\vec{l} = NI$$

$$R_m = \sum_i \frac{l_i}{\mu_i A_i} \cong \frac{l}{\mu_0 A}$$

Induktivnost zračnih tuljav

- Pri določitvi magnetne napetosti θ_m zanemarimo izhajanje (ang. leakage) magnetne poljske jakosti H .
- Pri poenostavljeni določitvi reluktance R_m :
 - upoštevamo zrak ($\mu_r = 1$)
 - zanemarimo prispevke zunaj tuljave.
- Magnetne lastnosti materiala podaja permeabilnost $\mu = \mu_0 \mu_r$
 - μ_0 permeabilnost vakuumu ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$)
 - μ_r relativna permeabilnost materiala (zrak: $\mu_r = 1$)

Induktivnost zračnih tuljav

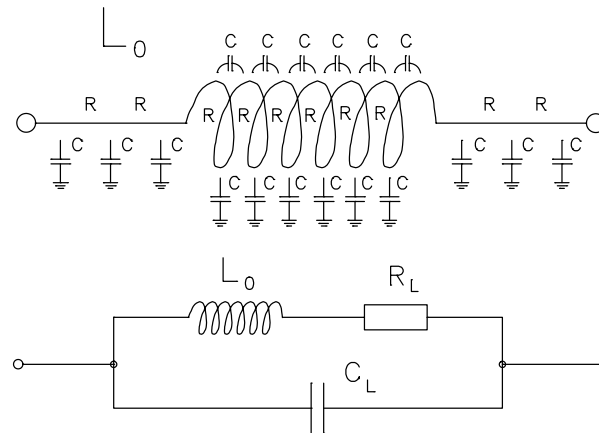
$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{N \cdot \Theta_m}{I \cdot R_m} = \frac{N^2 \cdot I}{I \cdot \frac{l}{\mu_0 A}} = \mu_0 \frac{N^2 A}{l}$$

$$L = \mu_0 \frac{N^2 A}{l}$$

- Zaradi privzetih predpostavk in poenostavitev induktivnost L je **precej približno** opisuje RESNIČNE lastnosti tuljave.

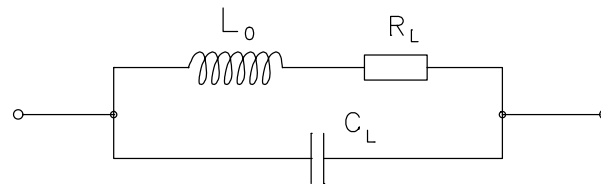
Resnične zračne tuljave

- Poleg induktivnosti L_0 ima še parazitne, po strukturi **porazdeljene** upornosti in kapacitivnosti.
- Porazdeljene parazitne komponente niso primerne za obravnavo in jih zato **koncentriramo** v efektivne vrednosti:
 - efektivna parazitna upornost tuljave R_L in
 - efektivna parazitna kapacitivnost tuljave C_L .

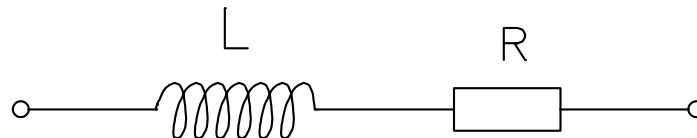


Resnične zračne tuljave

- Parazitna upornost tuljave R_L :
ohmskih upornostih navitja, dovodnih žic ...
- Parazitna kapacitivnost tuljave C_L :
kapacitivnost med sosednjimi ovoji navitja, med ovoji navitja in maso, med dovodnimi žicami ...
- Splošno nadomestno vezje resnične tuljave izhaja iz koncentriranih elementov L_0 , R_L , C_L

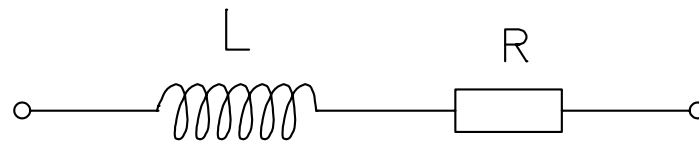


- V praksi je vpliv parazitnih kapacitivnosti zanemarljiv:

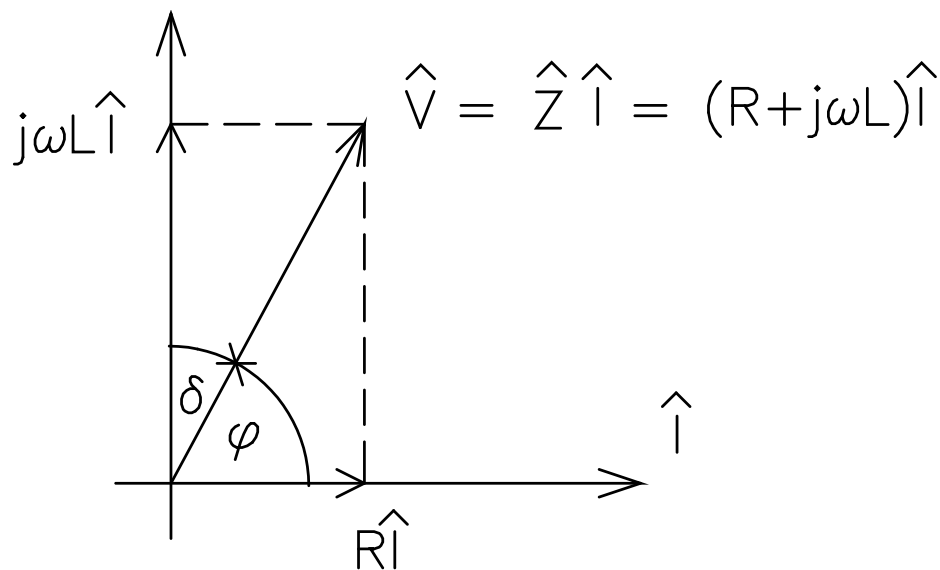


Impedanca resnične tuljave

- Zaradi upornosti tuljave R fazni kot φ ni več enak $\pi/2$ kot pri idealni tuljavi, ampak zmanjšan za nek kot δ .
- Kot δ opisuje odstopanje RESNIČNE tuljave od idealne, podaja izgube oz. segrevanje tuljave in ga zato imenujemo tudi **izgubni kot** δ .



$$Z = R + j\omega L$$

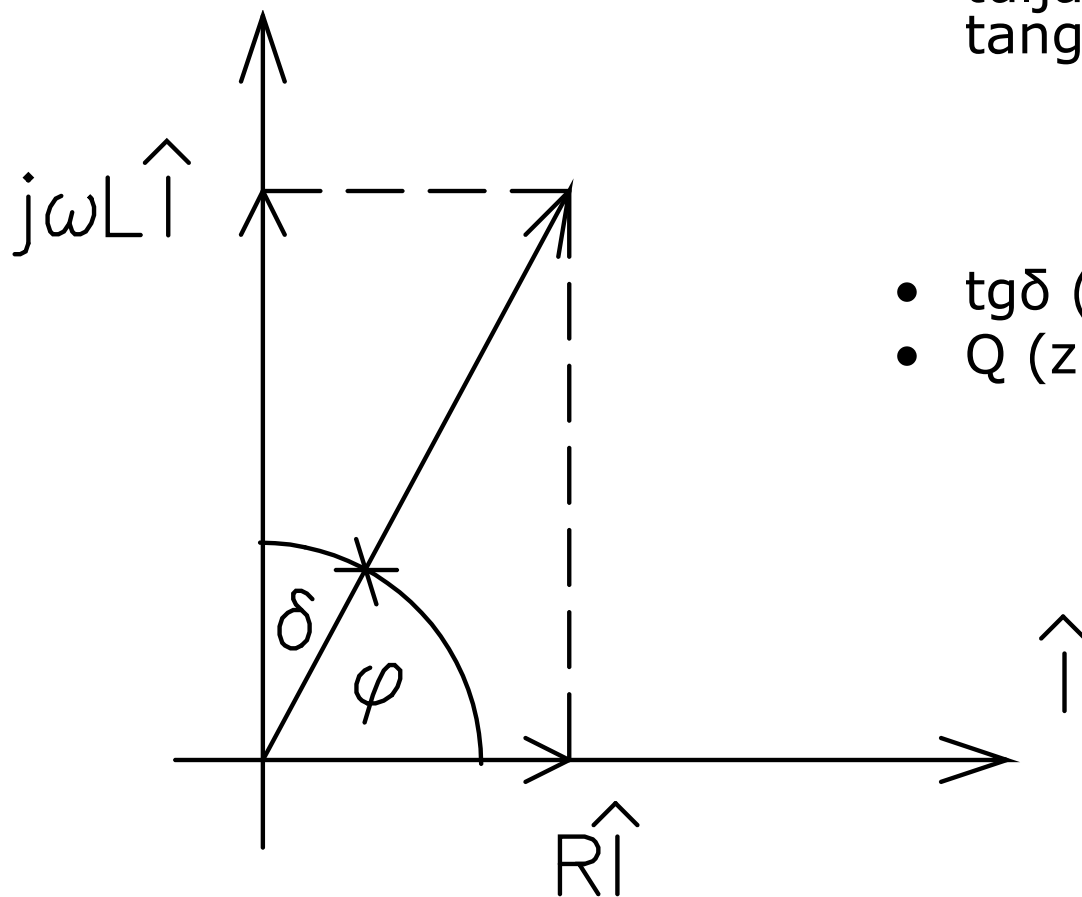


Izgubni faktor resnične tuljave $\text{tg}(\delta)$

- Izgubni faktor tuljave, ki je v recipročni zvezi s kvaliteto tuljave Q , je definiran kot tangens izgubnega kota:

$$\text{tg}\delta = 1/Q$$

- $\text{tg}\delta$ (zračne) $\approx 10^{-2}$
- Q (zračne) ≈ 100



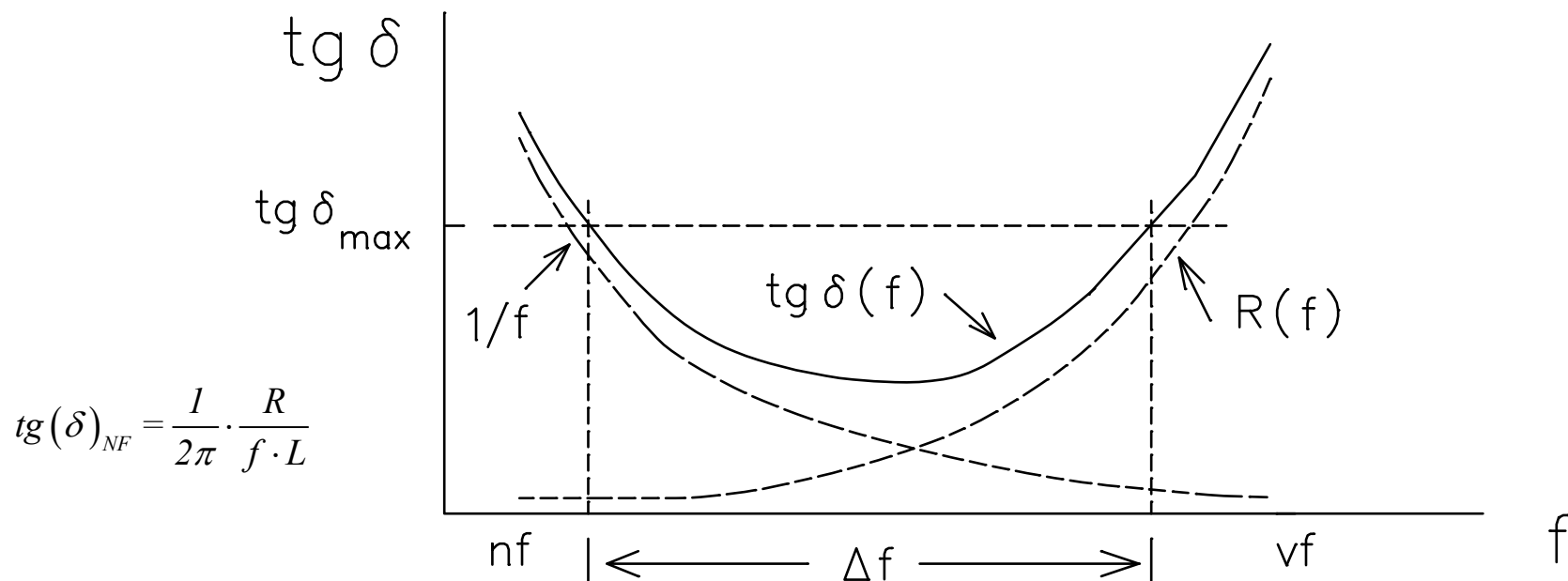
Frekvenčna odvisnost izgub tuljave

- Za dobro tuljavo (visok $Q \rightarrow$ nizek $\tan \delta$) morajo biti efektivne ohmske izgube oz. efektivna ohmska upornost $\rightarrow$ čim manjša

$$\tan(\delta) = \frac{\operatorname{Re}(\hat{Z})}{\operatorname{Im}(\hat{Z})} = \frac{R}{\omega \cdot L} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{R}{f \cdot L}$$

Frekvenčna odvisnost izgub tuljave

- **NF:** parametri L , R se še neodvisni od f ($\operatorname{tg} \delta \propto 1/f$)
- **VF:** L , R nista več konstantna:
 - naglo narašča efektivna ohmska upornost tuljave $R \rightarrow$ naraščanje izgub tuljave pri VF
- Vsaka tuljava ima optimalno frekvenčno področje delovanja – določamo ga s projektiranjem (geometrije tuljave, premer žice)



Efektivna upornost tuljave

- Efektivna ohmska upornost tuljave:
 - ohmska upornost navitja R_{Ω}
 - kožni efekt (ang. skin effect) R_S ,
 - efekt bližine (ang. proximity effect) R_P ,
 - dielektrične izgube R_D
 - magnetne izgube R_M
- Efektivna upornost tuljave je vsota izgubnih prispevkov

$$R = R_{\Omega} + R_S + R_P + R_D + R_M$$

Ohmska upornost navitja

- Ohmska upornost navitja za homogeno področje enostavne geometrije

$$R_{\Omega} = \rho \frac{l}{A}$$

- ρ specifična upornost materiala žice ($\rho_{\text{Cu}} = 1.72 \mu\Omega/\text{cm}$ @ $T = 25^{\circ}\text{C}$),
- l dolžina žice in
- A presek žice.

Ohmska upornost navitja

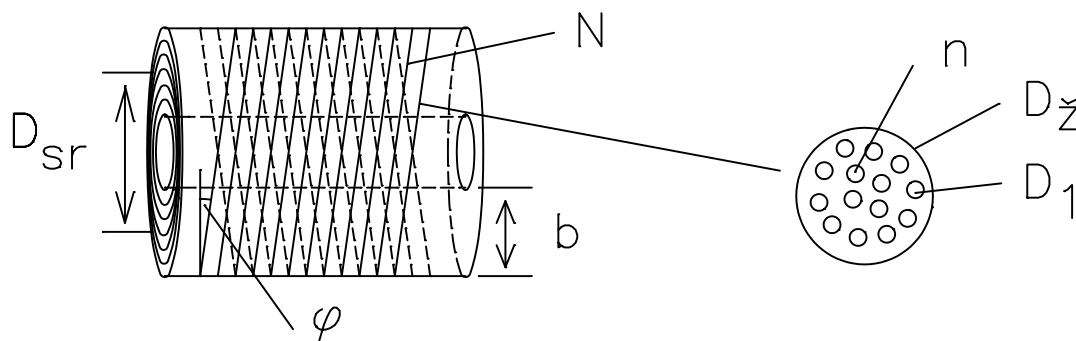
Izrazi za oceno upornosti navitja:

- Vstavimo specifično upornost $\text{Cu}@ (T=25^{\circ}\text{C})$ v primeru materiala x ali druge temperature izraz korigiramo z razmerjem upornosti ρ_x/ρ_{Cu}
- Dolžino žice ocenimo s pomočjo srednjega premera ($l = \pi * D_{\text{sr}} * N$)
- Če je navitje navito pod kotom φ , se dolžina (l) poveča za faktor $1/\cos(\varphi)$

$$R_{\Omega} = \rho \frac{l}{A}$$

Ohmska upornost pletenice z n vlakni

- Pletenica z n vlakni preseka D_1 namesto zunanjega preseka pletenice $\pi \cdot D_{\text{ž}}^2 / 4$ vzamemo efektivni presek $n \cdot \pi \cdot D_1^2 / 4$
- V pletenici so vlakna zavita $\rightarrow$ / se poveča
Efekt je tem večji, čim večje je število vlaken n .
- Faktor $a \rightarrow$ prirastek dolžine žice zaradi navijanja vlaken v pletenici



n	3	9	28
a	1.02	1.04	1.06

$$R_{\Omega} = 0.68 \cdot \frac{D_{sr} \cdot N}{D_1^2} \cdot \frac{a}{n} \cdot \frac{l}{\cos \varphi}$$

Kožni efekt

- Pri VF tok teče predvsem v površinskem sloju prevodnika, notranji deli vodnika kažejo visoko upornost in zato ne sodelujejo pri prevajanju → efektivni presek prevodnika se zmanjša → upornost naraste → VF vodniki so vedno PLETENI (pletenica).
- Kožni efekt raste:
 - s frekvenco f in
 - s premerom posameznega vlakna D_1

Kožni efekt

Uvedemo faktor z ($R[\mu\Omega]$; $D_1[\text{mm}]$; $f[\text{kHz}]$)

$$z = 0.335 \cdot D_1 \cdot \sqrt{f}$$

Prirastek upornosti zaradi kožnega efekta R_S :

$$R_S = F(z) \cdot R_\Omega$$

z	F
0	0
2.2	0.1
5.0	1.0
16	5.0
90	30

Kožni efekt

$D_1 = 1 \text{ mm}$. Pri kateri frekvenci bo zaradi kožnega efekta upornost navitja narasla za 10% ?

Prirastek upornosti za 10% $\rightarrow F = 0.1$

$$z = 2.2 = 0.335 \cdot D_1 \cdot \sqrt{f}$$

z	F
0	0
2.2	0.1
5.0	1.0
16	5.0
90	30

$$f_{+10\%} = \left(\frac{2.2}{0.335 \cdot D_1} \right)^2 = 43 \text{ kHz}$$

10X tanjša žica
 $\rightarrow$ povišanje
upornosti za
10% nastopilo
pri 100X višji
frekvenci.

Efekt bližine (ang. Proximity effect)

- Podaja naraščanje upornosti tuljave zaradi vpliva oz. motenja toka v nekem ovoju navitja zaradi magnetnih polj sosednjih ovojev.
- Navoji nekega navitja so v medsebojni interakciji:
 - Magnetno polje ovoja moti s silo magnetnega polja $\mathbf{F}$ na gibajoč se električni naboj ($\mathbf{q}$) tok v sosednjih ovojih.
- Oviranje električnega toka predstavlja dodatno povečanje upornosti navitja in s tem dodatne izgube tuljave → povečanje ohmske upornosti R_p .

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B})$$

Efekt bližine (ang. Proximity effect)

- Efekt raste:
 - s frekvenco in
 - z zmanjševanjem premera žice D_z
(majhen $D_z \rightarrow$ ovoji bolj skupaj) in
- za opis pojava vpeljemo z enako kot prej:
($R[\mu\Omega]$; $D_1[\text{mm}]$; $f[\text{kHz}]$)

$$z = 0.335 \cdot D_1 \cdot \sqrt{f}$$

Efekt bližine (ang. Proximity effect)

Povečanje upornosti R_p :

- $G(z) \rightarrow$ podaja izgube zaradi efekta bližine
- $k \rightarrow$ geometrijski faktor, odvisen od razmerja l/D (dolžina/premer tuljave)

$$z = 0.335 \cdot D_l \cdot \sqrt{f}$$

$$R_P = \left(k \cdot N \cdot \frac{D_z}{D} \right)^2 \cdot G(z) \cdot R_\Omega$$

I/D	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
k	20	12	8	6	4	3

z	G
0	0
2.2	0.22
5.0	0.75
16	2.7
90	16

Dielektrične izgube

- V resnični tuljavi so dielektrični materiali (tuljavnik, izolacija žice itd.) z danimi dielektričnimi lastnostmi (ϵ_r , $\text{tg}\delta$ itd.).
- Zato se pojavijo (pri VF) dielektrične izgube oz. segrevanje tuljave (R_D) zaradi izgub v dielektričnih materialih

$$R_D = 2,5 \cdot 10^{-4} \cdot \text{tg}\delta \cdot C \cdot L^2 \cdot f^3$$

R_D [Ω]

- $\text{tg}\delta \rightarrow$ izgubni faktor dielektrika
- $C \rightarrow$ parazitna kapacitivnost tuljave [pF]
- $L \rightarrow$ induktivnost tuljave [μH]
- $f \rightarrow$ frekvenca [MHz]

Magnetne izgube

Čim so v tuljavi magnetno aktivni materiali, se pojavijo (pri VF) izgube oz. segrevanje v teh materialih.

- Prispevki k magnetnim izgubam tuljave R_M :
 - histerezne,
 - remanentne in
 - vrtilne izgube.
- Za opis teh izgub vpeljemo ustrezne efektivne upornosti, ki podajajo ustrezne izgube oz. segrevanje tuljave

$$R_M = R_H + R_R + R_V$$

Histerezne izgube

- Segrevanje zaradi rotacije magnetnih dipolov, ki sledijo izmeničnemu magnetnemu polju.
- Odvisne od histerezne zanke materiala.

$$R_H[\Omega] = h \cdot L \cdot H_{\max} \cdot f$$

- $h \rightarrow$ koeficient histereznih izgub, odvisen od magnetnega materiala ($h \approx 1 \dots 100 \cdot 10^{-3} \text{ cm/A}$)
- $L[H] \rightarrow$ induktivnost tuljave
- $H[\text{A/cm}] \rightarrow$ amplituda magnetne poljske jakosti
- $f[\text{kHz}] \rightarrow$ frekvenca.

Remanentne izgube

- Izgube zaradi zaostajanja (fazni premik) pri $VF \rightarrow$ magnetni dipoli ne morejo več slediti hitrih sprememb magnetnega polja.

$$R_R[\Omega] = r \cdot L \cdot f$$

- $r \rightarrow$ koeficient remanentnih izgub, odvisen od magnetnega materiala ($r \approx 1 \dots 10^{-3}$),
- $L[H] \rightarrow$ induktivnost tuljave
- $f[kHz] \rightarrow$ frekvenca.

Vrtinčne izgube

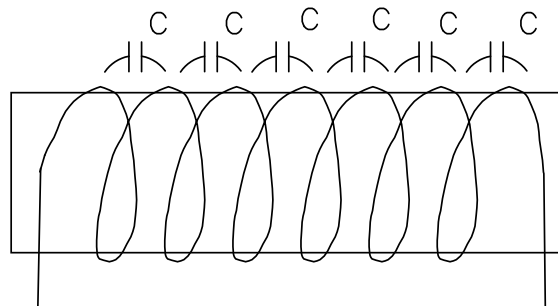
Zaradi spremenljivega toka in s tem magnetnega polja se dodatno inducirajo vrtnični tokovi (ang. eddy currents) → dodatne izgube (segrevanje) tuljave.

$$R_V[\Omega] = v \cdot L \cdot f^2$$

- $v \rightarrow$ koeficient vrtničnih izgub, odvisen od materiala ($v \approx 10^{-2} \dots 1$ msec),
- $L[H] \rightarrow$ induktivnost tuljave
- $f[kHz] \rightarrow$ frekvenca

Parazitna kapacitivnost tuljave

- Pri tuljavah imamo med sosednjimi ovoji (ločeni z izolacijo) potencialne razlike.
- Tuljavnik in izolacija žice → dielektrik
- V dielektriku se vzpostavi električno polje → pride do dielektrične polarizacije materiala → parazitne kapacitivnosti



Parazitna kapacitivnost tuljave

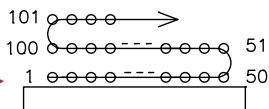
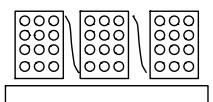
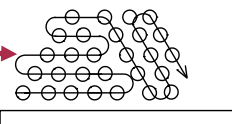
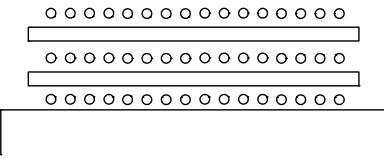
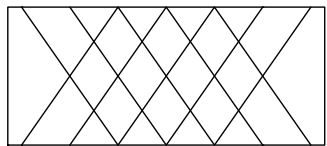
- Porazdeljene parazitne kapacitivnosti koncentriramo v efektivno parazitno kapacitivnost tuljave C_L .
- C_L je odvisna od:
 - geometrijskih razmer tuljavne strukture
 - prisotnih dielektričnih materialov.

$$C_L = \frac{\pi \cdot D \cdot (1 + 0.08 \cdot \varepsilon_r)}{8.3 \cdot \log \left(\frac{p}{D_z} + \sqrt{\left(\frac{p}{D_z} \right)^2 - 1} \right)}$$

- C_L [pF];
- premer tuljave D [cm],
- dielektričnost ε_r ,
- premer žice D_z [cm]
- korak ovoja p

**Večslojne tuljave →
z meritvijo**

Zmanjševanje parazitnih kapacitivnosti

- **izbira dielektričnih materialov:**
dielektrični materiali (tuljavniki, izolacija žic - lak, svila) → nizek ϵ_r , $\tan \delta$!
- **Antikapacitivna navijanja tuljave:**
zmanjšujejo električna polja v strukturi
 - Običajno navijanje → 
→ visoke kapacitivnosti → na majhni razdalji skupaj ovoji z veliko potencialno razliko.
 - Segmentno navijanje → 
 - Stožčasto navijanje → 
 - Navijanje z distančniki → 
 - Križno navijanje, (samonosilen → ni tuljavnika)
Ovoji so skupaj na majhni razdalji le v točki križanja


Komponente, sestavi in senzorji

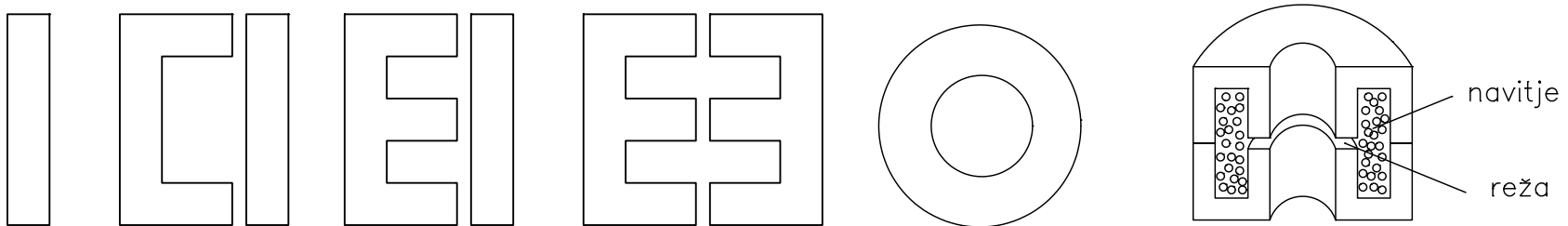
Tuljave z jedrom

Tuljave z jedrom

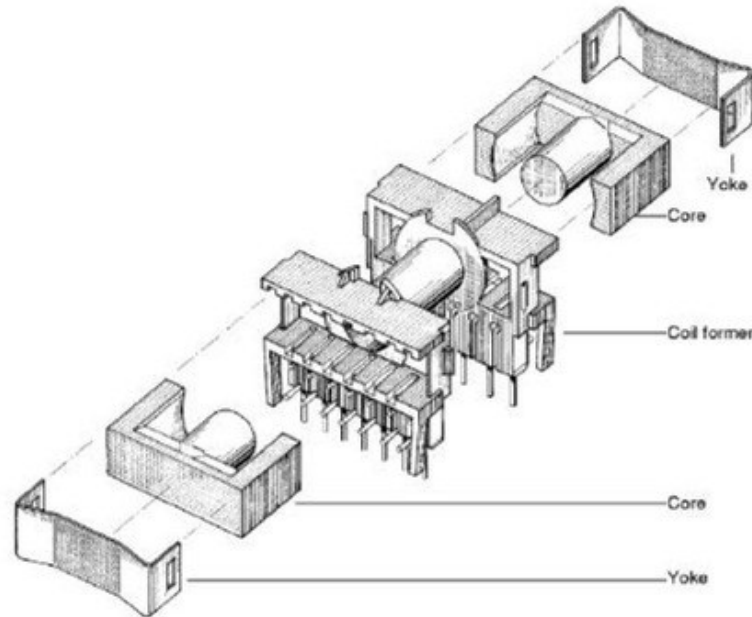
- Pri tuljavi z jedrom vstavimo v navitje in okrog njega magnetno aktivni material tako, da **se magnetni fluks v celoti zaključuje** po tem materialu:
 - višja induktivnost
 - višja kvaliteta
 - višja temperaturna stabilnost
 - nižji parazitni komponenti R_L , C_L

Magnetni materiali - Feriti

- **Feriti** → keramike na osnovi železovih oksidov (MgFe_2O_4 , CuFe_2O_4 , MnFe_2O_4 , NiFe_2O_4 , ZnFe_2O_4)
- Izdelava feritnih elementov je keramična tehnologija (priprava mešanice kovinskih oksidov, dodajanje veziva, stiskanje paste v kalupe, sintranje)
- **Polikristaliničen material** (sestavljeni iz drobnih kristalnih zrn, ki so znotraj posameznega zrna dobro prevodna, meje med posameznimi zrnji predstavljajo visoke upornosti oz. izolatorske meje)
- **Vrtinčnih tokov** v takem materialu **praktično ni** do zelo visokih frekvenc [MHz]



Magnetni materiali - Feriti



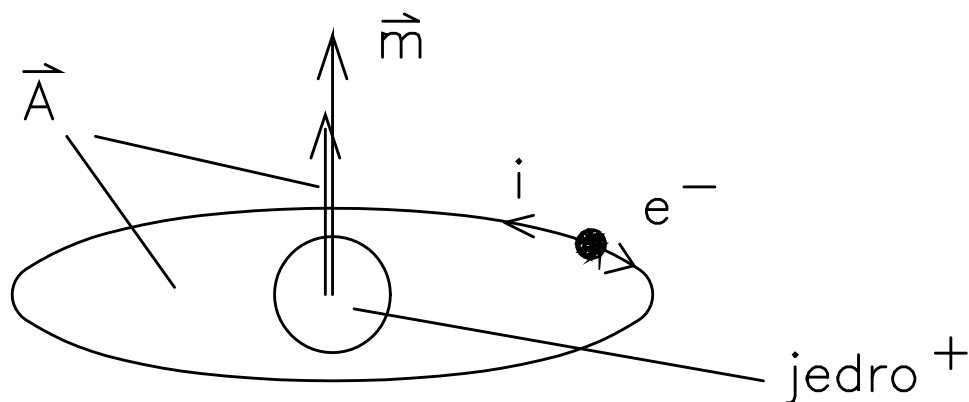
VIR: [ETD 49/25/16 Cores and accessories](#), (TDK)

