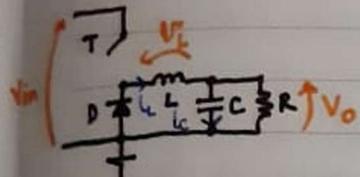


ОДАБРАНА ПОГЛАВЉА ИЗ ИМПУЛСНЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ : КЛК 1

① BUCK конвертор принципска ѕема. Принцип рада, сигнали у колу од интереса.
Разлика између континуалног и дисконтинуалног режима рада. Формулација за изл. напон
у континуалном режиму рада. Прелности и недељности.

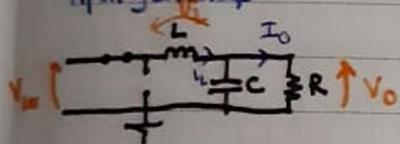


• **BUCK конвертор:** вредност изл. напона је мања од вредности напона на улазу; є континуални и дисконтинуални режими рада

$$V_{\text{out}} < V_{\text{in}}$$

1) Континуални режим рада:

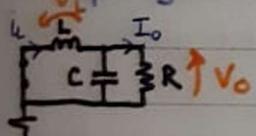
* Принцип рада: посматра се укључивање и исклучивање и исklучивање прекидача.
1° $T: \text{ON}, 0 < t < t_{\text{on}}$: ако је прекидач укључен, диода је инверзно поларисана, те не проводи; у том случају тј. струја из извора V_{in} да тече прена потрошачу преко пригушничке.



$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \quad V_L = V_{\text{in}} - V_{\text{out}}$$

$$\Rightarrow V_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_{\text{in}} - V_{\text{out}} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})$$

2° $T: \text{OFF}, t_{\text{on}} < t < T_s$: диода проводи (к.с.) и потрошач се напаја струјом акумулисаној у пригушничци; сматрано је период као је прекидач исклучен у интервалу од t_{on} до T_s , што узимамо као вредност једне периоде.



$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} = -V_{\text{out}} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} V_{\text{out}}$$

- У овом режиму се сада може изразити средња вредност напона на пригушничци: (у ушталјеном случају нема Δ енергије)

$$\int_0^{T_s} V_L dt = 0 \Rightarrow \int_0^{t_{\text{on}}} V_L dt + \int_{t_{\text{on}}}^{T_s} V_L dt = 0 \Rightarrow \frac{1}{L} (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) t_{\text{on}} = \frac{1}{L} V_{\text{out}} (T_s - t_{\text{on}})$$

$$\Rightarrow V_{\text{in} \cdot t_{\text{on}}} - V_{\text{out} \cdot t_{\text{on}}} = V_{\text{out}} T_s - V_{\text{out}} t_{\text{on}} \Rightarrow \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} = D \quad \text{фактор испуње}$$

$$V_{\text{out}} = D \cdot V_{\text{in}}$$

изл. напон у континуалном режиму рада

↓

изл. напон у континуалном режиму не зависи од струје потрошача, већ од фактора испуње!

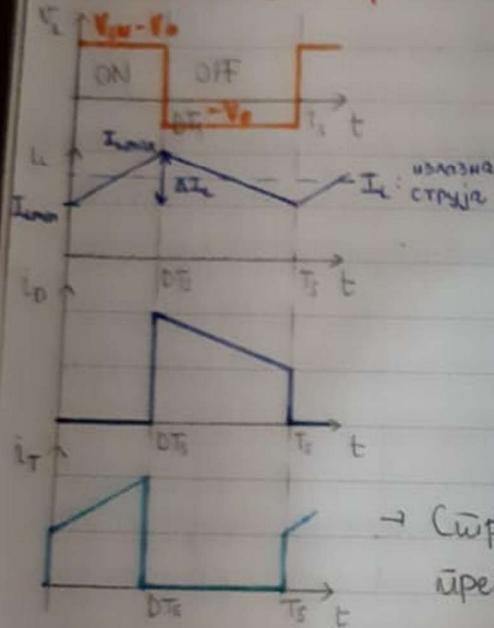
⊕ при прорачуну се исказује да су све компоненте идеалне, тј. да не долази до акумуирају енергије на пригушничци!

обристи
струју →

- У континуалном речиму, струја пригушнице никад не опада на нулу

2) Дисконтинуани речим рада: сва акумулисана струја у пригушници која се акумулисала док је прекидач био уклоњен, потроши се док је прекидач исклучен, и то пре него што се прекидач поново уклоњи

* Сигнали од интереса (континуални речим):



$$I_L = \frac{I_{L\min} + I_{L\max}}{2}$$

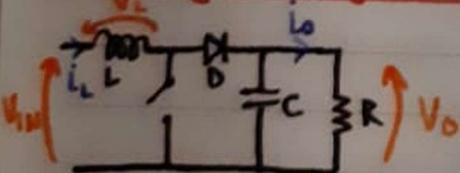
Средња вредност
струје колена

- Струја висе у OFF речиму је јеснака
- струји завојнице у OFF речиму
- Струја кондензатора у ON речиму је јеснака струји завојнице у ON речиму

→ Струја
прекидача

- + једноставне конструкције, има високу ефикасност (у идејним условима преко 90%) Промене струје транзистора су ограничено
- има дисконтинуалну ул. струју па је потребан узводни филтер, може да дати само (+) изл. напон и ако дође до кратког споја диоде, долази и до спаљивања прекидача.

② Boost конвертор принципска шема. Принцип рада, сигнали у колу от интереса, разлика између континуалног и дисконтинуалног речима рада. Формул за излазни напон у континуалном речиму рада. Предности и мане.



• BOOST конвертор: вредност ул. напона је мања од вредности напона на излазу кола

$$V_o > V_{in}$$

* З континуални и дисконтинуални речим рада; сигнали и принципи рада се разматрају за конт. речим!

1. Континуални режими рада: струја кроз притушницу никада неће доспети вредност од 0A

2. Дисконтинуални режими рада: струја која се у притушници акумулише за време t_{on} , при исключењу прекивача се потроши пре његовог поновног укључења

Принцип рада: Врши се наизменично укључивање и исключивање прекивача и посматрање шта се дешава:

1° T:ON, $0 < t < t_{on}$: ако је прекивач укључен, енергија из извора V_{IN} акумулише се у притушници; ул. и изл. диоде су одвојени; диода је инв. Полярисана

$$V_L(+) = V_{IN}$$

(није постигнут напон прага) па не проводи
-Струја притушнице линеарно расте

2° T:OFF, $t_{on} < t < T_S$: поред енергије са извора, сад постоји и енергија која је претходно акумулисана у притушници \Rightarrow струја је тада већа, па се и на излазу добија већа струја, па се саим тим на потрошачу развија већи напон

$$V_L(t) = V_{IN} - V_o$$

\rightarrow Средња вредност напона на капацитету је нула! $\int_0^{T_S} V_L(t) dt = 0$ (исти разлог као код Buck)

$$\Rightarrow \int_0^{t_{on}} V_L(t) dt + \int_{t_{on}}^{T_S} V_L(t) dt = 0 \Rightarrow \int_0^{t_{on}} V_{IN} dt + \int_{t_{on}}^{T_S} (V_{IN} - V_o) dt = 0$$

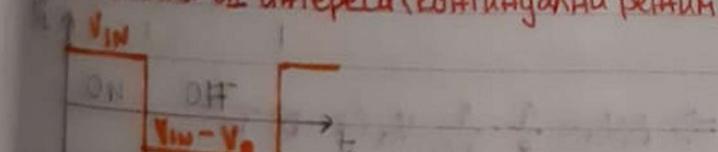
$$\Rightarrow V_{IN} t_{on} + (V_{IN} - V_o)(T_S - t_{on}) = 0 \Rightarrow V_{IN} t_{on} + V_{IN} T_S - V_o t_{on} - V_o T_S + V_o t_{on} = 0$$

$$\Rightarrow V_{IN} T_S - V_o (T_S - t_{on}) = 0 \Rightarrow V_{IN} T_S = V_o (T_S - t_{on}) // \text{смета: } t_{on} = D T_S$$

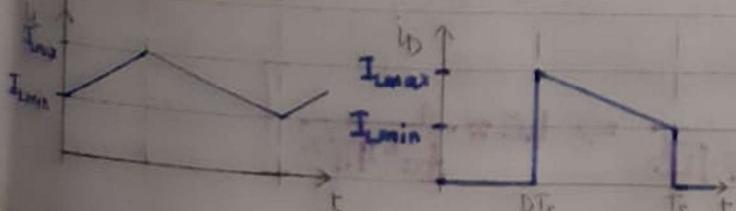
$$\Rightarrow V_{IN} T_S = V_o T_S (1 - D) \Rightarrow V_o = \frac{1}{1-D} V_{IN}$$

из: НАПОН BOOST конвертора
у континуалном режиму

*** Сигнали од интереса (континуални режим):**



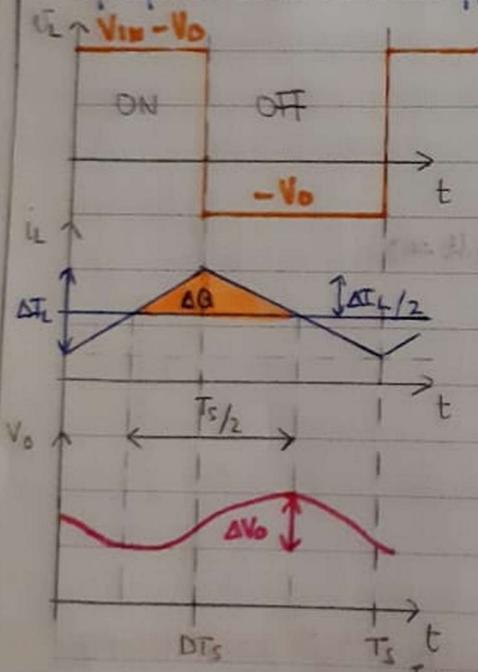
-Струја диоде у OFF режиму једнака је струји завојница у OFF режиму



- +: могуће је повишење напона без трансформатора, има велику ефикасност, улазна струја је континуална за континуални режим; чак и да се дотре до прегоревања високе, капацитет спречава наглу Δ струје те коло не прегорева
- : пошто долази до динамичких губитака енергије на прекидачу, брзина кола се не може лако повићи; није дезнаујајући утицај паразитних елемената; ако је превенција D, кондензатор неће стити да се напуни

③ Таласање изл. напона код Buck и Boost конвертора. Утицај паразитних елемената код ових конвертора, шта ограничавају?

