

Főbb témakörök:

- Bevezető előadás. Az irányítási célok megfogalmazása egy adott mintarendszeren.
 - Folyamatos üzemű beavatkozó irányítása: vezérlés, stabilitás, statikus pontosság, beállási idő.
 - Folyamatos üzemű beavatkozó irányítása: irányítási topológiák vizsgálata.
 - Kapcsolóüzemű teljesítmény-átalakítók szabályozástechnikai modelljei. Kapcsolóüzemű teljesítmény-átalakítók irányítása állásos szabályozóval, folyamatos idejű szabályozóval és modulátorral.
 - Kapcsolóüzemű teljesítmény-átalakítók irányítása diszkrét idejű szabályozóval és modulátorral. Alkalmazás a mintarendszeren.
 - Egyfázisú H4 inverter vezérlési módszerei, ellenütemű és eltolásos vezérlés, vezérlési holtidő
-
- Egyfázisú hálózati inverterek irányítása: az irányítás céljai, szabályozástechnikai modell alkotása, kaszkád szabályozó, a feszültség szabályozó speciális problémái
 - Egyfázisú hálózati inverterek irányítása: hálózati szinkronozás megvalósítása, áramszabályozási lehetőségek, rezonáns szabályozó
 - Háromfázisú inverterek vezérlési módszerei, 3F modulációk
 - Háromfázisú inverterek áramszabályozói, d-q rendszerbeli és rezonáns szabályozás
 - Napfénytermékek irányítása, globális és lokális MPP, MPP keresési algoritmusok
 - PLC programozási alapismeretek
 - Modellvezérelt irányítás, kódgenerálás
 - Az irányító rendszer ellenőrzése valós idejű (HIL) szimulátorral

[ZH ANYAGA](#)

[ZH UTÁNI ANYAG \(ELŐVIZSGÁRA\)](#)

ZH ANYAGA:

1. Egy félhíd kapcsolásban a kapcsoló elemek (IGBT-k) kapcsolási késleltetése:

$t_{don1}=0,5\mu s$, $t_{doff1}=2\mu s$, $t_{don2}=0,5\mu s$, $t_{doff2}=1,5\mu s$, a vezérlési holtidő (t_d) $1\mu s$.

A vezérlés beindítása után mi történik és kb. mennyi idő elteltével, ha a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10kHz$? (3 pont)

T1 bekapcsolási késleltetése összesen: $t_d+t_{don1}=1+0,5=1,5\mu s$

T2 kikapcsolási késleltetése $t_{doff2}=1,5\mu s \rightarrow$ Határeset, de még nincs probléma.

T2 bekapcsolási késleltetése: $t_d+t_{don2}=1+0,5=1,5\mu s$

T1 kikapcsolási késleltetése: $t_{doff1}=2\mu s \rightarrow$ **Hídági zárlat lesz 0,5 μs -ig!**

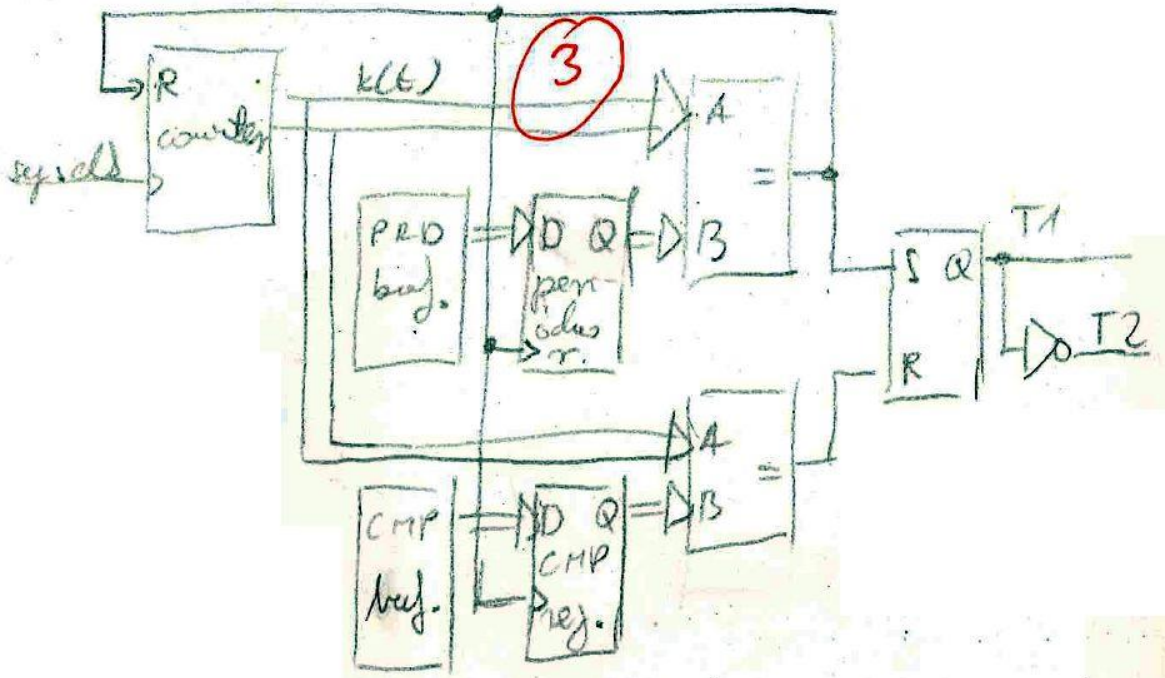
A T2 már bekapcsolt, de a T1 még nem kapcsolt ki!

A zárlati áram nagyságától függően, tipikusan 5-10 μs -ig képesek az IGBT-k elviselni a hídági zárlatot, így nagyságrendileg 10 db ilyen 0,5 μs zárlatot visel el rövid idő alatt.

A 100 μs -os kapcsolási periódus alatt nem képes lehűlni, így kb. 10 periódus, vagyis **kb. 1ms múlva tartós zárlat alakul ki, a félvezető elhalálozik.**

2. Félhíd kapcsolásban a hídág közepe és a negatív sín közé kötött soros $R=1\Omega$, $L=10mH$, $U_b=100V$ terhelés áramát diszkrét idejű (digitális) szabályozóval és impulzusszélesség modulációval (digit PI+PWM) irányítjuk. Az áramérzékelőnk viselkedése $K_i=100 [1/A]$ átviteli tényezővel modellezhető. Az áram-alapjel $X_{ref}=500$, a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10kHz$.

- a) Rajzolja fel a digitális PWM generátor elvi vázlatát fűrészfűzésre (a számláló felfele számlál)! (3 pont)



Felfelé számlálunk, a periódus elején T1 van bekapcsolva.

Ha elérjük a CMP küszöböt, az SR tároló R bemenete aktív lesz, T1-et kikapcsoljuk.

Ha elérjük a PRD küszöböt, nullázzuk a számlálót, valamint az SR tároló S bemenete aktív lesz, T1-et bekapcsoljuk, kezdjük előlről a periódust.

PRD határozza meg a kapcsolási frekvenciát, CMP/PRD a kitöltési tényezőt.

- b) Adja meg a periódusregiszter és becsülje meg a komparáló regiszter értékét $f_{sys}=100\text{MHz}$ rendszer órajelet és fűrészfűrészt feltételezve! A bemeneti feszültség $U_{be}=150\text{V}$. (1 pont)**

A kapcsolási periódus végére a periódusregiszter értéke: $PRD = \frac{f_{sys}}{f_{sw}} = \frac{100 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 10000$

A kimeneti áram: $I_{kiAV} \approx \frac{X_{ref}}{K_I} = \frac{500}{100} = 5 \text{ A}$

A kimeneti feszültség: $U_{kiAV} = U_b + I_{kiAV} \cdot R = 105\text{V}$

PWM kitöltési tényező: $d = \frac{U_{kiAV}}{U_{be}} = \frac{105}{150} = 0,7$

A komparáló regiszter értéke: $CMP = d \cdot PRD \approx 7000$

- c) Adja meg a felnyitott szabályozási kör közelítő átviteli függvényét feltételezve, hogy a fűrészfűrészt csúcánál veszünk mintát és a következő csúcánál frissítjük a komparáló regiszter értékét! (1 pont)**

$$W_0 = A_p \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \cdot \frac{U_{be}}{PRD} \cdot e^{-sT_H} \cdot \frac{1}{R + sL} \cdot K_I, \quad \text{ahol } T_H \approx 2 \cdot T_{sw}$$

- d) Méretezze a szabályozót úgy, hogy a belső feszültség megváltozását minél gyorsabban kompenzálja és a fázistartalék $\pi/3$ legyen! (1 pont)**

Használható összefüggések: $\omega_c \cdot T_H = \frac{2}{3}(\frac{\pi}{2} - \varphi_t)$ $\pi - \varphi_t = \frac{\pi}{2} + \omega_c \cdot T_H + \arctan\left(\frac{1}{\omega_c T_I}\right)$

$$(1) \quad \omega_c = \frac{1}{T_H} \cdot \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_t\right) = \frac{2}{200\mu\text{s} \cdot 3} \cdot \frac{\pi}{6} = 1745 \left[\frac{1}{\text{s}}\right]$$

$$(2) \quad \pi - \frac{\pi}{3} = \frac{\pi}{2} + 1745 \cdot 200 \cdot 10^{-6} + \arctan\left(\frac{1}{1745 \cdot T_I}\right) \rightarrow \frac{1}{1745 \cdot T_I} \approx \tan\left(\frac{\pi}{12}\right) \rightarrow T_I = 2,1 \text{ ms}$$