Osnovne lastnosti magnetnih materialov

- V vsaki snovi so vedno, zaradi njene mikroskopske zgradbe, prisotni tudi **magnetni dipoli**: ko v atomu elektroni krožijo okrog jedra
- To mikroskopsko gibanje naboja oz. ustrezní električni tok ustvarja **magnetni dipolni moment ($\vec{m}$)**:
- V prisotnosti magnetnega polja na magnetne dipole deluje "urejajoči" navor ($\vec{\Gamma}$)

$$\vec{m} = i \vec{A}$$

$$\vec{\Gamma} = \vec{m} \times \vec{B}$$



Osnovne lastnosti magnetnih materialov

- **Nemagnetni** materiali → prispevki magnetnih dipolov so kompenzirani znotraj posameznega atoma ali molekule → magnetnih učinkov navzven ni čutiti.
- V **magnetno aktivnih** materialih → material je sestavljen iz **magnetnih domen**, področij v katerih se magnetni dipoli uredijo vsi v isto smer.
- V odsotnosti zunanjega magnetnega polja velja, da so smeri urejenosti posameznih domen zastopane z enako verjetnostjo.
- Material **ni magnetiziran** → njegova **magnetna polarizacija enaka nič** (magnetni dipolni moment na enoto volumna je nič)

$$\vec{M} = \frac{1}{V} \sum_V \vec{m} = 0$$

Osnovne lastnosti magnetnih materialov

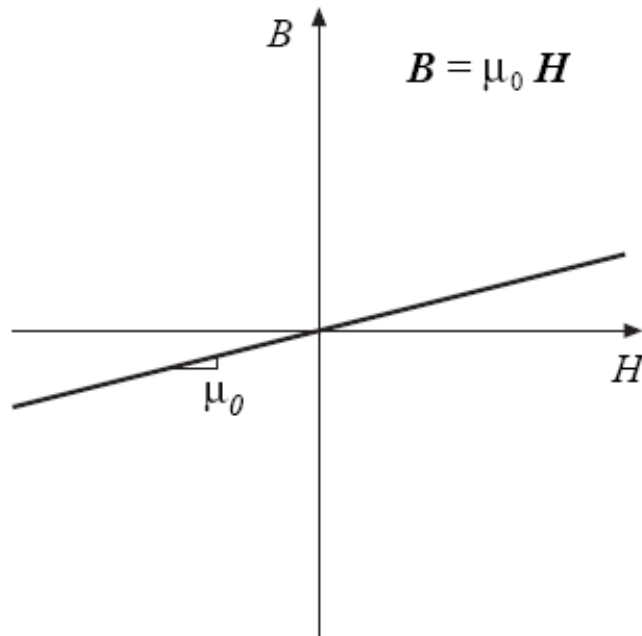
- V materialu ustvarimo visoko magnetno poljsko jakost H ,
- Domene se uredijo $\rightarrow (M \neq 0)$
- Poveča se gostota magnetnega pretoka (B) v materialu.

$$B = \mu_0 \cdot H + \mu_0 \cdot M$$

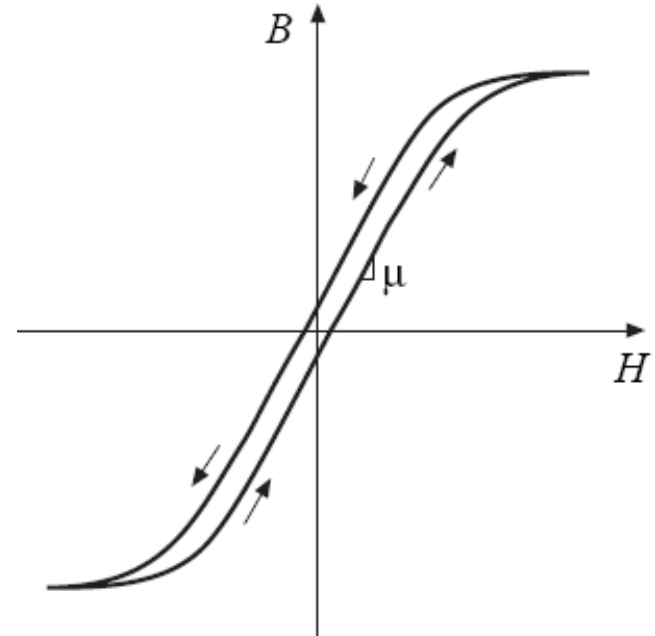
- Zveza med M in H pri feritnih materialih ni linearna

$$B = B(H) = \mu_0 \cdot \mu_r(H) \cdot H = \mu \cdot H$$

Magnetilna krivulja

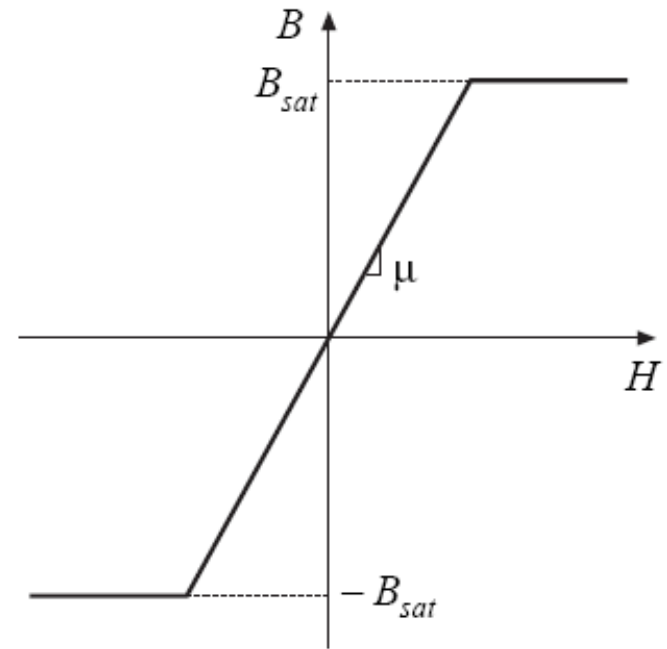
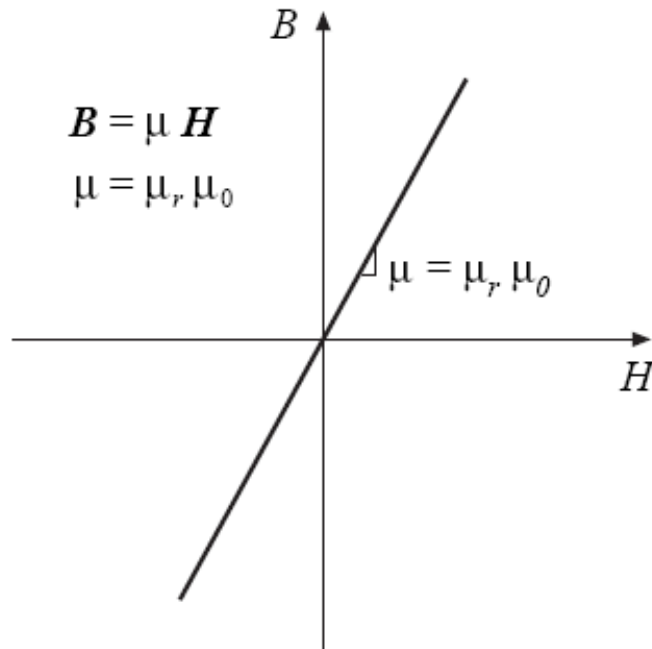


$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$
(zrak)



Nelinearna, s
histerezo in
nasičenjem

Magnetilna krivulja

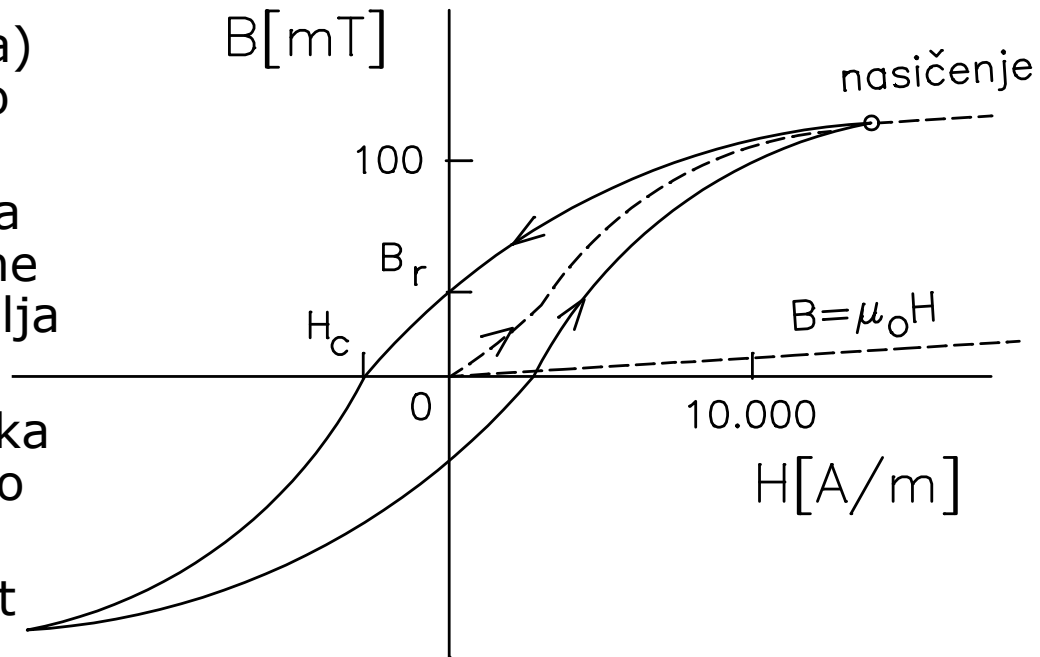


$$\mu_r = 10^3 \dots 10^5$$

$B_{sat} = 0.3-0.5 \text{ T}$, feriti
0.5-1 T, praškasta železna
1-2 T, laminirana železna

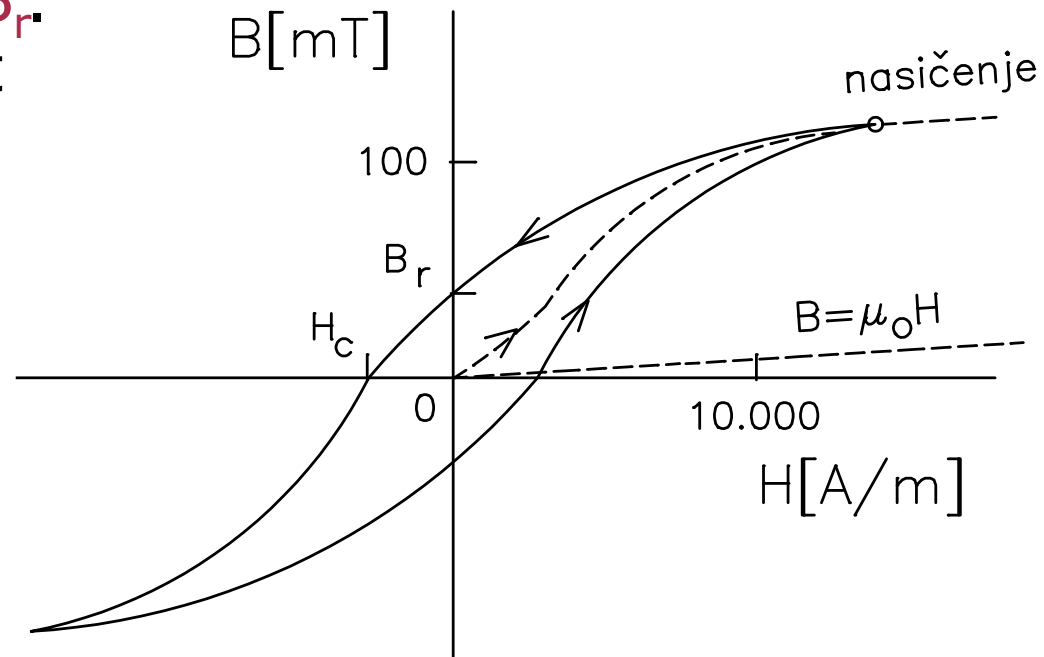
Magnetilna krivulja

- Zveza B in H je **magnetilna krivulja**
- Če začnemo z magnetenjem **nemagnetiziranega** (deviškega) materiala, se gibljemo po tako imenovani **deviški krivulji**.
- V bližini izhodišča je ta krivulja linearna in razmere reverzibilne → v primeru zmanjševanja polja vračamo po isti poti.
- Pri večjih poljih postane deviška krivulja nelinearna, razmere so ireverzibilne:
- Če se magnetna poljska jakost izmenično spreminja, potuje delovna točka po magnetilni krivulji



Magnetilna krivulja

- $H=0 \rightarrow$ še vedno obstaja (ang. remain) **remanentna gostota magnetnega pretoka B_r** . Material se obnaša kot stalni magnet.
- To lahko odpravimo samo z dovolj veliko magnetno poljsko jakostjo v nasprotni smeri, **koercitivno H_c** , (ang. coerce) da se material razmagnet ($B=0$).



Izgubna energija magnetenja

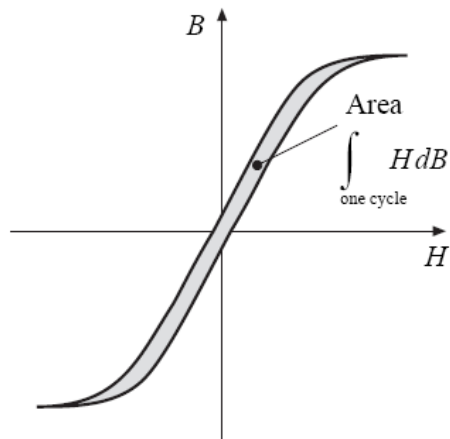
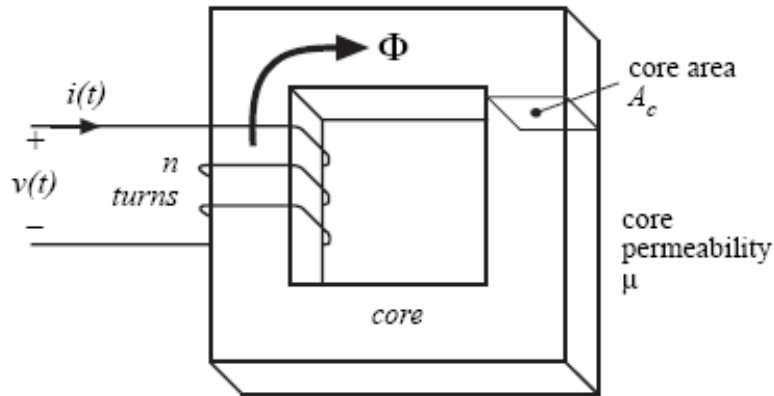
- Površina magnetilne krivulje je **izgubna energijo magnetenja** pri enem ciklu ΔW_m ($V \rightarrow$ volumen magnetnega materiala)
- **Magnetne izgube (P)** v magnetnem materialu pri izmeničnih signalih frekvence f

$$\Delta W_m = V \int_{V_{jedra}} H dB$$

$$P = \Delta W_m f$$

[TDK: Ferrites and accessories General Definitions](#)

Histerezne izgube



$$W = \int_{\text{one cycle}} v(t)i(t)dt$$

$$v(t) = n A_c \frac{dB(t)}{dt} \quad H(t) l_m = n i(t)$$

$$W = \int_{\text{one cycle}} \left(n A_c \frac{dB(t)}{dt} \right) \left(\frac{H(t) l_m}{n} \right) dt$$

$$= (A_c l_m) \int_{\text{one cycle}} H dB$$

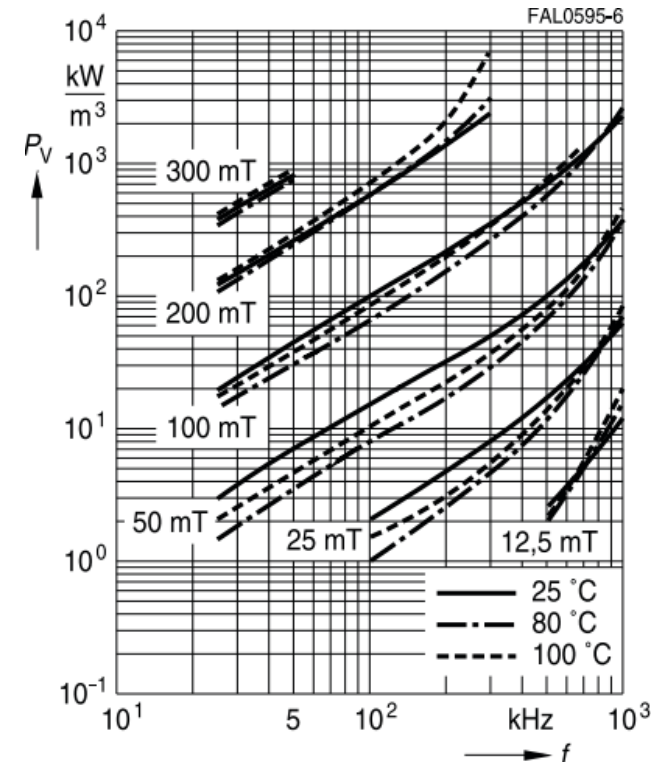
$$P_H = (f) (A_c l_m) \int_{\text{one cycle}} H dB$$

Histerezne izgube

- Histerezne izgube so odvisne od frekvence ($\approx f$)
- Odvisne od največje gostote magnetnega pretoka
- Histerezne izgube opisuje Steinmetzova enačba:

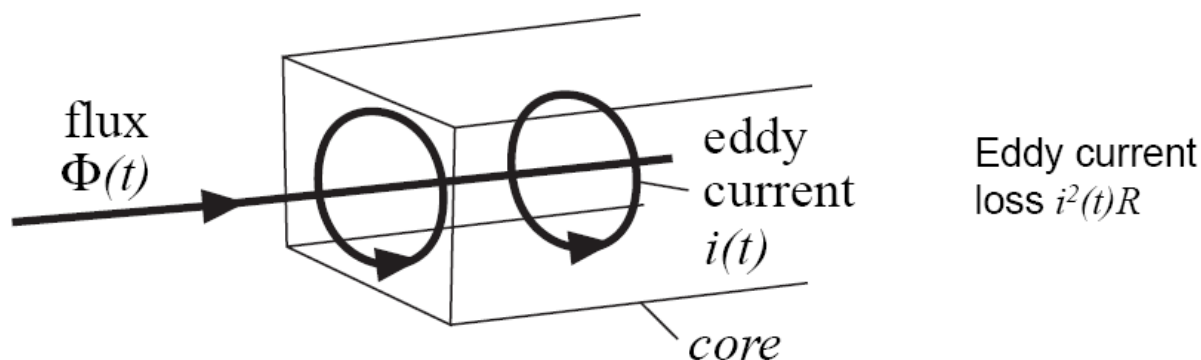
$$P_H = K_H \cdot f \cdot (B_{max})^\alpha \cdot (\text{volumen jedra})$$

- Parametra K_H in α (med 1.5 in 2.5) sta določena eksperimentalno:
Iz kataloga (TDK: [Ferrites and accessories](#), stran 41) za material SIFERRIT N49, parameter "relative core losses" preberemo $P_v = 70 \text{ kW/m}^3$ pri (10 kHz, $B_{max} = 100 \text{ mT}$) ali iz grafa (stran 75).



Vrtinčne izgube

- Materiali za magnetna jedra so sorazmerno dobri prevodniki električnega toka.
- Po Lenzovem pravilu magnetna polja v jedru tvorijo el. tokove ("vrtinčne tokove"), ki tečejo v jedru.
- Vrtinčni tokovi tvorijo magnetni pretok, ki **nasprotuje** magnetnemu pretoku jedra in posledično **preprečujejo**, da bi se magnetni pretok jedra enakomerno razširil po jedru.



Vrtinčne izgube

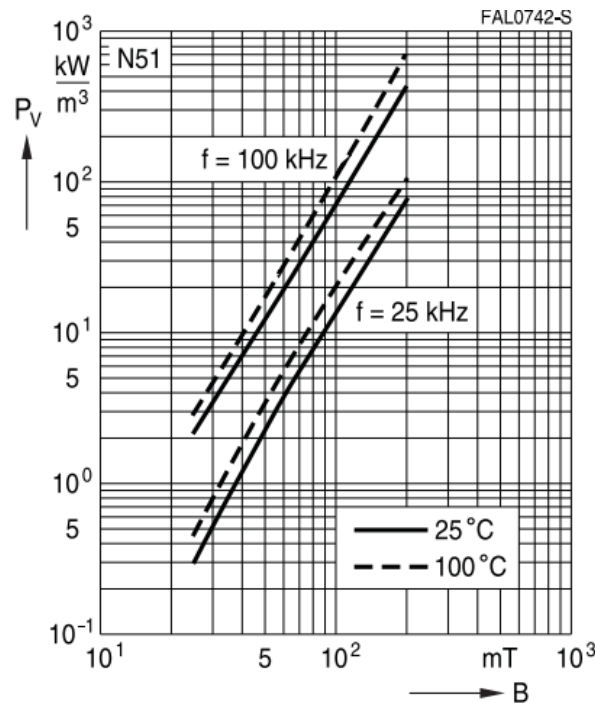
- Izmenični pretok inducira napetost $v(t)$ v jedru po Faradayevem zakonu.
- Velikost inducirane napetosti bo sorazmerna s frekvenco vzbujanja f .
- Če je impedanca jedra čisto ohmska ($Z = R$), so izgube zaradi vrtničnih tokov proporcionalne $i(t) = v(t)/R$.
- Velikost toka $i(t)$ je sorazmerna frekvenci f .
- Izgube zaradi vrtničnih tokov bi bile $i^2(t)R \rightarrow (P_E \approx f^2)$
- Steinmetzova enačba, ki opisuje vrtnične izgube:

$$P_E = K_E \cdot f^2 \cdot (B_{max})^2 \cdot (\text{volumen jedra})$$

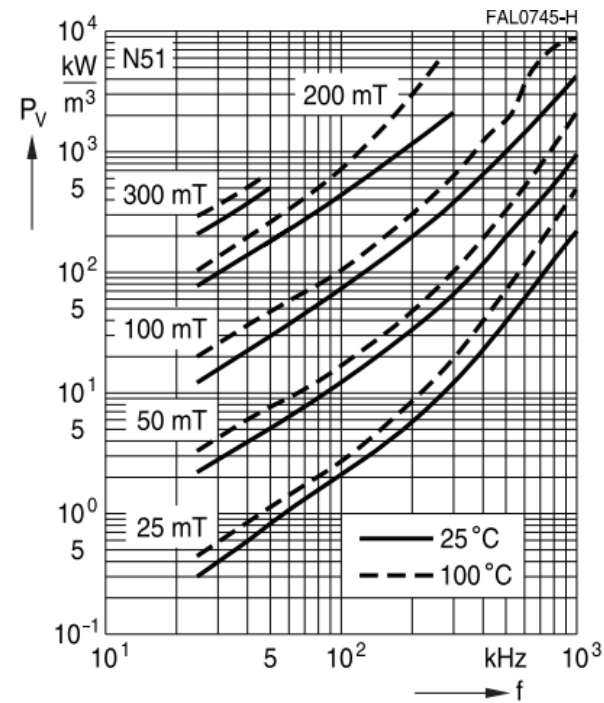
Parameter K_E določimo iz [grafa relativnih izgub jedra](#) "relative core losses" pri visokih frekvencah.

Podajanje skupnih izgub v jedru

$$P_V = K_{fe} \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta$$



Iz levega grafa določimo β
(naklon pri dani frekvenci).



Iz desnega grafa določimo α
(naklon pri danem B_{MAX}).

[Graf relativnih izgub jedra](#) (material N51, stran 78):

$\beta(100 \text{ kHz}, 25^\circ\text{C}) \approx 1.94$, $\alpha(100 \text{ mT}, 25^\circ\text{C}) \approx 1.05$, $K_{FE}(100 \text{ kHz}, 25^\circ\text{C}) = 50.37$

Histerezna zanka magnetnega materiala

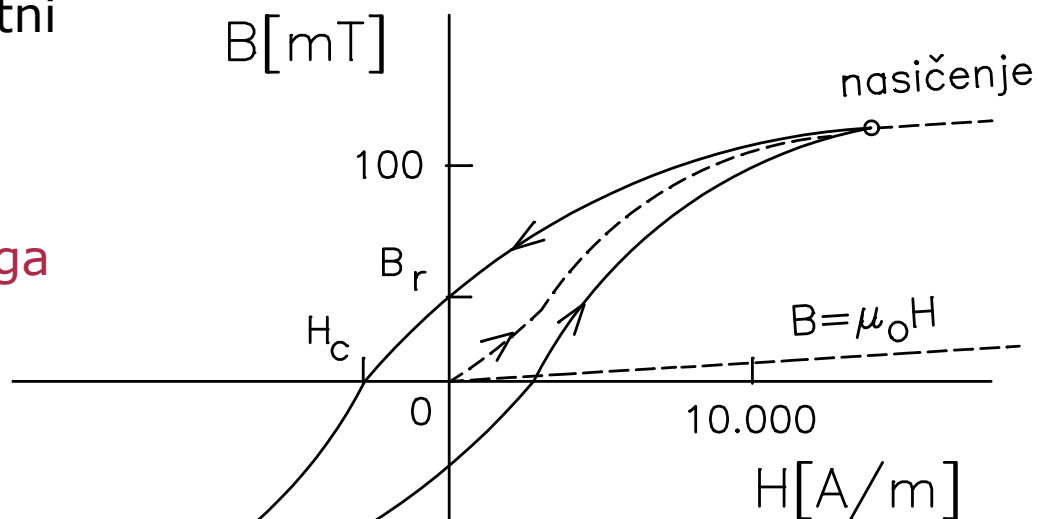
Vrsta jedra	B_{sat}	Izgube v jedru	Uporaba
Laminirana železna, jeklena	1.5 -2.0 T	visoke	50-60 Hz transformatorji, tuljave
Praškasta jedra praškasta železna jedra Zlitine (molypermalloy)	0.6 -0.8 T	srednje	1 kHz transformatorji, 100 kHz filter tuljave
Feriti Mn-Zn Ni-Zn	0.25 -0.5 T	nizke	20 kHz -1 MHz transformatorji, izmenične tuljave

Histerezna zanka magnetnega materiala

- Površina magnetilne krivulje je histerezna zanka magnetnega materiala.
Glede na velikost histerezne zanke ločimo:
 - Mehkomagnetni materiali → ozka histerezna zanka → nizke magnetne izgube oz. segrevanje (motorji, generatorji, transformatorji).
 - Trdomagnetni materiali → široka histerezna zanka → zaradi visokih vrednosti B_r , H_c (trajni magneti)

Začetna permeabilnost (μ_i)

- Pri tuljavah s feritnimi jedri so prisotna **šibka polja** → magnetni material se nahaja v področju **pod nasičenjem**
- V področju pod nasičenjem → **začetna permeabilnost feritnega materiala** μ_i , (ang. initial) (permeabilnost za majhne vrednosti H)
- Po standardu IEC 60401-3 je določena z uporabo sklenjenih magnetnih vezij, kot je zaprta obročasta valjasta tuljava. Meritev se izvaja pod specifičnimi pogoji:
 $f \leq 10 \text{ kHz}$, $B < 0,25 \text{ mT}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.



$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \left. \frac{dB}{dH} \right|_{H=0}$$

Začetna permeabilnost (μ_i)

- Druge oblike definicije μ_i z odvodom
- Pri majhnih AC signalih izražena z razmerjem kompleksorjev
- μ_i je eden od osnovnih podatkov feritnega materiala
- Proizvajalci merijo in podajajo $\mu_i(T, f)$
- Tipične vrednosti μ_i :
 - 3000±30% (močnostne apl.)
 - 15000±30% (visoka μ_i)
 - 2200±25% (25°C) (low loss)
 - 20 ... 2000 (−20°C) (VF aplikacije)

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H}$$

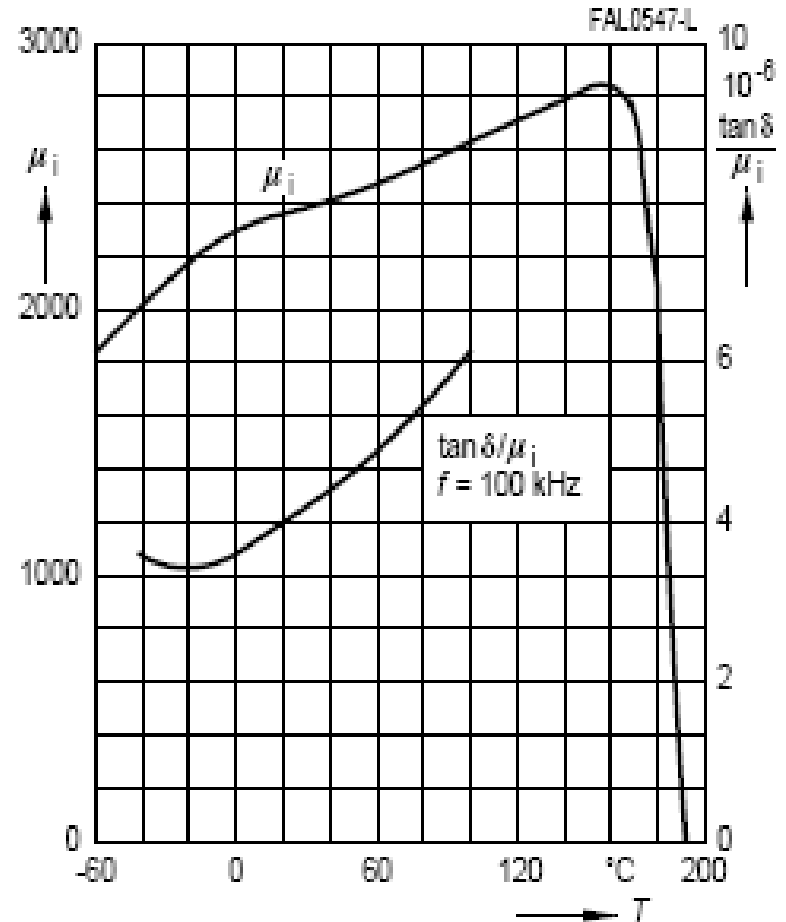
$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \Big|_{H=0}$$

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\widehat{B}}{\widehat{H}} \Big|_{H=0}$$

VIR: [Ferrite cores \(Kolektor\)](#)

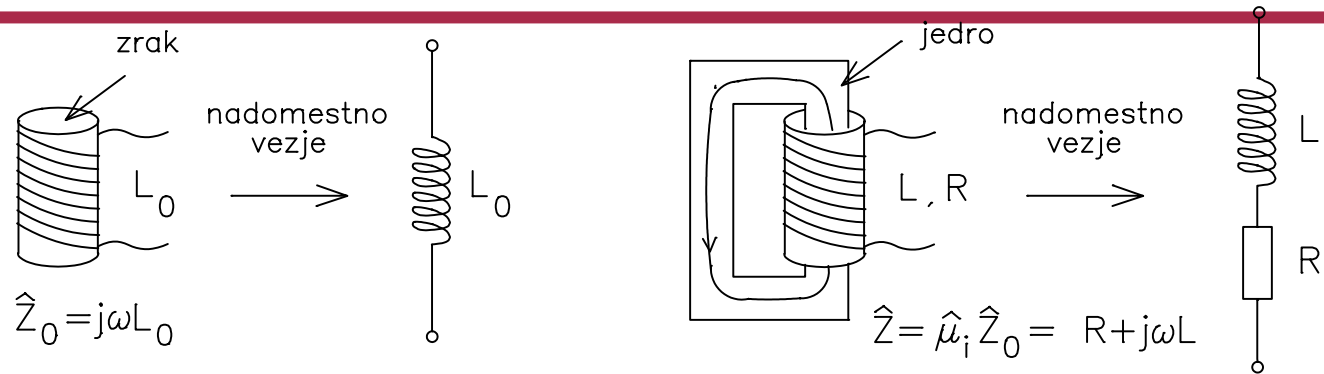
Začetna permeabilnost (μ_i)

- Vsak feritni material ima karakteristično Curiejevo temperaturo T_C ($T_C > 200^\circ\text{C}$ za Mn-Zn ferite).
- Permeabilnost je največja tik pod njo
- Nad T_C permeabilnost naglo upade in nad T_C material nima več magnetnih lastnosti.
- Ko presežemo T_C material sicer izgubi magnetne lastnosti, vendar se te povrnejo nazaj, ko se jedro ohladi.