* **Таласност Buck конвертора:** досад је посматрано да је капацитет кондензатора довољно велика да се изл. напон одржи константним; таласност изл. напона у односу на вредност кондензатора се може прорачунати посматрајући графике за напон и струју пригушнице у конт. речиму:



- Струја је у себи садржи 2 компоненте где отпорник преузима средњу вредност те струје, а кондензатор временски променију компоненту
- Количина наелектрисане која уђе у једиње је површини коју његова К-ка заклапа са временском осом (врем. променљиви компоненти се транслирају низу)

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (P_{\Delta} = \frac{a \cdot h}{2})$$

- Потребно је наћи бројање напона (ΔV_o) и кога тачније као је прекидач OFF:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \Rightarrow \int_{I_{Lmin}}^{I_{Lmax}} dI_L = \frac{1}{L} \int_{DT_s}^{T_s} V_L(t) dt \Rightarrow I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{1}{L} (-V_o) T_s (1 - D)$$

$$\Rightarrow I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{1}{L} V_o T_s (1 - D) \Rightarrow \Delta I_L = \frac{1}{L} V_o T_s (1 - D) // \text{Убржимо}$$

$$\Rightarrow \Delta V_o = \frac{1}{8C} \cdot \frac{1}{L} V_o (1 - D) T_s^2 // T_s = \frac{1}{f_s} \Rightarrow \Delta V_o = \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{LC} V_o (1 - D) T_s^2$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{1}{LC} (1 - D) T_s^2 // \text{Горња гранична честотност идеалног филтера (cut-off f)}$$

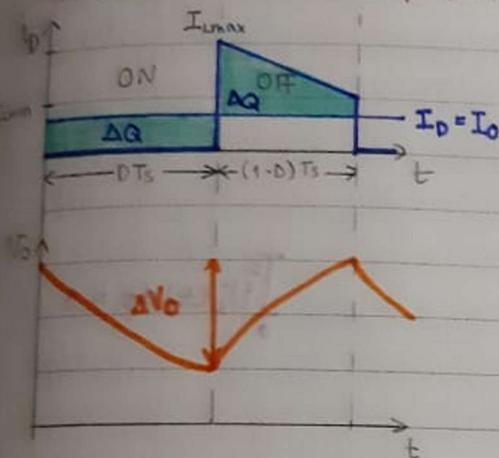
$$\left[f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow LC = \frac{1}{f_c^2 4\pi^2} \right]$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{t_c}{T_s} \right)^2$$

ТАЛАСНОСТ
BUCK
КОНВЕРТОРА

† штетни се да
брзите бидејући
да је мање
од 1%

* Таласност Boost конвертора:



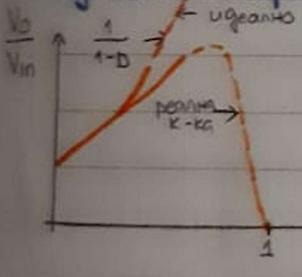
рачуна се за континуални режими рада конвертора,
где се притом просматрају струја диоде и изл. напон
- Узина се да струја i_d има 2 компоненте, где
временски променљива компонента проличе кроз
 C , а једносмерна кроз R

\Rightarrow Количина наслеђивања која уђе у C једнака
је површини коју праве карактеристика струје
 i_d и временска оса () (посматрано првом
частик јер је лакше за рачунање)

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_d \cdot D T_s}{C} = \left[I_d = \frac{V_o}{R} \right] \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D T_s}{R C} = \frac{D T_s}{T}$$

ТАЛАСНОСТ BOOST
КОНВЕРТОРА

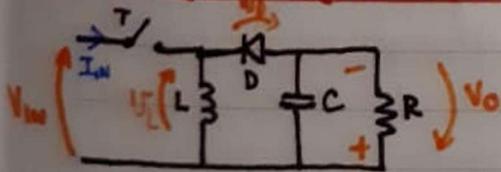
* Утицај паразитних елемената (Boost): на свакој компоненти у Boost-у долази до
губитака енергије (на прекидачу, затворници, кондензатору, диоди), односно до
пада напона на њима



- За разлику од идеалне к-ке где однос изл. и ул. напона расте
са повећаним фактором испуње, када R к-ке однос расте ако
је D близу јединице (од 80% и навише)
- Коло испољава лоше перформансе што је D веће

- За велико D ($> 80\%$), с ћема времена да се напунчи, не добија довољно енергије

④ Buck-Boost конвертор. Принцип рада, сигнали у колу од интереса. Формулација за излазни
напон у континуалном режиму рада. Предности и мане.



BUCK-BOOST КОНВЕРТОР: на излазу се добија напон супротног
поларитета у односу на улазни напон; мане се тажи
у континуалном и дисковинуалном режиму рада

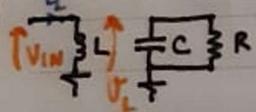
- Сачињен је од каскадне веће Buck-а и Boost-а (логично)

→ посматра се рад кола у континуалном режиму

→ окрену
справу

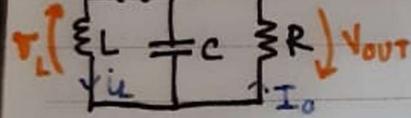
* Принцип рада: посматра се укључивање и исклучивање прекидача

1° T:ON, $0 < t < DT_s$: диод је инверзно поларисана па не проводи; улазни и излазни врх кола су галваниски раздвојени



$$V_L(t) = V_{IN} \rightarrow \text{енергија се складишти у пригушници}$$

2° T:OFF, $DT_s < t < Ts$: енергија која се претходно складишила у пригушници се у овом случају преноси на излаз; пошто се колем опре нагло Δ струје, она наставља да тече у истом смjerу (ка потрошачу) те постепено опада



$$V_L(t) = -V_0$$

- Средња вредност напона на колему је нула: $\int_0^{Ts} V_L(t) dt = 0$

$$\Rightarrow V_{IN}DT_s - V_0Ts(1-D) = 0 \Rightarrow V_{IN}DT_s = V_0Ts(1-D)$$

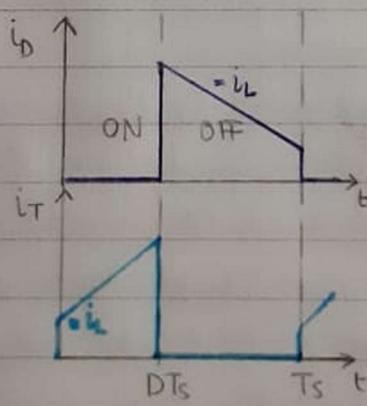
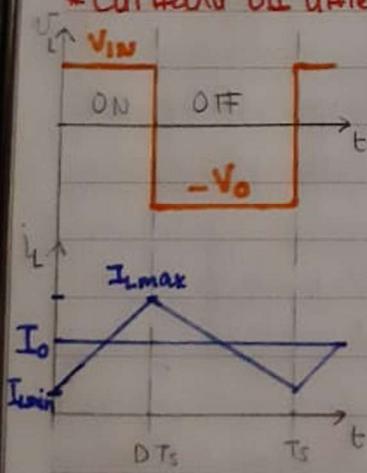
$$\Rightarrow V_0 = \frac{D}{1-D} V_{IN}$$

ИЗЛАЗНИ НАПОН BUCK-BOOST КОНВЕРТОРА
У КОНТИНУАЛНОМ РЕЖИМУ РАДА

• $D < 50\%$: BUCK

• $D > 50\%$: BOOST

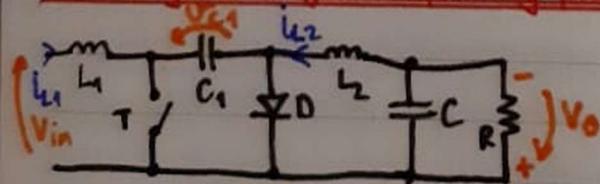
* Сигнали од интереса:



+ : велика ефикасност, једноставне конструкције

- : коло је нестабилно ако је $D=50\%$. Па има дисконтинуитету у излазну струју

⑥ Бук конвертор. Принцип рада, сигналы у колу од интереса. Формулa за излазни напон у континуалном режиму рада.



• Бук конвертор: на излазу се добија напон негативног поларитета у односу на уг. напон

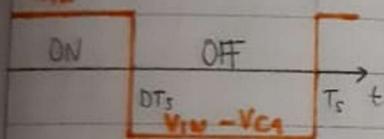
• C_1 : кондензатор за пренос енергије између улаза и излаза

* Принцип рада: укључивање и исклучивање прекидача

1° T: ON, $0 < t < DT_s$: Диода је ИНВ. Полярисана (прекид). Па струје пригушнице $i_{L1} \wedge i_{L2}$ не пролазе кроз нуу; C_1 се празни преко преводача преносеки енергију до излаза и пригушнице L_2 , па струја i_{L2} расте; пошто извор приносује енергију пригушнице L_1 , струја i_{L1} расте

2° T: OFF, $DT_s < t < TS$: D је Аир. Полярисана (К.С), па струје $i_{L1} \wedge i_{L2}$ пролазе кроз нуу; C_1 се пуни преко енергије извора и пригушнице - Струје $i_{L1} \wedge i_{L2}$ опадају

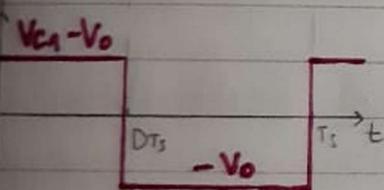
* Сигнали од интереса: сматра се да је средња вредност напона на пригушницима V_{IN}



$L_1 \wedge L_2$ јединака нули:

$$\int_0^{T_s} U_{L1SR} dt = \int_0^{T_s} U_{L2SR} dt = 0$$

Нпр. Када посматрамо
пригушнице L_1



$$T: ON, U_{L1}(t) = V_{IN}, U_{L2}(t) = V_{C1} - V_o \Rightarrow$$

$$T: OFF, U_{L1}(t) = V_{IN} - V_{C1}, U_{L2}(t) = -V_o \Rightarrow$$

Следи да је:

$$V_{C1} - V_{IN} + V_o = \text{const.}$$

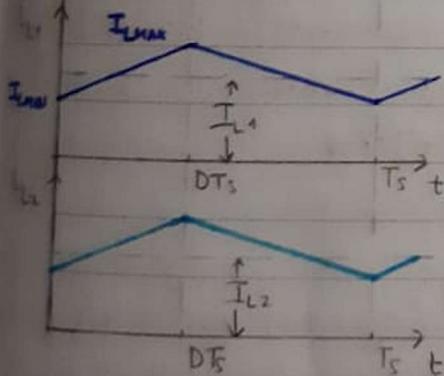
$$\Rightarrow \int_0^{T_s} U_{L1} dt = 0 \Rightarrow V_{IN} DT_s + (V_{IN} - V_{C1})(1 - D) T_s = 0$$

$$\Rightarrow V_{IN} D + V_{IN} - V_{IN} D - V_{C1}(1 - D) = 0 \Rightarrow V_{IN} = V_{C1}(1 - D) // V_{IN} - V_{C1} - V_o$$

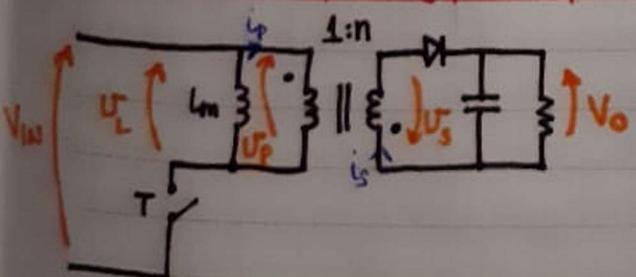
$$\Rightarrow V_{C1} - V_o = V_{C1}(1 - D) \Rightarrow -V_o = -V_{C1}D \Rightarrow V_o = V_{C1}D$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D}$$

ОДНОС ИЗЛАЗНОГ
И УЛАЗНОГ НАПОНА
ТУК КОНВЕРТОРА



⑥ Flyback конвертор. Принцип рада, сигнали у колу од интереса. Формулa за излазни напон континуалном речиму рада. Предности и недеље.



* Flyback конвертор: изведен је од Buck-Boost конвертора; поставком секундарног намотаја постиче се галванска изолација кола

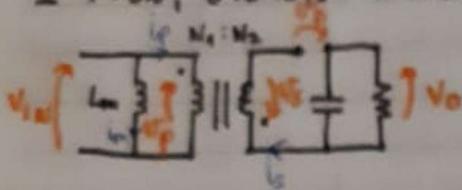
• Примарни рад: Пониже и гашење прегревача; посматра се ON и OFF ставе.