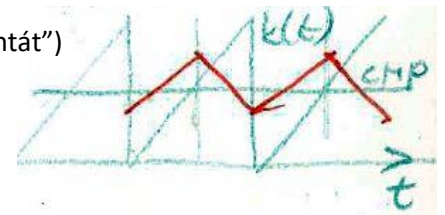
$$(3) \quad A_p \approx \frac{PRD}{U_{be}} \cdot \frac{\omega_c \cdot L}{K_I} = \frac{10000}{150} \cdot \frac{1745 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{100} = 11,6$$

- e) Mekkora lesz a kialakuló áram középértéke? (1 pont)**

$X_{FB} = I_{min} \cdot K_I \rightarrow I_{min} = 5\text{A}$ („a fűrészfűrészt csúcánál veszünk mintát”)

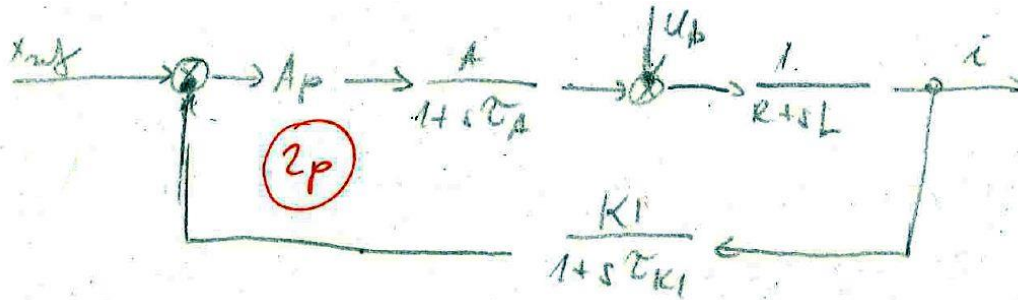
$$\Delta I \cong t_{beT1} \cdot \frac{U_{be} - I_{min} \cdot R - U_b}{L} = 0,7 \cdot 100\mu \cdot \frac{45}{10\text{m}} = 0,3\text{A}$$

$$I_{kiAV} = I_{min} + \frac{\Delta I}{2} = 5,15\text{A}$$



3. Arányos szabályozóval irányítjuk egy soros $R=1\Omega$, $L=10\text{mH}$, $U_b=0\text{V}$ terhelés áramát. A teljesítmény erősítő feszültség erősítése $A=0.5$, dinamikus viselkedése $\tau_A=30\mu\text{s}$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető. Az áram érzékelőnk viselkedése $K_I=2$ [V/A] átviteli tényezővel és $\tau_{KI}=3\mu\text{s}$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető.

- a) Rajzolja fel a szabályozási kör vázlatát! (2 pont)



- b) Adja meg a felnyitott szabályozási kör átviteli függvényét! (1 pont)

$$W_0 = A_p \cdot \frac{A}{1 + sT_A} \cdot \frac{1}{R + sL} \cdot \frac{K_I}{1 + sT_{KI}}$$

- c) Struktúrálisan stabilis-e a szabályozási kör? Miért? (1 pont)

Struktúrálisan stabilis egy szabályozási kör, ha nevező legfeljebb másodfokú.

Esetünkben harmadfokú, ω -tól függően $\frac{3\pi}{2} > \pi$ is lehet a kör késleltése -> **Nem stabil**

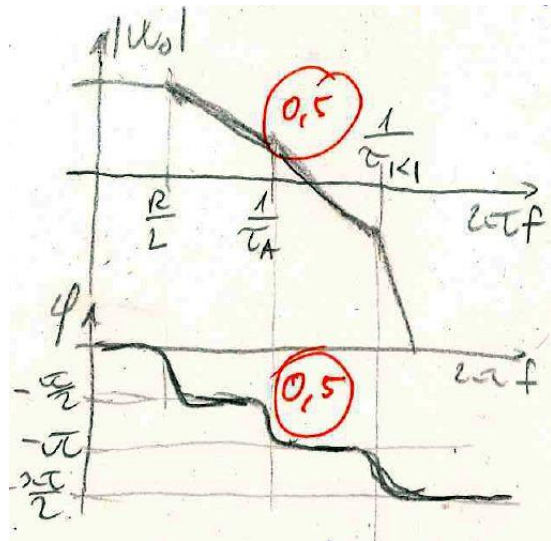
- d) Rajzolja meg a felnyitott szabályozási kör közelítő amplitúdó és fázis-diagramját! (1 pont)

Töréspontok:

$$\omega_1 = \frac{R}{L} = \frac{1}{10\text{m}} = 100 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_A} = \frac{1}{30\mu} = 33\,333 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_{KI}} = \frac{1}{3\mu} = 333\,333 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$



- e) Válassza meg úgy az arányos erősítést, hogy a fázistartalék közelítőleg $\pi/4$ legyen! (1 pont)

$$\varphi_t = \pi + \varphi = \frac{\pi}{4} \quad \rightarrow \quad \varphi = -\frac{3\pi}{4} \quad (\text{ez } \omega_c = \frac{1}{T_A} \text{ vágási körfrekvencia választásakor teljesül})$$

$$|W_0(\omega_c)| = 1 \approx A_p \cdot \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + (\omega_c \cdot L)^2}} \cdot \frac{K_I}{1}$$

$$A_p = \frac{\sqrt{2}}{0,5} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{10\text{m}}{30\mu}\right)^2} \cdot \frac{1}{2} \approx 471$$

- f) Mekkora áramhibát okoz az U_b belső feszültség 10V-os változása? (1 pont)

Állandósult állapotot nézünk (s -ek kiesnek).

Nincs integrátor, ami kiszedi a hibát, de nagy A_p erősítéssel kicsire csökkenthető.

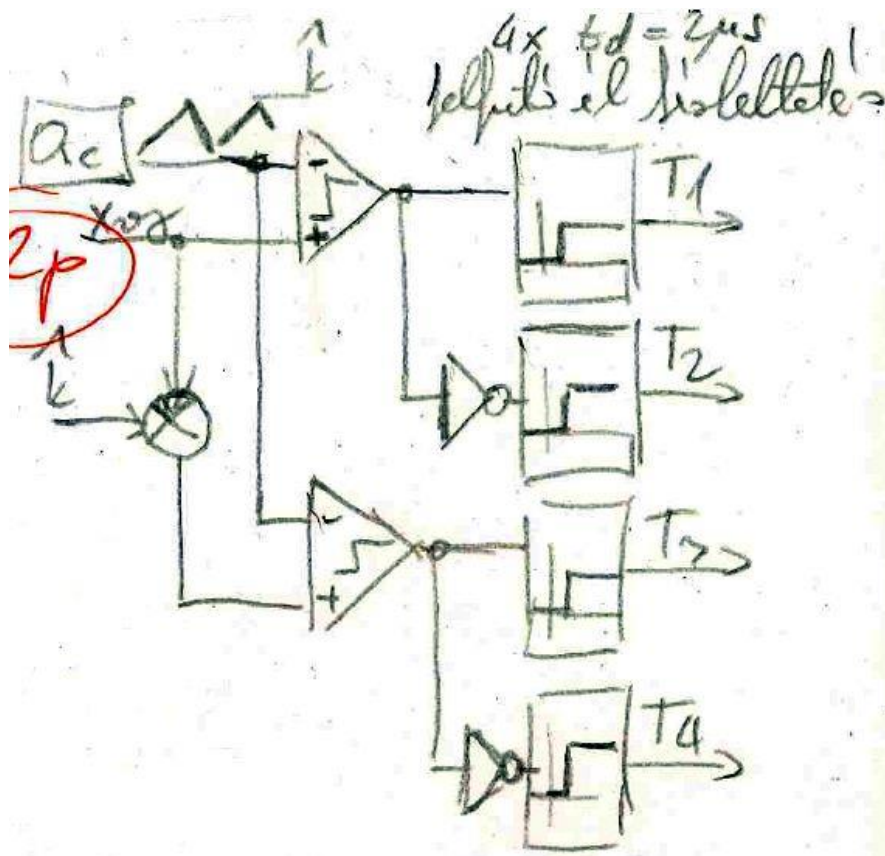
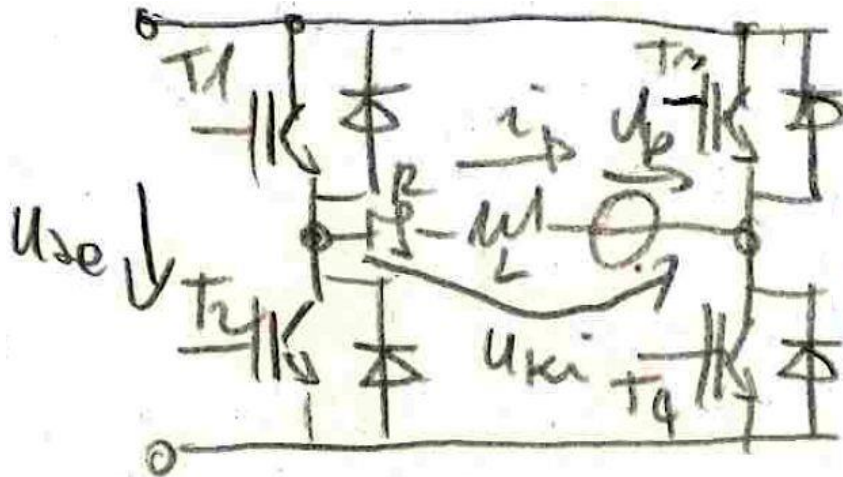
$$I_{\text{hiba}} = \text{zavar} \cdot \frac{\text{előrecsatolás}}{1 + \text{hurok}} = U_b \cdot \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{A_p \cdot A \cdot K_I}{R}} = 10 \cdot \frac{1}{1 + 471 \cdot 0,5 \cdot 2} = 0,021 \text{ A}$$

4. H4 kapcsolásban eltolásos vezérlést alkalmazunk.

A terhelés soros $R = 1\Omega$, $L = 10mH$, $U_b = 100 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) V$, a bemeneti feszültség 200V.