VIR: [SIFERRIT Material N48](#) (EPCOS)

Kompleksna permeabilnost



$$Z_0 = j\omega L_0$$

$$Z = R + j\omega L$$

$$Z = \mu_i Z_0 = (\mu'_s - j\mu''_s) \cdot j\omega L_0$$

$$L = \mu'_s L_0$$

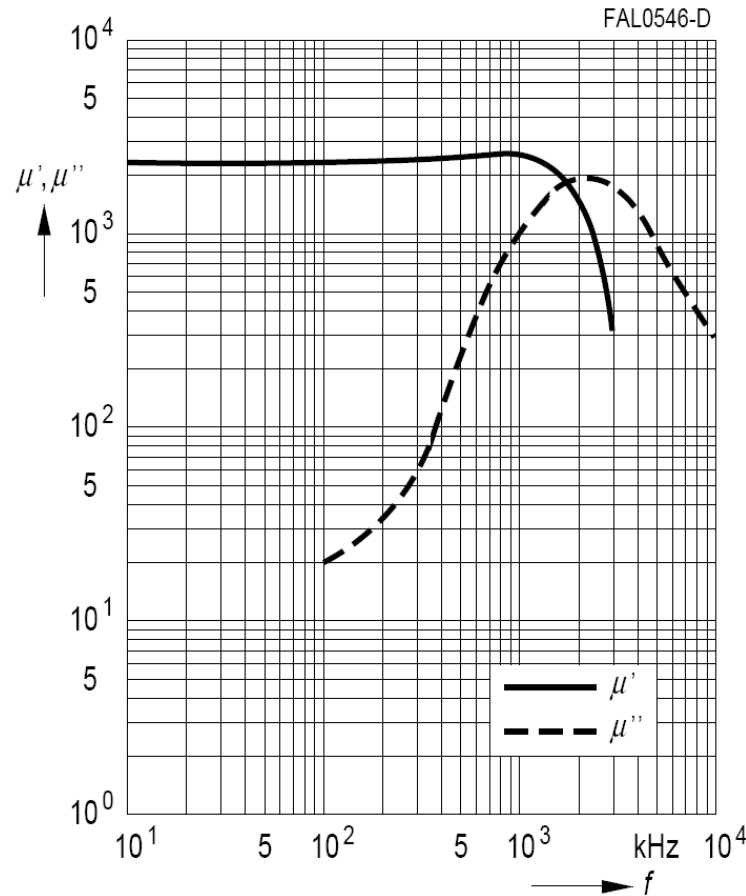
$$R = \mu''_s \omega L_0$$

$$\mu'_s = \frac{L}{L_0}$$

$$\mu''_s = \frac{R}{\omega L_0} = \frac{R}{\omega L} \mu'_s = \mu'_s \tan \delta$$

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{\mu''_s}{\mu'_s}$$

Kompleksna permeabilnost



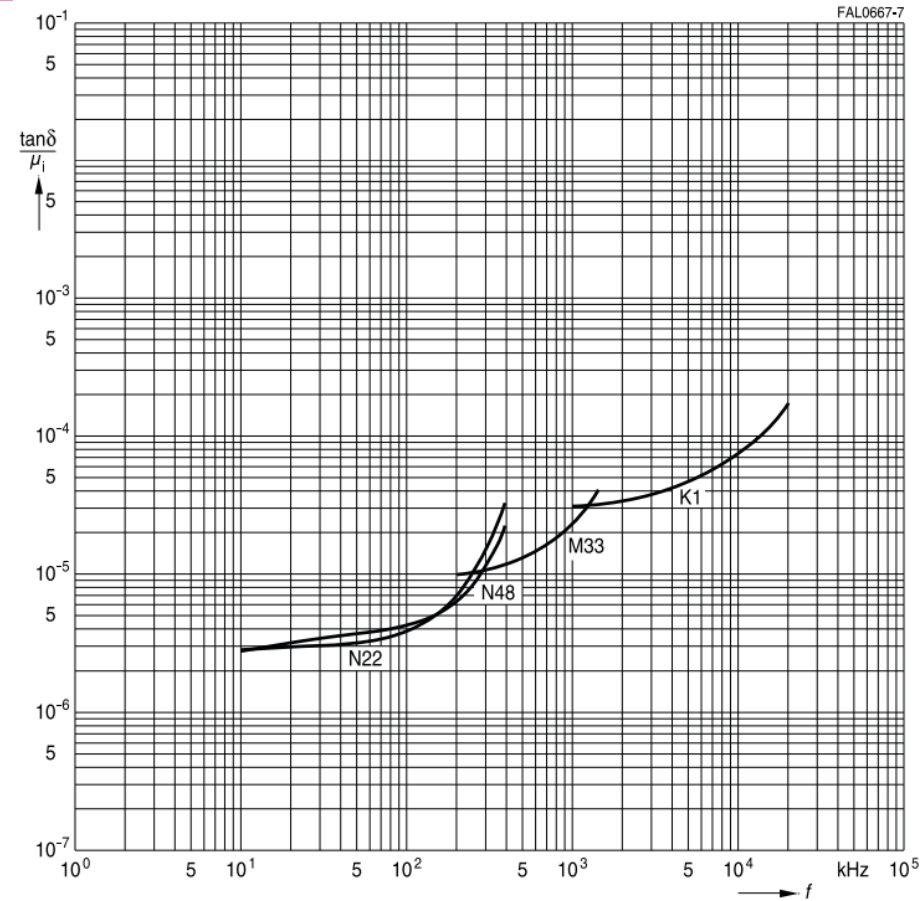
$$\mu'_s = \frac{L}{L_0}$$

$$\mu''_s = \frac{R}{\omega \cdot L_0}$$

VIR: [SIFERRIT Material N48](#) (EPCOS)

Normalizirane izgube ferita

- Potek μ'_s in μ''_s (f) je osnovni podatek vsakega ferita
- Dober feritni material:
- velika $\mu_i \rightarrow$ veliko povečanje induktivnosti in majhne izgube $\tan\delta$
- Zaradi lažje primerjave feritov se podaja $\tan\delta/\mu_i$
- Razmerje $\tan\delta/\mu_i$ so **normalizirane izgube** ferita.
- $\tan\delta/\mu_i$ je podan samo v področju, kjer ima od vseh feritnih materialov najnižje normalizirane izgube
- tipična vrednost $<10 \cdot 10^{-6}$ (100kHz)



VIR: [Ferrites and Accessories](#)
(EPCOS)

Normalizirane izgube ferita

Uporaba	Frekv. območje	Material	Specifična aplikacija
Tuljave visoko Q v resonančnih vezjih in filtrih	0,1 MHz	N 48	Filtri v telefoniji, MW IF filters 0,2 – 1,6 MHz
	1,5 – 12 MHz	M 33	
		K 1	
	6 – 30 MHz	K 12	VHF filtri <100 MHz
		U 17	
Atenuacija na kom. linijah	< 2 MHz	M 13	Balun transformatorji
Širokopasovni transformatorji (e.g. antenski MW, SW, VHF, TV) ISDN transformatorji , (xDSL) transformatorji, tuljave za izničevanje interferenčnih motenj	< 3 MHz	T 46	ISDN transformatorji, Prilagoditev impedance
		T 42	
		T 38	
		T 37	Tokovno kompenzirane tuljave
	< 5 MHz	N 30	Tokovno kompenzirane tuljave
		N 26	RF transformatorji <10 MHz
		M 33 up to 250 MHz	
		K 1	
		K12 up to 400 MHz	
		U 17	
Senzorji, ID sistemi	< 1 MHz	N 22	Induktivna stikala (proximity switch) < 2 MHz
		M 33	
	< 100 MHz	FPC	

Normalizirane izgube ferita

					Power capacities					
					Push-pull converter		Single-ended converter		Flyback converter	
Core shape	Material	Volume mm ³ V	f _{typ} KHz	f _{cutoff} KHz	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W
ETD29	N59	32100	750	1500	428	614	304	436	261	375
	N49		500	1000	209	300	148	213	127	183
	N62		25	150	103	151	52	55	45	47
	N27		25	100	51	94	33	38	28	32
	N67		100	300	161	286	115	189	98	163
	N87		100	500	225	522	160	237	137	204
ETD34	N59	60200	750	1500	676	970	480	689	412	592
	N49		500	1000	330	473	234	336	201	289
	N62		25	150	162	244	84	89	72	77
	N27		25	100	80	151	53	61	45	52
	N67		100	300	255	452	181	303	155	260
	N87		100	500	356	824	253	383	217	329
ETD39	N59	82100	750	1500	1016	1458	721	1035	620	889
	N49		500	1000	495	711	352	505	302	434
	N62		25	150	244	409	139	152	120	130
	N27		25	100	120	241	84	102	72	88
	N67		100	300	383	680	272	478	234	410
	N87		100	500	535	1239	380	639	326	549
ETD44	N62	109000	25	150	405	703	238	261	205	225
	N27		25	100	200	406	141	176	121	151
	N67		100	300	636	1129	452	801	388	688
	N87		100	500	889	2059	631	1097	542	942
ETD49	N62	139000	25	150	629	1081	367	401	315	344
	N27		25	100	310	629	218	270	188	232
	N67		100	300	989	1754	702	1241	603	1066
	N87		100	500	1380	3197	980	1686	842	1448
ETD54	N62	293000	25	150	943	1700	573	635	492	545
	N27		25	100	411	845	292	376	251	323
	N67		100	300	1482	2629	1052	1871	904	1607
	N87		100	500	2069	4791	1469	2644	1262	2271
ETD59	N62	412000	25	150	1576	2807	948	1046	814	899
	N27		25	100	777	1595	552	703	474	604
	N67		100	300	2478	4395	1759	3127	1511	2687
	N87		100	500	3459	8010	2456	4370	2110	3754

Uporaba v močnostnih aplikacijah:

- N27 → f < 100KHz
- N67 → f < 100KHz ... 300KHz.

Oblika jedra:

- **ETD**
Economic Transformer Design (ETD49)
- **EFD**
Economic Flat Design

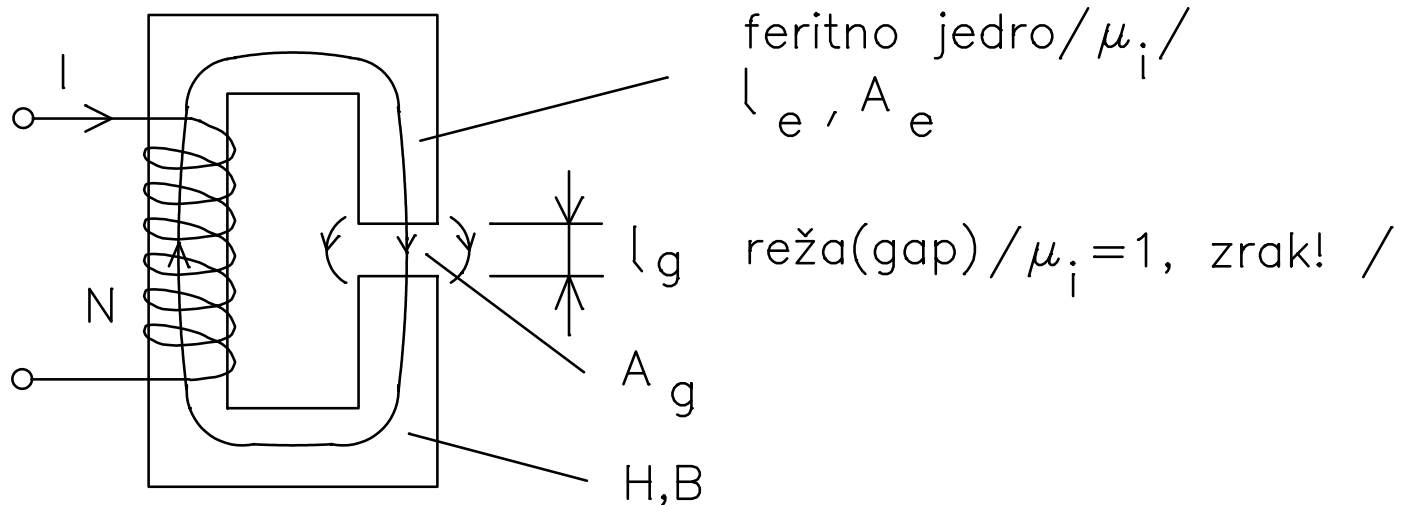
Komponente, sestavi in senzorji

Tuljave z jedrom
in režo

Tuljave z jedrom in režo

Mnoga feritna jedra imajo v svoji strukturi zračno režo (ang. gap):

- Reža zmanjša induktivnost, a prinese:
 - Manjši temperaturni koeficient,
 - Nižje izgube tuljave



Tuljave z jedrom in režo

- Magnetni pretok v jedru z režo lahko določimo s pomočjo analogije Ohmovega zakona za magnetiko:

$$(U = I \sum R_{\Omega} \rightarrow \theta_m = \phi \sum R_m)$$

$$\theta_m = \phi \sum_j R_{mj} = NI$$

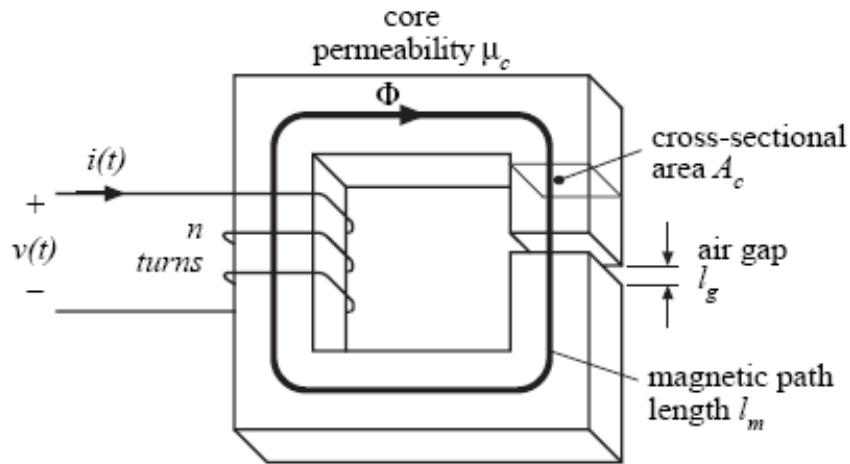
- vsota magnetnih upornosti (reluktanc) R_m gre po zaključeni poti po celotnem jedru
- $NI \rightarrow$ število obkroženih amper-ovojev

Tuljave z jedrom in režo

- Jedro je sestavljeno iz magnetnih področij konstantnega preseka A , konstantne permeabilnosti μ in dolžine l ($R_m = l/\mu A$):

$$\phi = \frac{NI}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_j A_j}}$$

Učinek zračne reže

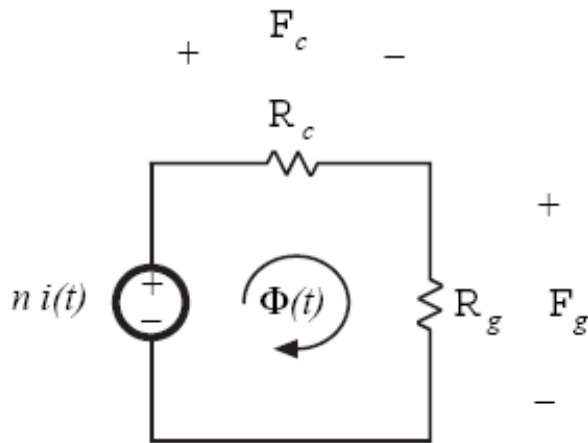


$$F_c + F_g = n i$$

$$n i = \Phi (R_c + R_g)$$

$$R_c = \frac{l_c}{\mu A_c}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c}$$



$$R_c = \frac{l_c}{\mu A_c}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c}$$

$$v(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

$$v(t) = \frac{n^2}{R_c + R_g} \frac{di(t)}{dt}$$

$$L = \frac{n^2}{R_c + R_g}$$

Učinek zračne reže

$$n i = \Phi (R_c + R_g)$$

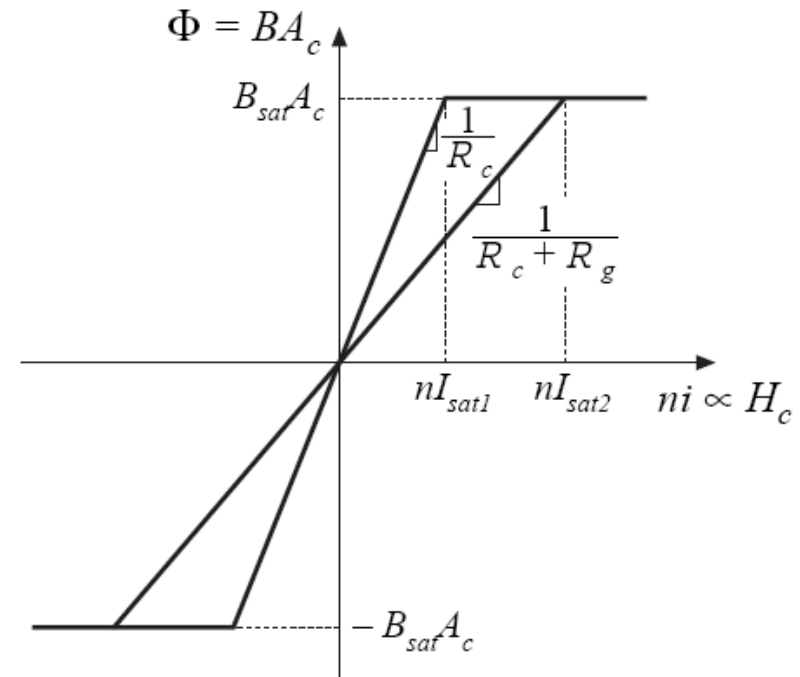
$$L = \frac{n^2}{R_c + R_g}$$

$$\Phi_{sat} = B_{sat} A_c$$

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} A_c}{n} (R_c + R_g)$$

Učinki zračne reže:

- zmanjšanje induktivnosti
- povečanje toka nasičenja
- L je manj odvisna od μ_r jedra
→ temperaturna stabilizacija



Induktivnost tuljave z jedrom z/brez reže

- brez reže, ($\mu_i = \text{const}$):s

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \mu_0 \cdot \mu_i \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}} = \mu_0 \frac{N^2}{\frac{l_e}{\mu_i \cdot A_e}}$$

- z režo, (v reži velja $\mu_i = 1$):

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_{ij} \cdot A_j}} = \mu_0 \frac{N^2}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e - l_g}{\mu_i \cdot A_e}}$$

Induktivnost tuljave z jedrom z režo

- Proizvajalci izdelujejo kalibrirana jedra z režo,
- Reže **niso na voljo v vseh velikostih**.
- Npr. ETD49 jedro dobimo z režo:
 - 0.20 ± 0.02 mm,
 - 0.50 ± 0.05 mm,
 - 1.00 ± 0.05 mm,
 - 2.00 ± 0.05 mm.
- Preostale velikosti reže dobimo s sestavljanjem različnih polovic jeder lahko pa vstavimo distančne ploščice (ang. shims, spacers)

Efektivna permeabilnost jedra z režo μ_e

Jedro z režo pogosto opisujemo na enak način kot jedro brez reže, razlike skrijemo v **efektivno permeabilnost jedra** z režo μ_e

- Širina reže je mnogo manjša od ostalih dimenzij jedra ($l_g \ll l_e$),
- Presek reže približno enak preseku jedra ($A_g \approx A_e$)

$$L = \mu_0 \mu_e \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}}$$

$$L = \mu_0 \cdot \frac{1}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e - l_g}{\mu_i A_e}} \cdot N^2$$

$$\mu_e = \frac{\frac{l_e}{A_e}}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e}{\mu_i A_e}} = \frac{l_e}{l_e + \mu_i l_g} \mu_i = \frac{l}{l + \frac{l_g}{l_e} \mu_i} \mu_i$$

Efektivna permeabilnost jedra z režo μ_e

Gapped					
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 67 (N67)	PU Pcs
N27,	$0,20 \pm 0,02$	1035	444	B66367-G200-X1**	100
N67	$0,50 \pm 0,05$	525	225	B66367-G500-X1**	
	$1,00 \pm 0,05$	314	135	B66367-G1000-X1**	
	$2,00 \pm 0,05$	188	81	B66367-G2000-X1**	

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

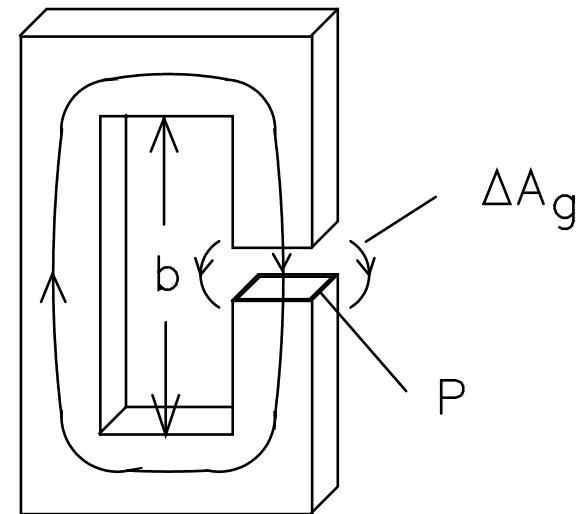
$$L = \mu_0 \mu_e \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}}$$

Povečanje preseka reže ΔA_g

- Silnice magnetnega polja v reži so nekoliko razprte (ang. flux fringing) → večji efektivni presek reže.
- Povečanje preseka reže ΔA_g moramo prišteti geometrijskemu preseku jedra A_g

$$\Delta A_g = \left[0.241 + \frac{l}{\pi} \ln\left(\frac{b}{l_g}\right) \right] P l_g$$

- A_g → geometrijski presek stebra z režo,
- P → obseg stebra z režo
- b → notranja višina stebra z režo



Faktor induktivnosti A_L / Faktor ovojev α

- **Faktor induktivnosti** A_L podaja induktivnost na enoto ovoja. Število ovojev je (N).

$$L = A_L N^2$$

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_e}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}}$$

- Na feritnih lončkih je vrednost A_L [nH]
- **Faktor ovojev** α predstavlja potrebno število ovojev, da bo tuljava imela induktivnost 1 mH

$$L[mH] = \frac{1}{\alpha^2} N^2$$

Faktor upornosti A_R

- A_R je ohmska upornost navitja **tuljavnika** na enoto ovoja.
- Ohmska upornost tuljave na danem tuljavniku s faktorjem upornosti A_R in številom obojev N :

$$R[\Omega] = A_R N^2 \quad A_R = \rho_{Cu} \frac{\pi D_{sr}}{b l k_{Cu} \cos \varphi}$$

- $k_{Cu} \rightarrow$ polnilni faktor zaradi neidealne napolnitve tuljavnika z bakreno žico okroglega preseka ($k_{Cu} \approx 0.5$)

Faktor upornosti A_R

- Faktor upornosti je dan za določeno vrsto tuljavnika, ki služi za hiter in enostaven izračun ohmske upornosti tuljave.
- Pri projektiranju tuljave ga uporabljamo tudi za hitro določitev maksimalnega dopustnega števila ovojev, da upornost tuljave ni prevelika oz. njena kvaliteta premajhna ($Q = \omega L/R$)

Desakomodacija induktivnosti

- Permeabilnost feritnih jeder med delovanjem od izdelave feritnega materiala v tovarni s časom upada.
- Zato časovno upada tudi induktivnost tuljav z jedrom.
- Vzrok časovnemu upadu je v razureditvi (**desakomodaciji**, ang. disaccommodation) magnetnih dipolov materiala zaradi raznih mehanskih, temperaturnih in drugih vplivov med dolgotrajnim delovanjem.

Desakomodacijski koeficient d

- Po prehodnem obdobju od izdelave feritnega materiala (≈ 1 ura) relativna sprememba permeabilnosti $\Delta\mu/\mu$ linearno upada s časom v log. merilu.
- Vrednosti začetne permeabilnosti ob različnih časih $\mu_{i1} > \mu_{i2}$, ki pripadata časoma $t_1 < t_2$
- L je proporcionalna permeabilnosti jedra, zato bo induktivnost tuljave podobno upadala s časom.

$$\frac{\mu_{i1} - \mu_{i2}}{\mu_{i1}} = d \cdot \log \left(\frac{t_2}{t_1} \right)$$

d = desakomodacijski koeficient.

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = d \log \frac{t_2}{t_1}$$

Desakomodacija v jedru z režo

- Zaradi velike stabilnosti materiala v reži (zrak) se vsa spreminjanja lastnosti tuljave **reducirajo** v razmerju μ_e/μ_i

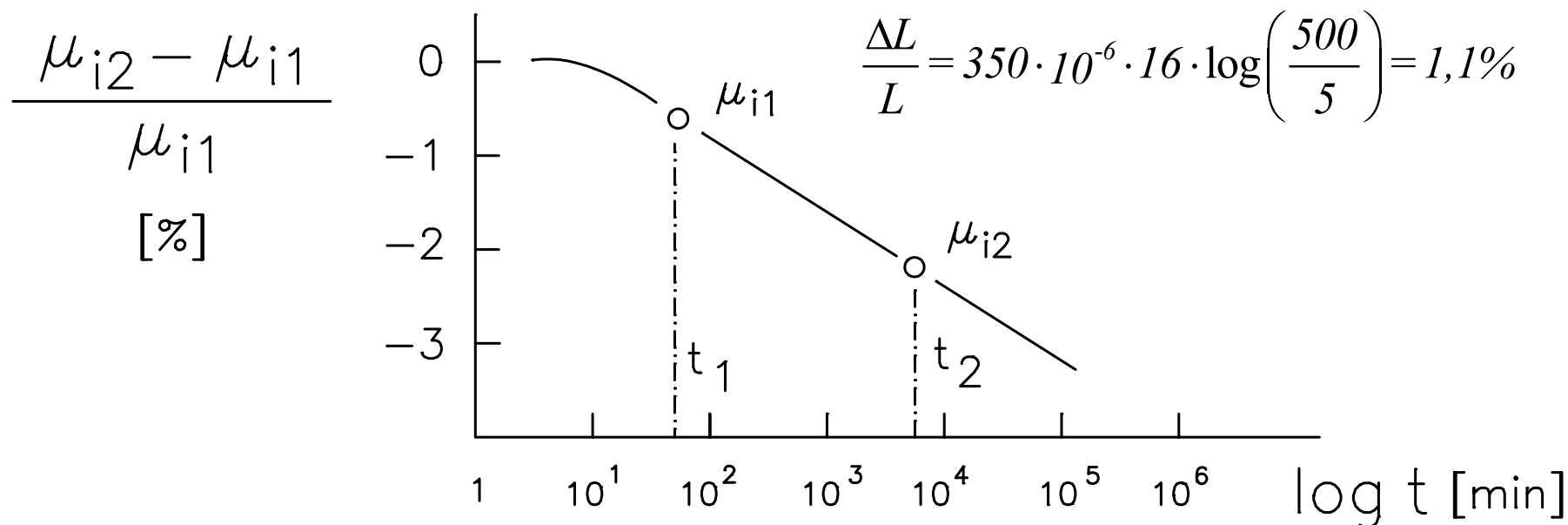
$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = \frac{\mu_e}{\mu_i} d \log \frac{t_2}{t_1}$$

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = DF \mu_e \log \frac{t_2}{t_1}$$

- $DF = d/\mu_{i1} \rightarrow$ **desakomodacijski faktor** ferita.

Faktor desakomodacije (DF)

- Feritni lonček z režo s podatki $\mu_e = 16$, $DF \approx 350 \cdot 10^{-6}$ je bil dan v obratovanje po času $t_1 = 5$ tednov.
- Za koliko % bo upadla L po času delovanja $t_2 = 10$ let ?



Magnetne izgube pri jedrih z režo ($\text{tg}\delta$)

- Če v feritno jedro vpeljemo zračno režo, se bodo izgube takega jedra **zaradi nizkih izgub zraka** v reži znatno zmanjšale.
- Večja reža $\rightarrow$ večje zmanjšanje.
- Izgube jedra z režo se zmanjšajo v primerjavi z izgubami jedra brez reže v razmerju permeabilnosti:

$$\frac{\mu_e}{\mu_i}$$

Magnetne izgube pri jedrih z režo ($\text{tg}\delta_e$)

$$\frac{\text{tg}\delta_e}{\text{tg}\delta} = \frac{\mu_e}{\mu_i}$$

- $\mu_i \rightarrow$ začetna permeabilnost magnetnega jedra brez reže
- $\mu_e \rightarrow$ efektivna permeabilnost jedra z režo.

Normalizirane izgube $\text{tg}\delta/\mu_i$

$$\frac{\text{tg}\delta_e}{\mu_e} = \frac{\text{tg}\delta}{\mu_i}$$

- Izgube jedra z režo $\text{tg}\delta_e$ pri frekvenci f lahko določimo iz diagrama normaliziranih izgub $\text{tg}\delta/\mu_i(f)$ materiala brez reže

$$\text{tg}\delta_e(f) = \left[\frac{\text{tg}\delta}{\mu_i}(f) \right] \mu_e$$

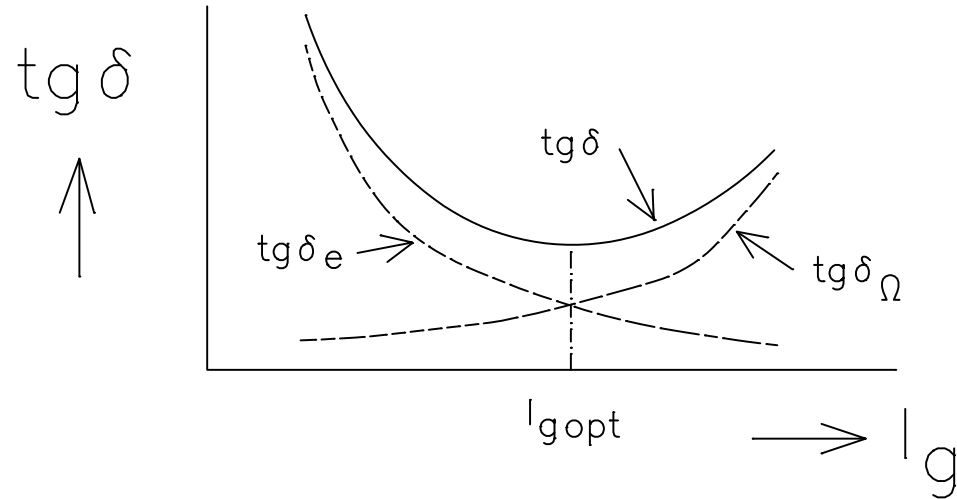
Celotne izgube tuljave z jedrom z režo

- Celotne izgube tuljave $\text{tg}\delta$ (kvaliteta Q) so določeni z vsoto izgub.
Od vseh upoštevamo samo:
 - $\text{tg}\delta_{\Omega}$ ohmske izgube
 - $\text{tg}\delta_e$ efektivne izgube feritnega jedra

$$\text{tg}\delta = \frac{1}{Q} = \text{tg}\delta_{\Omega} + \text{tg}\delta_e$$

Optimalna širina reže (l_{gopt})

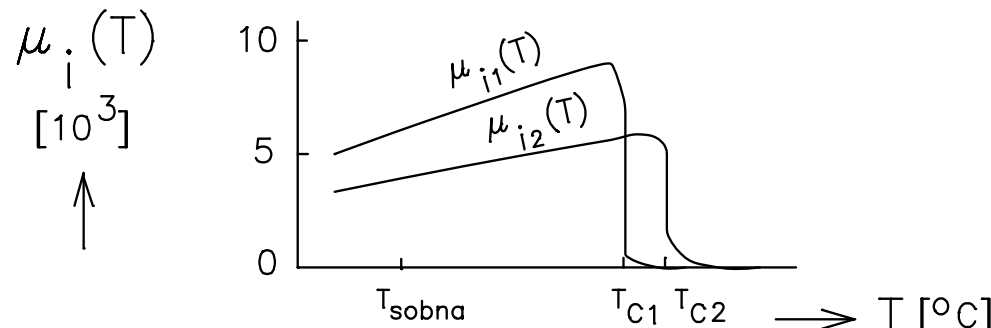
- **Ohmske izgube** s širino reže **rastejo**, ker moramo zaradi naraščajoče reže in zato upadajoče induktivnosti povečevati število ovojev N , da ohranimo zahtevano induktivnost; večje število ovojev pomeni višjo upornost navitja.
- **Efektivne izgube** v feritnem materialu $\text{tg}\delta_e$ s širino reže **upadajo** kot upada μ_e .
- Vsota obeh bo najnižja ko sta oba prispevka enaka. Širina reže je pri tem optimalna l_{gopt} .