1° T: ON, $0 < t < DT_s$: С обзиром на усвојен поларитет напона на намотајима

трансформатора, D је инв. Погарисане ће вредности:

- Струја примара је и магнетни флукс растујући

- Кондензатор у другом делу кола напаја потрошач



$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{N_1}{N_2} = n$$

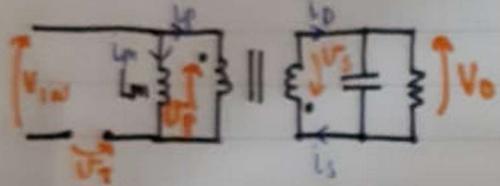
$$U_p = V_{IN}$$

$$U_s = \frac{N_2}{N_1} V_{IN}$$

- Последица пораста флукса је акумулација енергије у језгру трансформатора

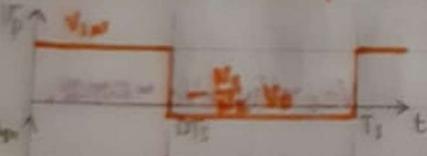
2° T: OFF, $DT_s < t < T_s$: диода је у свом случају директно подјарисана; енергија која

је претходно акумулисана у језгру "отвара" D као замајну", пуну капацитивност и величину напајају потрошач



$$U_s = -V_O, \quad U_p = -\frac{N_2}{N_1} V_O$$

• Сигнали од интереса: мора да вади закон сачињавају енергије (посматрано

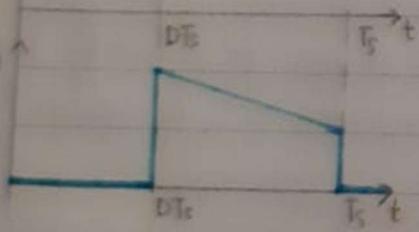


$$\int_0^{T_s} U_{PSR}(t) dt = 0 \Rightarrow V_{IN} DT_s - \frac{N_1}{N_2} V_O T_s (1-D) = 0$$

$$\Rightarrow V_{IN} D = V_O \frac{N_1}{N_2} (1-D)$$

$$\Rightarrow \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D}$$

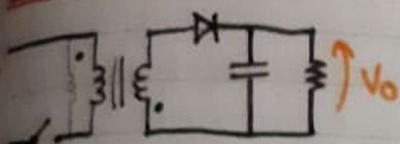
ОДНОС ИЗЛАЗНОГ И УЛАЗНОГ
НАПОНА FLYBACK
КОНВЕРТОРА



+: Постигнута је галванска изолација, користи минималан број компоненти, на коло је могуће повезати већи број секундера; поставком трећег намотаја, енергија се враћа назад до извора напајања

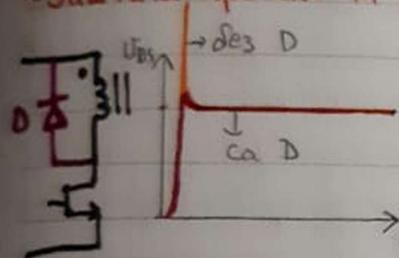
-: намотаји су великих димензија па се онда на њима развијају и велики губици; за осигуруји исправан рад кола неопходан је заштитни прекидач, што додес негативно утиче на димензије кола

@Flyback конвертор, практична реализација. Защита прекидача у Flyback конверторима,
штоли са интереса. Повратна спрега реализована помоћу оптокаплера, принцип рада.



- Flyback конвертор: изоловани непропусни напајај; изводи се из Buck-Boost конвертора током се калем подел на два међусобно спречнута, обре се смер D и знак секундарног напона и такође се прекидач предају на улаз кога
- Трећи напон се додеје ради враћања енергије у извор напајања
- Могуће је добити више излаза, тј. могуће је да је више секундарних

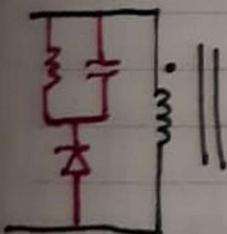
*Заштита прекидача у Flyback конверторима: узина се уобичаји да се као прекидач



користи NMOS транзистор; приликом укључивања NMOS транзистора, напон V_{DS} може имати час 10x већи напон од улазног \Rightarrow стога се на примарни напон додеје

1. Заједничка диода која те ул. пик V_{DS} да ограничи на напон $V_{IN} + 0,6V$ при чиму се смањује могућност прегоревања прекидача

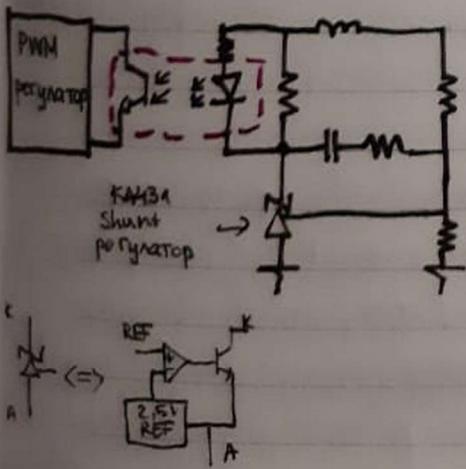
2. Snubber коло: други вид заштите Flyback-а; додеје се || на примарни напон;



3. разл. врсте snubber-а; циљ је да се спречи пренапон на прекидачу и да се смањи утицај прелазних речника

- Коло почиње да проводи кад напон на прекидачу достigne/v
 $V_{IN} + \frac{N_1}{N_2} V_o$; напон на кондензатору достиже нешто нижу вредност
 $\frac{N_1}{N_2} V_o$, те диода проводи чиме се решава проблем што калем не дозвољава нагле Δ струје

*Повратна спрега реализована помоћу оптокаплера: П.С. се користи за const.



изл. напон и за могућност његове регулације

- За ефикасније и јефтиније решење користи се оптокаплер ради галванске изолације кола

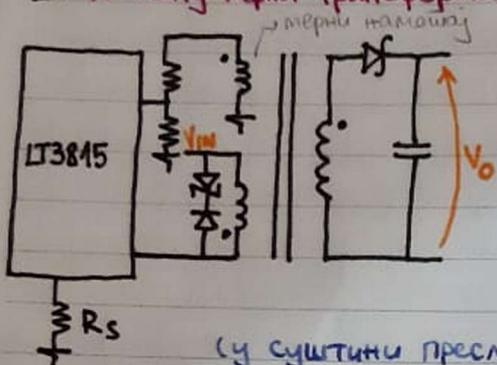
- Разведавањем напона на КА431, ТР у оквиру регулатора проведе \Rightarrow протиче струја кроз LED \Rightarrow LED засвети и светлост долazi до фототр. који сигнал даље шаље на PWM регулатор

- То је поступак претварања напона у струју

③ Галванска изолација у повратку спрези као прекидачких конвертора. Типови реализације, опис рада.

→ Галванска изолација П.С. може се извршити на неколико начина:

- 1) Помоћу мерног трансформатора: излаз није галванички спрегнут са улазом,



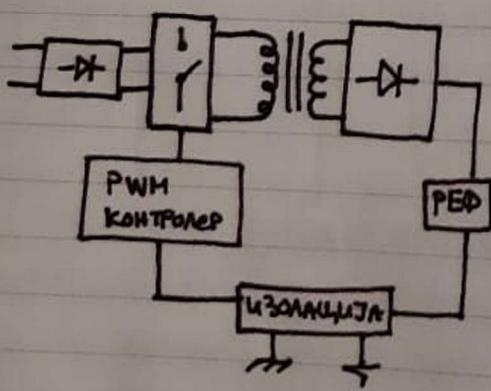
трансформатори пружају галванску изолацију
 - У чипу се налази интегрисани носфет (прекидач)
 - Користи се мерни намотај са зенер диодом
 која пружа реверентни напон
 - Чип има FeedBack (FB) пин чија је улога

да на основу напона на напонском раздвојнику
 (у суштини пресликаног излазног напона) регулише напон на
 улазу; спрега није идеална

- Помоћни (мерни) намотај служи да пресликат изл. напон на улаз и такође се може користити као напајање чипа
- Мана је што захтева додатни намотај; ул. и изл. струје су прекидне

- 2) Помоћу оптокаплера и опг. драјвера: драјвер је неки конвертор тако да се стално посматра да ли напон на излазу система има исту вредност као РЕФ. напон; ако нема, оптокаплер реагује
- Преносни сигнал није најлинейнији (слика у прешходном дешавају)

- 3) Primary side control: не толико ефикасно, али ипак јефтина реализација



Галванске изолације

- Захтева се изолација између PWM контролера (на примарној страни) и излазног дела (секундар)

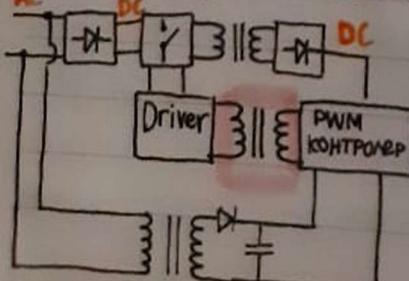
- Поред се PWM контролер налази на примарној

страни (као прекидача), интерфејс је поједностављен

- Изолација се може извршити помоћу оптокаплера

или АМ осцилатора

- 4) Secondary side control (сигнални трансформатор):



Овде се изолација врши помоћу

PWM контролера напајаног са улаза кола; PWM контролер

прима сигнал са излаза и шаље PWM сигнал на улаз

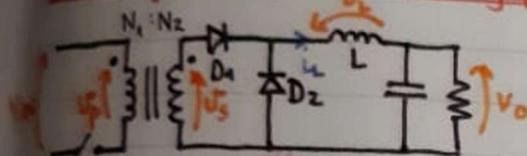
кола преко сигналног трансформатора, чија је улога да

промени напонски облик, без преноса значајне струје

- Трансформатор треба да ради на фреквенцијана РЧМ сигнала, како се после регулације не би добио изобличен сигнал (због феритног језгра омогућен је рад на висини фреквенцијана)

- дупл виса изолације због језгра трансформатора и да би се напајао РЧМ регулатор потребан је још један трансформатор

③ Forward конвертор. Принцип рада, сигнали у колу за интереса, Формуле за излазне струје у континуалном режиму рада. Предности и недељности



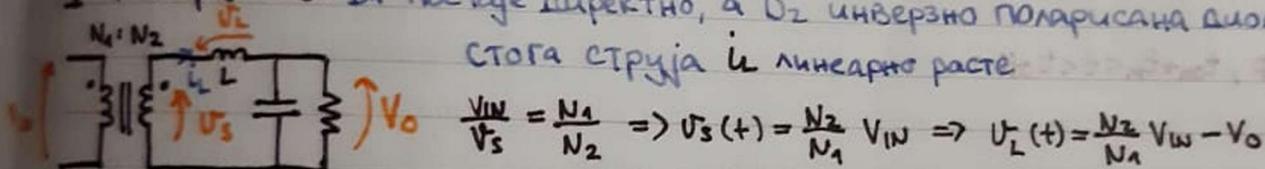
Једанак слагај, без струје магнета

Forward конвертор: изведен је од Buck конвертора; овде се у обзир мора узети струја магнета трансформатора

* Принцип рада: посматра се укључивање и искључивање прекидача

1° T=ON $dt < DT_s$: D1 постаје директно, а D2 инверзно поларисана диода;

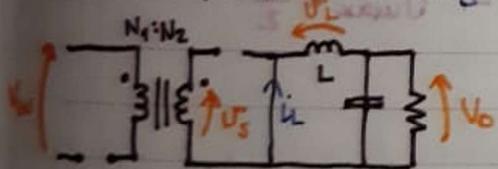
стога струја је линеарно расте



$$\frac{V_{IN}}{V_S} = \frac{N_1}{N_2} \Rightarrow V_S(t) = \frac{N_2}{N_1} V_{IN} \Rightarrow V_L(t) = \frac{N_2}{N_1} V_{IN} - V_0$$

2° T=OFF, $DT_s < t < T_s$: D1 је инв. а D2 дир. поларисана и постаје кратак спај

кроз који протиче струја завојнице и која је у овом случају лин. опада јер нема шта да је одржава; $V_L(t) = -V_0$

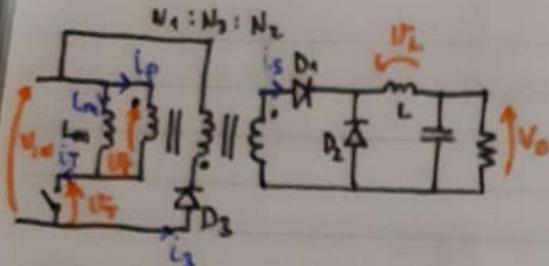


* Енергија у коли за ON и OFF режим треба да остане иста: $\int_0^{T_s} V_{L_{OFF}} dt = 0$

$$\Rightarrow \frac{N_2}{N_1} DT_s V_{IN} - DT_s V_0 - V_0 T_s + V_0 DT_s = 0 \Rightarrow \frac{N_2}{N_1} DT_s V_{IN} = V_0 T_s \Rightarrow \frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} D$$