A PWM generátorból kijövő kitöltési tényező $d = 0,5 + 0,3 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)$, az IGBT-k kapcsolási késleltetése egységesen $t_{don}=0,5\mu s$, $t_{doff}=2\mu s$, a vezérlési holtidő $2\mu s$, a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10kHz$. A félvezetők vezető állapotú feszültsége az áram nagyságától függetlenül 2V-nak tekinthető.

a) Rajzolja fel a főköri és irányító köri kapcsolási rajzot! (2 pont)



- b) Becsülje meg a kialakuló áram 50Hz-es, 100Hz-es és 150Hz-es összetevőjét! (3 pont)**

$$U_{ki} \approx U_{be} \cdot (2d - 1) = 200 \cdot [2 \cdot (0,5 + 0,3 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)) - 1] = 120 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) \text{ V}$$

$$\hat{I}_{50\text{Hz}} = \frac{U_{ki}(50\text{Hz}) - U_b}{|Z|} = \frac{120 - 100}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50 \cdot 10\text{m})^2}} = \mathbf{6 \text{ A}} \quad (\text{alapharmonikus})$$

$$\hat{I}_{100\text{Hz}} = \mathbf{0} \quad (\text{a szimmetria miatt})$$

Félvezetők feszültség esése + késleltetések hatása: ($t_{def} = t_h + t_{don} - t_{doff}$)

$$\Delta U = 2 \cdot U_{FW} + 2 \cdot U_{be} \cdot \frac{t_{def}}{T_{sw}} = 4 + 2 \cdot 200 \cdot \frac{2\mu - 2\mu + 0,5\mu}{100\mu} = 6\text{V}$$

$$\hat{I}_{150\text{Hz}} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot \Delta U}{|Z|} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{3} \cdot 6}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50 \cdot 10\text{m})^2}} = \mathbf{0,3 \text{ A}} \quad (n=3, \text{harmadik harmonikus})$$

- c) Becsülje meg a kialakuló áram középtértékét! (1 pont)**

$$\hat{I}_{kiAV} = \mathbf{0} \quad (\text{a szimmetria miatt, } d_{AV}=0.5)$$

- d) Becsülje meg a kialakuló áram maximális kapcsolási frekvenciás hullámosságát! (1 pont)**

$$\text{Eltolásos vezérlés esetén: } \Delta I_{max} = \frac{U_{be} \cdot T_{sw}}{8 \cdot L} = \frac{200 \cdot 100\mu}{8 \cdot 10\text{m}} = \mathbf{0,25 \text{ A}}$$

Ellenütemű vezérlésnél négyszer ekkora lenne.

- e) Melyik áramösszetevő és hogyan változik meg, ha hardveres holtidő-kompenzációt alkalmazunk?(+1p)**

$\Delta U = 2 \cdot U_{FW} = 4\text{V}$ az eddigi 6V helyett

$$\hat{I}_{150\text{Hz}} = 0,3 \text{ A} \cdot \frac{4 \text{ V}}{6 \text{ V}} = \mathbf{0,2 \text{ A}}$$

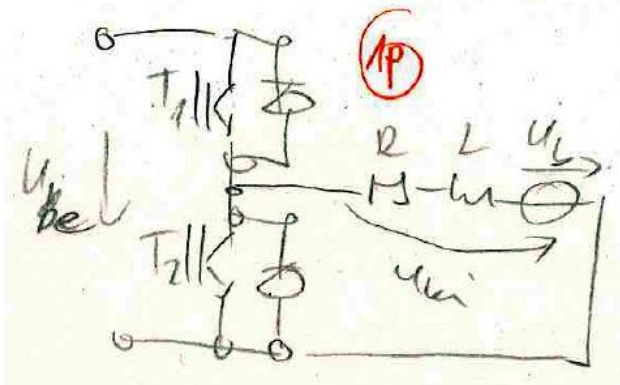
- f) Melyik áram összetevő és hogyan változik meg, ha szoftveres holtidő-kompenzációt alkalmazunk és az effektív holtidőt 100ns-os hibával becsüljük? (+1 pont)**

A holtidő hatása $0,5\mu\text{s}$ -ról $0,1\mu\text{s}$ -ra csökken, tehát

$$\Delta U = 4 + 2 \cdot 200 \cdot \frac{0,1\mu}{100\mu} = 4,4 \text{ V} \rightarrow \hat{I}_{150\text{Hz}} = 0,3 \text{ A} \cdot \frac{4,4 \text{ V}}{6 \text{ V}} = \mathbf{0,22 \text{ A}}$$

1. Egy félhíd kapcsolás terhelése soros U_b -R-L.

a) Rajzolja fel az áramkört! (1 pont)

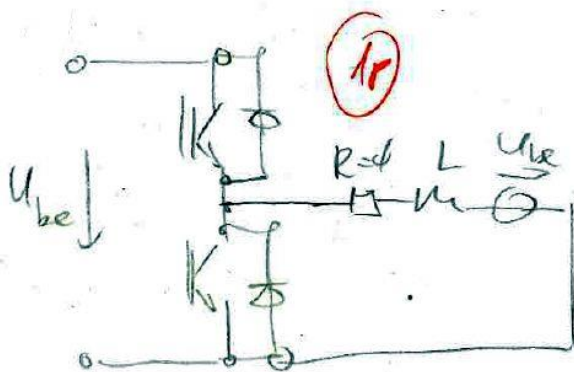


b) Mit takar a BNZ rövidítés? Hogyan fordulhat elő ebben a kapcsolásban? (2 pont)

Bazi Nagy Zárlat (:D), ha T1 és T2 egyszerre kap vezérlést.

2. Félhíd kapcsolásban a hídág közepe és a negatív sín közé kötött soros $R=0\Omega$, $L=1\text{mH}$, $U_b=100\text{V}$ terhelés áramát állásos szabályozóval irányítjuk. Az áramérzékelőnk viselkedése $K_I=2$ [V/A] átviteli tényezővel és $T_{KI}=1\mu\text{s}$ holtidős taggal modellezhető. Az áram alapjel $X_{ref}=2\text{V}$, a hiszterézises komparátor billenési pontjai: $X_r=0,1\text{V}$ és $X_f=-0,1\text{V}$. $U_{be}=200\text{V}$.

a) Rajzolja fel a kapcsolás vázlatát! (1 pont)



b) Milyen tartományban változik az áram pillanatértéke, ha a félvezetők kapcsolási késleltetése elhanyagolható? (2 pont)

Hiszterézis hatása + az érzékelő holtideje alatt tovább változik az áram

$$I_{max,ideál} = \frac{X_{ref} + X_r}{K_I} + T_{KI} \cdot \frac{di}{dt} = \frac{X_{ref} + X_r}{K_I} + T_{KI} \cdot \frac{U_{be} - U_b}{L} = \frac{2 + 0,1}{2} + 1\mu \cdot \frac{100}{1\text{m}} = 1,15 \text{ A}$$

$$I_{min,ideális} = \frac{X_{ref} + X_f}{K_I} - T_{KI} \cdot \frac{U_b}{L} = \frac{2 - 0,1}{2} - 0,1 = 0,85 \text{ A}$$

- c) Milyen tartományban változik az áram pillanatértéke, ha a félvezetők kapcsolási késleltetései: $t_{don1}=1\mu s$, $t_{doff1}=2\mu s$, $t_{don2}=0,5\mu s$, $t_{doff2}=1,5\mu s$, a vezérlési holtidő $2\mu s$? (2 pont)

A kikapcsolási késleltetés növeli a maximumot, a bekapcsolási késleltetés csökkenti a minimumot. A vezérlési holtidővel a bekapcsolást késleltetjük.

$$I_{max} = I_{max,ideális} + t_{doff1} \cdot \frac{U_{be} - U_b}{L} = 1,15 + 2\mu \cdot \frac{100}{1m} = 1,35 A$$

$$I_{min} = I_{min,ideális} - (t_d + t_{don1}) \cdot \frac{U_b}{L} = 0,85 - 3\mu \cdot \frac{100}{1m} = 0,55 A$$

- d) Mekkora lesz a kapcsolási frekvencia? (2 pont)