Temperaturni koeficient induktivnosti (TK_L)

- $L(T)$ z jedrom brez reže je določena s temperaturno odvisnostjo μ_i

$$L = \mu_0 \cdot \mu_i(T) \cdot \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}}$$



$$TK_L = \frac{1}{L} \frac{dL}{dT} = \frac{1}{\mu_i} \frac{d\mu_i}{dT} = TK_{\mu_i}$$

TK_{μ_i}
[$10^{-6}/^{\circ}C$]

T_{sobna} T_{C1} T_{C2} $\rightarrow T [^{\circ}C]$

TK_L tuljave z jedrom z režo

- Reža ima stabilizacijski vpliv (zrak), zato se tudi temperaturne spremembe zmanjšajo v razmerju μ_e/μ_i :

$$\frac{\alpha_e}{\alpha} = \frac{\mu_e}{\mu_i}$$

- $\alpha_e \rightarrow$ TK_L jedra z režo,
- $\alpha \rightarrow$ TK_L jedra brez reže

TK_L tuljave z jedrom z režo

- Normalizirana oblika (TK je normaliziran z μ)

$$\frac{\alpha_e}{\mu_e} = \frac{\alpha}{\mu_i}$$

$$\alpha_e = \left(\frac{\alpha}{\mu_i} \right) \mu_e$$

- $\alpha/\mu_i \rightarrow$ normalizirani temperaturni koeficient magnetnega materiala
- $\alpha/\mu_i \approx 1 \dots 100 \text{ ppm/K}$

Komponente, sestavi in senzorji

Načrtovanje tuljave
z jedrom z režo

Načrtovanje tuljave z jedrom z režo

Izhodiščne zahteve in omejitve načrtovanja:

- vrednost induktivnosti (L)
- minimalna kvaliteta tuljave ($Q_{\min}$)
- maksimalna vrednost TK_L (a_{emax})
- frekvenčni pas delovanja [$f_{\min}$, $f_{\max}$]
- temperaturno področje delovanja [$T_{\min}$, $T_{\max}$]

Načrtovanje tuljave z jedrom z režo

1. Izbira feritnega materiala
2. Izbira feritnega lončka in morebitne reže
3. Izbira žice
4. Določitev števila ovojev in izbira tuljavnika
5. Določitev ohmske upornosti in kvalitete tuljave

1. Izbira feritnega materiala

- Material izberemo iz diagrama normaliziranih izgub $\text{tg}\delta/\mu_i(f)$ za frekvenčni pas delovanja $[f_{\min}, f_{\max}]$
- Izberemo tisti feritni material, ki ima v pasu $[f_{\min}, f_{\max}]$ najnižje normalizirane izgube.
- Če je več enakovrednih materialov izbiramo po:
 - $Q_{\min}$,
 - $a_{\max}$
 - ceni materiala.

2. Izbira feritnega lončka in morebitne reže

- Ali sta predpisana Q , α_e lahko izpolnjena s feritnim lončkom za izbrani ferit brez reže?
 - Če gre $\rightarrow$ lonček brez reže.
 - Če ne gre $\rightarrow$ feritni lonček z režo.
Določimo μ_e lončka in s tem potrebno režo.
- Upoštevamo zmanjševanje temperaturnega koeficienta α_e z naraščajočo širino reže:

$$\mu_e = \frac{\alpha_e}{\left(\frac{\alpha}{\mu_i}\right)}$$

- $\alpha_e \rightarrow$ zahtevani temperaturni koeficient
- $(\alpha/\mu_i) \rightarrow$ normalizirani temperaturni koeficient izbranega ferita (katalog)
- Izberemo lonček, ki ima vrednost μ_e enako ali manjšo od izračunane. TK_L bo enak ali manjši od zahtevanega.
- Za izbrani lonček z režo si zapomnimo faktor induktivnosti A_L .

3. Izbira žice

- Pravilna izbira žice v odvisnosti od predpisanega frekvenčnega pasu delovanja:
- **$f < 20 \text{ kHz}$** : ni sile, uporabimo lahko navadno monofilno žico s tanko izolacijo
- **$20 \text{ kHz} - 200 \text{ kHz}$** : kožni (skin) efekt → pletenice, ($f > 50 \text{ kHz}$) → žile tanjše od $70 \mu\text{m}$
- **$200 \text{ kHz} - 5 \text{ MHz}$** : pletenice, žile tanjše od $40 \mu\text{m}$
- **$f > 5 \text{ MHz}$** : priporočljiva je zelo tanka monofilna žica in antikapacitivna navijanja
- Za izbrano žico odčitamo še premer žice in upornost na meter → $R_{1\text{m}}$

4. Določitev števila ovojev in izbira tuljavnika

- Iz faktorja induktivnosti A_L določimo število ovojev N , potrebnih za induktivnost L

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

- Za izbrani lonček določimo tuljavnik, ki lahko sprejme potrebno število ovojev izbrane žice. Iz kataloških podatkov za izbrani tuljavnik odčitamo še **dolžino povprečnega ovoja** l_N .
- Iz tabel določimo korekturni faktor za vrednost l_N , saj ta podatek velja za poln tuljavnik (max. ovojev)

5. Določitev ohmske upornosti

- Dolžino žice navitja l_{tot} določimo iz števila ovojev in dolžine povprečnega ovoja. Dodamo še ocenjeno dolžino izvodov (≈ 10 cm)

$$l_{tot} = Nl_N + 2l_{izv}$$

- Ohmska upornost navitja R_{tot} je določena z upornostjo žice na enoto dolžine R_{1m} in njeno dolžino l_{tot}

$$R_{tot} = R_{1m} l_{tot}$$

6. Določitev kvalitete tuljave

- Izračunamo približek kvalitete (Q): brez (levo) ali z (desno) upoštevanjem magnetnih izgub jedra

$$Q = \frac{\omega L}{R_{tot}}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{l}{Q} = \frac{R}{\omega L} + \operatorname{tg} \delta_e$$

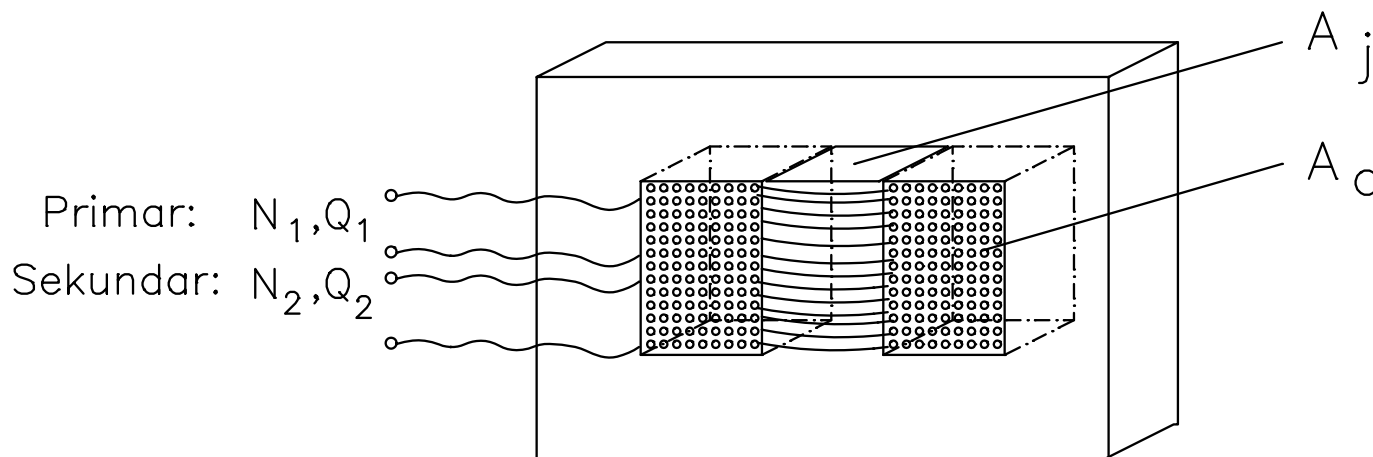
- if ($Q_{\text{izračunan}} \geq Q_{\text{predpisan}}$) $\rightarrow$ zmaga
- else $Q_{\text{izračunan}}++ \rightarrow$ znižamo R_{tot} .
(debelejša žica oz. pletenice z večjim številom žil)
- Če nova žica ne gre v izbrani tuljavnik $\rightarrow$ izberemo večji tuljavnik
- Če novi tuljavnik ne gre v feritni lonček $\rightarrow$ vzamemo večji lonček
- ponovi korake od 2 do 6 dokler ni ($Q \leq Q_{\text{predpisan}}$)

Komponente, sestavi in senzorji

Načrtovanje omrežnega
transformatorja

Načrtovanje omrežnega transformatorja

- Transformator je sestavljen iz dveh navitij, navitih na skupnem jedru, magnetno sklopljenih preko skupnega magnetnega pretoka
- Osnovni parametri transformatorja so:
 - geometrijski presek jedra A_j
 - geometrijski presek okna A_o
 - število obojev in presek žice primarja N_1, Q_1
 - število obojev in presek žice sekundarja N_2, Q_2



Načrtovanje omrežnega transformatorja

- Izhodišče obravnave je enačba za inducirano napetost $v_i(t)$ v nekem navitju z N ovoji, zaradi časovno spremenljivega magnetnega pretoka Φ skozi navitje

$$v_i = - N \frac{d\phi}{dt}$$

- Magnetni pretok je določen z gostoto magnetnega pretoka B in efektivnim presekom jedra A_{jef} .
- Efektivni presek jedra A_{jef} je običajno manjši od geometrijskega preseka jedra A_j , ker so jedra zaradi zmanjšanja vrtničnih tokov lamelirana.
- $p_j \rightarrow$ polnilni faktor jedra ($p_j \approx 0.9$)

$$\phi = B A_{jef}$$

$$p_j = \frac{A_{jef}}{A_j}$$

$$v_i = - N p_j A_j \frac{dB}{dt}$$

Načrtovanje omrežnega transformatorja

- Na primarju je sinusni signal $\rightarrow B(t), H(t)$ so sinusne oblike.
- $B_M \rightarrow$ amplituda gostote magnetnega pretoka,
- $\omega \rightarrow$ krožna frekvenca vhodnih signalov.

$$B = B_M \sin \omega t \quad \text{oz.} \quad \frac{dB}{dt} = \omega B_M \cos \omega t$$

$$v_i = - N p_j A_j \frac{dB}{dt}$$

$$v_i = - N p_j A_j \omega B_M \cos \omega t = - V_M \cos \omega t$$

Efektivnimi vrednostmi napetosti

- Delamo z efektivnimi vrednostmi, ki so pri sinusnih signalih v enostavni zvezi z amplitudami ($V_{ef} = 1/\sqrt{2} \cdot V_M$).
- Izrazimo $f = 2 \cdot \pi / \omega$

$$V_{ef1} = 4.44 \cdot N_1 \cdot f \cdot B_M \cdot p_j \cdot A_j$$

$$V_{ef2} = 4.44 \cdot N_2 \cdot f \cdot B_M \cdot p_j \cdot A_j$$

- $N_{1,2} \rightarrow$ število ovojev primarja, sekundarja
- $V_{ef1,2} \rightarrow$ efektivna napetost primarja, sekundarja

Polnilni faktor okna (p_o)

- Navitja zaradi nepopolnega zlaganja žice okroglega preseka, včasih in zaradi premajhnega števila ovojev ne zapolnijo površine okna.
- $p_o \rightarrow (p_o \approx 0.3 \dots 0.5)$ polnilni faktor okna razmerje med:
 - A_{oef} (z bakreno žico zasedeni del preseka okna)
 $(N_1 Q_1 + N_2 Q_2)$
 - A_o (geometrijski presek okna)
- $Q_1, Q_2 \rightarrow$ preseka žic primarja, sekundarja

$$p_o = \frac{A_{oef}}{A_o} = \frac{N_1 Q_1 + N_2 Q_2}{A_o}$$

Optimalna efektivna gostota toka

- V vseh navitjih mora biti **ista**, optimalna efektivna gostota toka j_{ef}
- $Q_1, Q_2 \rightarrow$ preseka žic primarja, sekundarja

$$j_{ef} = \frac{I_{1ef}}{Q_1} = \frac{I_{2ef}}{Q_2}$$

$$A_{oef} = p_o A_o = N_1 \cdot Q_1 + N_2 \cdot Q_2 = N_1 \cdot \frac{I_{ef1}}{j_{ef}} + N_2 \cdot \frac{I_{ef2}}{j_{ef}}$$

$$j_{ef} p_o A_o = N_1 I_{ef1} + N_2 I_{ef2}$$

Prenos moči pri transformatorju brez izgub

- Moč iz primarja P_1 se prenaša brez izgub v moč sekundarja P_2 ($\approx$)

$$P_1 = I_{ef1} V_{ef1} \approx P_2 = I_{ef2} V_{ef2}$$

- Celotna moč transformatorja je vsota vseh moči v transformatorju ΣP :

$$\Sigma P = 4.44 f B_M p_j A_j (N_1 I_{ef1} + N_2 I_{ef2})$$

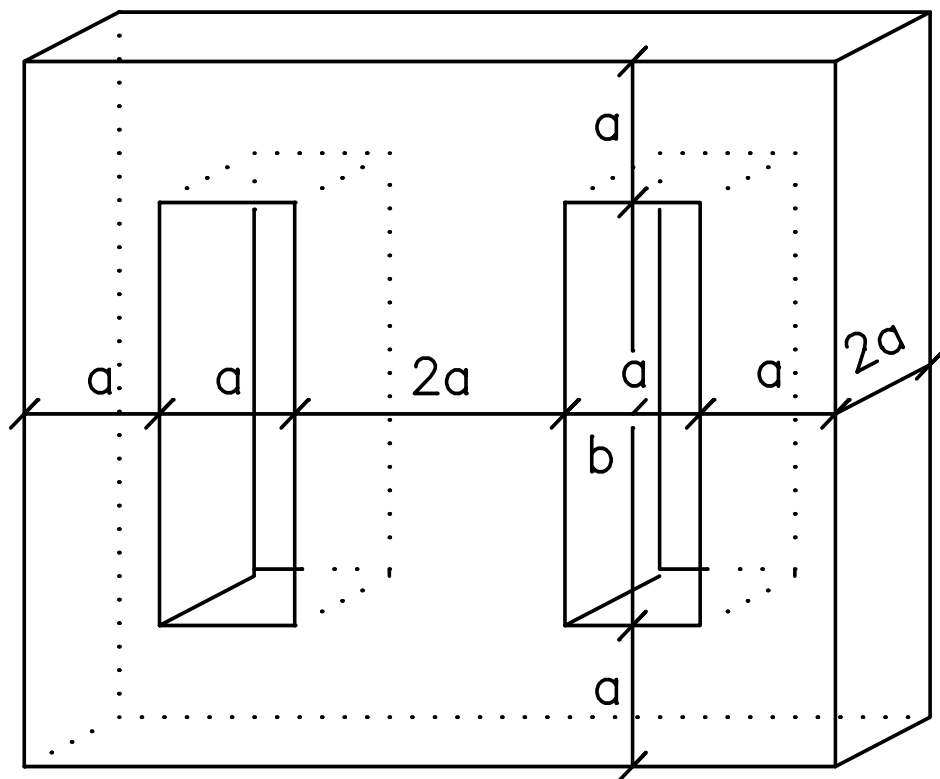
Prenos moči pri transformatorju brez izgub

- Kakšni so potrebni preseki jedra in okna A_j , A_o v odvisnosti od zahtevane moči transformatorja?

$$A_o A_j = \frac{\Sigma P}{4.44 f B_M p_j p_o j_{ef}}$$

Standardna jedra

- Preseki A_j , A_o so med seboj povezani ($b = 3a$)



$$A_j = 2a \times 2a = 4a^2$$

$$A_o = a \times 3a = 3a^2$$

$$A_o = \frac{3}{4} A_j$$

$$A_j = \sqrt{\frac{\Sigma P}{3.33 f B_M p_j p_o j_{ef}}}$$

$$N_{1,2} = \frac{V_{ef1,2}}{4.44 f B_M p_j A_j}$$

Transformator z izgubami

- V resničnem transformatorju z izgubami izpeljane enačbe samo povečati je treba preseke jedra in okna A_j , A_o ter število ovojev sekundarja N_2
- Omrežni transformator z izgubami (ang. Loss, L), npr. $L=10\%=0.10$
- Zaradi izgub moramo dodatno vložiti na primarju $L=10\%$ moči več, ($L \cdot P_1 = 0.10 \cdot P_1$)
- Še vedno velja ($P_1 \approx P_2$):

brez izgub:
$$\Sigma P = P_1 + P_2 \approx 2P_1$$

z izgubami:

$$\Sigma P = P_1 + LP_1 + P_2 = (2 + L)P_1 = 2.10P_1$$

Transformator z izgubami

- Moč se poveča iz $2 P_1 \rightarrow (2+L) P_1$
- Preseki A_j , A_o se povečajo za faktor $L/4$ (v primeru $L = 10\% \rightarrow$ za 2.5%)

$$A_{jL} = \sqrt{\frac{(2+L) \cdot P_1}{3.33 f B_M p_j p_o j_{ef}}}$$

$$A_j = \sqrt{\frac{2 \cdot P_1}{3.33 f B_M p_j p_o j_{ef}}}$$

$$A_{jL} = \sqrt{\frac{2+L}{2}} A_j \approx \left(1 + \frac{L}{4}\right) \cdot A_j = 1.025 \cdot A_j$$

Podobna formula za A_o :

$$A_{oL} = \sqrt{\frac{2+L}{2}} \cdot A_o \approx \left(1 + \frac{L}{4}\right) \cdot A_o = 1.025 \cdot A_o$$

Transformator z izgubami

- Za izračun N_1 uporabimo izraz brez sprememb
- Zaradi izgub v jedru je treba običajno povečati N_2 za +15% .

$$N_1 = \frac{V_{ef1}}{4.44 f B_M p_j A_j} \approx 50 \cdot \frac{V_{ef1}[V]}{A_j[cm^2]} \Bigg|_{B=1T; p_j=0.9; p_o=0.3; j_{ef}=2 A/mm^2}$$

$$N_2 = \frac{1.15 \cdot V_{ef2}}{4.44 \cdot f \cdot B_M \cdot p_j \cdot A_j} \approx 57.5 \cdot \frac{V_{ef2}[V]}{A_j[cm^2]} \Bigg|_{B=1T; p_j=0.9; p_o=0.3; j_{ef}=2 A/mm^2}$$

Optimalni presek žic (Q)

- Optimalni preseki žic Q so določeni s tokovno gostoto j_{ef}
- j_{ef} naj bo enaka v vseh navitjih
- $j_{ef}(\text{Cu}) \approx 1 \dots 4 \text{ A/mm}^2$
v praksi $j_{ef}(\text{Cu}) \approx 2 \dots 2.5 \text{ A/mm}^2$

$$I_{ef1,2} = \frac{P_{1,2}}{V_{ef1,2}}$$

$$Q_{1,2} = \frac{\pi D_{1,2}^2}{4} = \frac{I_{ef1,2}}{j_{ef}}$$

$$D_{1,2} = \sqrt{\frac{4 I_{ef1,2}}{\pi j_{ef}}} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ef1,2}}{j_{ef}}}$$

Največji tokovi žic ($j_{ef} = 2.8 \text{ A/mm}^2$)

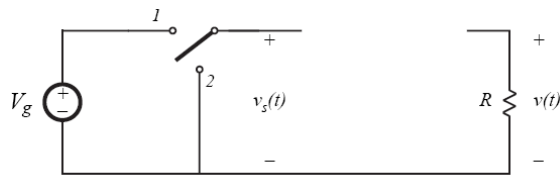
D(mm)	A(mm ²)	j(A/mm ²)	I _{max} (A)	D(mm)	A(mm ²)	j(A/mm ²)	I _{max} (A)
11.68	107.22	2.82	302	2.59	5.26	2.85	15
10.40	85.01	2.81	239	2.30	4.17	2.88	12
9.27	67.43	2.82	190	2.05	3.31	2.81	9.3
8.25	53.49	2.80	150	1.83	2.63	2.82	7.4
7.35	42.41	2.81	119	1.63	2.08	2.83	5.9
6.54	33.62	2.80	94	1.45	1.65	2.84	4.7
5.83	26.67	2.81	75	1.29	1.31	2.83	3.7
5.19	21.15	2.84	60	1.15	1.04	2.79	2.9
4.62	16.77	2.80	47	1.02	0.82	2.79	2.3
4.11	13.30	2.78	37	0.91	0.65	2.76	1.8
3.67	10.55	2.84	30	0.81	0.52	2.89	1.5
3.26	8.37	2.87	24	0.72	0.41	2.92	1.2
2.91	6.63	2.87	19	0.65	0.33	2.81	0.92

Komponente, sestavi in senzorji

Osnove SMPS

Buck pretvornik

SPDT stikalo



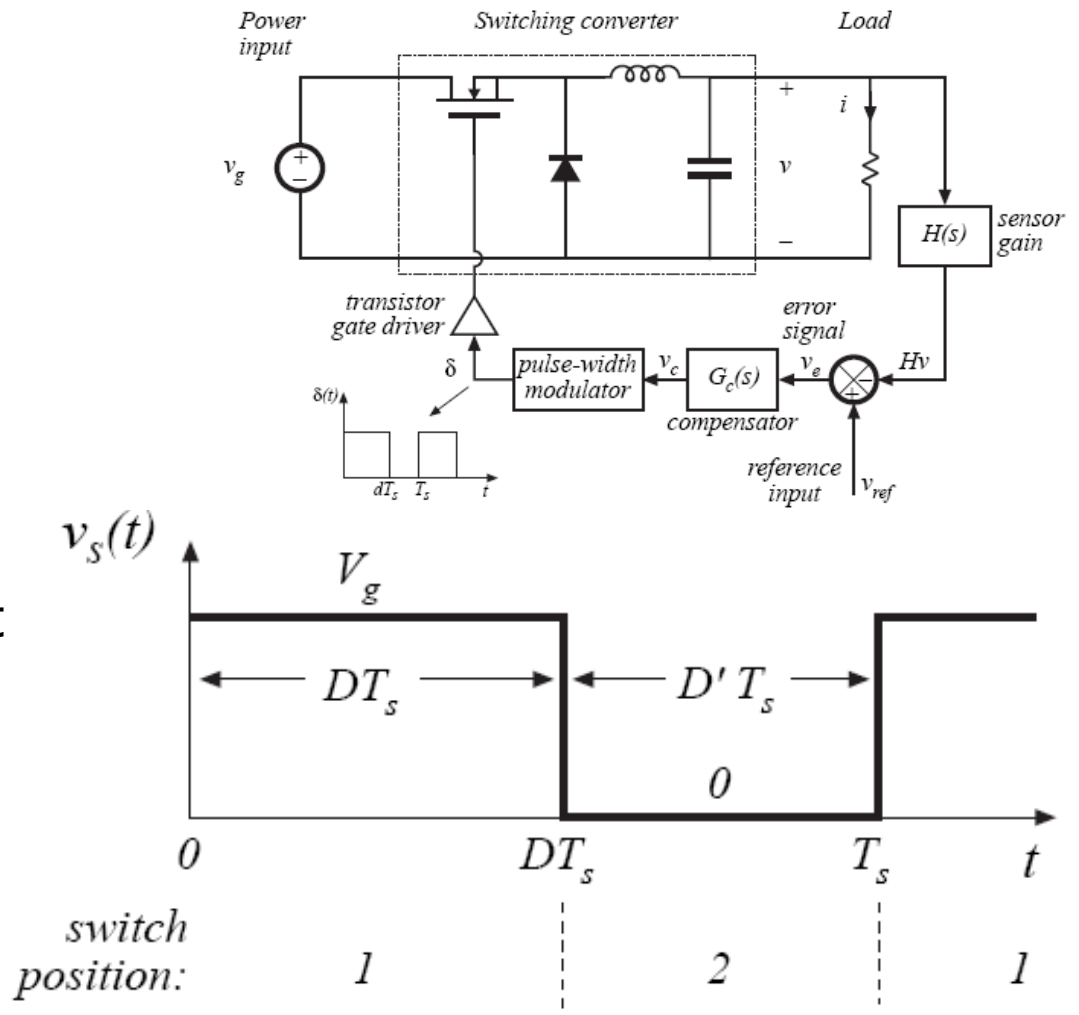
Izhodna stikalna napetost

Duty cycle (D)

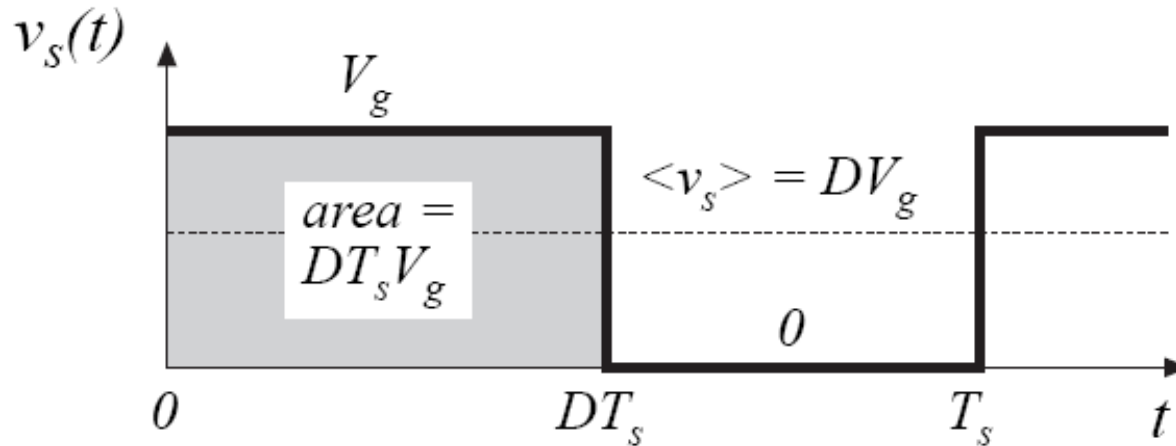
$0 < D \leq 1$

Komplement (D')

$D' = 1 - D$



Buck pretvornik

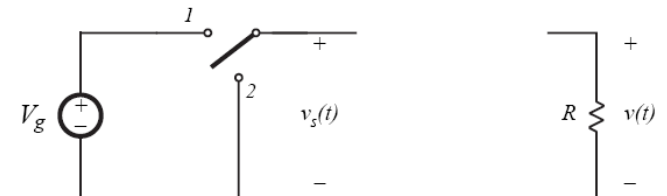


Fourierova analiza:

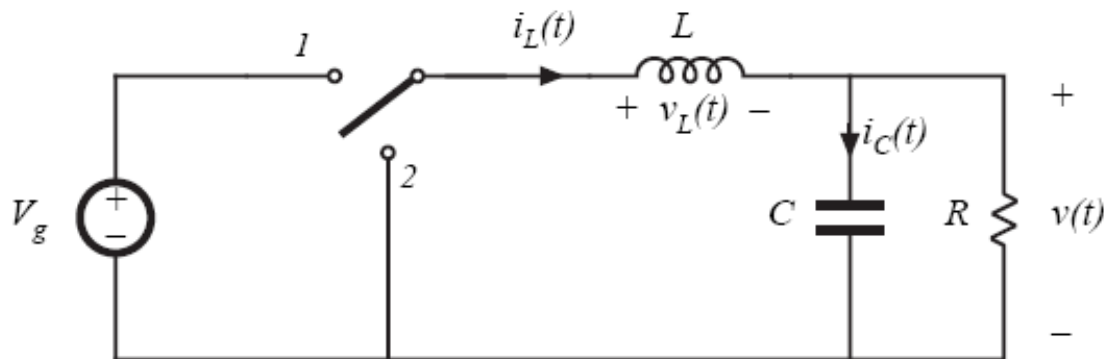
DC komponenta → povprečna vrednost

$$\langle v_s \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt$$

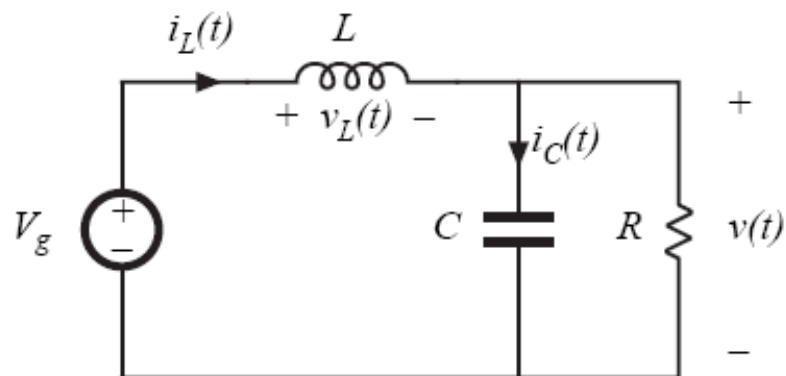
$$\langle v_s \rangle = \frac{1}{T_s} (DT_s V_g) = DV_g$$



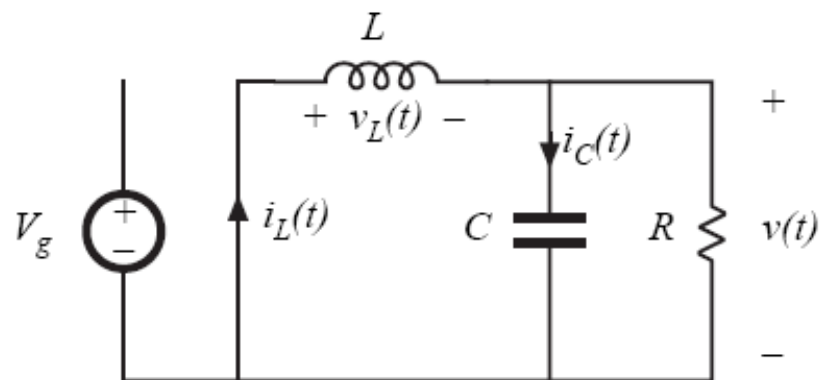
Buck pretvornik – tok preko tuljave



Stikalo v "1"



Stikalo v "2"

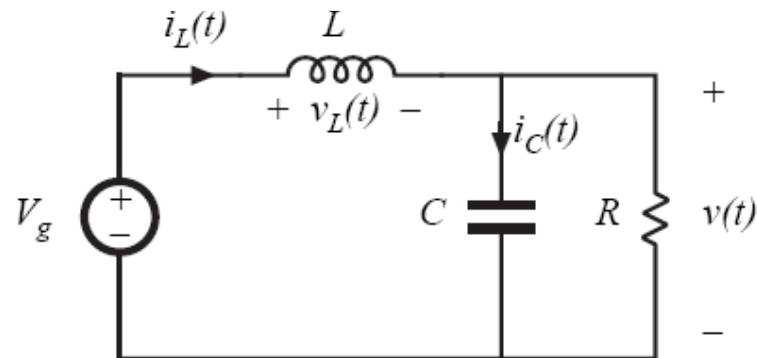


Buck – i_L – stikalo "1" in "2"

Naj bo valovitost izhodne napetosti majhna proti povprečni DC vrednosti (V)

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad v_L \approx V_g - V$$

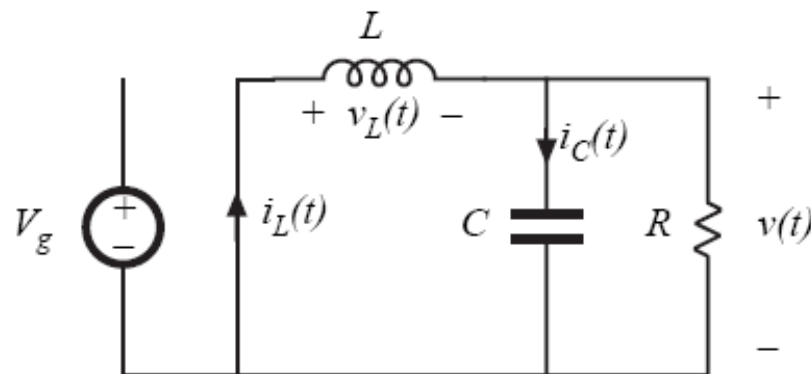
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \approx \frac{V_g - V}{L}$$



i_L se spreminja s konstantnim naklonom ($1/L$)