→ Формулација тачно отисује да је Forward изведен од Buck-a, где се овде доведено јавља преносни однос трансформатора; МЕЂУТИМ, у обзир се мора узети струја магнета трафаја ткај сва струја коју „извор узрокује“ треба да се врати назад извору (разматраши Графо)

- Како ћи се решио проблем струје магнета, на примарној страни се представља трети енергетски напонај који заправо представља губитељ језгра и врати сву акумулисату енергију у извор напајања, спуштајући струју магнета на нулу



$$U_p(t) = V_{IN}, \quad i_T = i_m + i_p$$

• Принцип рада: $\Delta^o T=ON$, отклоњен напон на примару је једнак напону напојања, линеарно растује струја на примару и додатном напону, па расте и струја прекивача; струја на калему секундарног трансформатора такође расте

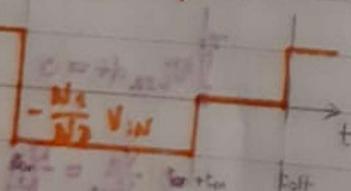
$\Delta^o T=OFF, t_m < t < t_m + t_m$: кад је прекивач исключен, D_1 је инв. поларисана, па је струја секундарног јединица нула; у овом периоду се дешава демагнетизација језгра (енергија се враћа у извор) и тада ватни следеће:

$$\begin{aligned} i_T = 0 \Rightarrow i_p = -i_m, \quad i_p N_1 + N_3 i_2 = N_2 i_2 \Rightarrow i_3 = -\frac{N_1}{N_3} i_p \Rightarrow i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m, \quad U_3(t) = V_{IN} \\ \Rightarrow \frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \Rightarrow U_1(t) = \frac{-N_1}{N_2} U_3(t) \Rightarrow U_1(t) = \frac{-N_1}{N_2} V_{IN} \end{aligned}$$

$\Delta^o T=OFF, t_m + t_m < t < t_{off}$: језгро је у потпуности размагнетисано; струја магнететка и напон примара тада имају нулту вредност; да би коло исправно радио, фактор испуње мора бити макс. 50%. Како би струја магнететка могла да достigne нулту вредност!

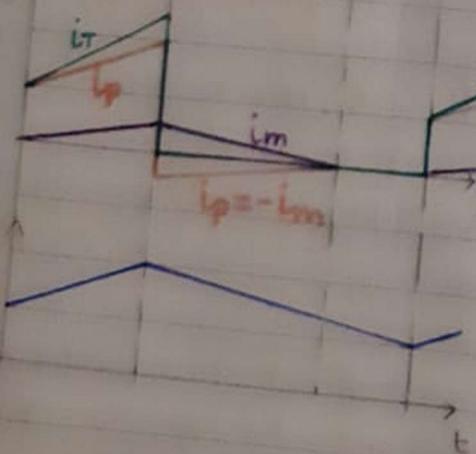
$$i_m = U_p = 0, \quad D_{max} = \frac{1}{1 + N_3/N_1} \Rightarrow (3a \quad N_3 = N_1) \Rightarrow D_{max} = \frac{1}{2}$$

• Сигнали од интереса:



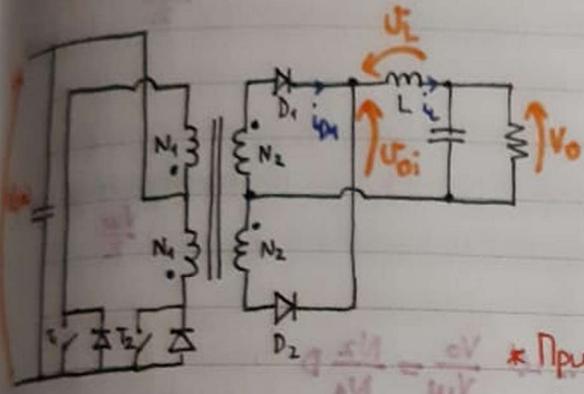
+ : Коло је стабилно и нема негативне струје на излазу, тј. че излазу имамо континуалну струју

- : Коло је скупље од Flyback-a, на улазу постоји прекивачна струја, кад је прекивач исключен, на њему се развија двоструки напон напојања



⑩ Push-pull конвертор, half bridge конвертор, Full bridge конвертор. Принцип рада излазни сигнални у колу од интереса. Разлике у ове три реализације. Предности и недостатаки.

* Push-pull конвертор: реализован преко трансформатора, за позитиван део периода ради „Горњи”, а за (-) део периода ради доњи трансформатор

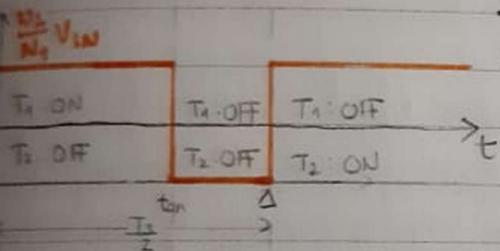


- Проводи увек једна од диода $D_1 \vee D_2$; диоде које прекидачи су високо заштите када се прекидају искључују

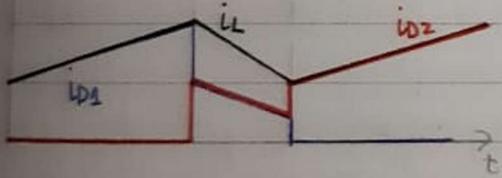
* Принцип рада и сигнални од интереса:

1° $T_1 = ON, T_2 = OFF, 0 < t < t_{ON}$: D_1 проводи, а D_2 је инв. пол.

па струја i_L која пролази кроз D_1 линеарно расте
 $U_L(t) = U_{oi} - V_o, U_{oi}(t) = \frac{N_2}{N_1} V_{IN} \rightarrow U_L(t) = \frac{N_2}{N_1} V_{IN} - V_o$



2° $T_1 = T_2 = OFF, t_{ON} < t < \Delta$: i_L се дели на 2 једнаке струје које пролазе кроз $D_1 \wedge D_2$; пошто је напон примара нула, тада је и напон секундарна такође нула и ванни следеће:



$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{1}{2} i_L, \quad U_L(t) = -V_o$$

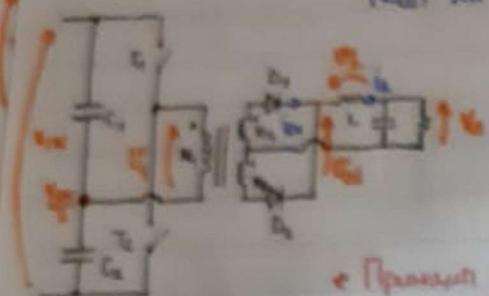
3° $T_1 = OFF, T_2 = ON, \Delta < t < T_S$: D_1 је инв. пол. а D_2 води; напонски облик се понавља током 2. дела периода

→ Изједначавањем средње вредности напона завојнице са нулом током $1/2$ периода добија се формулла за излазни напон:

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = 2 \frac{N_2}{N_1} D, \quad D = \frac{t_{ON}}{T_S}, \quad 0 < D < 0,5$$

- + јединственост, никад не ради 2 прекидача истовремено, може се добити висока ефикасност, постигнута галванска изолација, мањих димензија од Flyback-a
- Задеснена индуктивност, струја цурења, највећи губици су на прекидачким елементима, прекидачи поскупоузују конвертор

Half Bridge konvertor izvodi se sa Buck-a; izlaz je učinkovit na srednjem namotaju, tada na primaru je samo A namota; menja se smjer struje kroz namotaju; dodaje se **srednji potenzijal** (kapacitivni razdelnik) gde se povaražumeva da napon neće mnogo varirati u vremenu, pa se srednji potenzijal određiva te da ima vrednost $\frac{V_{IN}}{2}$



* Prinцип rada i signali da interesu: jedina razlika u odnosu na Push-Pull je u vrednosti amplitude napona na sekundaru, kada je $T_1 = ON \wedge T_2 = OFF$, tada što je u ovom slučaju napon primara jednak $\frac{V_{IN}}{2}$. Te se dobija da je napon sekundara:

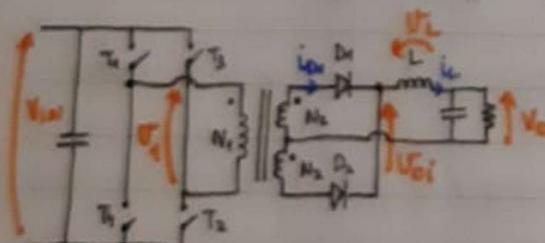
$$U_L(t) = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_{IN}}{2} - V_o \Rightarrow U_{o1}(t) = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_{IN}}{2} \Rightarrow \dots \Rightarrow \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} D$$

IZLAZNI NAPON
Half-Bridge
konverzatora

→ Broj faznih ciklusa za Full-Bridge je dvostruko
veći nego za sekundar (pozadinski V_o)

- + učinkovit na srednjem namotaju trajao, velika efikasnost, galvanska izolacija
- da bi srednji potenzijal bio jednak $\frac{V_{IN}}{2}$, $C_1 \wedge C_2$ moraju simetrično da se menjaju u vremenu što je u procesu teško postići i oni su podložni vremenskom uticaju, složenije upravljanje prekidačima $T_1 \wedge T_2$

Full Bridge konvertor izvodi se sa Buck-a; nebegavaju se kondenzatori i pomotku prekidača dobija se dobro kontrola struje na primaru. U odnosu na Half-Bridge, napon na primaru izvodi V_{IN} , pa je struja na primaru duglo mala => manji gubici na primaru



- * Prinzip rada i signali da interesu: uvek je uključen 2 par prekidača (T_1, T_2) v. (T_3, T_4); za uključen je parova, napon na sekundaru je isti kao i u slučaju Push-Pull konverzatora i sve vrednosti su iste (i za ON i za OFF režim)
- + visoka efikasnost, ne dolazi do pojava prenapona, dobro upravljanje strujom, dobar za dinamika prekidača napajanja
 - uvek su 2 prekidača uključena pa se tu javljaju gubici, velik broj komponenti

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = 2 \frac{N_2}{N_1} D$$

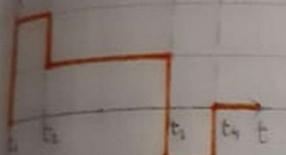
IZLAZNI NAPON

Full Bridge konverzator

① Оптимално управљање мосфетовима као прекидачима

- Правилно управљање МОСFET-чина подразумева поштовање и придржавање правила:

1) **Приликом укључивања:** потребно је да се доведе већи напон V_{GS} на почетку како би се на гејту остварио већи потенцијал \Rightarrow већи број електрона који заправо чини струју гејта која је последница великог напона V_{GS} ; струја гејта на почетку пунти паразитне капацитивности мосфета



2) **У укљученом стању:** напон V_{GS} треба одржавати оптималним тако да се мосфет налази у омском режиму како би контактили све време био отворен (да се мосфет понаша готово као кратак спој) и да се $I_{DS(on)}$ задржи да буде што мање \rightarrow Треба да се испоштује услов: $V_{GS} < V_{GS} - V_{TH}$

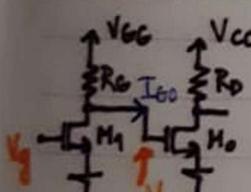
3) **Приликом исключивања:** понетично је довести (\rightarrow напон V_{GS} како би се што брже премахне паразитне капацитивности кроз гејт \Rightarrow последница је (\rightarrow струја гејта

4) **У исключеној стању:** напон V_{GS} одржава се оптималним тајем се одвођеши сигурно исключено стање

$$V_{GS} = V_{DD}$$

② Директна спрега мосфетова као прекидача. Принцип рада, сигнали у колу од интереса.

Предности и недеље.



- M_1 је директно спрежнут са M_2 , где мосфет M_1 управља мосфетом M_2 .