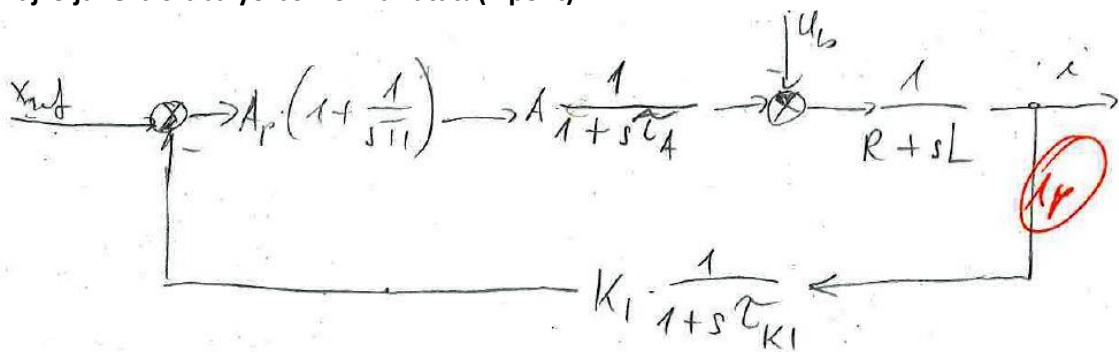
$$\frac{\Delta I_L}{t_{be}} = \frac{U_{be} - U_b}{L} \rightarrow t_{be} = \frac{I_{max} - I_{min}}{U_{be} - U_b} \cdot L = \frac{1,35 - 0,55}{200 - 100} \cdot 1m = 8 \mu s$$

$$\frac{\Delta I_L}{t_{ki}} = \frac{U_b}{L} \rightarrow t_{ki} = \frac{I_{max} - I_{min}}{U_b} \cdot L = \frac{1,35 - 0,55}{100} \cdot 1m = 8 \mu s$$

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{be} + t_{ki}} = \frac{1}{8 \mu s + 8 \mu s} = 62,5 kHz$$

3. PI szabályzóval irányítjuk egy soros $R=1\Omega$, $L=10mH$, $U_b=0V$ terhelés áramát. A folyamatos üzemű teljesítmény erősítő feszültség erősítése $A=0,5$, dinamikus viselkedése $T_A=30\mu s$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető. Az áramérzőkelőnk viselkedése $K_I=2 [V/A]$ átviteli tényezővel és $T_{KI}=3\mu s$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető.

- a) Rajzolja fel a szabályozási kör vázlatát! (1 pont)



- b) Adja meg a felnyitott szabályozási kör átviteli függvényét! (1 pont)

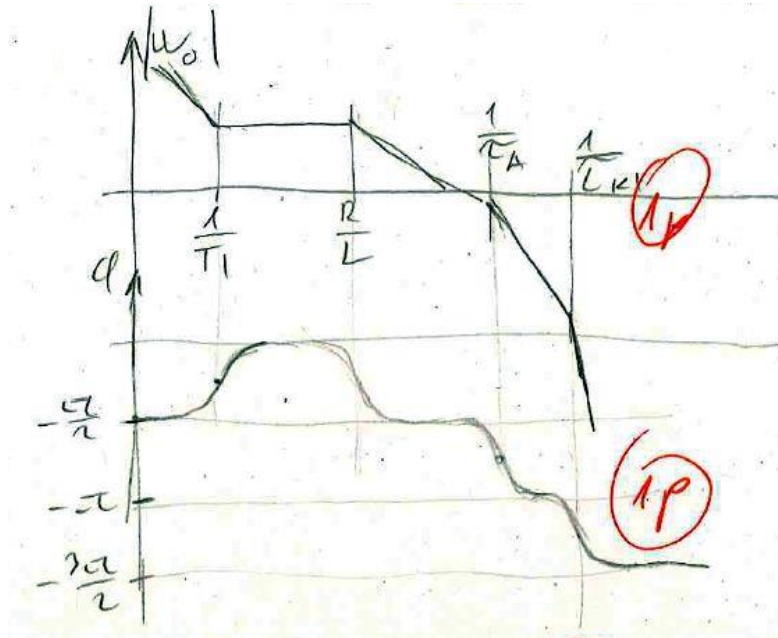
$$W_0 = A_p \cdot \frac{1 + sT_I}{sT_I} \cdot \frac{A}{1 + sT_A} \cdot \frac{1}{R + sL} \cdot \frac{K_I}{1 + sT_{KI}}$$

c) Rajzolja meg a felnyitott szabályozási kör közelítő amplitúdó és fázis diagrammját! (2 pont)

sT_I nevező miatt kezdetben $-\frac{20dB}{dekád}$, $\omega = \frac{A_p}{T_I}$ -nél metszené a vízszintes tengelyt, de

$(1 + sT_I)$ számláló miatt $\frac{1}{T_I}$ -nél belép $+\frac{20dB}{dekád}$

A maradék nevezőben lévő $(1 + sT)$ tagok ismét $-\frac{20dB}{dekád}$ -os szakaszokat léptetnek be



d) Méretezze a szabályozót a legkisebb frekvenciás pólus kiejtésére és közelítőleg pi/4 fázistartalékra! (2 pont)

Pólusok: $\frac{R}{L} = \frac{1}{10m} = 100 \left[\frac{rad}{s} \right]$ $\frac{1}{T_A} = \frac{1}{30\mu} = 33\,333 \left[\frac{rad}{s} \right]$ $\frac{1}{T_{KI}} = \frac{1}{3\mu} = 333\,333 \left[\frac{rad}{s} \right]$

Leglassabbat ejtjük ki: $\frac{1}{T_I} = 100 \rightarrow T_I = 10\,ms$

$\varphi_t = 45^\circ$: a $-20 \frac{dB}{dekád}$ -os és a $-40 \frac{dB}{dekád}$ -os szakaszok határán van $\rightarrow \omega_c = \frac{1}{T_A}$

Itt egységnyi az erősítés: $|W| = A_p \cdot \frac{1+sT_I}{\omega_c \cdot T_I} \cdot \frac{A}{\sqrt{1^2 + (\omega_c \cdot T_A)^2}} \cdot \frac{1}{R+sL} \cdot \frac{K_I}{1} = 1$

$\frac{A_p \cdot 0,5 \cdot 2}{33\,333 \cdot 10m \cdot \sqrt{2}} = 1$

$\left(\frac{1}{T_{KI}} \right)$ még nem játszik

$A_p \approx 471$

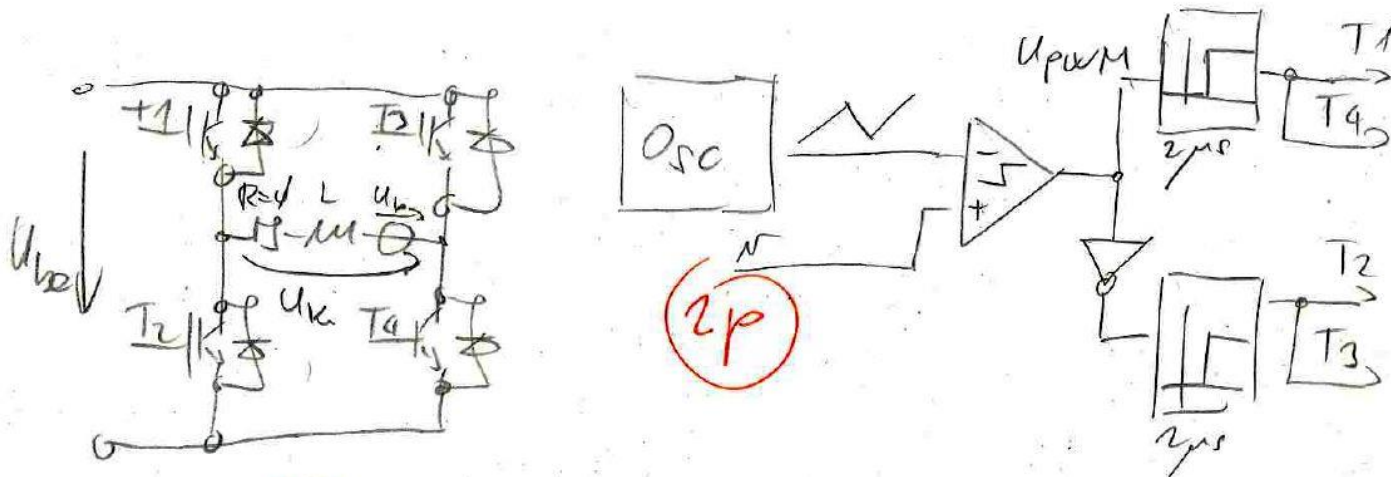
e) Mekkora áramhibát okoz az U_b belső feszültség 10V-os változása? (1 pont)

Nem okoz hibát, a PI szabályozó integrátora kiszedi a zavart.