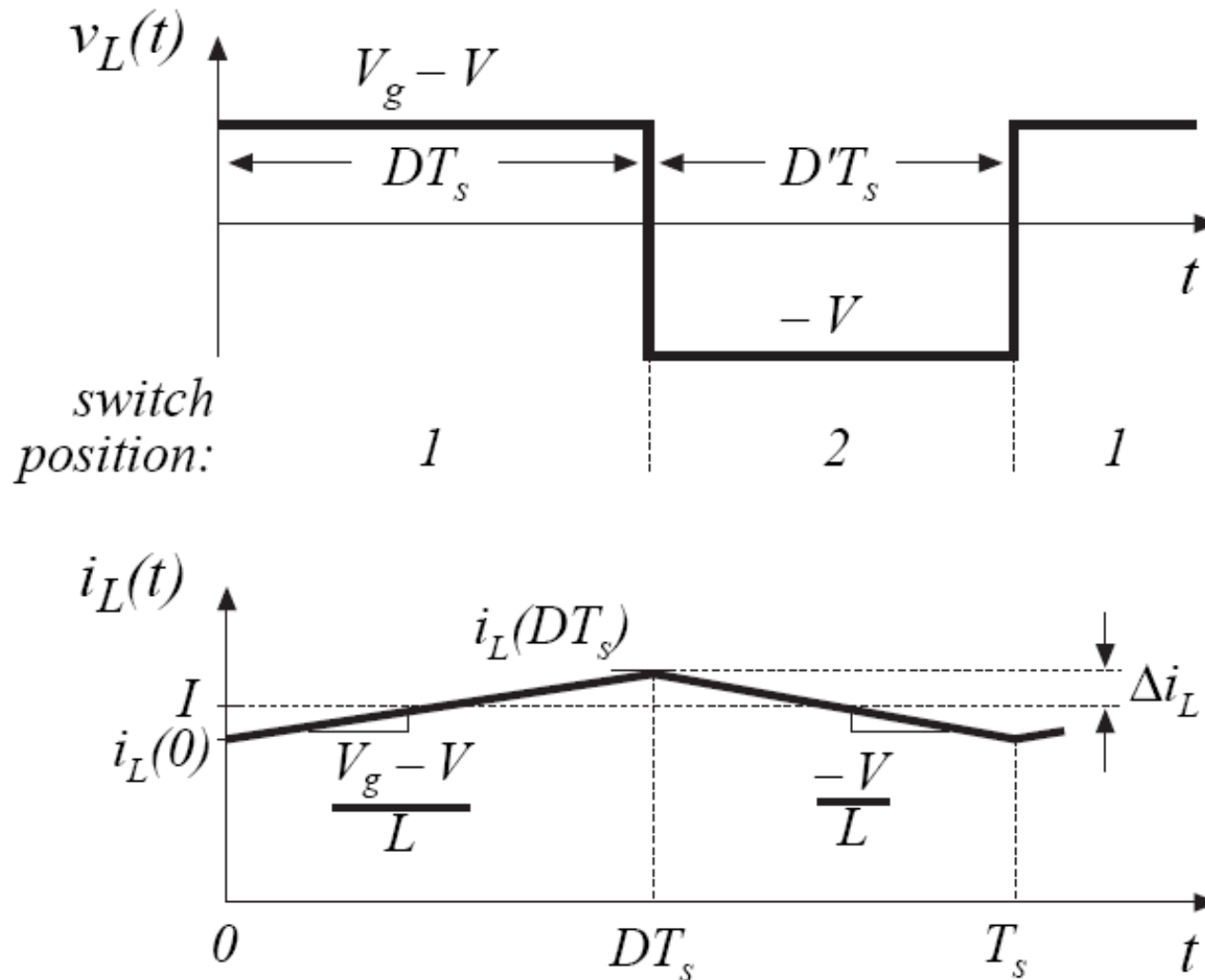
$$v_L(t) \approx -V \quad v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx -\frac{V}{L}$$

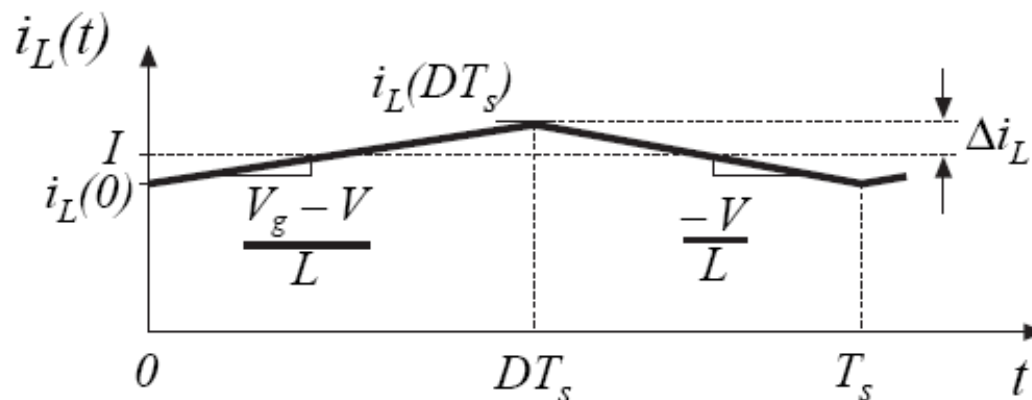


i_L se spreminja s konstantnim naklonom ($-1/L$)

Buck – v_L in i_L



Buck – Δi_L – valovitost toka



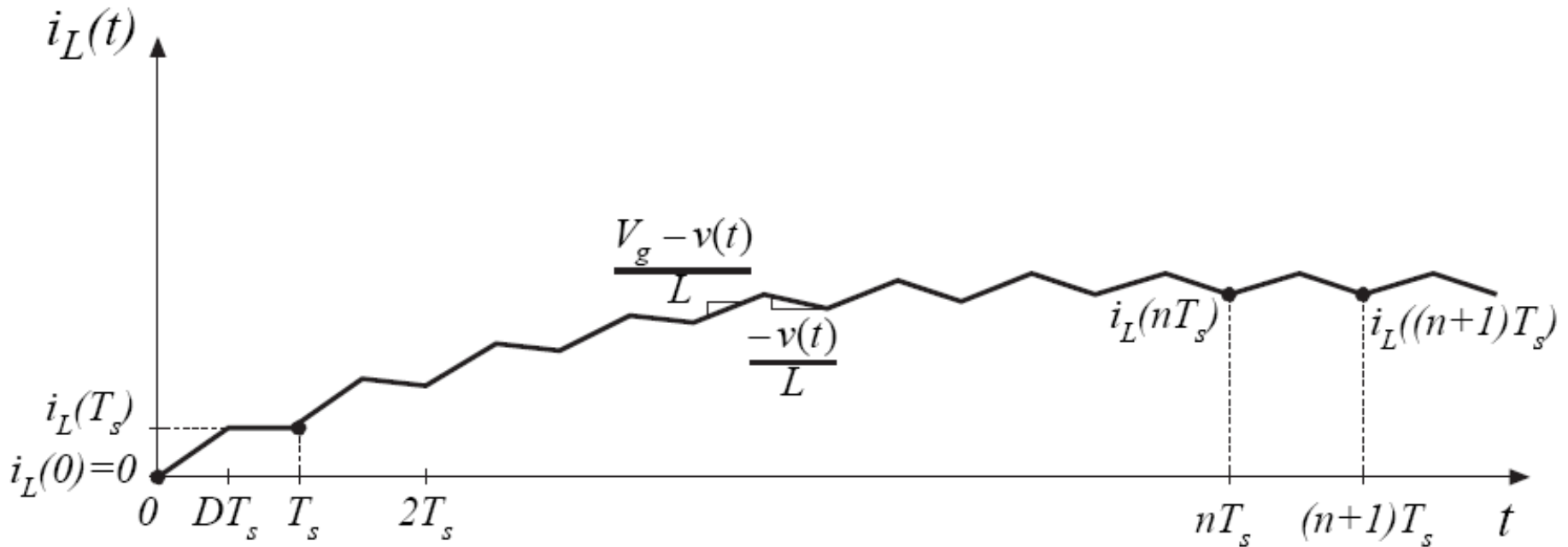
Valovitost i_L v ustaljenem stanju ocenimo preko zveznosti toka skozi tuljavo preko stikalne periode ($i_L(0) = i_L(T_s)$)

$$(2\Delta i_L) = \left(\frac{V_g - V}{L} \right) (DT_s)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_g - V}{2L} DT_s$$

$$L = \frac{V_g - V}{2\Delta i_L} DT_s$$

Buck – i_L – potek toka ob vklopu



Naša poenostavljena analiza velja za področje,
Ko se tok ustali (ang. steady state):

$$i_L((n+1)T_s) = i_L(nT_s)$$

Buck – i_L – potek toka ob ustaljenem stanju

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Integriramo preko ene periode

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_L(t) dt$$

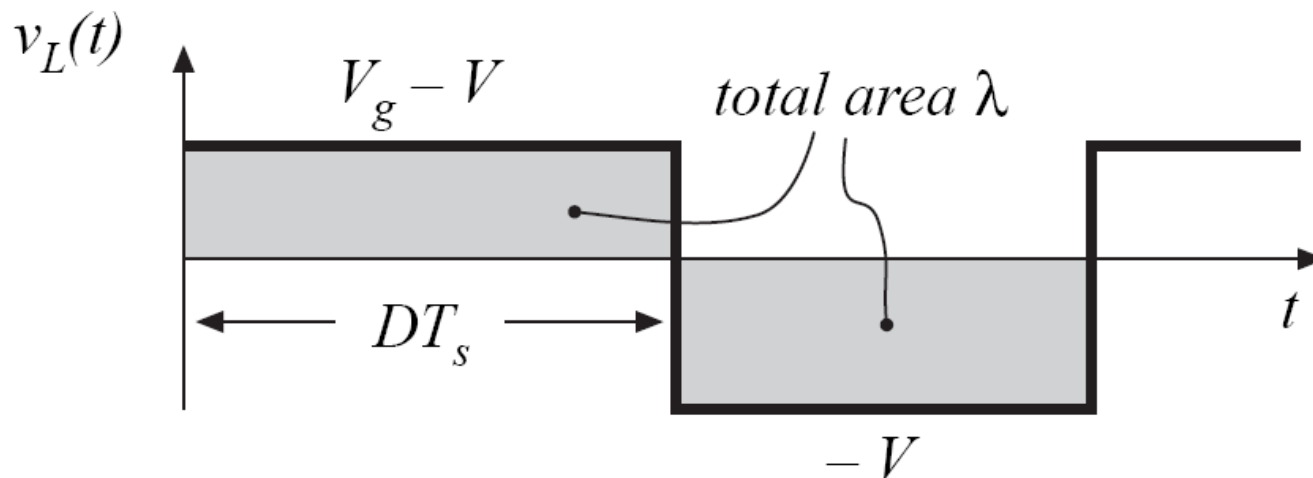
V ustaljenem stanju bo povprečna vrednost napetosti $L = 0$.

$$0 = \int_0^{T_s} v_L(t) dt$$

Površina krivulje $v_L(t) = 0$ Vs

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \langle v_L \rangle$$

Buck – Prenosna karakteristika



$$\lambda = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g - V)(DT_s) + (-V)(D'T_s)$$

$$\langle v_L \rangle = \frac{\lambda}{T_s} = D(V_g - V) + D'(-V)$$

$$0 = DV_g - (D + D')V = DV_g - V \quad \Rightarrow \quad V = DV_g$$

Uravnoteženje naboja na kondenzatorju v ustaljenem stanju

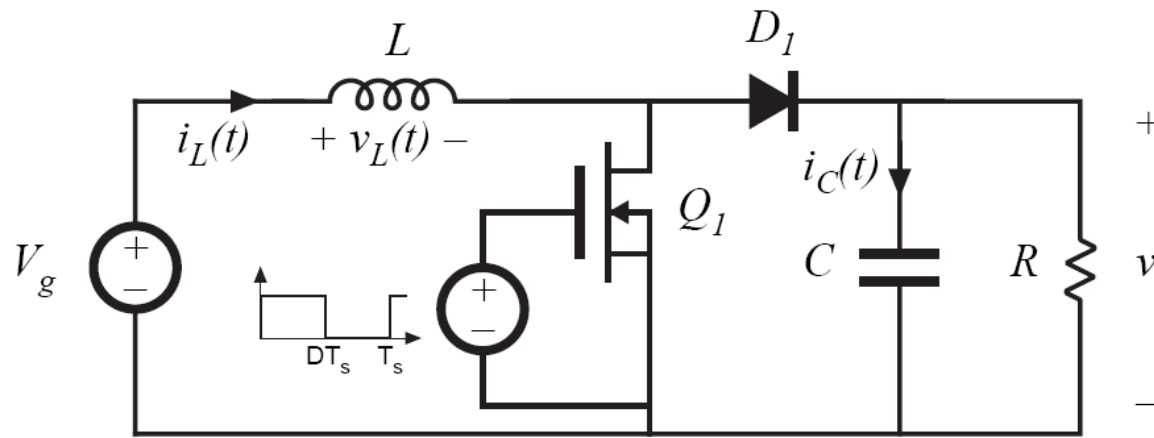
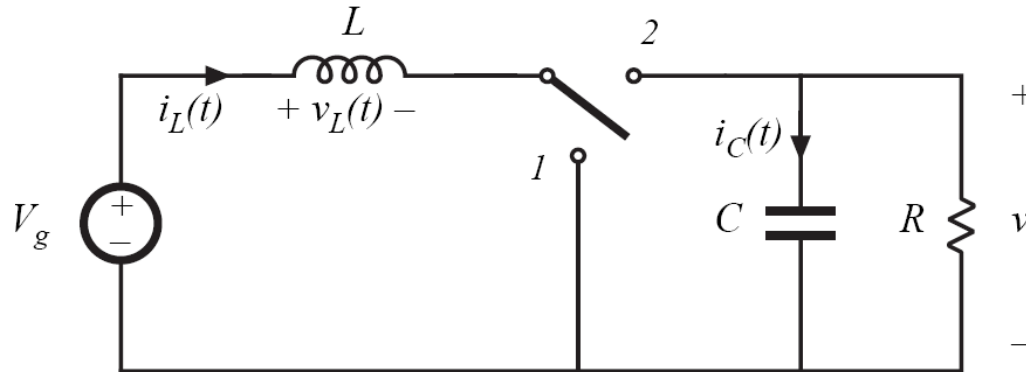
$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt$$

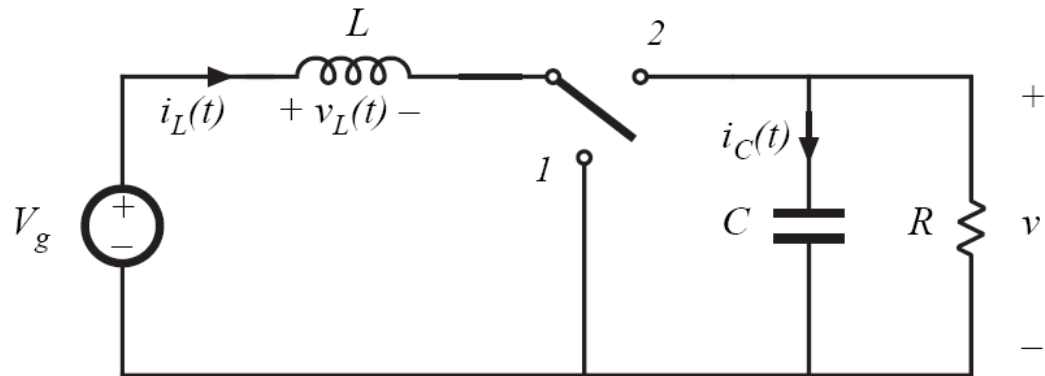
$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = \langle i_c \rangle$$

Površina (naboj) pod tokom kondenzatorja je 0, ko pretvornik deluje v ustaljenem stanju. ➔ Povprečni tok kondenzatorja preko periode je 0.

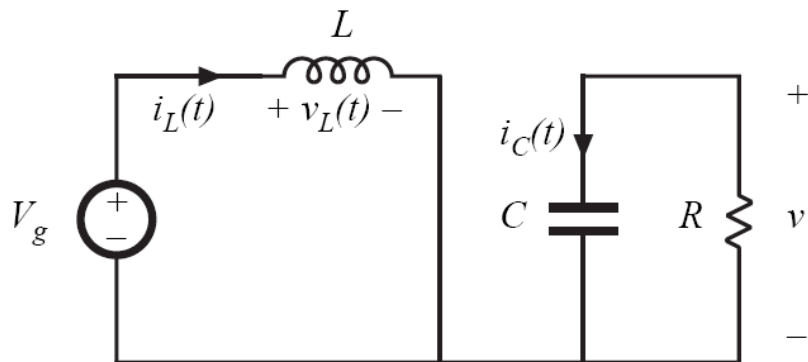
Boost pretvornik



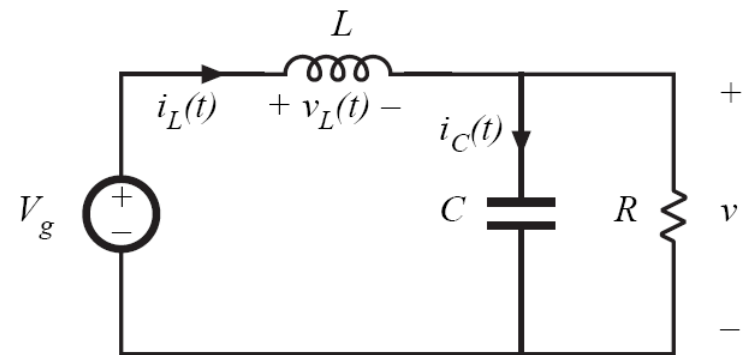
Analiza boost pretvornika



Stikalo v "1"



Stikalo v "2"

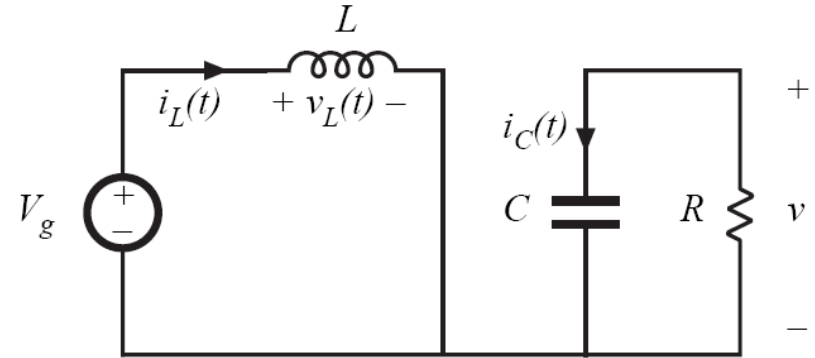


Boost – i_L – stikalo “1” in “2”

$$v_L = V_g$$

$$i_C = -V / R$$

V obeh primerih naj bo valovitost izhodne napetosti (v) majhna proti njeni DC vrednosti (V), zato velja $v \approx V$.

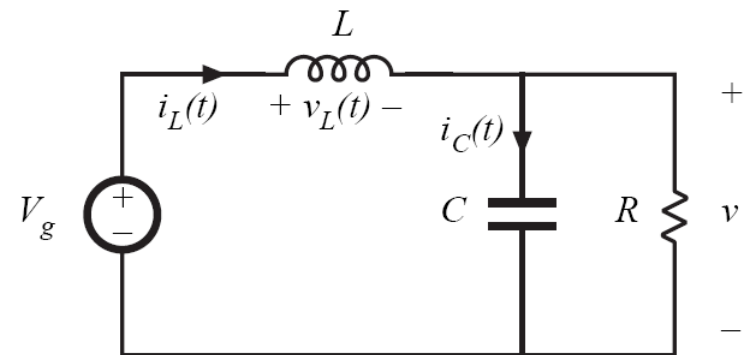


$$v_L = V_g - v$$

$$v_L = V_g - V$$

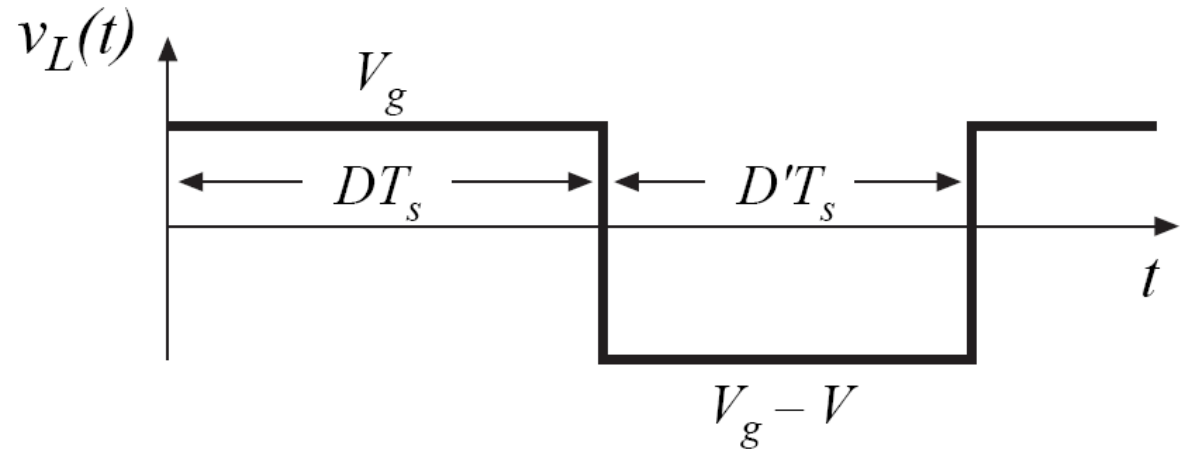
$$i_C = i_L - v / R$$

$$i_C = I - V / R$$

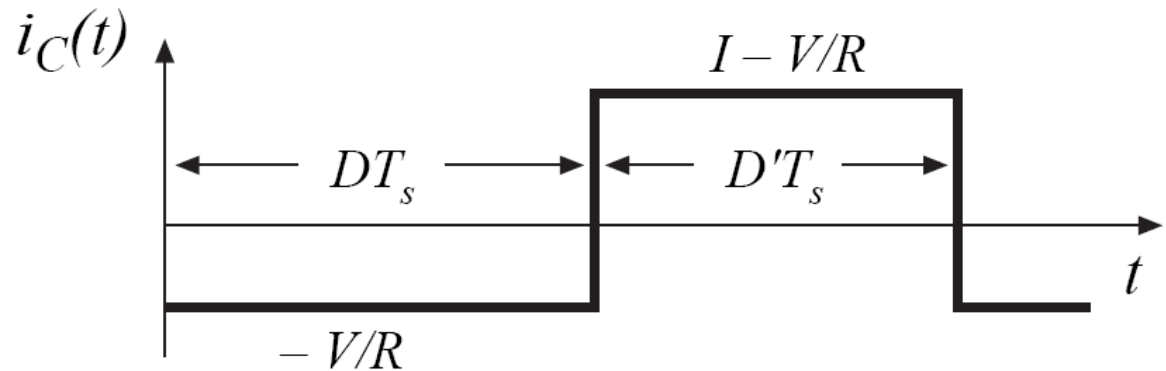


Boost – i_C – v_L

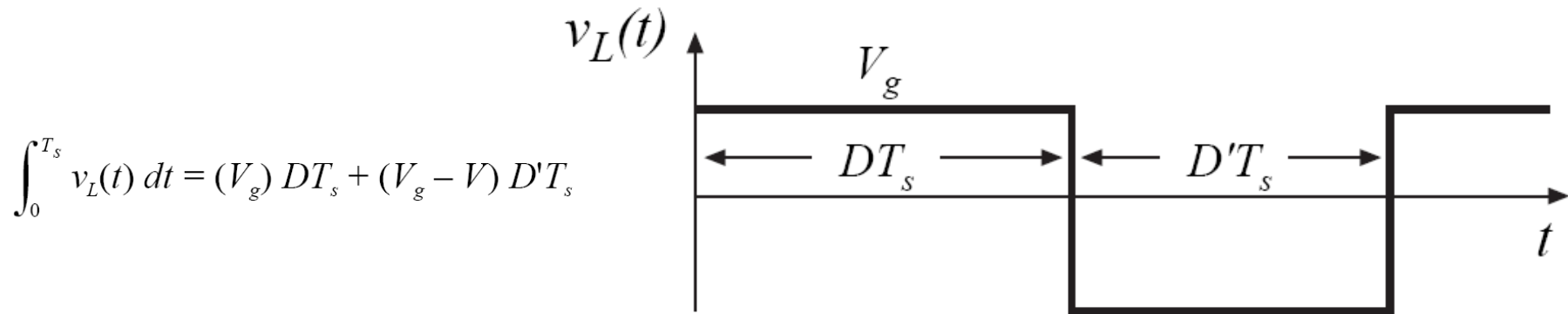
$$v_L = V_g$$
$$i_C = -V/R$$



$$v_L = V_g - V$$
$$i_C = I - V/R$$



Prenosna karakteristika boost

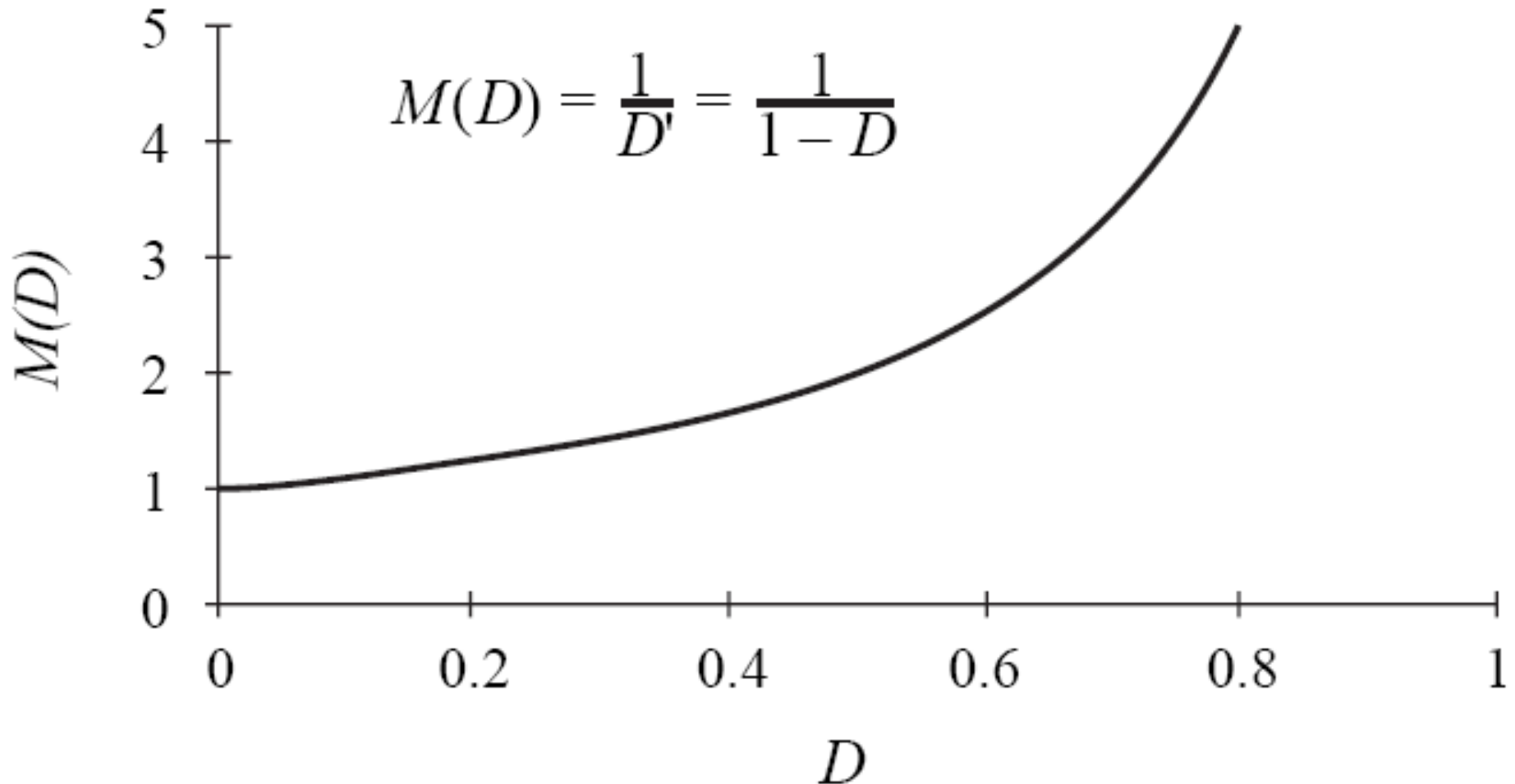


$$V_g (D + D') - V D' = 0$$

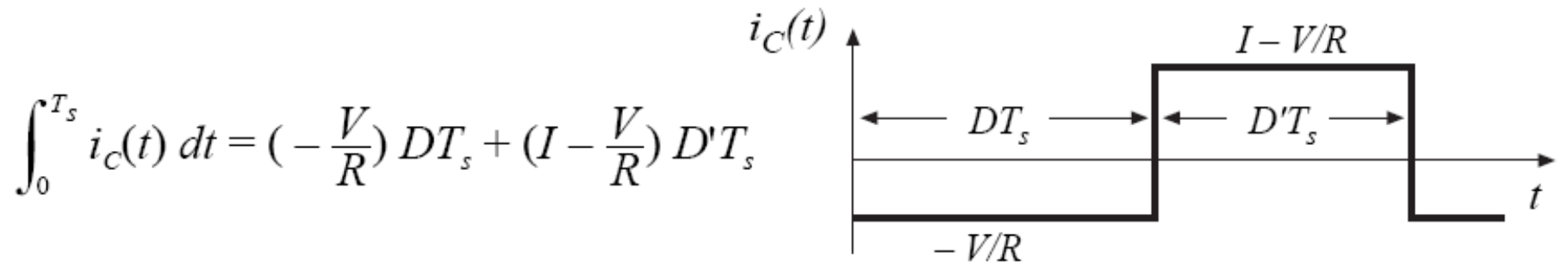
$$V = \frac{V_g}{D'}$$

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1 - D}$$

Prenosna karakteristika - boost



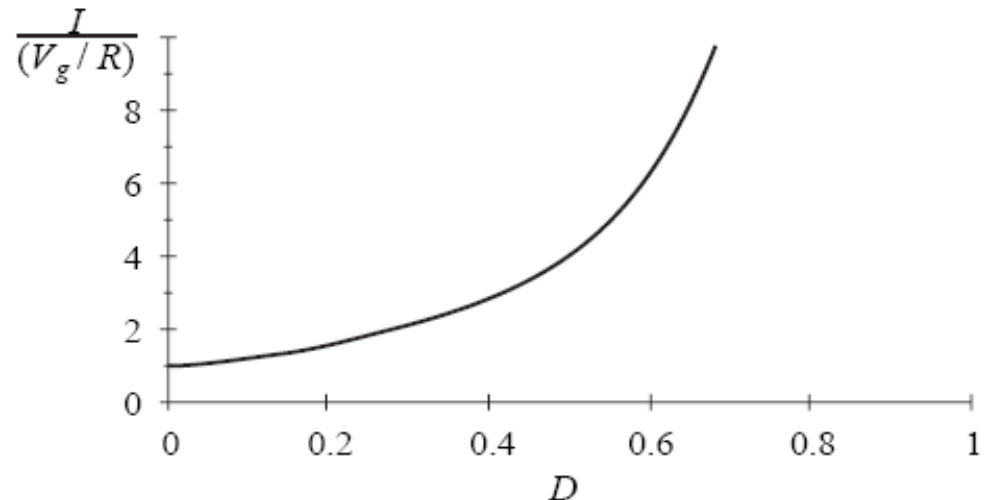
Enosmerni tok tuljave – boost



$$-\frac{V}{R} (D + D') + I D' = 0$$

$$I = \frac{V}{D' R}$$

$$I = \frac{V_g}{D'^2 R}$$



Valovitost toka skozi tuljavo

Interval naraščanja toka

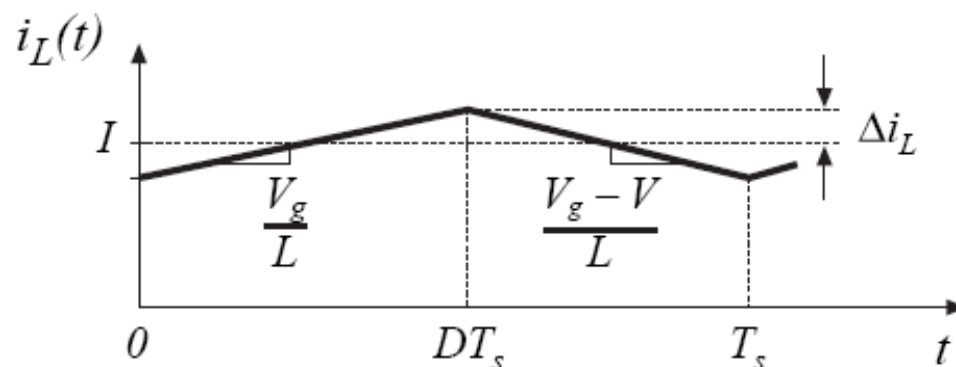
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g}{L}$$

Interval padanja toka

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g - V}{L}$$

$$2\Delta i_L = \frac{V_g}{L} DT_s$$

$$\Delta i_L = \frac{V_g}{2L} DT_s$$



Tudi induktivnost L določa valovitost toka.