- Код овакве спреге мосфетова, исключивање је физичко, а укључивање је споро $\Rightarrow M_1$ ефикасно сматрају напон гејта M_2 , тј. ефикасно га исключује, или при укључивању је M_2 закочен, а да би се напуниле његове паразитне капацитивности, потребно је остварити велику I_{GS} , што је тешко извести услед отпорности R_G

* Принцип рада:

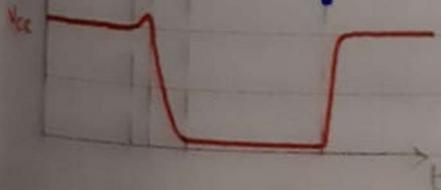
- $t < t_1$: проводи M_1 , држети $V_{GS1} < V_{TH1}$, па је M_2 непроводан

- $t = t_1$: M_1 се физично закочи, а гејт M_2 се почине пунити

струјом ограниченом са R_G из извора V_{GS}

- $t_1 < t < t_2$: M_2 се споро укључује; како расте напон V_{GS} ,

тако V_{GS} опада \rightarrow окрећи страницу



Бента и потрошња је да се изгради паразитне капацитивности M_0 и у том случају велика
Бенте је већа па M_0 је залага већика (-) струја грејта I_{GO} и паразитне
капацитивности су брзо премножене

- * Ако је инвертор на високом нивоу исключиване, M_0 је малних димензија па је и брже
- излаз је већ пре него што дође до губитака, споро укључивање

③ Push-Pull управљаче кроз мосфета. Принцип рада, сигнал у колу од интереса.

Логисти и напон



: Push-Pull управљачко коло: драјвер мосфета M_0 . Представља CMOS инвертор сачињен од NMOS-а M_1 и PMOS-а M_2

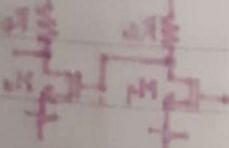
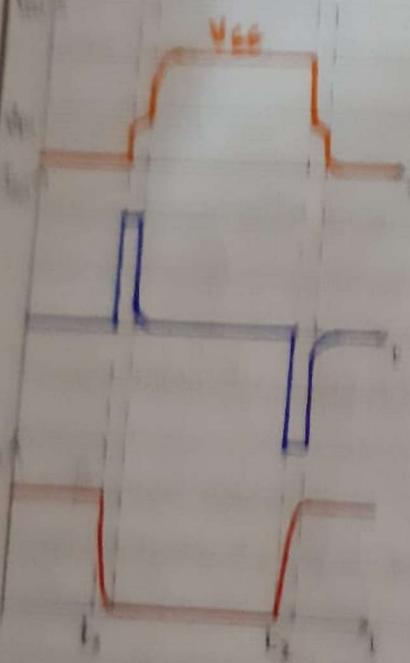
***Принцип рада:** за ефикасно управљање, мора се одвојити да логички нивои напона који се довоље на драјвер дјелују тачно $V_{DD}/0V \Rightarrow$ брзо укључивање и исключивање

: $V_B = 0; t = t_1$; за низак напон на улазу добија се висок напон на излазу инвертора \Rightarrow Паразитне капацитивности M_0 падне се преко M_2 .

: $t_1 < t < t_2$; M_0 се брзо укључује и напон на његовом струју достиже стацијарну вредност $V_{GO} = V_{DD}$

: $V_B = V_{DD}, t = t_2$; на излазу CMOS инвертора добија се ниска вредност, па ће се паразитивне капацитивности M_0 брзо прањити преко M_1 услед велике (-) струје грејта I_{GO}

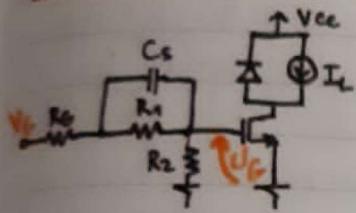
: $t > t_2$; M_0 је исключен



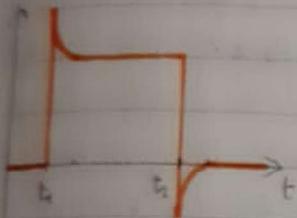
1) брзо укључивање и исключивање мосфета којим се управља, па неке роти до великих губитака

2) да управљава један напон ће водити рачуна о ограничењу; напон је довољни мосфет, ће да напон једног ротира да се добро управља колом

④ Управљачко коло мосфета са удржавајућим кондензатором. Принцип рада, сигнални у колу он.



* Драјвер са удржавајућим кондензатором: чиме је брзо укључивати и истакнувати мосфет којим се управља, користећи кондензатор који ће држати определени напон



* Принцип рада: циљ је да је удржавајући кондензатор C_s празан пре него што се мосфет укључи

* $t = t_1$: долази до наглог пораста управљачког напона, а пошто се ради на високим f , C_s представља кратак слој, те се на гејту мосфета развија напон готово исте вредности као управљачки напон (R_g има занемарљиву вредност)

$$-V_g + R_s I_g + R_2 I_g = 0 \Rightarrow V_g = R_2 I_g \Rightarrow V_{GS} \approx V_g \Rightarrow V_{GS} \approx U$$

задовољен
да је напон U

-Управљачки напон се бира тада се мосфет оптимално брзо укључи

* $t < t_1 < t_2$: удржавајући кондензатор се брзо напуни, а напон гејта опада на вредност тада је мосфет и даље проводан; напон гејта мосфета је тада определjen напонским разделивачем:

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_g} \cdot U \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U$$

* $t = t_2$: улазни управљачки напон опада на ниску вредност; пошто је напон гејта предходно обoren на неку оптималну вредност, удржавајући кондензатор ће форсирати велику негативну струју гејта (због великог негативног напона), те ће се мосфет врло брзо искључити

* $t > t_2$: по искључењу управљачког напона, (-) струја гејта пролази кроз кондензатор и он се постепено празни у току времена врем. const. T ; након што се C_s потпуно испразни, напон гејта се стабилизује

+: брзо укључивање и искључивање мосфета, користно код индуктивних и високонапонских потрошача

-: за исправан рад кола, C_s треба да се испразни за време трајања прелазног речника, а за то је потребно познавати f сигнала за додар програмног C_s ; коло није погодно за интегрисану технологију јер удржавајући кондензатор треба да има значајно велику капацитивност

15) Драјверска кола за H-bridge. Начини управљања и напојања драјвера за горњи прекидач у H-bridge-у.

- Да би драјвер исправно радио, треба направити изоловано напојање, где ти масе биду на сопр. референтном напону, а да „горњи“ напон буде на неком вишем потенцијалу него што је V_{CC} кола које се управља

→ Могућности:

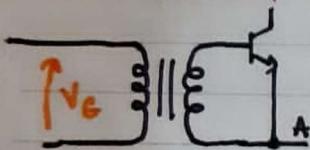
- изолацијни трансформатор: прегледано и скупо решење

- charge pump: не могу дати велику струју; скупо решење

- Ми заправо треба да направимо **Level shifter** за посматране управљачке сигнале

* Врсте Level-shifter-a:

1) Изолацијни трансформатор: ако има довољно велику струју па, па "се добија



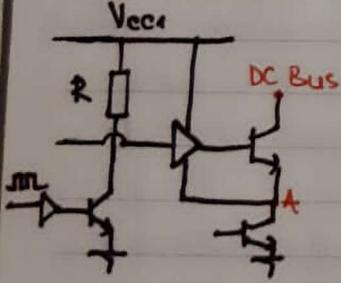
изоловани напон који се скапира таје се за управљање
додије значајна струја

- Потребан је високочестотни трансформатор за
исправан рад; скупо решење (смешавање)

2) Оптички Level-shifter: користи оптокапмир да би објављао своју функционалност

- Користи се кад су напони на H-истору јако велики па је потребно направити
изолацију, доста скупо решење

3) Електронски Level-shifter: на улаз кола се довољи PWM сигнал; ако се правилно
 V_{CC}



изаберете отпорник да добије се и одговарајући шифровани напон
- Коло је једноставно и често се користи; извор струје
је на фиксном потенцијалу
- Ово решење не обезбеђује изолацију

- Још Level-shift такође се може користити и **Bootstrap напојање**

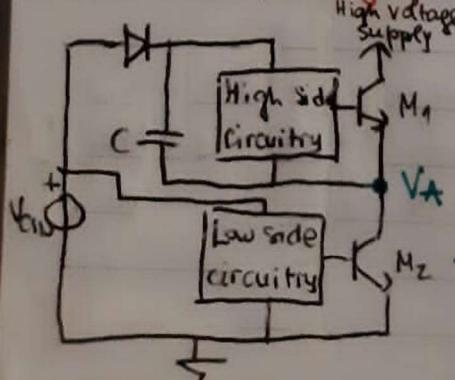
4) Bootstrap напојање:

$M_1 = \text{OFF}, M_2 = \text{ON}$: D проводи и C се образује пунчи

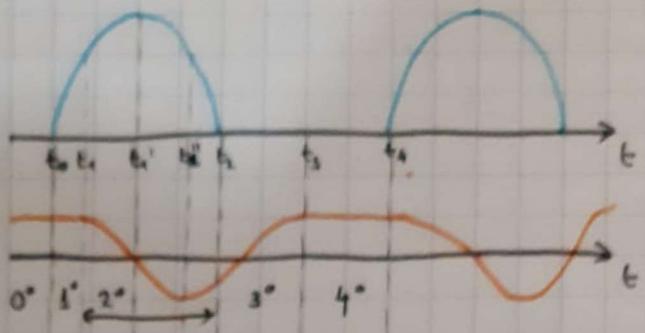
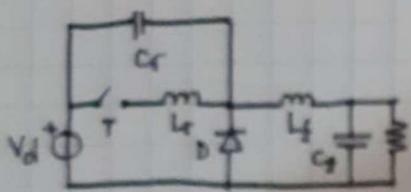
$M_1 = \text{ON}, M_2 = \text{OFF}$: D више не води, и тада ти

$V_A \geq V_{CC1}$; ако је кондензатор довољно велике капацитетне
напон на њему ти се транслирају сразмерно са тачком
A (ако посматрамо у односу на масу)

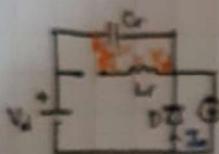
- Ако је M_2 стално OFF, C ти се стално празниши да се не испразни у потпуности, а тада ти се исказује Bootstrap напојање



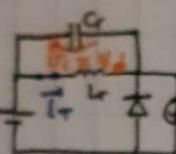
+ Buck konvertor sa ZCS :



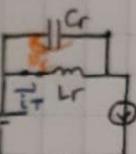
0° $t < t_0$:



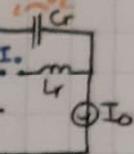
1° $t_0 < t < t_1$:



2° $t_1 < t < t_2$:



3° $t_2 < t < t_3$:



4° $\Rightarrow 0^\circ$

→ ZCS : - elinišu gubitke pri gađenju, snarjuju gubitke pri paljenju SW

- A se dešava za multi napon

- trije strujni pik

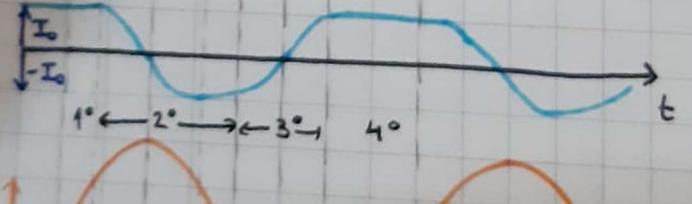
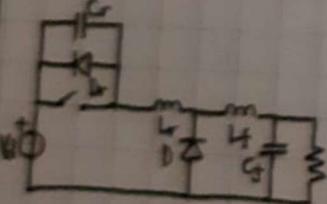
→ ZVS : - elinišu gubitke pri paljenju SW, a snarjuju ih pri gađenju

- A se dešava za multi napon

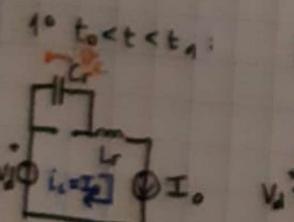
- trije naponski pik

+ resonant switch converter: upotreba visokof komponenti, manji su u manji gubici, manje dijeljenje i mala, manji uticaj radiof i EM interferencije, visoke eff

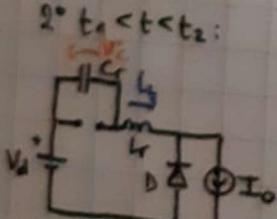
+ Buck konvertor sa ZVS :