4. H4 kapcsolásban ellenütemű vezérlést alkalmazunk.

A terhelés soros $R = 1\Omega$, $L = 10mH$, $U_b = 100 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) V$, a bemeneti feszültség 600V. A PWM generátorból kijövő kitöltési tényező $d = 0,5 + 0,1 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)$, az IGBT-k kapcsolási késleltetése egységesen $t_{don}=0,5\mu s$, $t_{doff}=2\mu s$, a vezérlési holtidő $2\mu s$, a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10kHz$. A félvezetők vezető állapotú feszültségése elhanyagolható.

a) Rajzolja fel a főköri és irányító köri kapcsolási rajzot! (2 pont)



b) Becsülje meg a kialakuló áram DC, 50Hz-es, 100Hz-es és 150Hz-es összetevőjét! (2 pont)

$$I_{DC} \approx 0$$

$$U_{ki} \approx U_{be} \cdot (2d - 1) = 600 \cdot [2 \cdot (0,5 + 0,1 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)) - 1] = 120 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) V$$

$$\hat{I}_{50Hz} = \frac{U_{ki,50Hz} - U_b}{|Z|_{50Hz}} = \frac{120 - 100}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50 \cdot 10m)^2}} = 6 A \quad (\text{alapharmonikus})$$

$$\hat{I}_{100Hz} = 0 \quad (\text{a szimmetria miatt})$$

Félvezetők feszültség esése + késleltetések hatása: $(t_{def} = t_h + t_{don} - t_{doff})$

$$\Delta U = 2 \cdot U_{FW} + 2 \cdot U_{be} \cdot \frac{t_{def}}{T_{sw}} = 0 + 2 \cdot 600 \cdot \frac{2\mu - 2\mu + 0,5\mu}{100\mu} = 6V$$

$$\hat{I}_{150Hz} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot \Delta U}{|Z|} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{3} \cdot 6}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50 \cdot 10m)^2}} = 0,3 A \quad (n=3, \text{harmadik harmonikus})$$

c) Becsülje meg a kialakuló áram maximális kapcsolási frekvenciás hullámosságát! (1 pont)

$$\text{Ellenütemű vezérlésnél: } \Delta I_{max} = \frac{U_{be} \cdot T_{sw}}{2 \cdot L} = \frac{600 \cdot 100\mu}{2 \cdot 10m} = 3 A$$

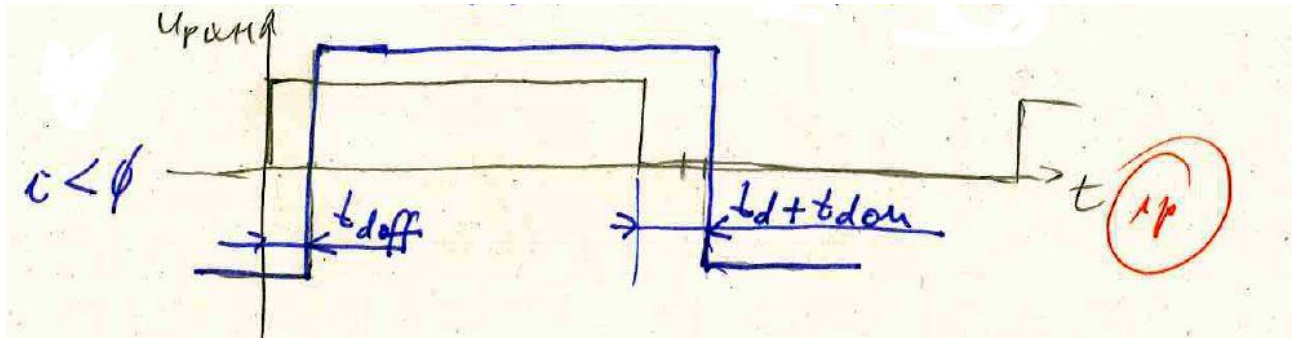
(50% kitöltési tényezőnél a legnagyobb)

- d) Melyik áramösszetevő és hogyan változik meg, ha hardveres holtidő-kompenzációt alkalmazunk?(1 pont)

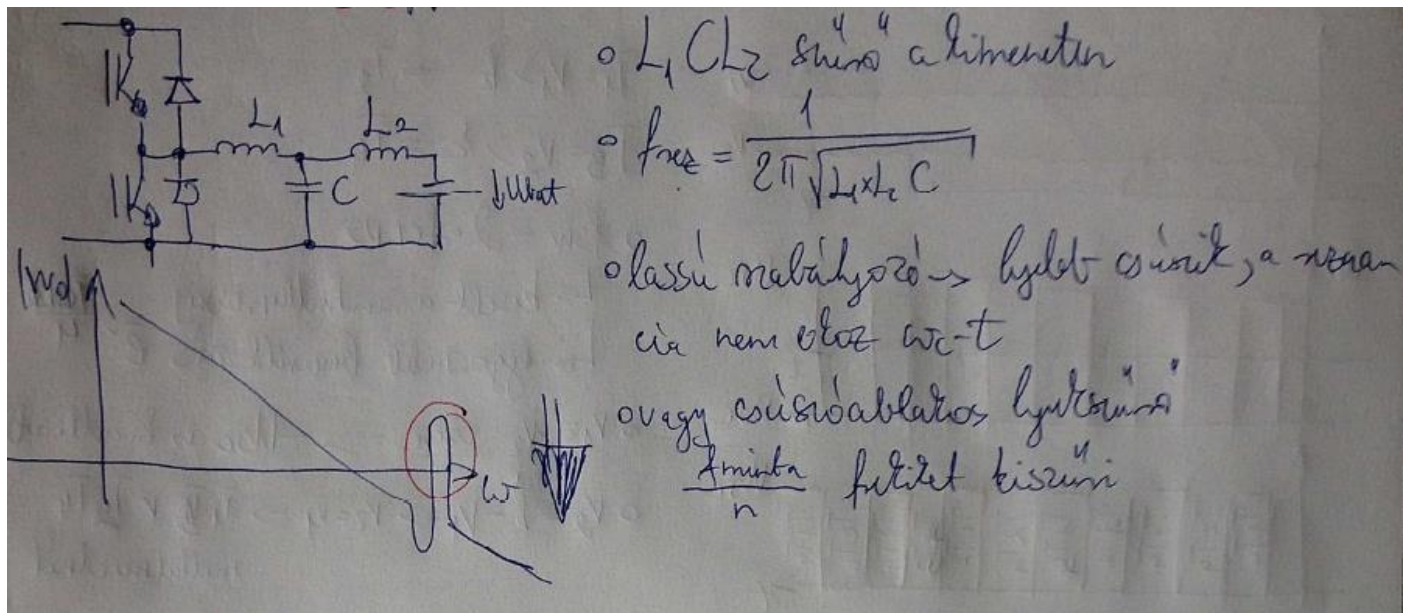
$\Delta U = 2 \cdot U_{FW}$ marad, ami ebben a feladatban elhanyagolható

\hat{I}_{150Hz} elhanyagolhatóvá válik

- e) Rajzolja fel egy ábrába a PWM generátor kimenete és a kimeneti feszültség időfüggvényét egy U_b pozitív nullátmenete körüli kapcsolási periódusidőre! (1 pont)

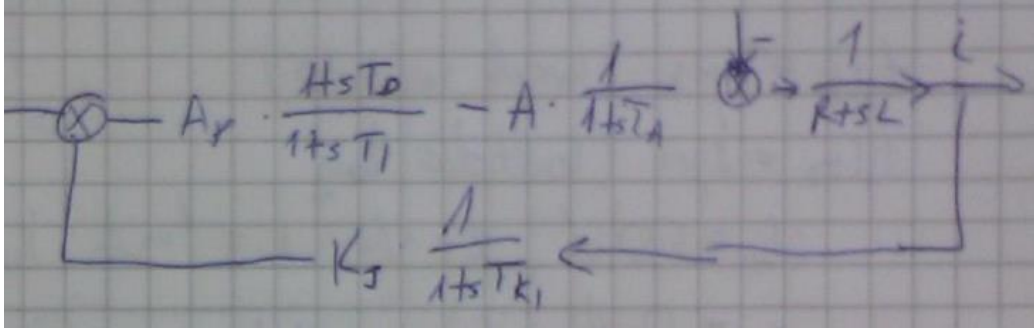


Elképzelhető kérdés, nem az előző feladathoz kapcsolódik:



1. PD szabályozóval irányítjuk egy soros $R=1\Omega$, $L=1mH$, $U_b=0V$ terhelés áramát. A teljesítmény erősítő feszültség erősítése $A=0.5$, dinamikus viselkedése $\tau_A=30\mu s$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető. Az áram érzékelőnk viselkedése $K_I=2 [V/A]$ átviteli tényezővel és $\tau_{KI}=1\mu s$ időállandójú egytárolós aluláteresztő taggal modellezhető.

- a) Adja meg a felnyitott szabályozási kör átviteli függvényét nem ideális differenciáló tagot feltételezve! (1p)



$$W_0 = A_p \cdot \frac{1 + sT_D}{1 + sT_I} \cdot \frac{A}{1 + sT_A} \cdot \frac{1}{R + sL} \cdot \frac{K_I}{1 + sT_{KI}}$$

- b) Méretezze úgy a szabályozót, hogy $\omega_A=1/\tau_A$ pólust 10-szeres frekvenciára tolja és a felnyitott kör vágási körfrekvenciája $5 \cdot \omega_A$ legyen!