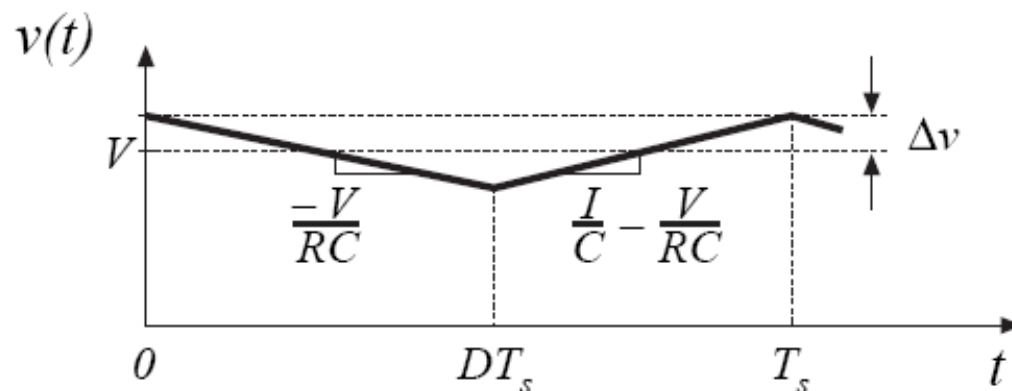
Valovitost napetosti na C

Interval padanja napetosti

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = -\frac{V}{RC}$$

Interval naraščanja napetosti

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = \frac{I}{C} - \frac{V}{RC}$$



V intervalu padanja na napetosti se napetost spremeni za Δv

$$-2\Delta v = -\frac{V}{RC} DT_s$$

$$\Delta v = \frac{V}{2RC} DT_s$$

Valovitost izhodne napetosti določamo z velikostjo C .

V praksi vpliva v R tudi R_{ESR} kondenzatorja → zato "low ESR" kondenzator!

Komponente, sestavi in senzorji

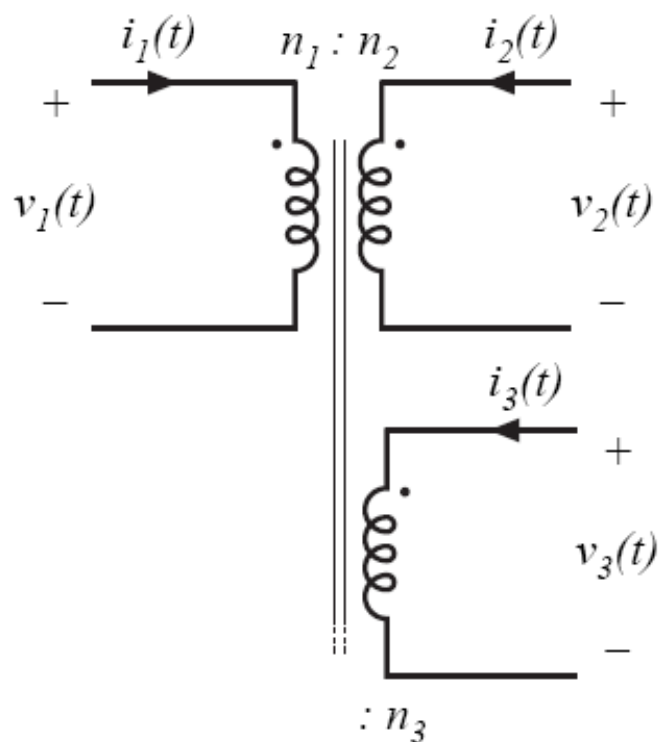
Izolirani SMPS

Izolirani SMPS

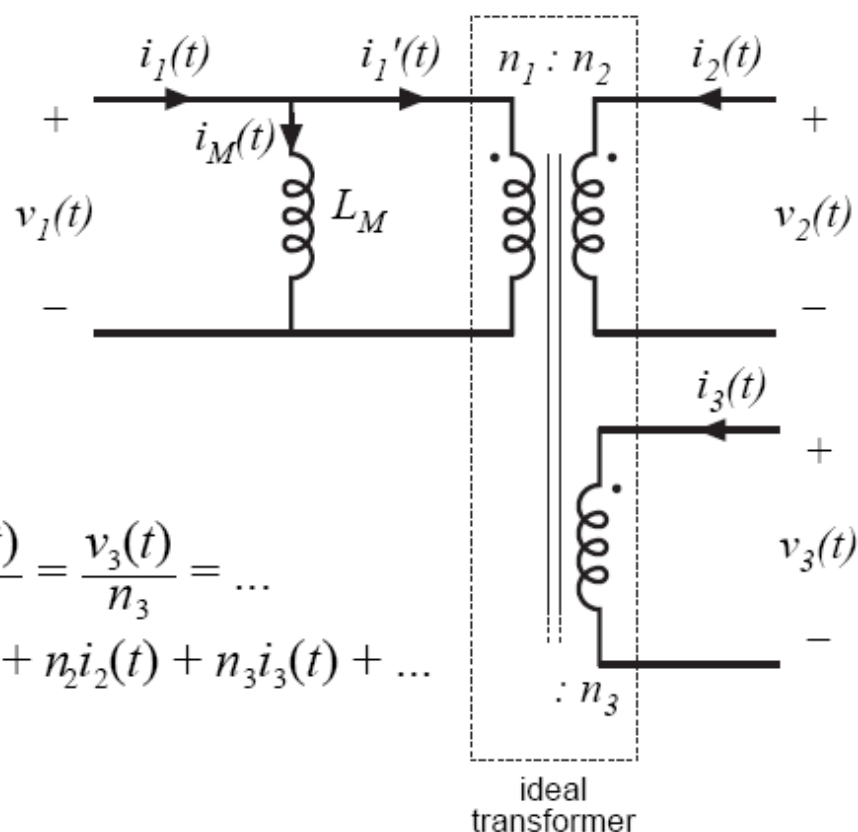
- Izolacija med vhodom in izhodom zaradi varnostnih zahtev
- Zmanjšanje velikosti transformatorja z uporabo visokofrekvenčnega jedra v pretvorniku
- Zmanjšanje velikih tokov in napetostnih padcev na stikalnih elementih ko realiziramo velika prestavna razmerja → kompenziramo s prestavo transformatorja
- Dobimo lahko več izhodnih napetosti z enim transformatorjem z več navitji in več sekundarnimi vezji.

Poenostavljen model transformatorja

Transformator z več izhodi



Ekvivalentno vezje

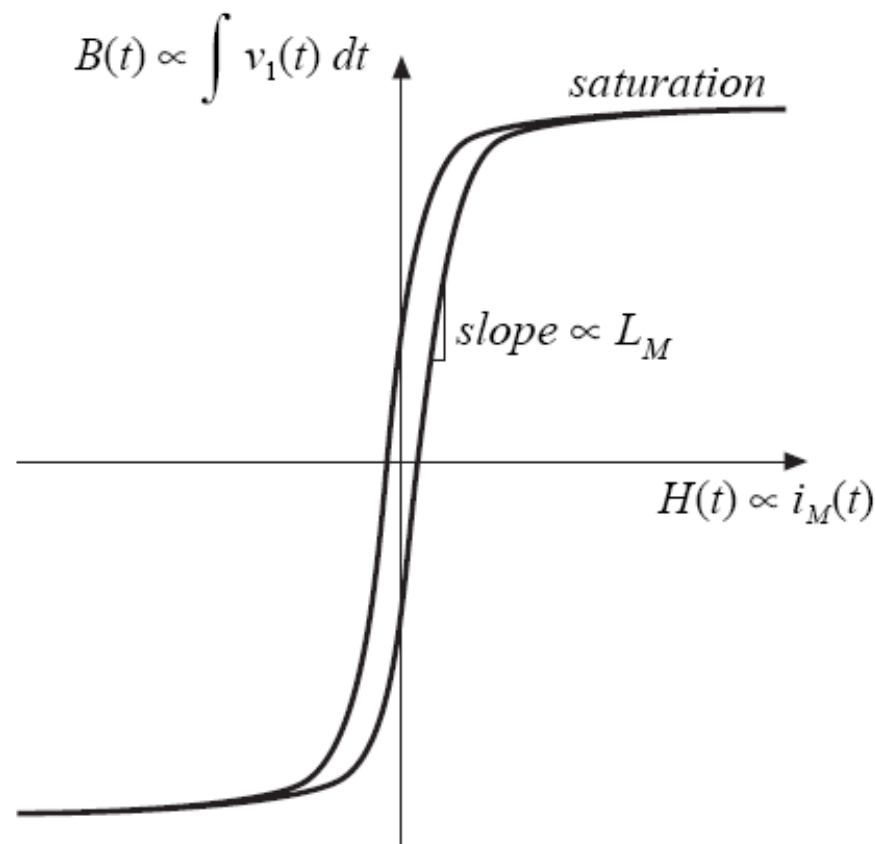


$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \frac{v_3(t)}{n_3} = \dots$$

$$0 = n_1 i_1'(t) + n_2 i_2(t) + n_3 i_3(t) + \dots$$

Induktivnost magnetenja – L_M

- L_M predstavlja magnetenje jedra transformatorja po magnetilni krivulji
- Preslikana na primarno stran vzporedno z navitjem
- Če so vsa sekundarna navitja izključena, se primarno navitje obnaša kot tuljava z induktivnostjo L_M
- DC razmere $\rightarrow$ L_M predstavlja kratek stik – transformator za DC razmere ne deluje ($dB/dt=0$)
- Transformator preide v nasičenje, ko je magnetilni tok i_M prevelik



Uravnoteženje magnetilnega toka

Za induktivnost magnetenja L_M velja:

$$v_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt}$$

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t v_1(\tau) d\tau$$

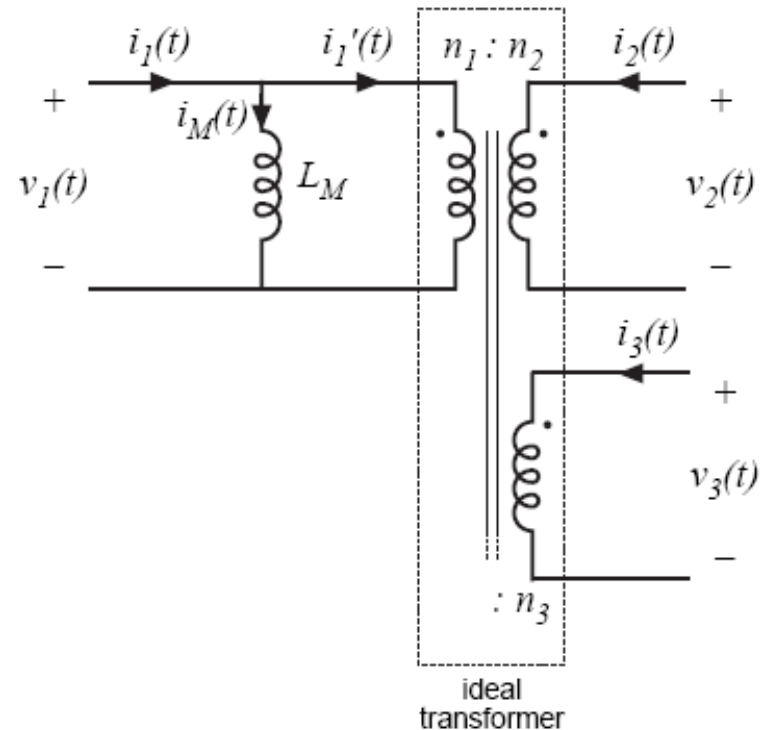
Magnetilni tok $i_m(t)$ dobimo z integracijo napetosti na navitju $v_1(t)$.

Magnetilni tok ni odvisen od toka v navitjih.

Uravnoteženje Vs: v ustaljenem stanju velja

$$i_M(T_s) = i_M(0)$$

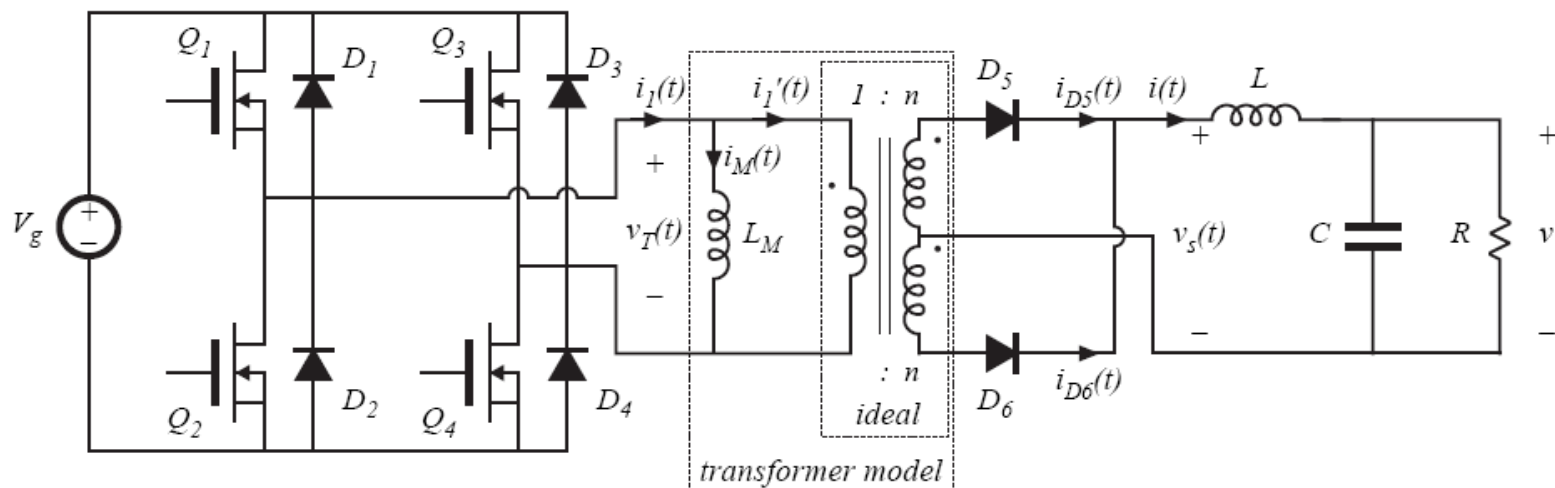
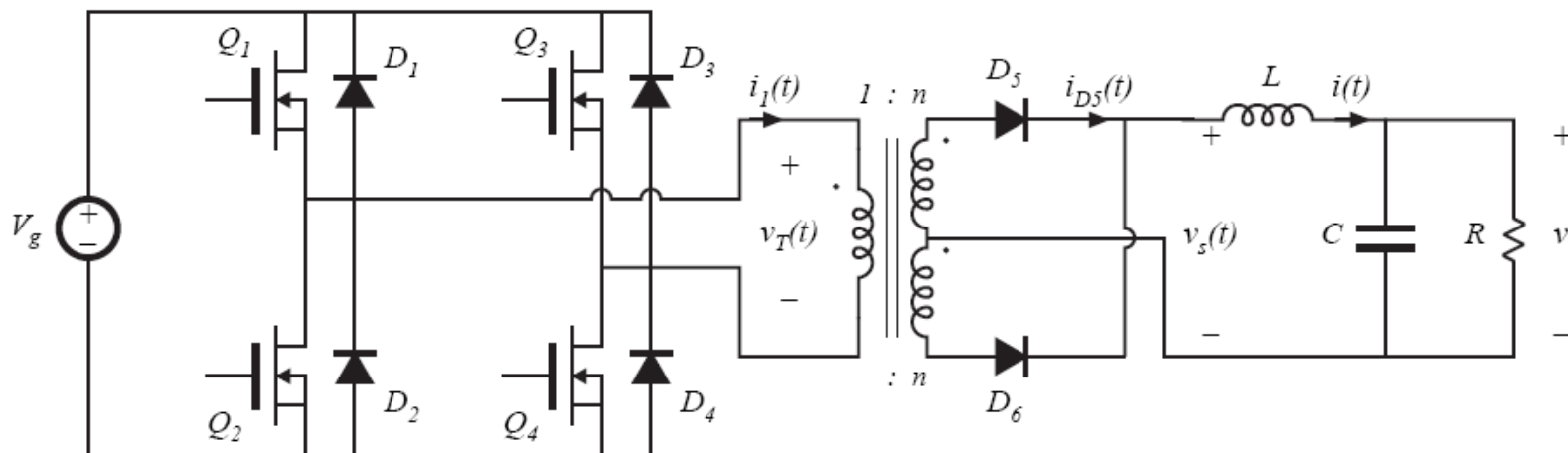
$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_1(t) dt$$



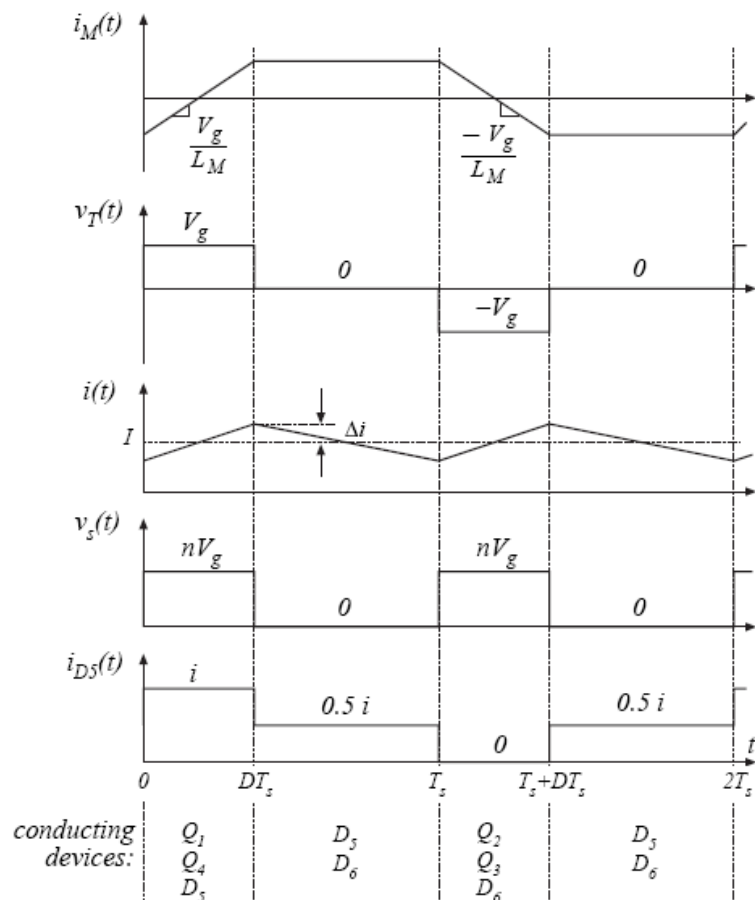
Uravnoteženje magnetilnega toka

- Uravnoteženje magnetilnega toka (ang. transformer reset) zagotavlja, da se jedro do konca stikalne periode povrne v stanje ob začetku stikalne periode.
- Ta mehanizem poenostavi računanje SMPS, ampak zakomplicira krmilno vezje.

Izolirani full-bridge buck pretvornik



Izolirani full-bridge buck pretvornik



Prva stikalna perioda:

- Q_1, Q_4 prevajata za čas DT_s , in magnetita jedro z $V_g DT_s$

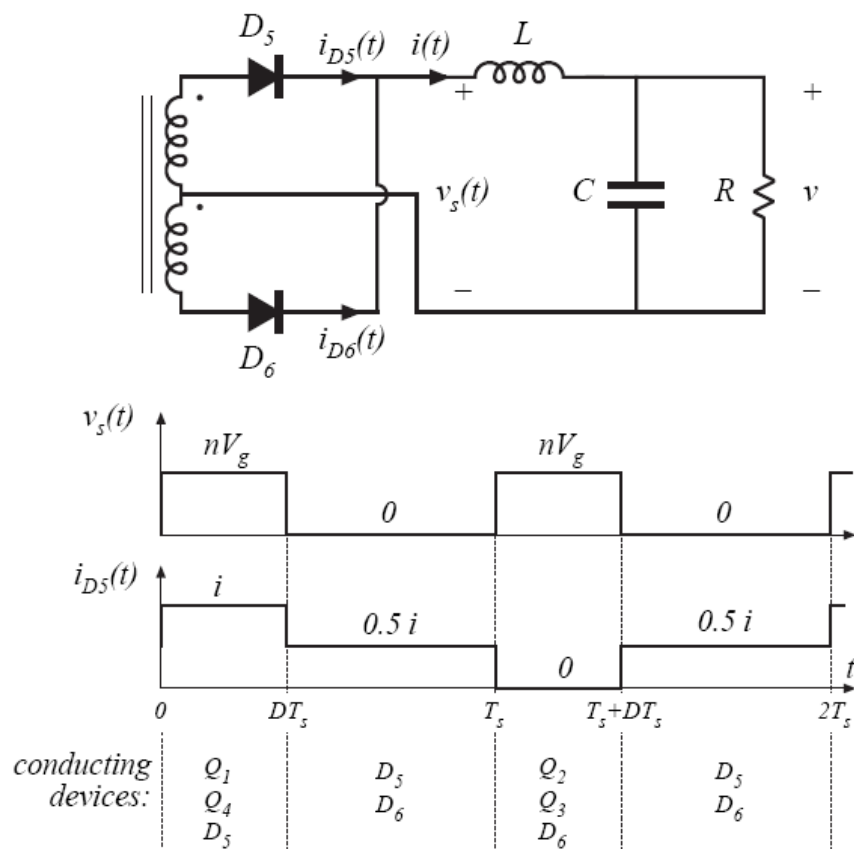
Druga stikalna perioda:

- Q_2, Q_3 prevajata za čas DT_s , in magnetita jedro z $-V_g DT_s$
- Uravnoteženje magnetilnega toka je zagotovljeno preko **dveh stikalnih period.**

Izolirani full-bridge buck pretvornik

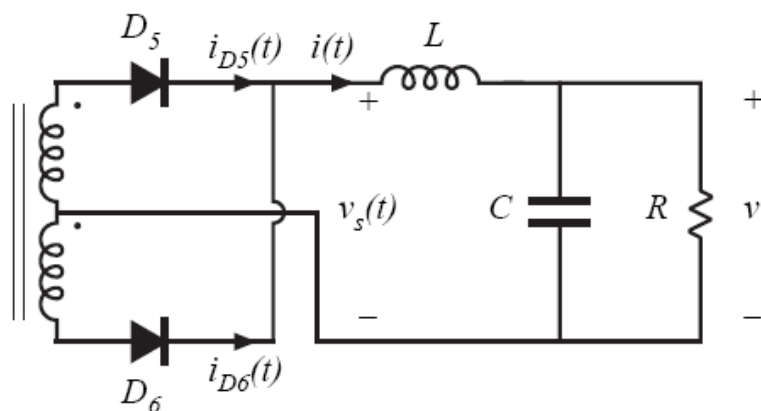
- Magnetilni tok i_m je med prvo stikalno periodo sorazmeren:
 $(V_g - (Q_1, Q_4 \text{ padca napetosti})) * (Q_1, Q_4 \text{ čas odprtja})$
- Magnetilni tok i_m je med naslednjo stikalno periodo sorazmeren:
 $-(V_g - (Q_2, Q_3 \text{ padca napetosti})) * (Q_2, Q_3 \text{ čas odprtja})$
- Sorazmerji magnetilnega toka med prvo in drugo stikalno periodo nikdar nista enaki (povprečje nikdar ni enako 0)!
- Torej magnetilni tok primarnega navita počasi narašča in jedro čez čas spravi v nasičenje.
- Nasičenju se izognemo z zaporedno vezanim kondenzatorjem s primarjem

Izhodna stran



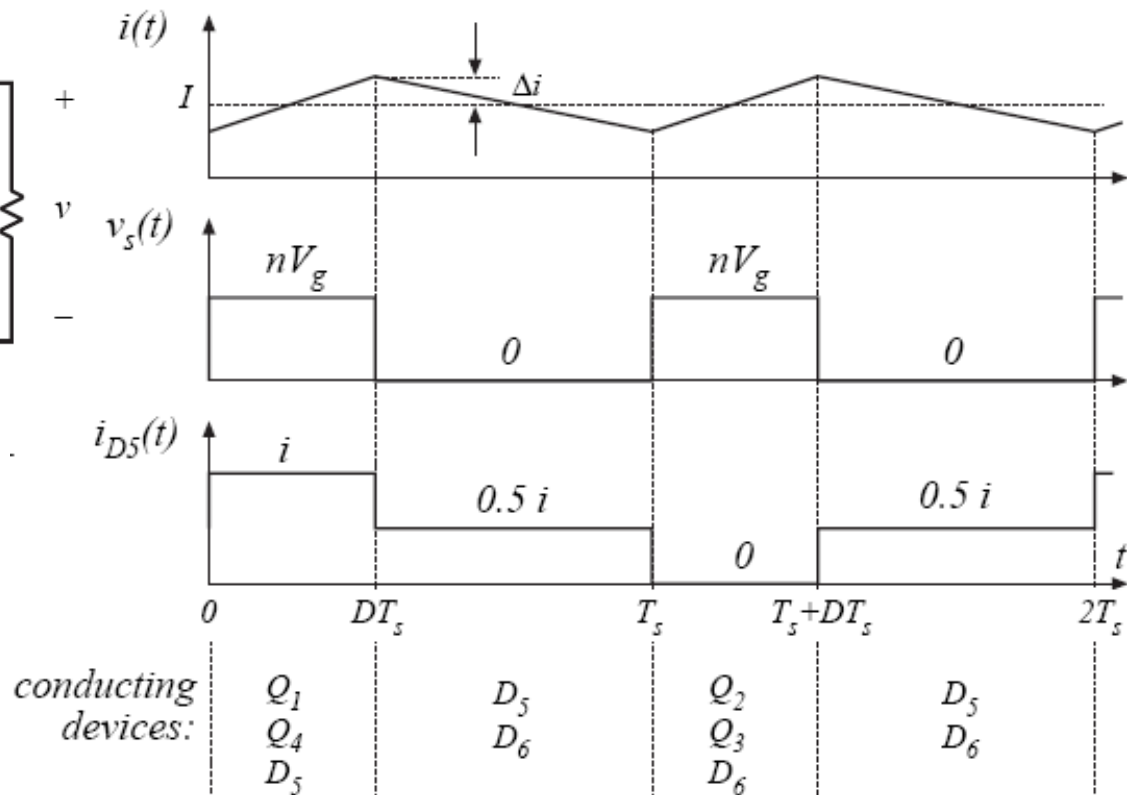
- V podintervalu ($DT_s \dots T_s$) prevajata D_5 in D_6
- Izhodna filtrska dušilka porazdeli tok enakomerno med obe diodi
- Zato je magnetni sklep sekundarja v povprečju enak 0
- S strani sekundarja zato ni magnetenja jedra

Izhodna stran

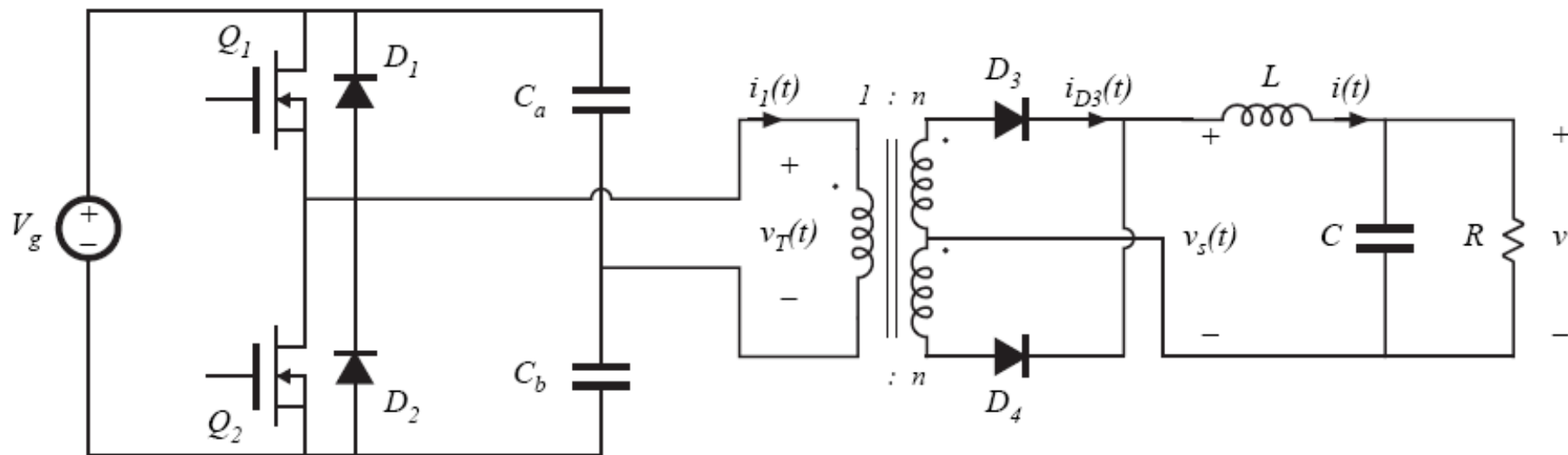


$$V = nDV_g$$

$$M(D) = nD$$

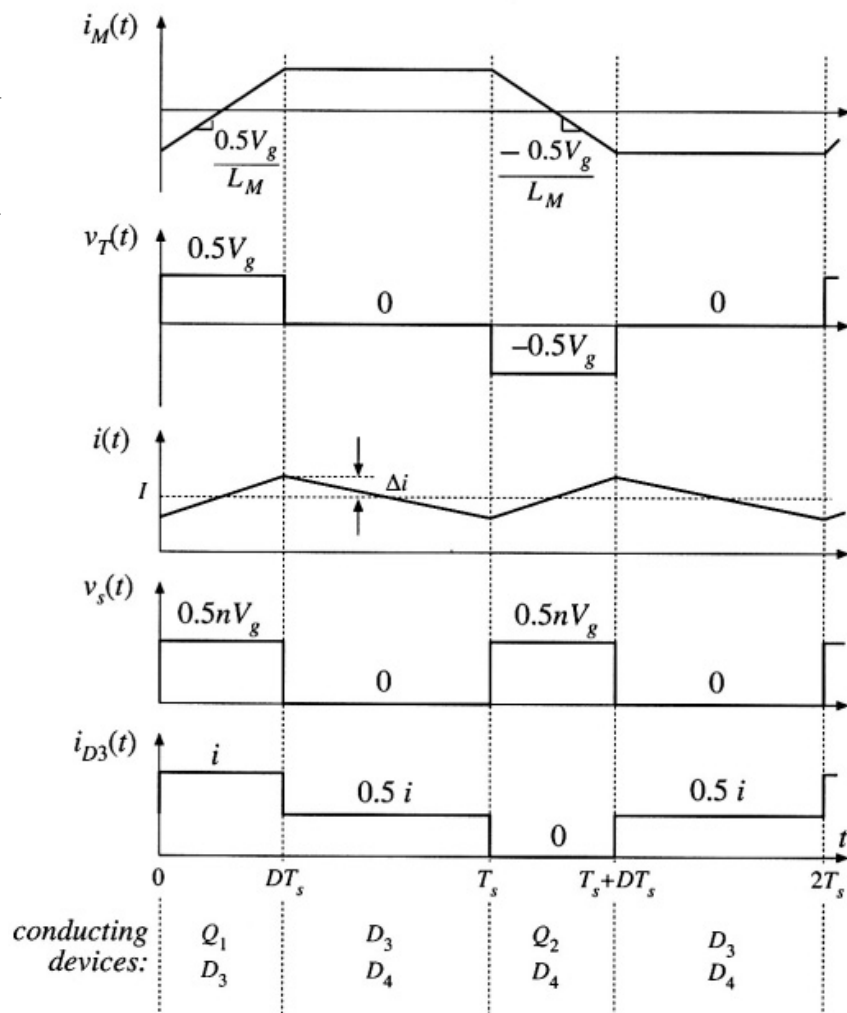
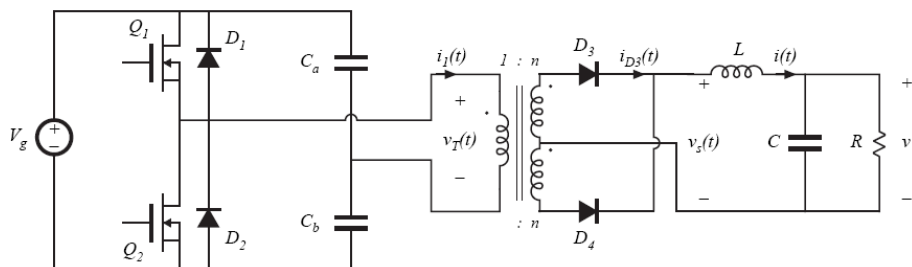