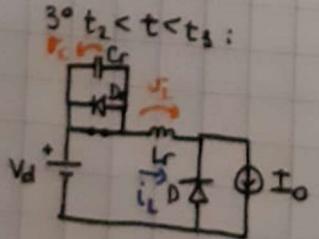
1° $t_0 < t < t_1$:



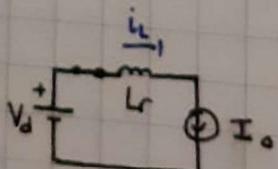
2° $t_1 < t < t_2$:



3° $t_2 < t < t_3$:



4° $t_3 < t < t_4$:



④ Карактеристике мосфета (SOA, Волт, утицај температуре)

* SOA (Safe Operating Area: област сигурног рада): ограничење дозвољене радне области мосфета и типично се користи у полуизразних карактеристика:

- Говори где сме да се налази радна тачка у установним и прелазним стањима

- К-ко SOA ће се разликовати за нисконапонски и високонапонски мосфет, али се и то једно и то друге к-ко западају и ограничени:

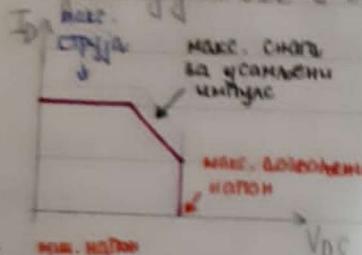
1) **највиши напон, ограничен отпорношћу R_{on}**

2) **највиша дозвољена струја дрејна:** много је јача у импулсном речиру него у једноточном

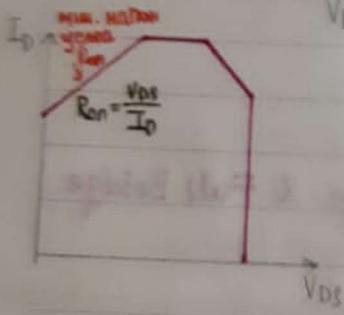
3) **максимална снага:** много зависи од трајања импулса

4) **максимални напон, ограничен проводјем**

→ чинију се ове 3 обласи да разширијате!

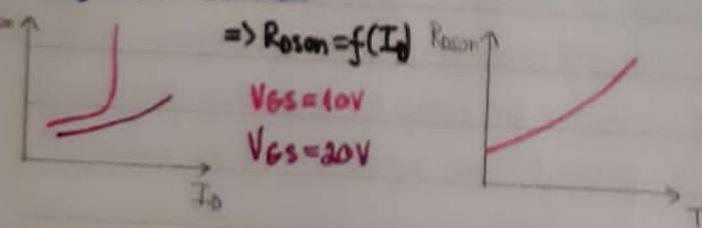


→ Макс. струја могу да расту у зависности од фактора испуње D \Rightarrow за велике D иако већу струју, а сада тим и већу снагу \Rightarrow К-ко за нисконапонски мосфет тада поприма правоугаони облик



→ **Високонапонски мосфетови:** За рад са напонима реда $\sim 100 \div 200$ V, мин. напон је ограничен са отпорношћу канала R_{on} .
 - И за мале напоне V_{DS} је велики губици снаге
 - Горња граница (I_{DR}) мета се са пропорцијом фактора испуње D

* **R_{on} (или $R_{DS(on)}$):** отпорност канала мосфета; приметије се зависност R_{on} са I_D , а такође и значајна температурна зависност; за високонапонске мосфетове је R_{on} изузетно велика



$$\Rightarrow R_{DS(on)} = f(T)$$

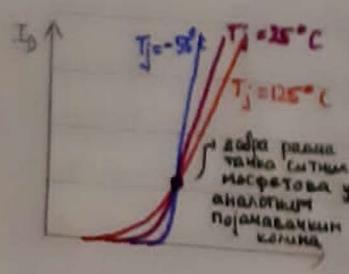
$V_{DS} = 10V$

$$V_{GS} = 20V$$

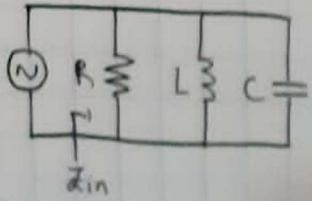
* **Утицај температуре:** појачавање у области јаких струја дрејна има (-) темп. кофицијент, т.ј. са повећањем температуре опада струја јер не долази до ефекта термичког дешавања.

- Такође ни код већих мосфетова не долази до појаве "продоја" услед локалног прегревања.

- У области слабих струја, темп. кофи. је (+), али у прекидачком речиру то није значајно



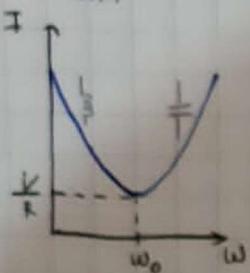
2) Paralelna rez. kola: nepropusni opseg



$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 C$$

faktor
dobrote pri
rezonanciji
ili rez. kola



$$BW = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC}$$

* Rezonantna kola preko vodova:

→ Serijska rez. kola: K.S. $\lambda/2$, O.V. $\lambda/4$

$$R = Z_0 d \ell, \quad L = \frac{Z_0 \pi}{2 \omega_0}, \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

$$R = Z_0 d \ell, \quad L = \frac{Z_0 \pi}{4 \omega_0}, \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

→ paralelna rez. kola: O.V. $\lambda/2$, K.S. $\lambda/4$

$$R = \frac{Z_0}{\alpha \ell}, \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C}, \quad C = \frac{\pi}{2 \omega_0^2 Z_0}$$

$$R = \frac{Z_0}{\alpha \ell}, \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C}, \quad C = \frac{\pi}{4 \omega_0^2 Z_0}$$

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha}$$

* Antene: pasivna jednopristupna metalatna urežja; koristi se u svim
bezičnim komunik. sistemima

- Prevara vodenih EM talasa koji se prostire kroz vod u ravni
talas koji se prostire kroz prostor i obrnuto

* K-te antene:

1) El. dužina antene: dužina izražena preko 2 vodenog EM talasa

2) Rez. f: radna f antene; povezana sa el. dužinom (obično $\lambda/2$)

3) Širina opsega antene: opseg oko rez. učestanosti za koje su k-te
antene zadovoljavajuće

4) Dobitak i usmerenost: dobijat izražava nivo usmerenosti
antene u odre. pravcu

→ Diskretizovani model prenosa u vodu:

$$TD' = \sqrt{LC} \quad \Rightarrow \quad TD = n \sqrt{LC}$$

parametri segmenta u vodu

→ Kao posledica RLCG segmenta ne smiju biti $> \frac{1}{10}$ rastucé / opadajuće vrednosti signala

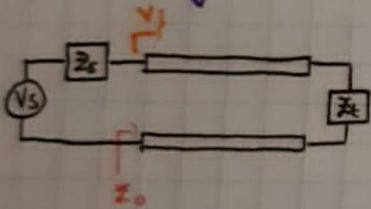
* Dovoljan broj RLCG segmenta u vodu:

$$\text{segmenti} \geq \frac{TD}{Tr/10} \Rightarrow \text{segmenti} \geq 10 \cdot \frac{X}{V \cdot Tr}$$

* Broj pojedinačnih segmenta:

$$C_{\text{seg}} = \frac{K \cdot C'}{\text{segmenti}} \quad L_{\text{seg}} = \frac{K \cdot L'}{\text{segmenti}} \quad R_{\text{seg}} = \frac{K \cdot R'}{\text{segmenti}} \quad G = \frac{K \cdot G'}{\text{segmenti}}$$

* Refleksija u vodovodu:



$$V_i = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_s} V_s$$

$$I_i = \frac{V_i}{Z_0}$$

$$\rho_r = \frac{\text{Vreflektovano}}{\text{Vupadno}} = \frac{V_t - V_i}{V_i} = \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0}$$

iZL. koef. refleksije

$$\rho_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad \text{ul. koef. refleksije}$$

→ Za $Z_t = Z_0$: neuva refleksije

→ Za $Z_t \neq Z_0$: dolazi do refleksije

→ Za $Z_t = Z_s$: neuva višestruke refleksije

→ Za $Z_t \neq Z_s$: dolazi do višestruke refleksije

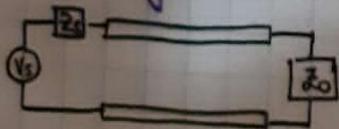
* Različiti slučajevi refleksije:

1) Prilagodena impedansa

2) Kratak spoj

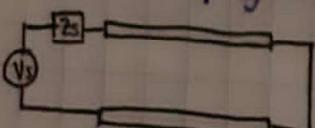
3) Otvoreni kraj

1) Prilagodena impedansa:



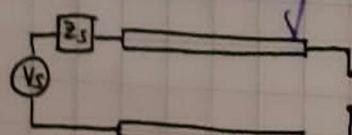
$$\rightarrow \text{Za } Z_s = Z_0: \rho_r = \frac{Z_0 - Z_0}{2Z_0} = 0$$

2) Kratak spoj:



$$\rho_r = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$$

3) Otvoreni kraj:



$$\rho_r = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1$$

$$\Rightarrow V(+)=nA_c \cdot \frac{dB}{dt}$$

$$B = \begin{cases} B_{sat}, \text{ za } H \geq \frac{B_{sat}}{\mu} \\ \mu H, \text{ za } |H| < \frac{B_{sat}}{\mu} \\ -B_{sat}, \text{ za } H \leq -\frac{B_{sat}}{\mu} \end{cases}$$

$$\cdot \text{Amperov zakon: } H(t)l_m = n \cdot i(t) \Rightarrow H(t) = \frac{n i(t)}{l_m}$$

$$\rightarrow \text{za } |I| < I_{sat} \Rightarrow B = \mu H$$

$$\Rightarrow V(+) = \frac{n^2 A_c \mu}{l_m} \frac{di(+)}{dt}$$

napon na induktivnosti

$$\Rightarrow L = \frac{n^2 A_c \mu}{l_m}$$

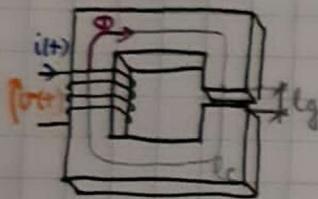
induktivnost $\Rightarrow V(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$

\rightarrow Za $I < I_{sat}$: ureotaj se ponaja kao induktor

- Kad jezgro uđe u saturaciju $\Rightarrow B = \frac{n \text{ const.}}{B_{sat}} \Rightarrow V(t) = 0$

* Induktor sa procepm, proračuni:

wagnetrovobudna sila:



$$F_c + F_g = R_c \Phi + F_g \Phi$$

$$F = H \cdot l = \frac{B}{\mu} \cdot l = \frac{\Phi}{A_c \cdot \mu} \cdot l = \frac{l}{\mu A_c} \Phi$$

$$F_c + F_g = \Phi (R_c + R_g)$$

$$R = \frac{l}{\mu \cdot A_c} \quad \text{reluktansa}$$

$$F_c + F_g = n \cdot i(t)$$

$$\tilde{F} = R \cdot \Phi$$

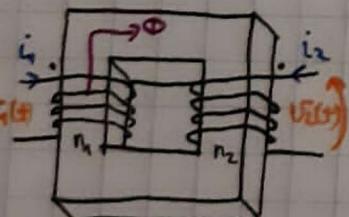
$$V(+) = n \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \frac{n^2}{R_c + R_g} \cdot \frac{di(+)}{dt} \Rightarrow L = \frac{n^2}{R_c + R_g}$$

napon induktivnosti & induktivnost

- Vredusni procep snižava ukupnu induktivnost i povećava ukupnu reluktansu; veća radna struja, $\neq f(T)$