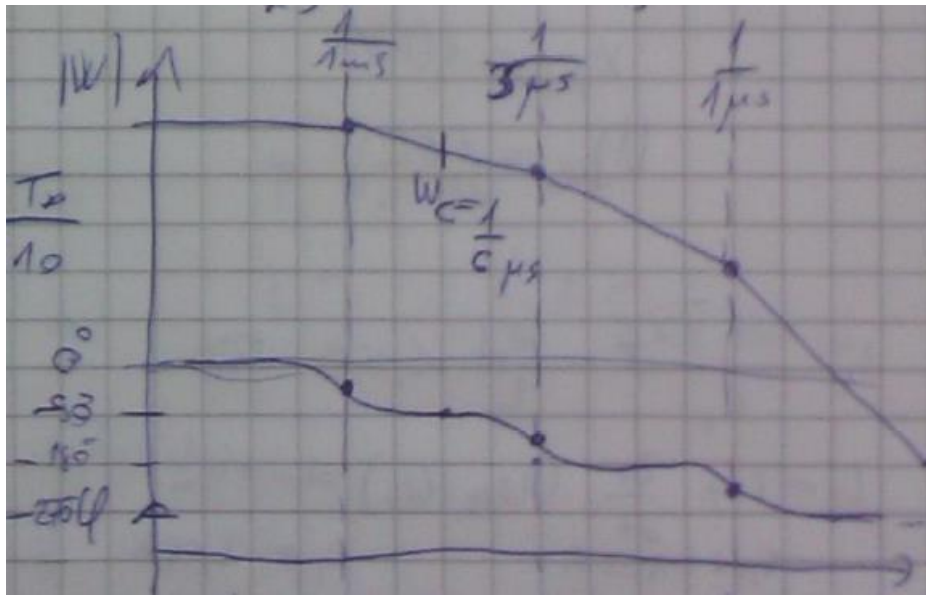
$1/T_A$ pólust kiejtjük a zérussal és helyette $10/T_A$ pólust hozunk be.

$$T_D = T_A \quad \text{és} \quad T_I = \frac{T_A}{10} = \frac{T_D}{10} \quad \omega_C = \frac{5}{T_A} = \frac{5}{T_D}$$

$$|W_0(\omega_C)| = A_p \cdot \frac{|1 + sT_D|}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{5}{30\mu} \cdot \frac{30\mu}{10}\right)^2}} \cdot \frac{0,5}{|1 + sT_A|} \cdot \frac{1}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{5}{30\mu} \cdot 1m\right)^2}} \cdot \frac{2}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{5}{30\mu} \cdot 1\mu\right)^2}} = 1$$

$$A_p = 189$$

c) Rajzolja meg a felnyitott szabályozási kör közelítő amplitúdó és fázis-diagrammját!



d) Becsülje meg a kialakuló szabályozási kör fázistartalékát!

$$\varphi_t = \pi - \arctan(\omega_c \cdot T_I) - \arctan(\omega_c \cdot \frac{L}{R}) - \arctan(\omega_c \cdot T_{KI})$$

$$\varphi_t = \pi - \arctan(\frac{5}{30\mu} \cdot \frac{30\mu}{10}) - \arctan(\frac{5}{30\mu} \cdot \frac{1\text{m}}{1}) - \arctan(\frac{5}{30\mu} \cdot 1\mu)$$

$$\varphi_t = \pi - 0,46 - 1,56 - 0,17 = 0,95 \approx 55^\circ$$

e) Mekkora áramhibát okoz az U_b belsőfeszültség 10V-os változása?

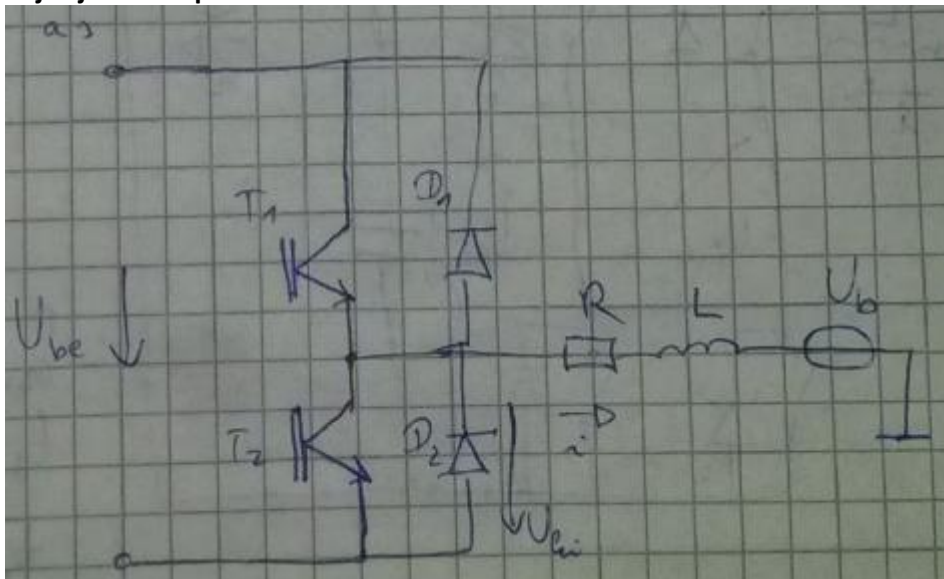
Állandósult állapotot nézünk (s-ek kiesnek).

Nincs integrátor, ami kiszedi a hibát, de nagy A_p erősítéssel kicsire csökkenthető.

$$I_{hiba} = zavar \cdot \frac{\text{előreecsatolás}}{1+hurok} = U_b \cdot \frac{\frac{1}{R}}{1+\frac{A_p \cdot A \cdot K_I}{R}} = 10 \cdot \frac{1}{1+189 \cdot 0,5 \cdot 2} = 0,05 \text{ A}$$

2. Félhíd kapcsolásban soros $R=1\Omega$, $L=1\text{mH}$, $U_b=50\text{V}$ terhelést a hídág közepe és a negatív sín közé kötünk.

a) Rajzolja fel a kapcsolást!



b) Határozza meg minkét áramirányra és mind a négy lehetséges vezérlési állapotra a kimeneti feszültséget, ill. nevezze meg a kialakuló jelenséget! A félvezetők vezető állapotú feszültségesése az áram nagyságától függetlenül 2V-nak tekinthető, a bemeneti feszültség 375V.

T1	T2	i	U_{ki}	Jelenség
0	0	>0	$0-2 = -2\text{ V}$	D2-n folyik felfele
0	1	>0	$0-2 = -2\text{ V}$	T2-n folyik felfele
1	0	>0	$375-2 = 373\text{ V}$	T1-n folyik lefele
1	1	>0		BNZ
0	0	<0	$375+2 = 377\text{ V}$	D1-n folyik felfele
0	1	<0	$0+2 = 2\text{ V}$	T2-n folyik lefele
1	0	<0	$375+2 = 377\text{ V}$	T1-n folyik felfele
1	1	<0		BNZ

c) Adja meg a kimeneti áram időfüggvényét, ha $t=0$ pillanatban a felső (T1) tranzisztort bekapcsoljuk és úgy hagyjuk.

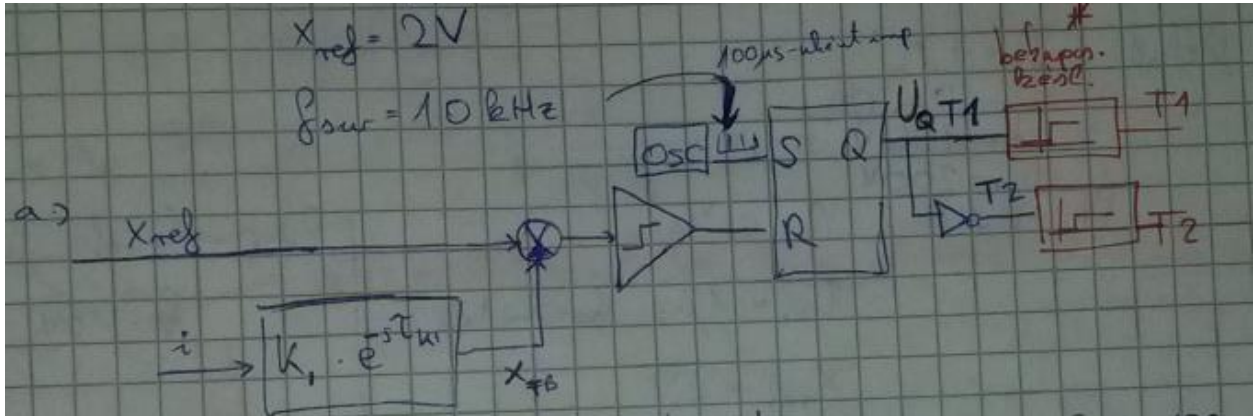
$$i(t = \infty) = \frac{U_R}{R} = \frac{373 - 50}{1} = 323\text{ A}$$

$$i(t) = i(\infty) + [i(0) - i(\infty)] \cdot e^{-\frac{t}{T}}, \quad T = \frac{L}{R} = 1\text{ms} \quad i(0) = 0 \text{ (az induktivitás árama nem ugrik)}$$

$$i(t) = 323 - 323 \cdot e^{-\frac{t}{1\text{ms}}} = 323 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{1\text{ms}}}\right)\text{ A}$$

3. Félhíd kapcsolásban a hídág közepe és a negatív sín közé kötött soros $R=0\Omega$, $L=1\text{mH}$, $U_b=100\text{V}$ terhelés áramát áramcsúcs szabályozóval (PCMC) irányítjuk. Az áramérzékelőnk viselkedése $K_I=2[\text{V/A}]$ átviteli tényezővel és $\tau_{KI}=1\mu\text{s}$ holtidős taggal modellezhető. Az áram-alapjel $X_{ref}=2\text{V}$, a kapcsolási frekvencia 10kHz .

a) Rajzolja fel a kapcsolás vázlatát!