Izolirani half bridge buck pretvornik

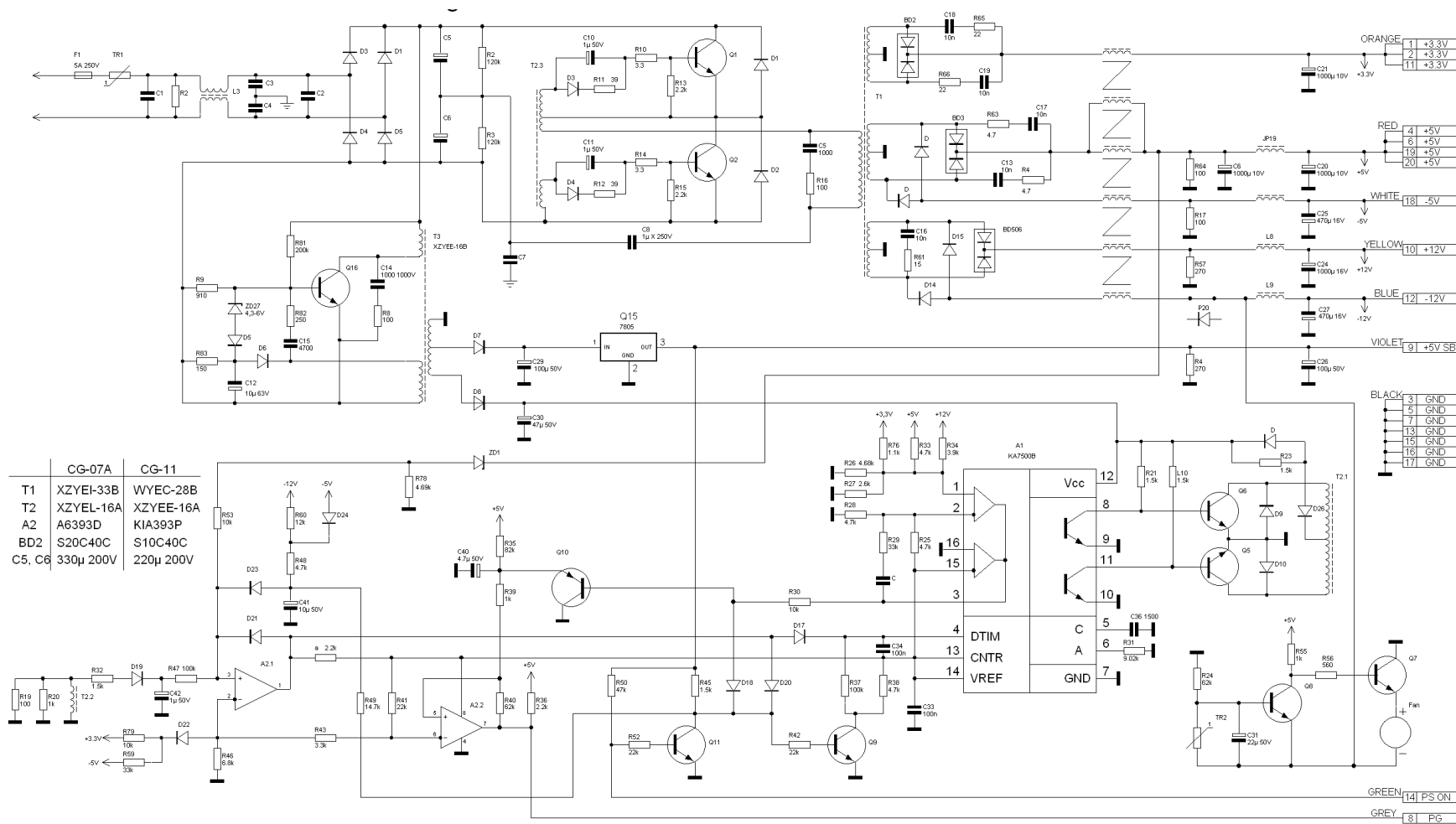


- Q_3, Q_4 zamenjamo s kapacitivnim delilnikom
- Napetost srednje točke kap. delilnika = $0.5V_g$
- Izhodna napetost $v_s(t)$ se razpolovi
- $M = 0.5 * n * D$

Izolirani half bridge buck pretvornik



Izolirani half bridge buck pretvornik



Komponente, sestavi in senzorji

Načrtovanje elementov
z več navitji

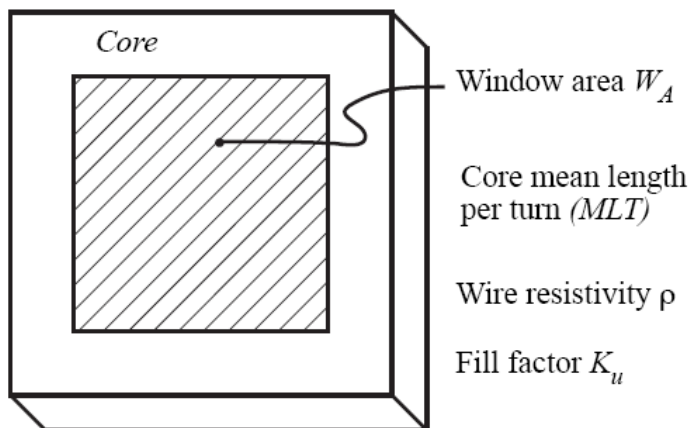
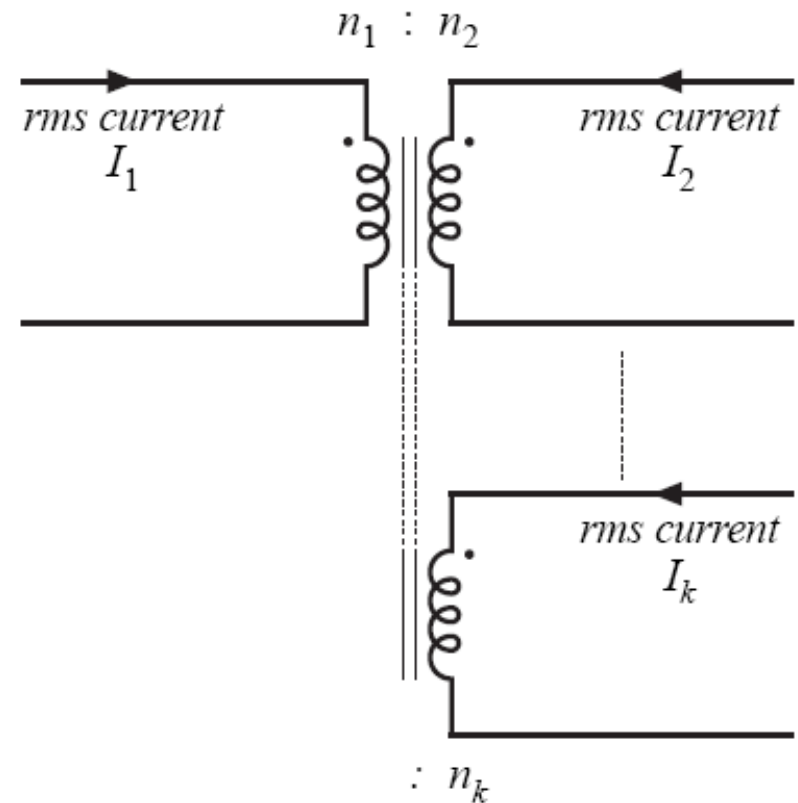
Načrtovanje elementov z več navitji

- Metodo načrtovanja z geometrijsko konstanto K_g lahko uporabimo tudi na transformatorjih in sklopljenih induktivnostih
- Metoda je uporabna pod pogojem:
 - Prevladujoče so izgube v bakru (izgube v jedru so zanemarljive) in/ali
 - Ko je $B_{\max}$ (največja gostota magnetnega pretoka) definirana vnaprej in ni parameter optimizacije
- Metodo moramo posplošiti na več navitij – določiti moramo del okna, ki ga zaseda dano navitje.

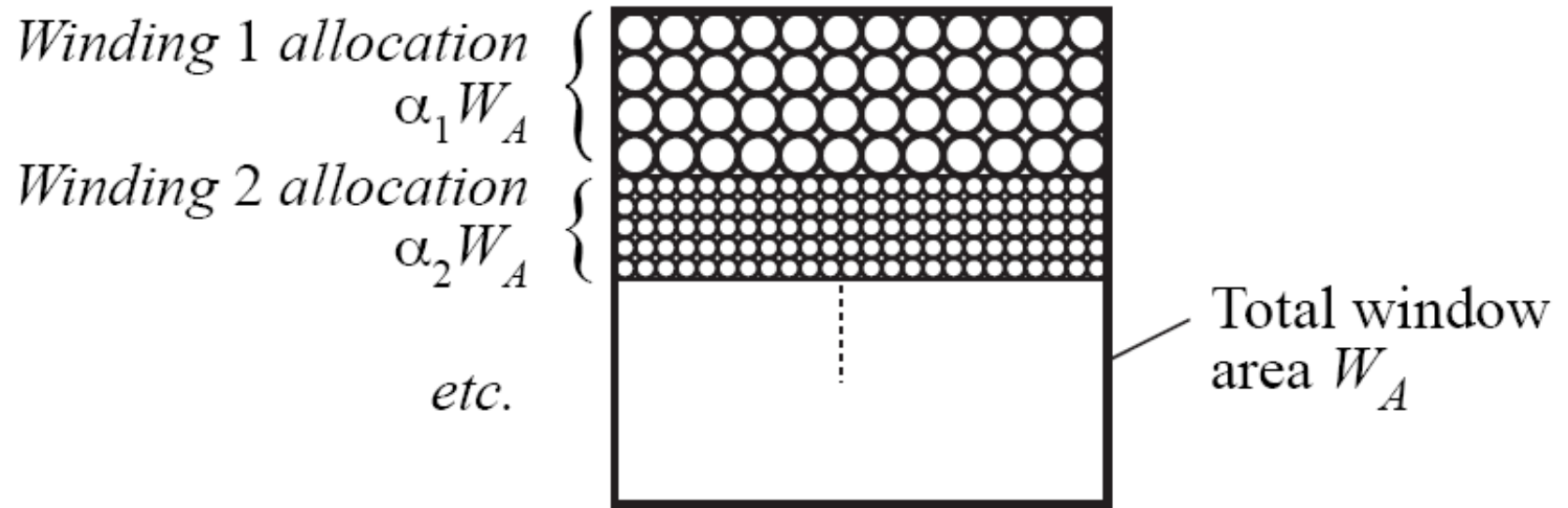
Določanje dela okna, ki ga zaseda navitje

Imamo transformator s k navitji z
znanimi RMS tokovi in razmerji
ovojev

$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \dots = \frac{v_k(t)}{n_k}$$



Določanje dela okna, ki ga zaseda navitje



$$0 < \alpha_j < 1$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

Izgube v bakru v j-tem navitju

Izgube v bakru (brez efekta bližine)

$$P_{cu,j} = I_j^2 R_j$$

Upornost j-tega navitja:

$$R_j = \rho \frac{\ell_j}{A_{w,j}} \quad \left\{ \begin{array}{ll} \ell_j = n_j (MLT) & \text{dolžina žice j-tega navitja} \\ A_{w,j} = \frac{W_A K_u \alpha_j}{n_j} & \text{površina j-tega navitja v oknu} \end{array} \right.$$

$$R_j = \rho \frac{n_j^2 (MLT)}{W_A K_u \alpha_j}$$

$$P_{cu,j} = \frac{n_j^2 i_j^2 \rho (MLT)}{W_A K_u \alpha_j}$$

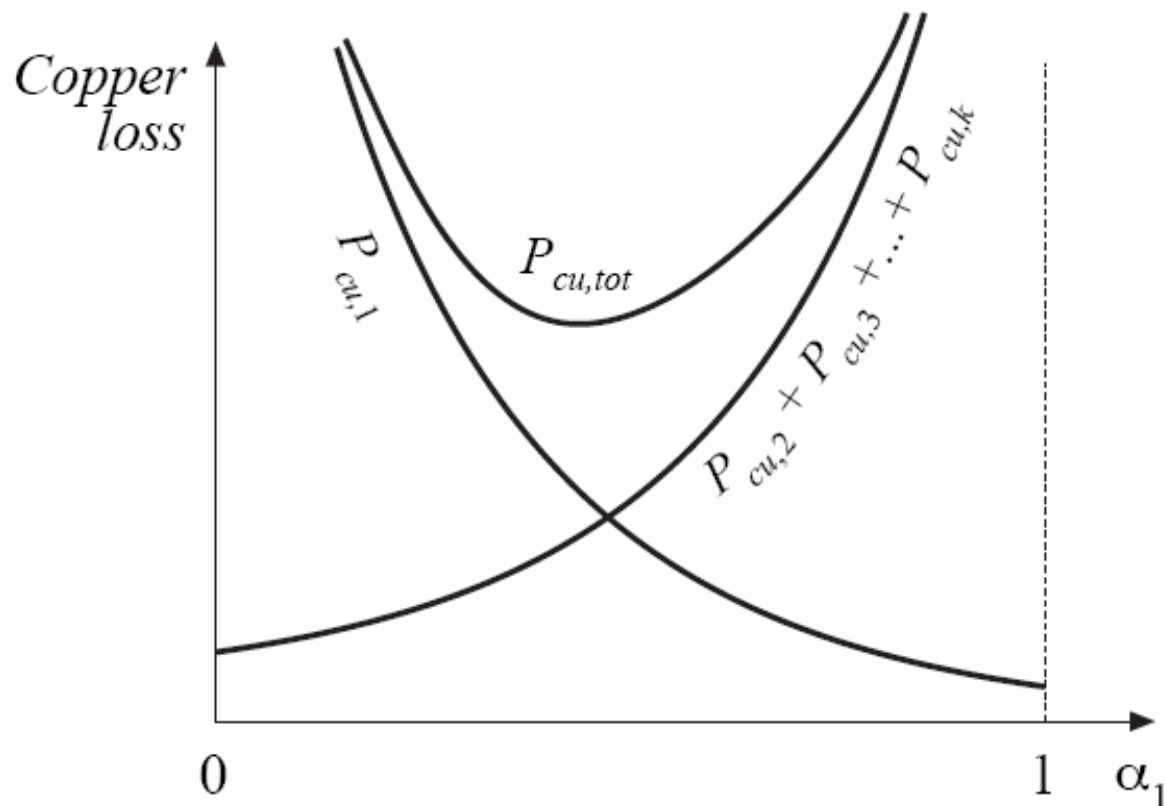
Izgube v bakru transformatorja

Če seštejemo prispevke izgub vseh navitij:

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right)$$

Določiti moramo % zasedanja okna za posamezno navitje $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$, da bodo celotne izgube v bakru minimalne!

Odvisnost $P_{cu}(\alpha_j)$



$$P_{cu,j} = \frac{n_j^2 i_j^2 \rho (MLT)}{W_A K_u \alpha_j}$$

Če je $\alpha_1 = 0$: žica prvega navitja ne zaseda okna $\rightarrow P_{cu1} \rightarrow \infty$

Če je $\alpha_1 = 1$: Žica prvega navitja zaseda vse okno. Ostalih navitij ni, torej gredo prispevki teh navitij $P_{cu2,3,4..k} \rightarrow \infty$

Iz skrajnosti ugotovimo, da obstaja optimalni α_1 pri katerem bodo celotne izgube v bakru minimalne

Določanje deleža zasedenosti okna pri več navitjih

Iščemo minimum funkcije (vezan ekstrem):

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right)$$

Ob pogoju, da velja:

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

Definiramo funkcijo:

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi) = P_{cu,tot}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) + \xi g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k)$$

Lagrangeov množitelj

pri čemer je:

$$g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) = 1 - \sum_{j=1}^k \alpha_j$$

$g \rightarrow$ pogoj, ki mora biti enak 0
 $\xi \rightarrow$ Lagrangeov množitelj (ang. Lagrange multiplier)

Določanje deleža zasedenosti okna pri več navitjih

Optimalna rešitev je rešitev sistema enačb:

$$\frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_1} = 0$$

$$\frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_2} = 0$$

$$\vdots$$

$$\frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_k} = 0$$

$$\frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \xi} = 0$$

$$\xi = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \left(\sum_{j=1}^k n_j I_j \right)^2 = P_{cu,tot}$$

$$\alpha_m = \frac{n_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} n_j I_j}$$

$$\alpha_m = \frac{V_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} V_j I_j}$$

Določanje deleža zasedenosti okna pri več navitjih

$$\alpha_m = \frac{V_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n}$$

Moč v j-tem navitju:

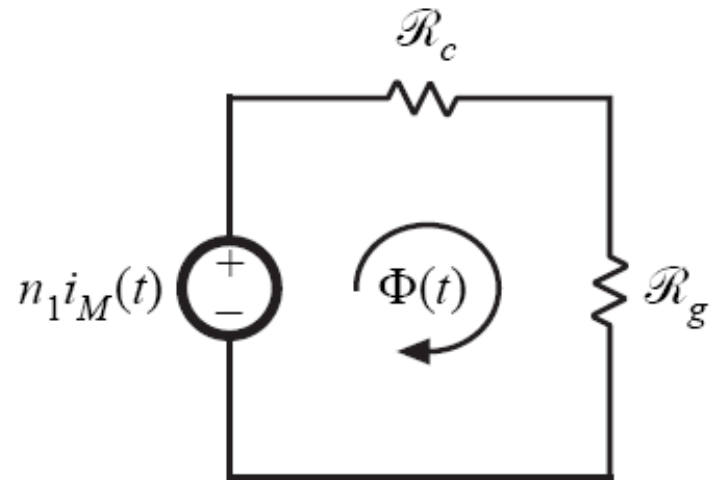
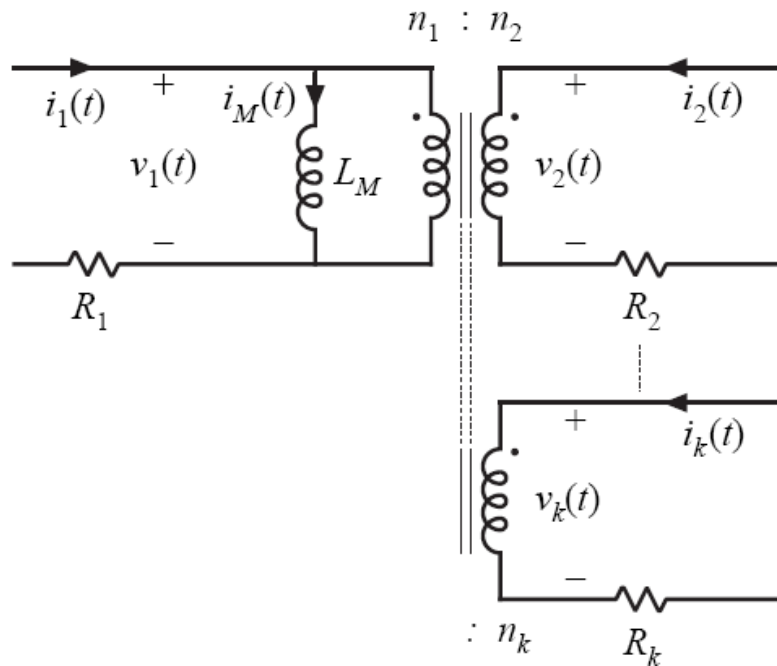
V_j predstavlja RMS napetost

I_j predstavlja RMS tok

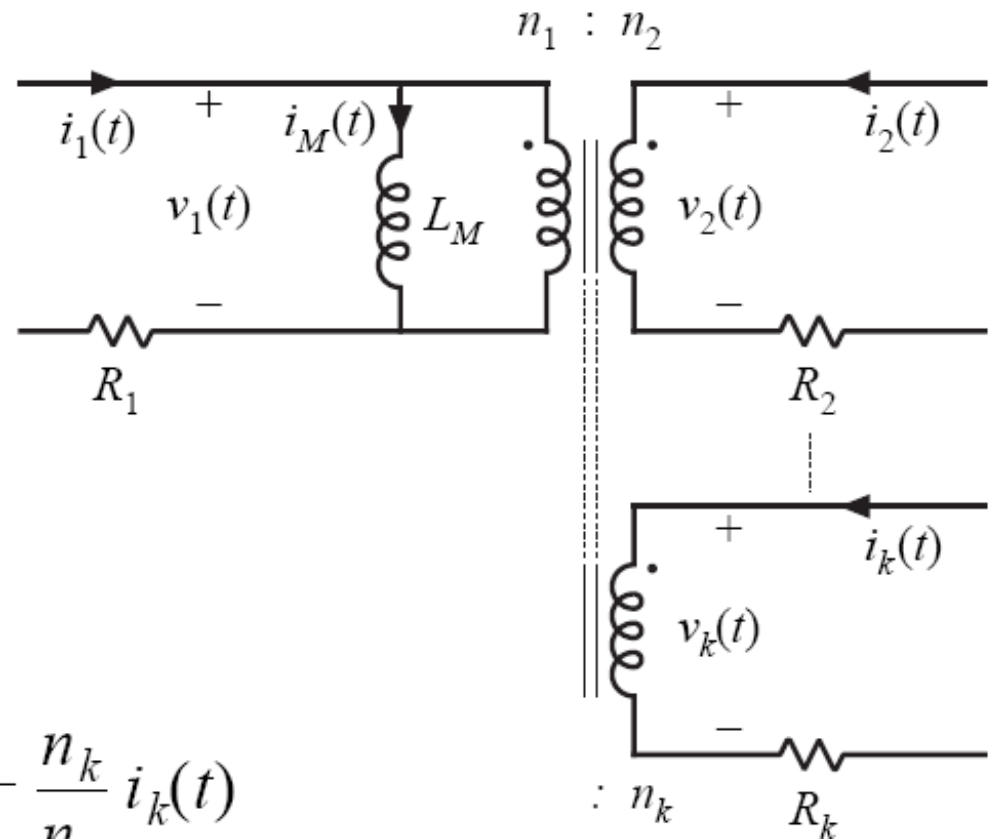
Okno naj bo razdeljeno glede na moči v posameznih navitjih.

Določanje L_M

- Določiti moramo še vrednost L_M , razmerja ovojjev in celotne izgube v bakru

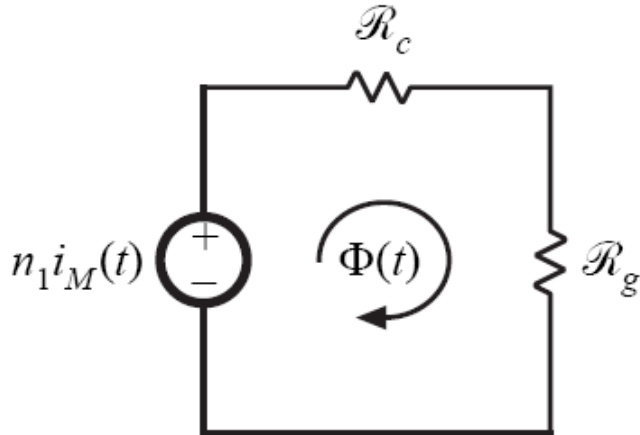


Določanje L_M



$$i_M(t) = i_1(t) + \frac{n_2}{n_1} i_2(t) + \dots + \frac{n_k}{n_1} i_k(t)$$

Določanje L_M



Reluktanca reže je mnogo večja od reluktance jedra:

$$n_1 i_M(t) = B(t) A_c \mathcal{R}_g$$

Načrtujemo tako, da je največja gostota mag. pretoka B_{max} enaka določeni vrednosti (pod B_{sat}).

B_{max} je povezana z največjim magnetilnim tokom:

$$n_1 I_{M,max} = B_{max} A_c \mathcal{R}_g = B_{max} \frac{\ell_g}{\mu_0}$$

$$L_M = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}_g} = n_1^2 \frac{\mu_0 A_c}{\ell_g}$$

Celotne izgube v bakru

- Določimo deleže okna, ki jih zasedajo posamezna navitja.
- Celotne izgube v bakru so:

$$P_{cu} = \frac{\rho(MLT)n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u} \quad I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} I_j$$

- Izrazimo neznanki l_g in n_1 :

$$P_{cu} = \frac{\rho(MLT)L_M^2 I_{tot}^2 I_{M,max}^2}{B_{max}^2 A_c^2 W_A K_u}$$

$$\frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} = \frac{\rho L_M^2 I_{tot}^2 I_{M,max}^2}{B_{max}^2 K_u P_{cu}}$$

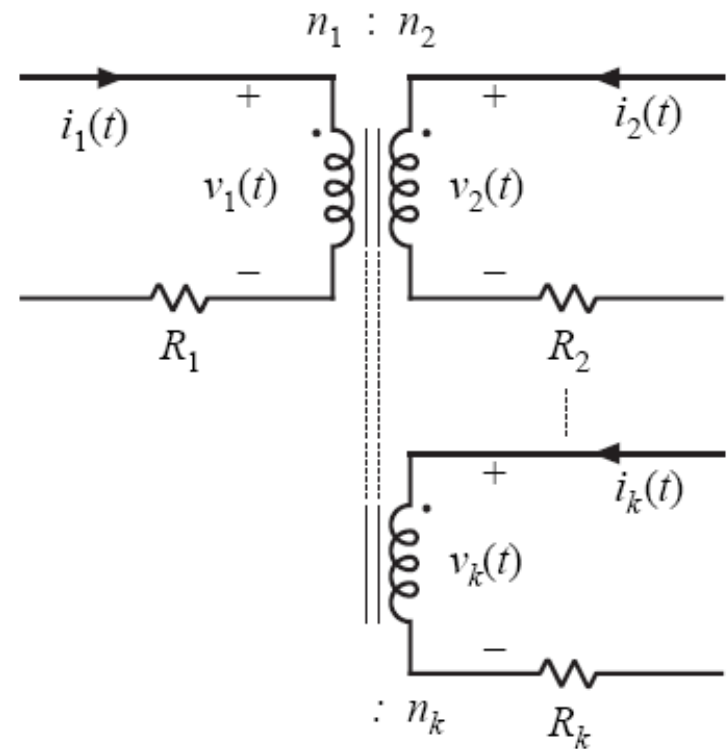
$$K_g \geq \frac{\rho L_M^2 I_{tot}^2 I_{M,max}^2}{B_{max}^2 K_u P_{cu}}$$

Komponente, sestavi in senzorji

Načrtovanje močnostnega
stikalnega transformatorja
z več navitji

Izhodišča

- Načrtovanje s stališča izgub **v bakru** in izgub **v železu**.
- Če povečamo delovno gostoto magnetnega polja (manj ovojjev) se izgube v bakru zmanjšajo na račun povečanja izgub v železu.
- Določiti moramo delovno gostoto magnetnega polja, pri kateri so izgube v bakru in železu minimalne (minimalne celotne izgube)



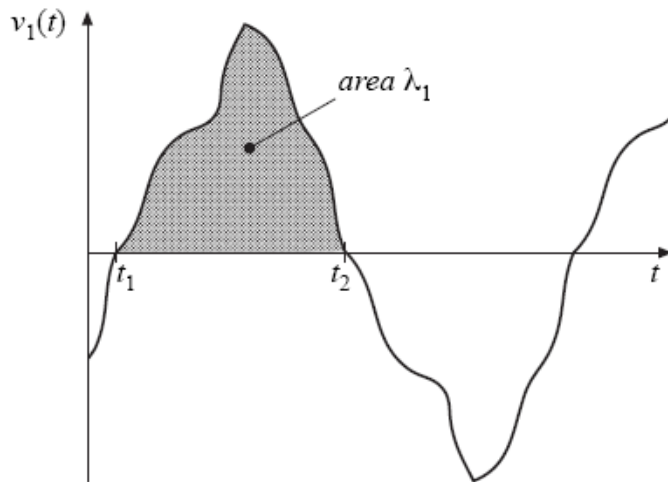
Izgube v jedru - Steinmetzova enačba

$$P_{fe} = K_{fe}(\Delta B)^\beta A_c \ell_m$$

- $A_c \rightarrow$ presek jedra
- $\ell_m \rightarrow$ srednja dolžina silnice v jedru
- $A_c \cdot \ell_m \rightarrow$ volumen jedra.
- K_{FE} je konstanta, ki je odvisna od frekvence
- ΔB je izmenična amplituda gostote magnetnega polja
- Eksponent β je določen iz podatkov proizvajalca. Tipična vrednost za ferite je 2.6 do 2.8, za ostale materiale je v območju 2...3
- Elementa K_{Fe} in β Steinmetzove enačbe lahko določimo iz grafa izgub materiala pri določeni frekvenci.