* Transformator, proračuni:

$$F = \Phi R \neq 0$$

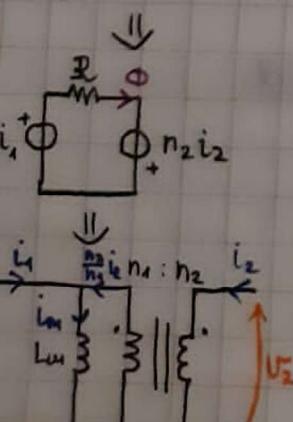


$$F = n_1 i_1 + n_2 i_2$$

$$V_1(+) = n_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{n_1}{R} \frac{d}{dt} (n_1 i_1 + n_2 i_2)$$

$$\Phi = \frac{n_1 i_1 + n_2 i_2}{R}$$

$$V_1(+) = \frac{n_1^2}{R} \frac{d}{dt} \left(i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2 \right)$$



$$V_1(+) = L_m \frac{di_m}{dt} \Rightarrow L_m = \frac{n_1^2}{R} \quad i_m = i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2$$

induktivnost i struja u magnećenja

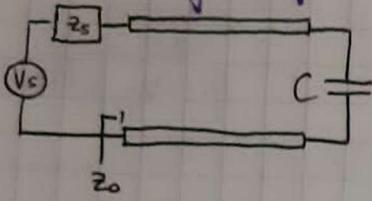
$$L_{12} = \frac{n_1 n_2}{R} = \frac{n_2}{n_1} L_m$$

$$K = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} L_{12}}} \quad \text{koef. sprege transformatora}$$

+ induktivnost rasipnosti

* Refleksije (vadovi) sa reaktivnih opterećenja:

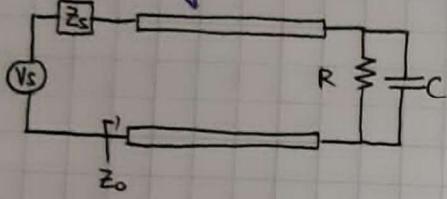
1) Refleksija kapacitivnog opterećenja: na početku je C prazan, ponajprije se kao kratak spoj ($\rho_r = -1$)



- Vrem. konst. punjenje C : $T = Z_0 C$

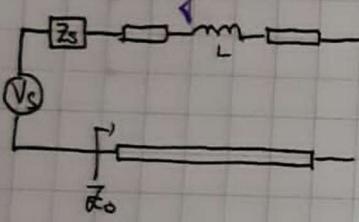
- Kad je C napunjena, ponajprije se kao otvorena veza ($\rho_r = 1$)

2) Refleksija $R \parallel C$: slično kao 1), ali napon na koji se puni C se razlikuje u amplitudi (zavisi od nap. razdelnika $R \parallel Z_0$)



- Vrem. konst. punjenje C zavisi od proizvoda $C \cdot R \parallel Z_0$

3) Refleksija induktivnog opterećenja: obično je to paraz. induktivnost voda



- Na početku (kad nije akumulisana energija) L se ponajprije kao otvorena veza ($\rho_r = 1$)

- Vrem. konst. punjenje L : $T = \frac{L}{Z_0}$

- Ako se na L akumuliše dovoljno energije, amplituda reflekt. signala će biti dupljena

* Terminacija signala: 1) na mestu izvora : $Z_s = Z_0$

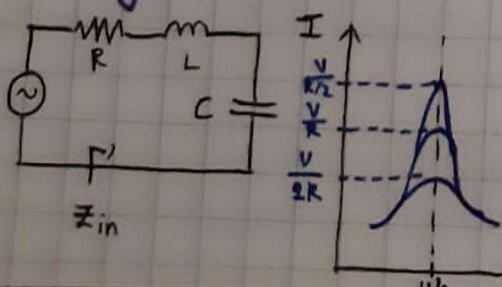
2) na ulazu u vod : $Z_s + R = Z_0$ pre voda

3) na mestu opterećenja : $R = Z_0$ na izlazu

4) AC terminacija : $R + C$ na izlazu

* Rezonantna kola: idealno su to L-C kola; mogu biti serijska i paralelna rez. kola

1) Serijska rez. kola:



$$Z_{in} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$W_e = W_m$$

USLOV
REZONANCE

$$Q = \omega \frac{W_e + W_m}{P_{loss}}$$

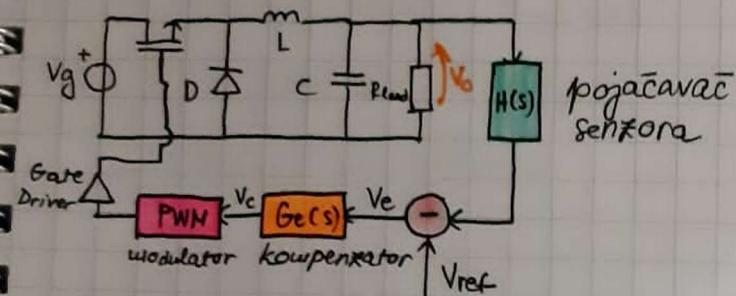
FAKTOR
DOBROTE

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 R C}$$

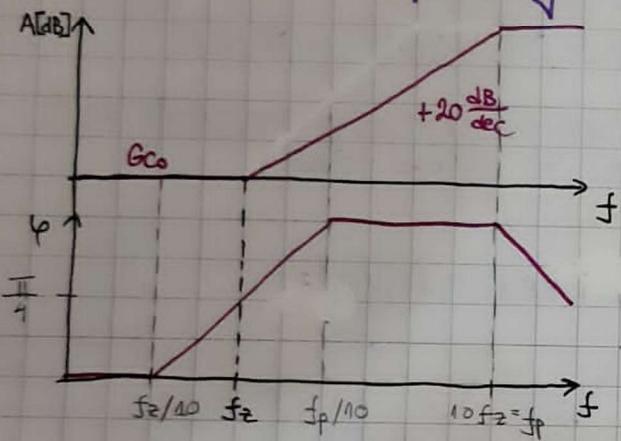
pri rezonanciji

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} \quad / \quad BW = \frac{f_0}{Q}$$

* Povratna spreka kod prekidačkih napajanja:



* Lead (PD) kompenzacija: za poboljšanje fazne marge (PM)



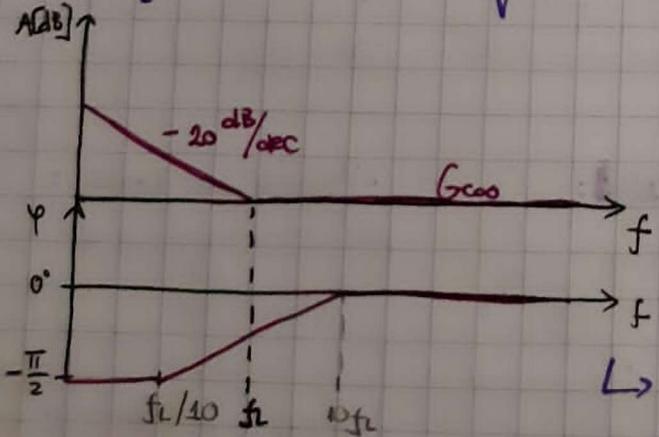
- Ubacuje se nula u kružno pojačanje na $f_z \ll f_c$ i ona služi da se PM poveća na odg. vrednost
- Na visokim f , kompenzator diferencira signal greške
- Ubacivanjem nule, pojačanje kompenzatora raste pod najmanjom od 20 dB/dec
- Obično se koristi u sistemima sa 2 pola

↳ primer sa jednom niskofrekvencijskom i jednom visokofrekvencijskom:

$$G_c(s) = G_{co} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_n})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})}$$

→ PID kompenzator: daje širok opseg radnih f i nulu grešku u ustaljenom stanju; pri velikim f , signal greške se integrali da bise dobro veliko kružno pojačanje, a pri visokim f signal greške se diferencira za veliku faznu marginu

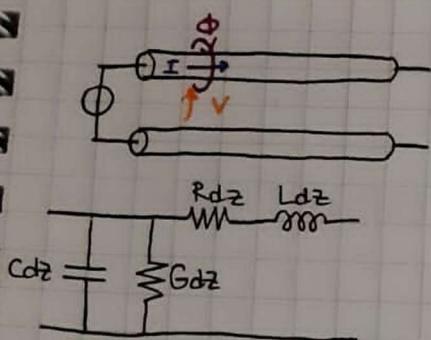
* Lag (PI) kompenzacija: za povećanje kružnog pojačanja na visokim f



- U kružno pojačanje se ubacuje inv. nula na $f_l \ll f_c \Rightarrow$ kompenzator će integrirati signal greške
- Dobije se veliko kružno pojačanje gde nema uticaja na PM

↳ primer prenosne f-je sa invertovanom nulom: $G_c(s) = C_{co} \left(1 + \frac{\omega_l}{s}\right)$

* Idealni vodovi:



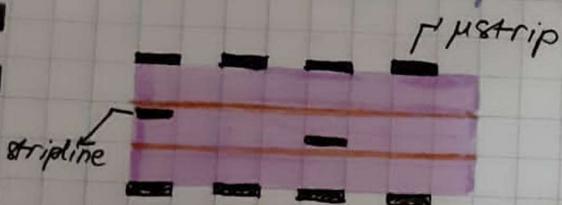
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_dz}{G_dz}}$$

$$t_0 = \sqrt{\frac{L_dz}{C_dz}}$$

K-ČNA IMPEDANSA &
VREME PROPAGACIJE

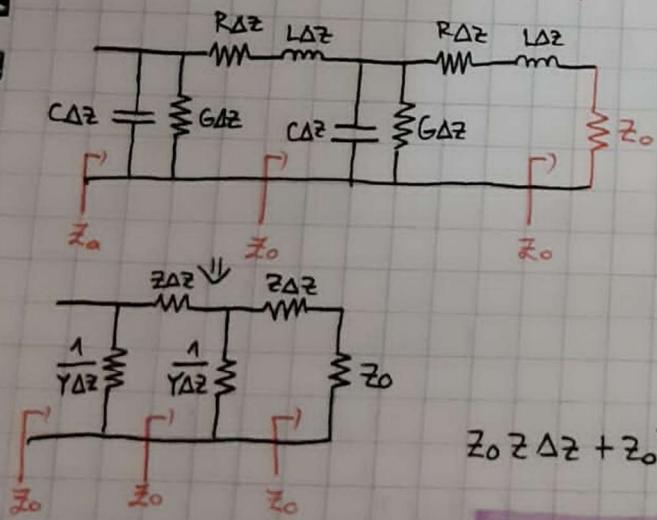
- C_{dz} : poduzne kapacitivnosti
- L_{dz} : poduzne induktivnosti
- $R_{dz}, G_{dz} \rightarrow 0$

* Vodovi na stampanim pločama: μstrip, stripline



* Proračun R k-čne impedanze:

model sa skoncentrisanim parametrima



$$R_{\Delta z} + jwL_{\Delta z} = Z_{\Delta z}$$

$$jwC_{\Delta z} + G_{\Delta z} = Y_{\Delta z}$$

$$Z_0 = \frac{(Z_{\Delta z} + Z_0) \frac{1}{Y_{\Delta z}}}{Z_{\Delta z} + Z_0 + \frac{1}{Y_{\Delta z}}}$$

$$Z_0 Z_{\Delta z} + Z_0^2 + \frac{Z_0}{Y_{\Delta z}} = \frac{Z_{\Delta z}}{Y_{\Delta z}} + \frac{Z_0}{Y_{\Delta z}} \Rightarrow Z_0(Z_0 + Z_{\Delta z}) = \frac{Z}{Y}$$

$$\Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

$$\Rightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}}$$

realna
k-čna impedansa
sa gubicima

zanevare je
jer je Δz do mala
veličina

* Vremensko kašnjenje signala u vodu:

$$PD = \frac{1}{U} = \frac{\sqrt{E_r}}{c} \quad \text{vrem. propagacija po jedinici dužine}$$

$$TD = \frac{X}{U} = \frac{\sqrt{E_r}}{c} X \quad \text{ukupno vrem. kašnjenje u vodu}$$

$$TD' = \sqrt{L'C'} \quad \text{kašnjenje po jedinici dužine (bez gubitaka)}$$

$$TD = K \cdot TD' \quad \text{uk. kašnjenje u vodu bez gubitaka}$$

Собственост месотвора (која дели узак и широк)

а сада сада брзину која сада сматрају релативно. Ако је месотвор релативно узак тада је већа у овако сличним корелацијама.