- b) Milyen tartományban változik az áram pillanatértéke, ha a félvezetők kapcsolási késleltetése elhanyagolható? Mi lesz a kialakuló áram középértéke?

Az érzékelő holtideje alatt tovább változik az áram

$$I_{max,ideális} = \frac{X_{ref}}{K_I} + T_{KI} \cdot \frac{di}{dt} = \frac{X_{ref}}{K_I} + T_{KI} \cdot \frac{U_{be} - U_b}{L} = \frac{2}{2} + 1\mu \cdot \frac{100}{1\text{m}} = 1,1 \text{ A}$$

$$d_{T1} \cdot U_{be} = U_{kiAV} = U_b \quad (\text{mert } R=0) \quad \rightarrow \quad d_{T1} = \frac{U_{kiAV}}{U_{be}} = 0,5$$

$$t_{beT1} = T_{sw} \cdot d_{T1} = \frac{0,5}{10\text{kHz}} = 50\mu\text{s}$$

$$\Delta I = t_{beT1} \cdot \frac{U_{be} - U_b}{L} = 50\mu \cdot \frac{100}{1\text{m}} = 5 \text{ A}$$

$$I_{min} = I_{max} - \Delta I = -3,9 \text{ A}$$

$$I_{kiAV} = I_{max} - \frac{\Delta I}{2} = -1,4 \text{ A}$$

- c) Milyen tartományban változik az áram pillanatértéke, ha a félvezetők kapcsolási késleltetése $t_{don1}=1\mu\text{s}$, $t_{doff1}=2\mu\text{s}$, $t_{don2}=0,5\mu\text{s}$, $t_{doff2}=1,5\mu\text{s}$, a vezérlési holtidő $2\mu\text{s}$?

$$I_{max} = I_{max,ideális} + t_{doff1} \cdot \frac{U_{be} - U_b}{L} = 1,1 + 2\mu \cdot \frac{100}{1\text{m}} = 1,3 \text{ A}$$

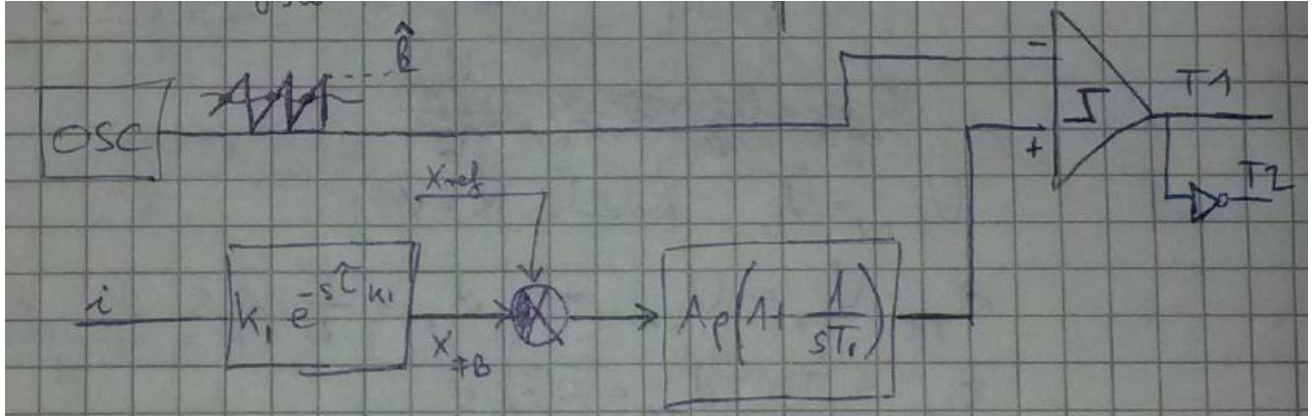
$$\Delta I \text{ nem változik} \rightarrow I_{min} = I_{max} - \Delta I = -3,7 \text{ A}$$

- d) Mekkora lesz a kialakuló kitöltési tényező?

$$d = d_{T1} = \frac{U_{kiAV}}{U_{be}} = 0,5$$

4. Félhíd kapcsolásban a hídág közepe és a negatív sín közé kötött soros $R=1\Omega$, $L=10\text{mH}$, $U_b=100\text{V}$ terhelés áramát folyamatos idejű (analóg) szabályozóval és impulzusszélesség-modulációval (PI+PWM) irányítjuk. Az áramérzékelőnk viselkedése $K_I=2[\text{V/A}]$ átviteli tényezővel és $\tau_{KI}=1\mu\text{s}$ holtidős taggal modellezhető. Az áram-alapjel $X_{ref}=2\text{V}$, a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10\text{kHz}$. $U_{be}=200\text{V}$.

a) Rajzolja fel a kapcsolás vázlatát! A PI tag dobozába elegendő az átviteli függvényét beírni.



b) Mekkora áramhibát okoz az U_b belsőfeszültség 10V-os változása?

Nem okoz hibát a PI szabályozó I hatása miatt.

c) Mekkora lesz a kialakuló kitöltési tényező?

$$d = \frac{U_{kiAV}}{U_{be}} = \frac{I_{kiAV} \cdot R + U_b}{U_{be}} = \frac{\frac{X_{ref}}{K_I} \cdot R + U_b}{U_{be}} = \frac{2 \cdot 1 + 100}{200} = 0,505$$

d) Milyen tartományban változik az áram pillanatértéke? Az ellenálláson eső feszültséget annak középértékével közelíthetjük, ugyanis $L/R \gg f_{sw}$.

$\frac{L}{R} \ll f_{sw}$ miatt az áram lineáris, nem exponenciális

$$\Delta I = t_{beT1} \cdot \frac{U_{be} - (U_{kiAV})}{L} = \frac{d}{f_{sw}} \cdot \frac{U_{be} - (I_{kiAV} \cdot R + U_b)}{L} = \frac{0,505}{10k} \cdot \frac{200 - 101}{10m} \approx 0,5A$$

$$I_{min} = I_{kiAV} - \frac{\Delta I}{2} = 1 - \frac{0,5}{2} = 0,75 A$$

$$I_{max} = I_{kiAV} + \frac{\Delta I}{2} = 1,25 A$$

e) Adja meg a felnyitott szabályozási kör átviteli függvényét!

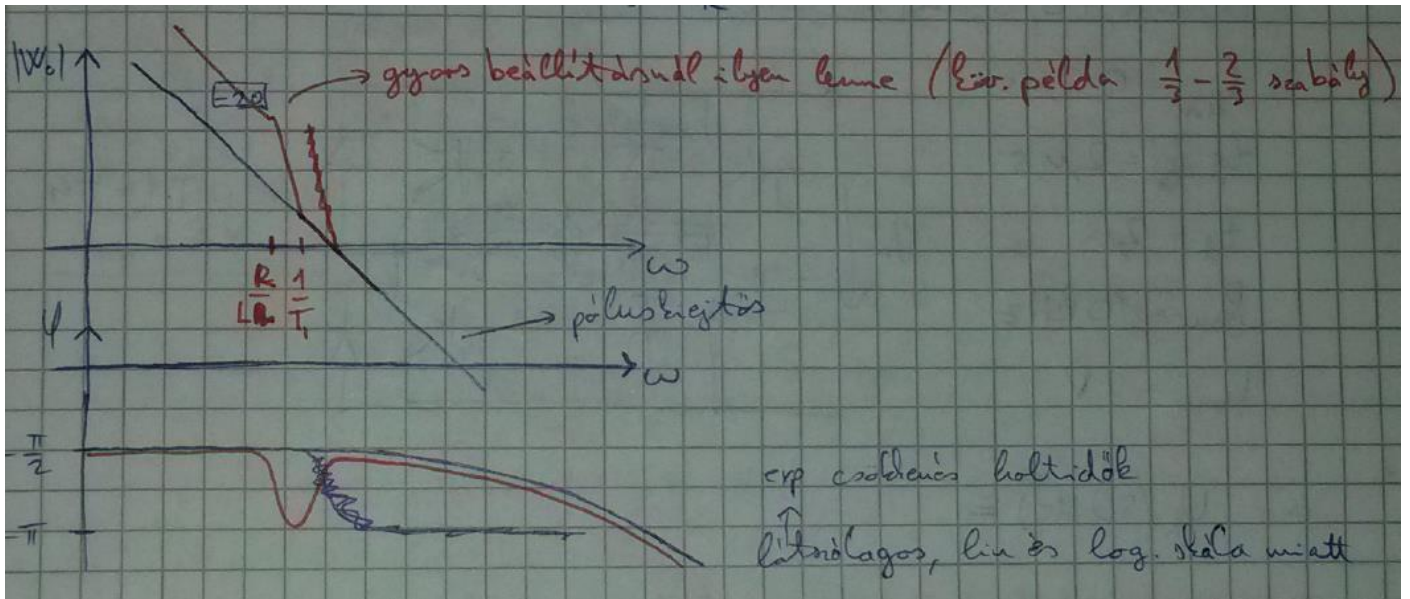
$$W_0 = A_p \cdot \frac{1 + sT_I}{sT_I} \cdot \frac{U_{be}}{\hat{k}} \cdot e^{-s\frac{T_{sw}}{2}} \cdot \frac{1}{R(1 + s\frac{L}{R})} \cdot K_I \cdot e^{-sT_{KI}}$$

f) Méretezze a szabályozót úgy, hogy $T_I=L/R$ (pólus-kiejtés) legyen!