Določanje optimalne gostote pretoka ΔB

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} v_1(t) dt$$



Določiti moramo ΔB optimalni:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_c}$$

$$\Delta B = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_c}$$

- Pri danem poteku napetosti lahko ΔB zmanjšamo s povečanjem števila obojev primarja n_1 .
- To sicer pomeni zmanjšanje izgub v jedru:

$$P_{fe} = K_{fe}(\Delta B)^\beta A_c \ell_m$$

- ampak tudi povečanje izgub v bakru, saj bo imelo novo navitje več obojev tanjše žice (večji R)

Izgube v bakru

$$P_{cu} = \frac{\rho(MLT)n_1^2 I_{tot}^2}{W_A K_u}$$

$$I_{tot} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} I_j$$

$$P_{cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4 K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{\Delta B} \right)^2$$

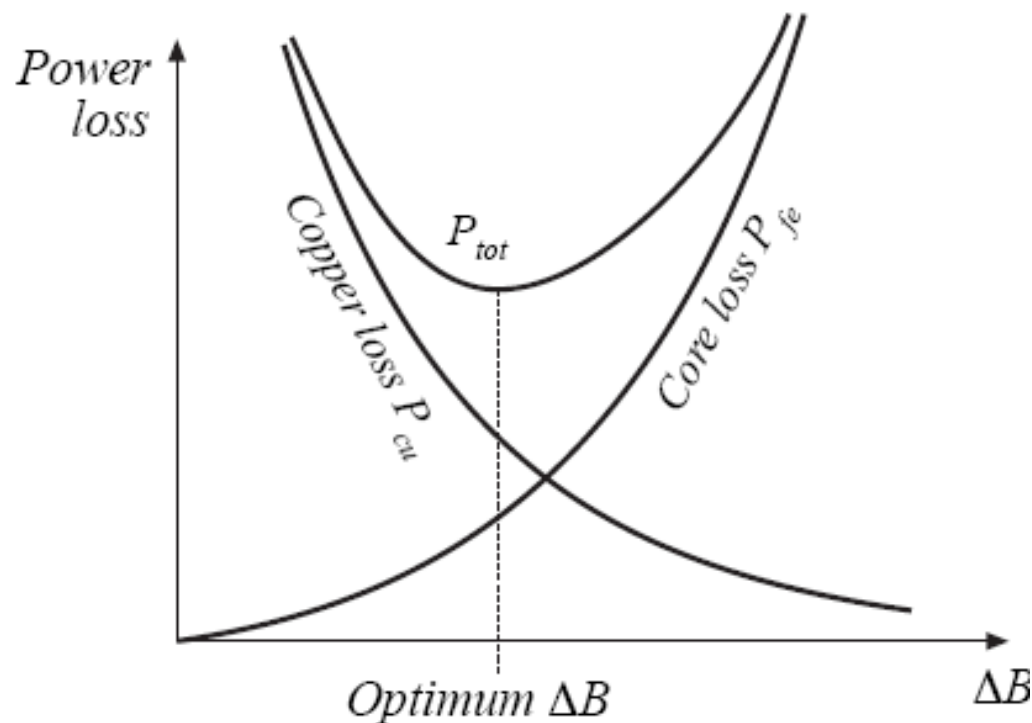
- Člen v prvem oklepaju vsebuje načrtovalska izhodišča (zahteve)
- Člen v drugem oklepaju je vsebuje parametre jedra
- Zadnji člen prikazuje odvisnost izgub v bakru od spremembe gostote magnetnega polja
- V enačbi niso upoštevane izgube v bakru zaradi efekta bližine, ki jih običajno ocenimo *po* prvi iteraciji načrtovanja.

Celotne izgube v odvisnosti od ΔB

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu}$$

$$P_{fe} = K_{fe}(\Delta B)^\beta A_c \ell_m$$

$$P_{cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{\Delta B} \right)^2$$



Določanje optimalnega ΔB

$$\frac{dP_{tot}}{d(\Delta B)} = \frac{dP_{fe}}{d(\Delta B)} + \frac{dP_{cu}}{d(\Delta B)} = 0$$

Optimum ni nujno na polovici ($P_{Fe}=P_{Cu}$)
ampak ga moramo za vsak primer določiti:

$$\frac{dP_{fe}}{d(\Delta B)} = -\frac{dP_{cu}}{d(\Delta B)}$$

$$P_{fe} = K_{fe}(\Delta B)^\beta A_c \ell_m \quad P_{cu} = \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{\Delta B} \right)^2$$

$$\frac{dP_{fe}}{d(\Delta B)} = \beta K_{fe}(\Delta B)^{(\beta-1)} A_c \ell_m \quad \frac{dP_{cu}}{d(\Delta B)} = -2 \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right) (\Delta B)^{-3}$$

Določanje optimalnega ΔB

- Če enačbe vstavimo skupaj

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)}$$

$$P_{tot} = \left[A_c \ell_m K_{fe} \right]^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^2} \right]^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]$$

$$\frac{W_A (A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT) \ell_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}}$$

Določanje optimalnega ΔB

$$K_{gfe} = \frac{W_A(A_c)^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT)\ell_m^{(2/\beta)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}$$

- Konstanta K_{gFE} predstavlja geometrijske parametre jedra v primeru upoštevanja izgub v jedru. Podobno vlogo je igrala konstanta K_g pri analizi ob zanemaritvi izgub v jedru.
- Žal je odvisna od parametra β , ki je običajno dan v intervalu 2.6 ... 2.8 za večino feritnih materialov ($\pm 5\%$ spremembe)

Izbira jedra

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{(2/\beta)}}{4K_u (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}}$$

Preračun ovojev glede na jedro

- Ko jedro in tuljavnik izberemo, smo določili: A_c - presek jedra, MLT - srednjo dolžino ovoja in l_m - srednjo dolžino silnice. Od tod lahko izračunamo ΔB :

$$\Delta B = \left[10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta + 2}\right)}$$

- In število ovojev primarja n_1 :

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_c} 10^4$$

Izračun ovojev in prestav

- Iz števila ovojev primarja in prestav določimo potrebno število ovojev sekundarnih navitij (n_j)

$$\begin{aligned}n_2 &= n_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \\n_3 &= n_1 \left(\frac{n_3}{n_1} \right) \\&\vdots\end{aligned}$$

Preseki žic

- Odtod lahko določimo preseke žic na vseh navitjih po enačbi:

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}}$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}}$$

$$\vdots$$

$$\alpha_k = \frac{n_k I_k}{n_1 I_{tot}}$$

$$A_{w1} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1}$$

$$A_{w2} \leq \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2}$$

$$\vdots$$

Preračun modela transformatorja

Izračunana induktivnost
magnetenja, preračunana na
primarno stran

$$L_M = \frac{\mu n_1^2 A_c}{\ell_m}$$

Magnetilni tok:

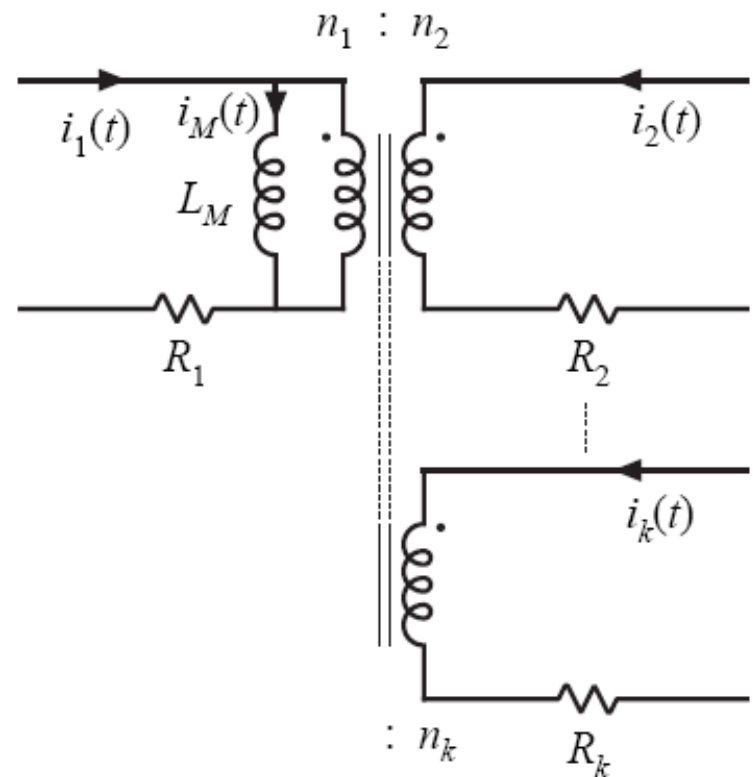
$$i_{M, pk} = \frac{\lambda_1}{2L_M}$$

Upornosti navitij:

$$R_1 = \frac{\rho n_1 (MLT)}{A_{w1}}$$

$$R_2 = \frac{\rho n_2 (MLT)}{A_{w2}}$$

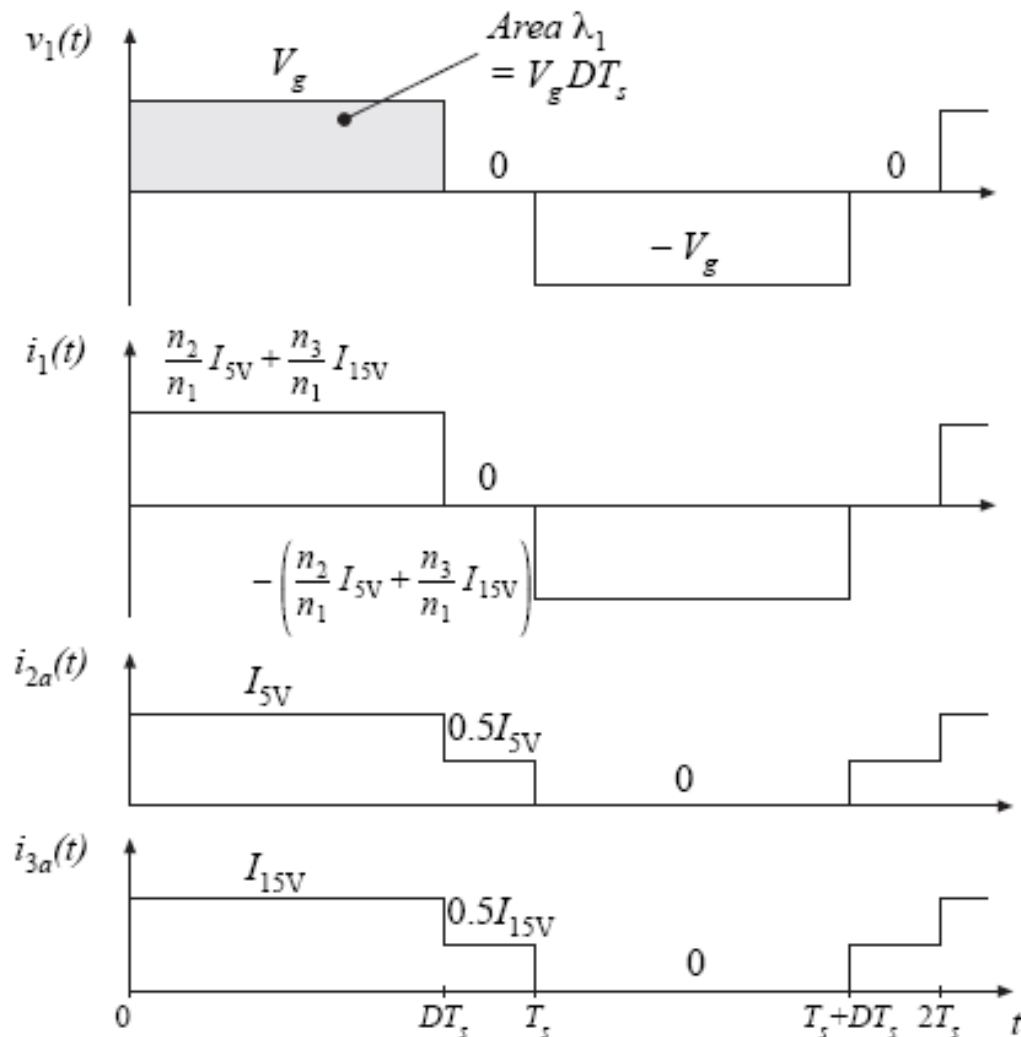
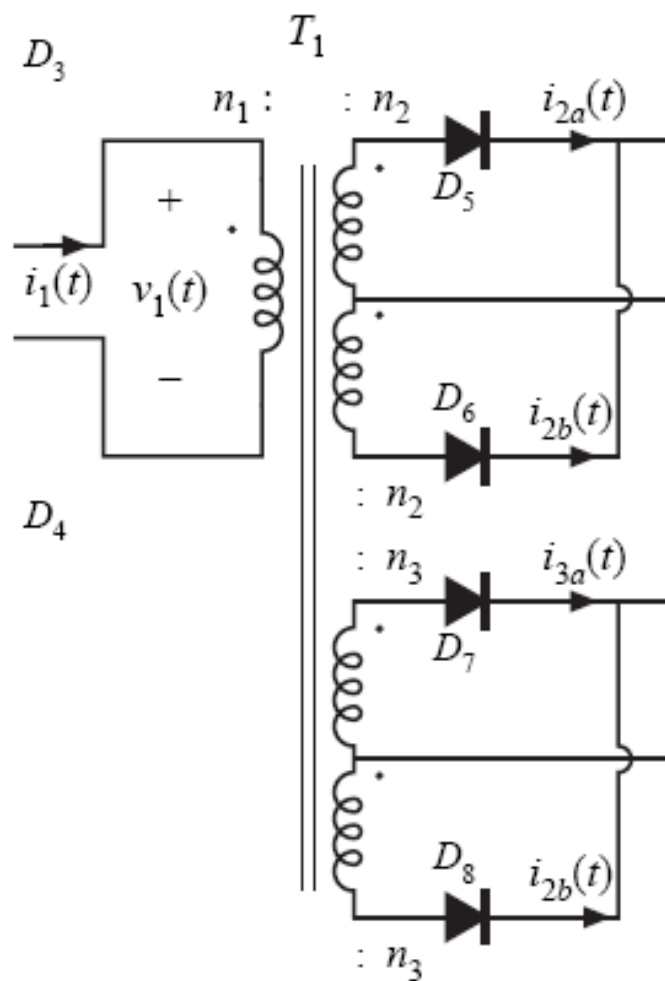
⋮



Primer izračuna – full bridge buck

- Full bridge buck pretvornik, napajan s 160V, z dvema izhodoma:
 - 5 V @ 100 A
 - 15 V @ 15 A
- Transformator načrtujemo tako, da bo imel pri polni obremenitvi $D=0.75$.
- Stikalna frekvenca pretvornika je 150 kHz, kar pomeni, da se spremembe v jedru odvijajo s 75 kHz.
- Priporočena prestava je 110:5:15

Primer izračuna – full bridge buck

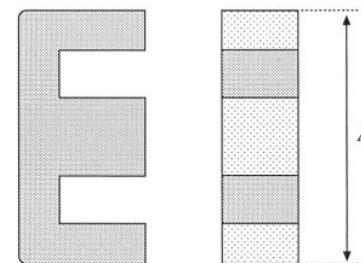


Primerna jedra – EE tip

Core type	Geometrical constant	Geometrical constant	Cross-sectional area	Bobbin winding area	Mean length per turn	Magnetic path length	Core weight
(A)	K_g	K_{gfe}	A_c	W_A	MLT	ℓ_m	
(mm)	(cm ⁵)	(cm ^x)	(cm ²)	(cm ²)	(cm)	(cm)	(g)
EE12	$0.731 \cdot 10^{-3}$	$0.458 \cdot 10^{-3}$	0.14	0.085	2.28	2.7	2.34
EE16	$2.02 \cdot 10^{-3}$	$0.842 \cdot 10^{-3}$	0.19	0.190	3.40	3.45	3.29
EE19	$4.07 \cdot 10^{-3}$	$1.3 \cdot 10^{-3}$	0.23	0.284	3.69	3.94	4.83
EE22	$8.26 \cdot 10^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{-3}$	0.41	0.196	3.99	3.96	8.81
EE30	$85.7 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	1.09	0.476	6.60	5.77	32.4
EE40	0.209	$11.8 \cdot 10^{-3}$	1.27	1.10	8.50	7.70	50.3
EE50	0.909	$28.4 \cdot 10^{-3}$	2.26	1.78	10.0	9.58	116
EE60	1.38	$36.4 \cdot 10^{-3}$	2.47	2.89	12.8	11.0	135
EE70/68/19	5.06	$75.9 \cdot 10^{-3}$	3.24	6.75	14.0	18.0	280

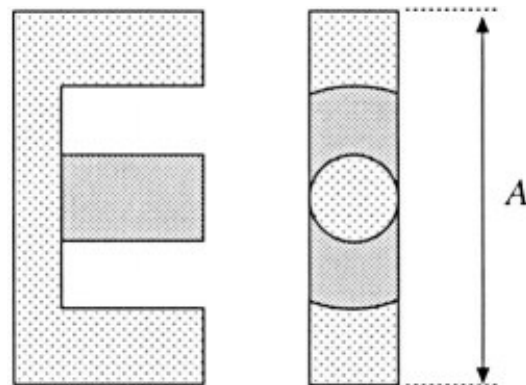
$$K_{fe} = 7.6 \text{ W/T}^\beta \text{cm}^3$$

$$\beta = 2.6$$



Primerna jedra – ETD tip

Core type	Geometrical constant	Geometrical constant	Cross-sectional area	Bobbin winding area	Mean length per turn	Magnetic path length	Thermal resistance	Core weight
(A) (mm)	K_g (cm ⁵)	K_{gfe} (cm ⁴)	A_c (cm ²)	W_A (cm ²)	MLT (cm)	ℓ_m (cm)	R_{th} (°C/W)	(g)
ETD29	0.0978	$8.5 \cdot 10^{-3}$	0.76	0.903	5.33	7.20		30
ETD34	0.193	$13.1 \cdot 10^{-3}$	0.97	1.23	6.00	7.86	19	40
ETD39	0.397	$19.8 \cdot 10^{-3}$	1.25	1.74	6.86	9.21	15	60
ETD44	0.846	$30.4 \cdot 10^{-3}$	1.74	2.13	7.62	10.3	12	94
ETD49	1.42	$41.0 \cdot 10^{-3}$	2.11	2.71	8.51	11.4	11	124



Ostale načrtovalske zahteve

- Faktor polnjenja (dvojna izolacija, več navitij, off-line aplikacija):

$$K_u = 0.25$$

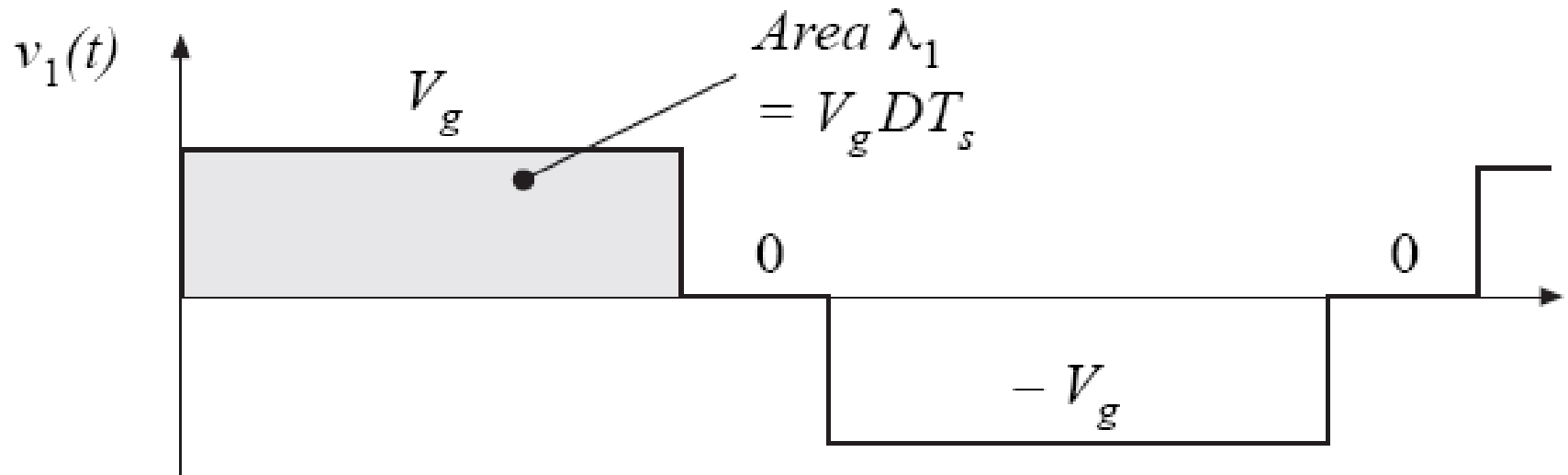
- Celotne izgube pretvornika so največ 0.5% izhodne moči pretvornika:

$$P_{tot} = 4 \text{ W}$$

- Bakrena žica

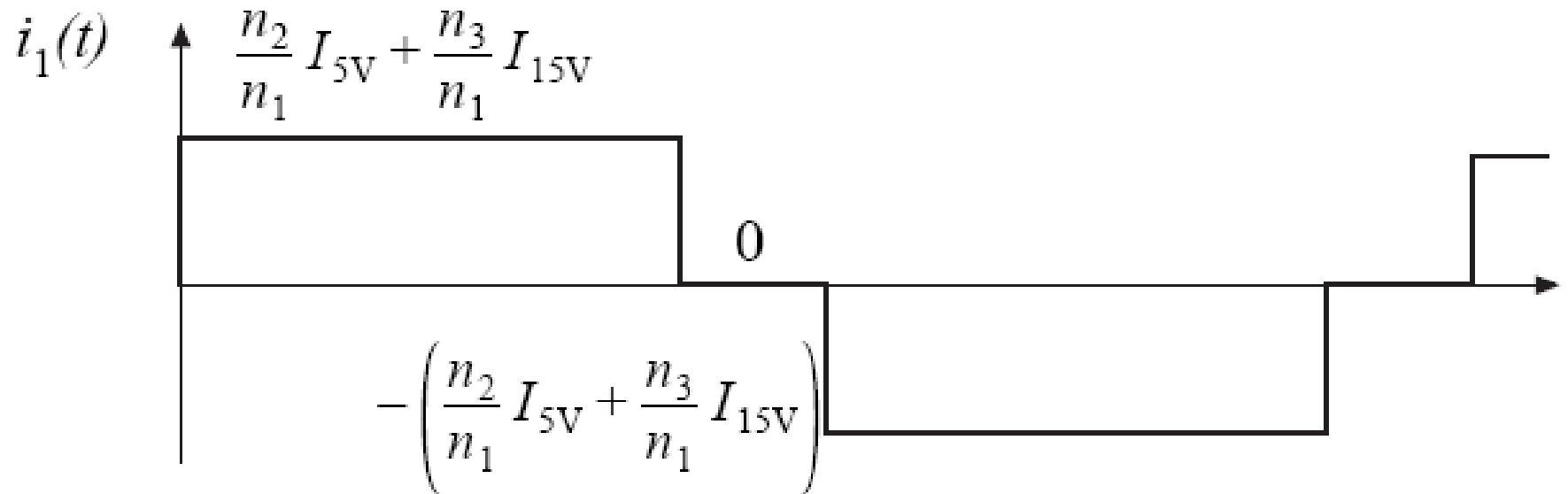
$$\rho = 1.724 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega\text{-cm}$$

Analiza primarja



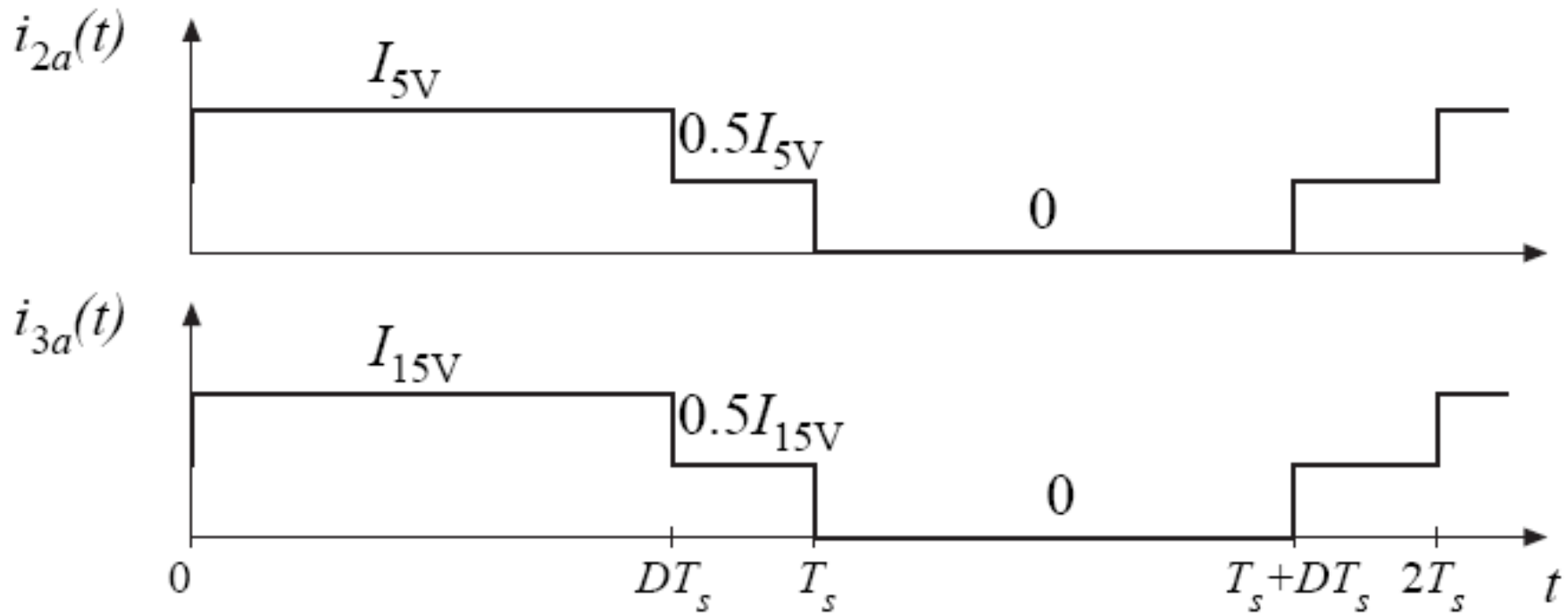
$$\lambda_1 = DT_s V_g = (0.75) (6.67 \mu\text{sec}) (160 \text{ V}) = 800 \text{ V-}\mu\text{sec}$$

Tok primarja



$$I_1 = \left(\frac{n_2}{n_1} I_{5V} + \frac{n_3}{n_1} I_{15V} \right) \sqrt{D} = 5.7 \text{ A}$$

RMS tok sekundarnih navitij



$$I_2 = \frac{1}{2} I_{5V} \sqrt{1 + D} = 66.1 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{1}{2} I_{15V} \sqrt{1 + D} = 9.9 \text{ A}$$

Skupni tok

- Skupni tok pretvornika (primar + sekundar) preslikan na primarno stran

$$\begin{aligned} I_{tot} &= \sum_{\substack{\text{all 5} \\ \text{windings}}} \frac{n_j}{n_1} I_j = I_1 + 2 \frac{n_2}{n_1} I_2 + 2 \frac{n_3}{n_1} I_3 \\ &= (5.7 \text{ A}) + \frac{5}{110} (66.1 \text{ A}) + \frac{15}{110} (9.9 \text{ A}) \\ &= 14.4 \text{ A} \end{aligned}$$

Izbira jedra

$$K_{gfe} \geq \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2 (14.4)^2 (7.6)^{(2/2.6)}}{4 (0.25) (4)^{(4.6/2.6)}} 10^8$$

$$= 0.00937$$

Core type	Geometrical constant	Geometrical constant	Cross-sectional area	Bobbin winding area	Mean length per turn	Magnetic path length	Core weight
(A)	K_g	K_{gfe}	A_c	W_A	MLT	ℓ_m	
(mm)	(cm ⁵)	(cm ^x)	(cm ²)	(cm ²)	(cm)	(cm)	(g)
EE12	$0.731 \cdot 10^{-3}$	$0.458 \cdot 10^{-3}$	0.14	0.085	2.28	2.7	2.34
EE16	$2.02 \cdot 10^{-3}$	$0.842 \cdot 10^{-3}$	0.19	0.190	3.40	3.45	3.29
EE19	$4.07 \cdot 10^{-3}$	$1.3 \cdot 10^{-3}$	0.23	0.284	3.69	3.94	4.83
EE22	$8.26 \cdot 10^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{-3}$	0.41	0.196	3.99	3.96	8.81
EE30	$85.7 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	1.09	0.476	6.60	5.77	32.4
EE40	0.209	$11.8 \cdot 10^{-3}$	1.27	1.10	8.50	7.70	50.3
EE50	0.909	$28.4 \cdot 10^{-3}$	2.26	1.78	10.0	9.58	116
EE60	1.38	$36.4 \cdot 10^{-3}$	2.47	2.89	12.8	11.0	135
EE70/68/19	5.06	$75.9 \cdot 10^{-3}$	3.24	6.75	14.0	18.0	280

Izračun ΔB

$$B_{max} = \left[10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{(MLT)}{W_A A_c^3 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)}$$

$$\Delta B = \left[10^8 \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2 (14.4)^2}{2(0.25)} \frac{(8.5)}{(1.1)(1.27)^3 (7.7)} \frac{1}{(2.6)(7.6)} \right]^{(1/4.6)} = 0.23 \text{ Tesla}$$

Preverimo, ali ob tem spravimo jedro v nasičenje:

$$\Delta B < B_{sat} = 0.35 \text{ T}$$

Število ovojev navitij

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_c} 10^4$$

$$n_1 = 10^4 \frac{(800 \cdot 10^{-6})}{2(0.23)(1.27)} \\ = 13.7 \text{ turns}$$

$$n_2 = \frac{5}{110} n_1 = 0.62 \text{ turns}$$

$$n_3 = \frac{15}{110} n_1 = 1.87 \text{ turns}$$

- Zaokrožimo število ovojev iz priporočene prestave 110:5:15 na 22:1:3
- Če povečamo n_1 se bodo povečale izgube v bakru, zato izberemo najmanjši n_1 pri katerem dobimo na sekundarju $n_2=1$ ovoj.

Izračun celotnih izgub

- Če postavimo $n_1 = 22$, se ΔB zmanjša na:

$$\Delta B = \frac{(800 \cdot 10^{-6})}{2(22)(1.27)} 10^4 = 0.143 \text{ Tesla}$$

- Iz novega ΔB dobimo nove celotne izgube:

$$P_{fe} = (7.6)(0.143)^{2.6}(1.27)(7.7) = 0.47 \text{ W}$$

$$P_{cu} = \frac{(1.724 \cdot 10^{-6})(800 \cdot 10^{-6})^2(14.4)^2}{4(0.25)} \frac{(8.5)}{(1.1)(1.27)^2} \frac{1}{(0.143)^2} 10^8$$
$$= 5.4 \text{ W}$$

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} = 5.9 \text{ W}$$

- Celotne izgube so narasle prek dovoljene 4W.

Večje jedro → EE50

$$\Delta B = 0.14 \text{ T}, n_1 = 12, P_{tot} = 2.3 \text{ W}$$

- Postavimo $n_1 = 22 \rightarrow \Delta B$:

$$\Delta B = 0.08 \text{ T}, P_{cu} = 3.89 \text{ W}, P_{fe} = 0.23 \text{ W}, P_{tot} = 4.12 \text{ W}$$

Izračun presekov žic in % polnenja okna

$$\alpha_1 = \frac{I_1}{I_{tot}} = \frac{5.7}{14.4} = 0.396$$

$$A_{w1} = \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} = \frac{(0.396)(0.25)(1.78)}{(22)} = 8.0 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}} = \frac{5}{110} \frac{66.1}{14.4} = 0.209$$

$$A_{w2} = \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2} = \frac{(0.209)(0.25)(1.78)}{(1)} = 93.0 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\alpha_3 = \frac{n_3 I_3}{n_1 I_{tot}} = \frac{15}{110} \frac{9.9}{14.4} = 0.094$$

$$A_{w3} = \frac{\alpha_3 K_u W_A}{n_3} = \frac{(0.094)(0.25)(1.78)}{(3)} = 13.9 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Iteracije

- Postopek načrtovanja je iterativen, saj gre za zaokroževanje pri številu ovojev in ostalih prispevkov (efekt bližine)
- Če upoštevamo efekt bližine je potrebno določiti število plasti navitij in za vsako ovrednotiti izgube zaradi efekta bližine
- Popravimo efektivno upornost žice za kompenzacijo efekta bližine:

$$\rho_{eff} = \rho * P_{cu} / P_{dc}$$

P_{Cu} skupne izgube v bakru (z upoštevanjem efekta bližine) in
 P_{DC} izgube v bakru ob predvideni enosmerni upornosti

- Ponovimo postopek načrtovanja transformatorja z upoštevanjem spremembe upornosti