- Године пре ове да су најбољи струји тада су употребљаване и прилагођене струје.

- Када сада су разликовати за инспекционски и високоинтензивни месотр, али се у овој делици и тој струји у чијем трошку је ограничено.

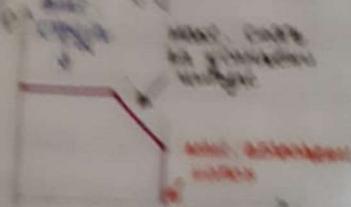
Испитивање месотр, ограничено струјаштву Ron

1) изузетна делица: струја делица: чисто јејама у интегралном трошку него у јединственом

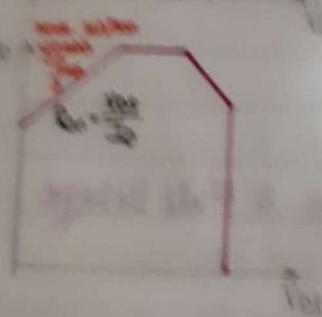
2) инспекционна струја: чисто заснована на трошку интеграла

3) инспекциони месотр, ограничено пружајем

- пружајем је обе у областима за разликовати!



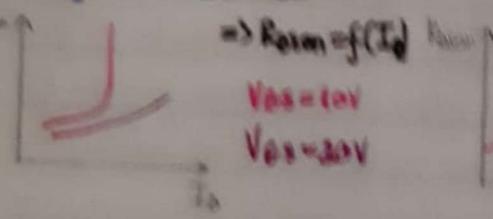
→ Max. струја месотр је релативно у зависности од фактора непуне D → за веће D чисто већу струју, а сада тада њену струју → када за високоинтензивни месотр тада поприма пружајевану облик.



→ Високоинтензивни месотротови да је са поточним редом ~100000; након је ограничени од струјаштву ефикасна Ron
- И за мале напоне Vos је велики губиони снаге
- Година грамиза (ΣP) мене се са преносом фактора непуне D

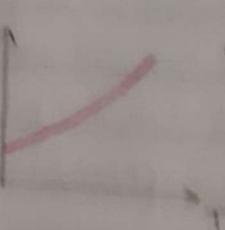
* Ron (или Ron)

: струјаштву ефикасна месотр; приметије се зависност Ron-а од T₀, а такође и значајна температурна зависност; да високоинтензивни месотр је Ron и нутретно велика.



$$\Rightarrow Ron = f(T_0)$$

$$Vos = 10V$$

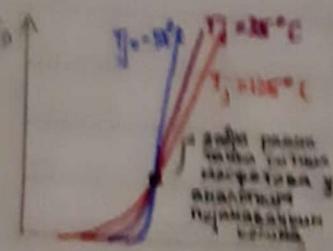


* Утицај температуре појачавање у области јаких струја делица има (-) знак, коффицијент, T₀ са повећаним температуром овака струја је јер не долази до ефекта термичког дешавања.

- Такође ни када већих месотротова не долази до појаве "праздија".

- услед локалног прогревања.

- У области слабих струја, темп. коффиј. је (+), али у пружајеваном трошку то нујје значајно.



* Gubici u jezgru mag. komponenti:

$$W = \int U(t) i(t) dt$$

energija gubitaka
po ciklusu

$$\Rightarrow W = A_{ciklus} \int H dB$$

srazuverno gubitci u
histerezisu

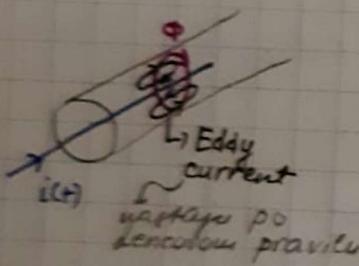
$$P_g = f \cdot W$$

snaga
gubitaka

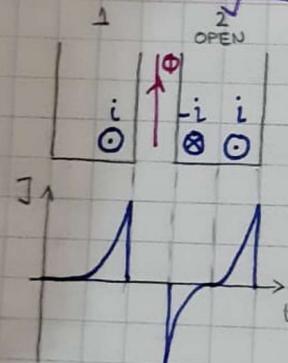
→ Vrtnožne struje: javljaju se obično u jezgrima napravljenim od legura
gruda; uzrokuju gubitke srazuverne $i^2 R$; rastu
srazuverno sa f^2

- * Tipovi jezgara:
 - 1) Feritna
 - 2) Metalna
 - 3) Amorfna
 - 4) Powdered

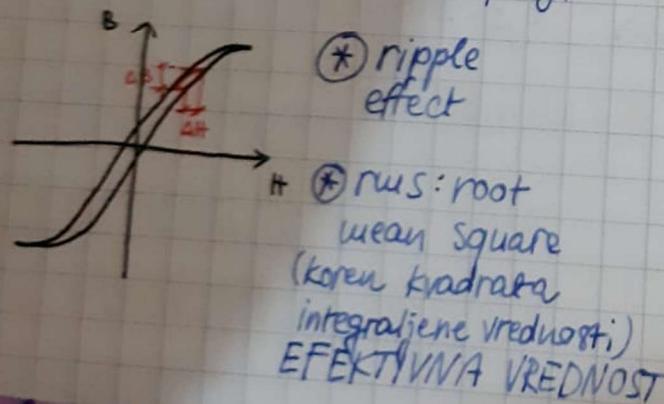
* Skin effect:



* Proximity effect:



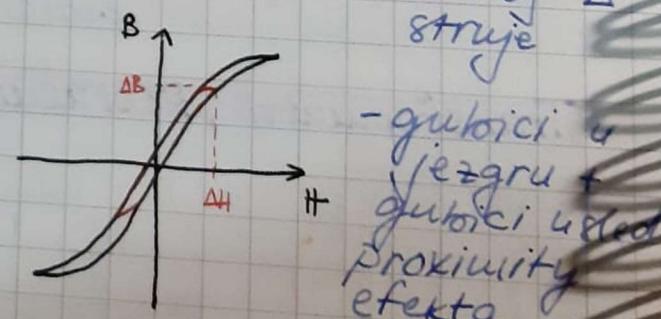
* Filterska induktivnost: $B - H$ petlja



• rms: root mean square (koren kvadrata integraljene vrednosti)

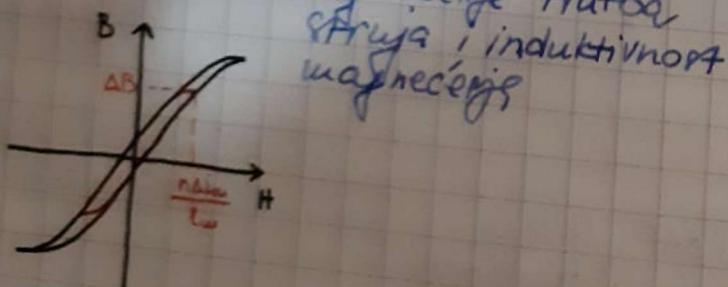
EFEKТИВНА ВРЕДНОСТ

* AC induktivnost: visokof Δ struje



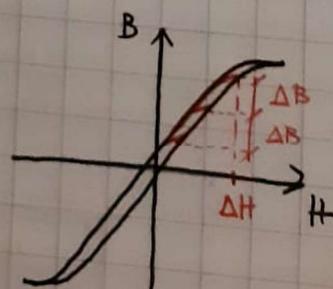
* Transformatör:

magnezije trafo
struja / induktivnost
magnezije

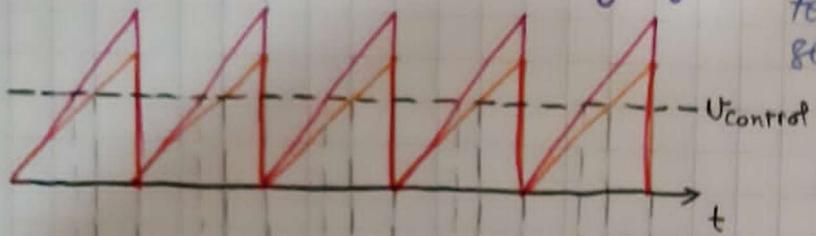


* Flyback trafo:

vazdušni
proces
→ gubici kavije
od ac vrednos
struje
magnezije



* Feed forward PWM upravljanje: sa \uparrow ul. napona =) raste i NAGIB testera istog signala, a se faktički isprek (duty ratio)



- Prekidac ON za:

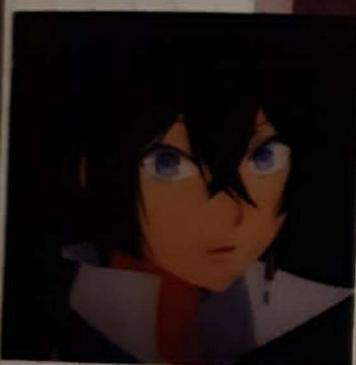
$$U_{\text{testere}} < U_{\text{control}}$$



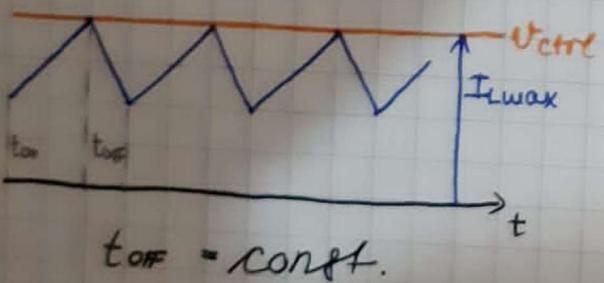
* Current mode upravljanje: 1) Tolerance band control.

2) Constant "off-time" control

3) Constant frequency control with turn-on at clock time

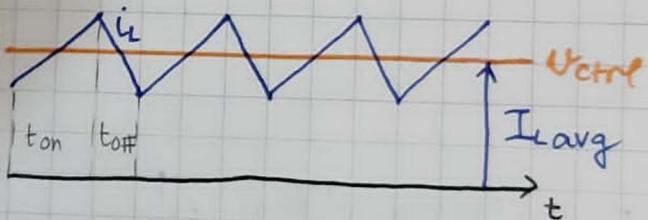


2) Constant off-time control:

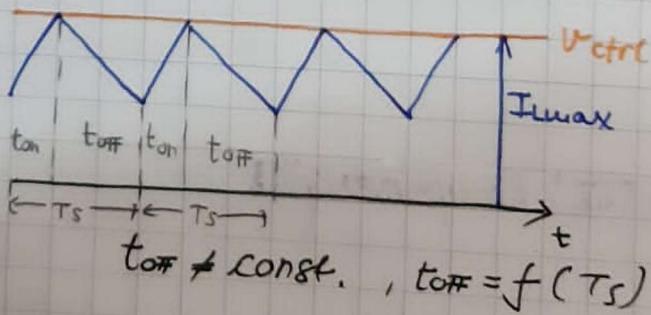


$$t_{\text{off}} = \text{const.}$$

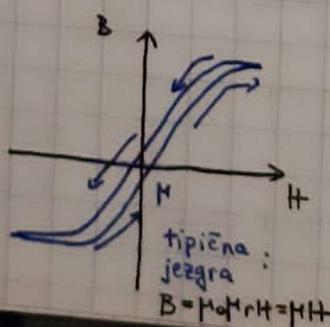
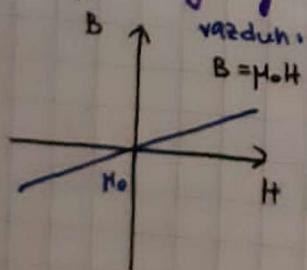
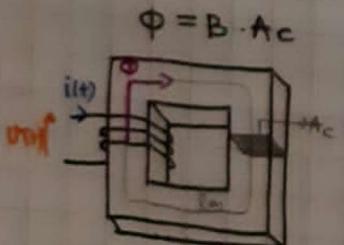
1) Tolerance band control:



3) Constant f. control with turn-on at clock time



* Induktor bez procesa u jezgru, proračuni:



Faradejev zakon:

$$U_n(+)=\frac{d\Phi}{dt}$$

$$U(+)=n \frac{d\Phi}{dt}$$