$$T_I = \frac{L}{R} = 10ms$$

$$W_0 = A_p \cdot \frac{1 + sT_I}{sT_I} \cdot \frac{U_{be}}{\hat{k}} \cdot e^{-s\frac{T_{sw}}{2}} \cdot \frac{1}{R(1 + s\frac{L}{R})} \cdot K_I \cdot e^{-sT_{KI}} = A_p \cdot \frac{1}{sT_I} \cdot \frac{U_{be}}{\hat{k}} \cdot e^{-s\frac{T_{sw}}{2}} \cdot \frac{1}{R} \cdot K_I \cdot e^{-sT_{KI}}$$

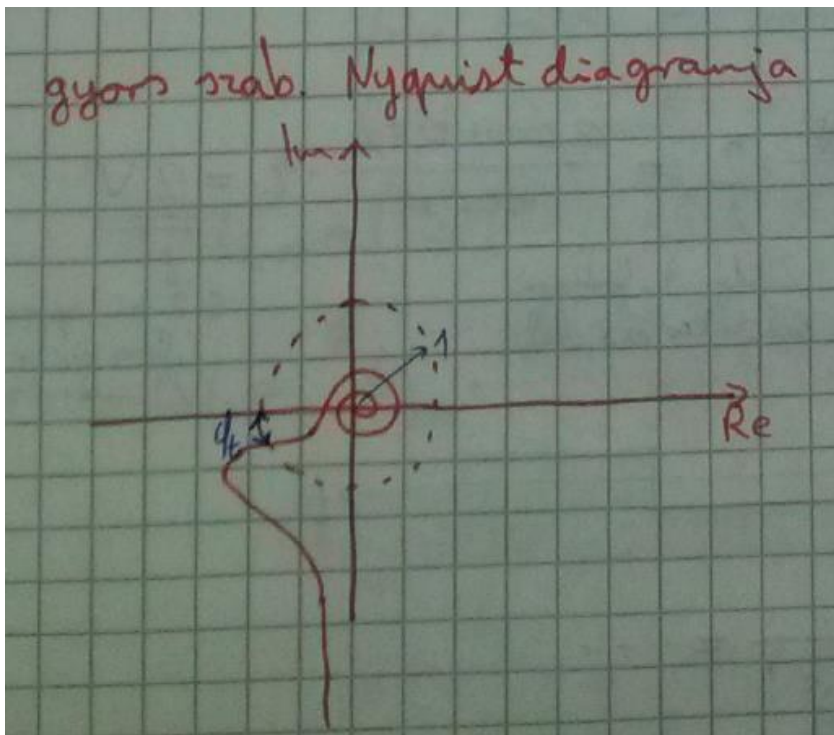
g) Rajzolja meg a felnyitott szabályozási kör közelítő amplitúdó és fázis-diagrammját!



h) Válassza meg a szabályozó arányos erősítését úgy, hogy a fázistartalék $\pi/3$ legyen!

$$\varphi_t = \pi - \frac{\pi}{2} - \omega_c \cdot \left(\frac{T_{sw}}{2} + T_{KI} \right) = \frac{\pi}{3} \rightarrow \omega_c = \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}}{\frac{T_{sw}}{2} + T_{KI}} = \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3}}{50\mu + 1\mu} = 10,27 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$|W_o(\omega_c)| = 1 = A_p \cdot \frac{1}{\omega_c T_I} \cdot \frac{U_{be}}{\hat{k}} \cdot 1 \cdot \frac{1}{R} \cdot K_I \cdot 1 \rightarrow A_p =$$



5. H4 kapcsolásban eltolásos vezérlést alkalmazunk, a terhelés soros $R=1\Omega$, $L=10\text{mH}$, $U_b=150\text{V}$, a bemeneti feszültség 200V , a PWM generátorból kijövő kitöltési tényező $d=0,9$, az IGBT-k kapcsolási késleltetése egységesen $t_{don}=0,5\mu\text{s}$, $t_{doff}=2\mu\text{s}$, a vezérlési holtidő $2\mu\text{s}$, a kapcsolási frekvencia $f_{sw}=10\text{kHz}$. A félvezetők vezető állapotú feszültségesése az áram nagyságától függetlenül 2V -nak tekinthető.

a) Rajzolja fel egy ábrába a PWM generátor kimenetét és az inverter kimeneti feszültségét mindkét áramirányra!

b) Becsülje meg a kialakuló áram középtértékét!

$$U_{ki} = (2d - 1) \cdot U_{be} = 160\text{V}$$

$$I_{kiAV} = \frac{U_R}{R} = \frac{U_{ki} - U_b - 2 \cdot U_{fw} - 2 \cdot \frac{t_d}{T_{sw}} \cdot (U_{be} - U_b)}{R} = \frac{160 - 150 - 4 - 2 \cdot \frac{2\mu}{100\mu} \cdot (200 - 150)}{1} = 4\text{ A}$$

Ez csak akkor igaz, ha $I_{ki} > 0$ mindig.

c) Becsülje meg a kialakuló áram hullámosságát!

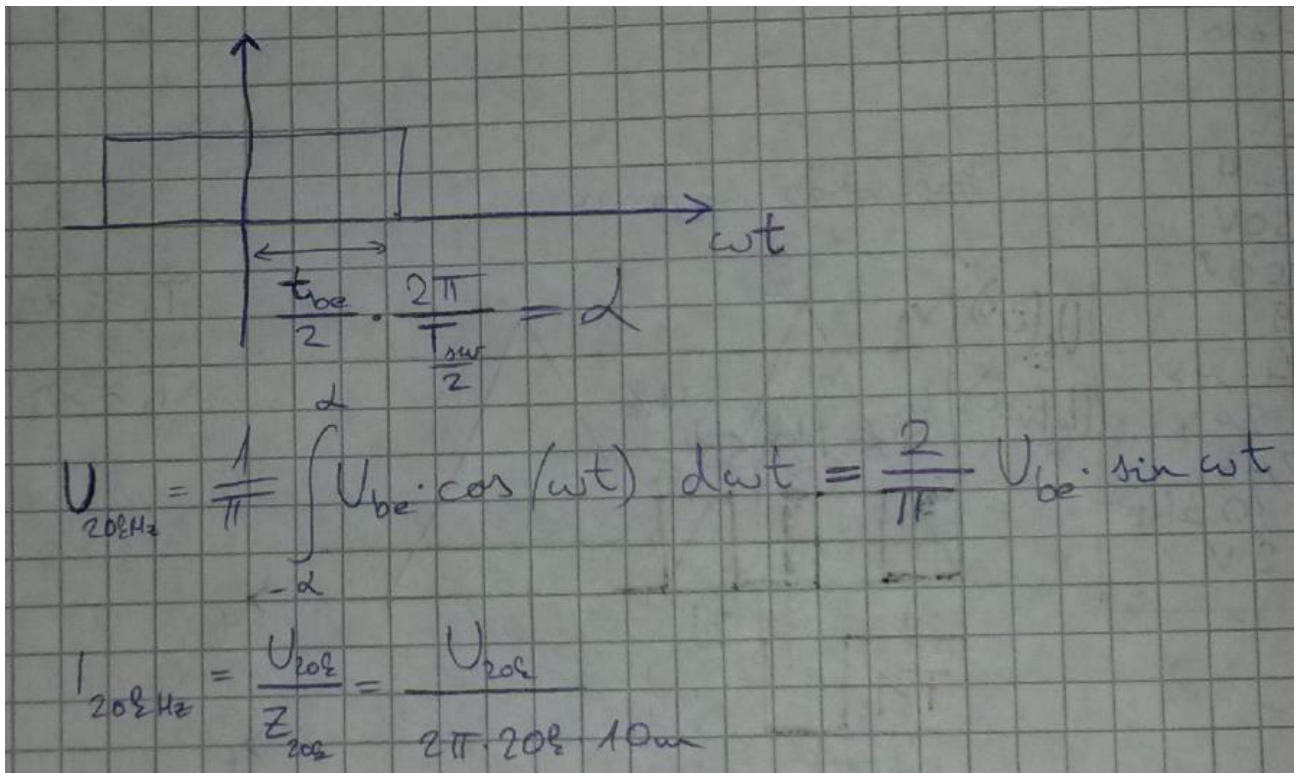
$$t_{be} = 0,8 \cdot \frac{T_{sw}}{2} - t_{don} - t_d + t_{doff} = 0,8 \cdot \frac{100\mu}{2} - 0,5\mu - 2\mu + 2\mu = 39,5\mu\text{s} \quad ????$$

Elveszik 10%

$$\Delta I = t_{be} \cdot \frac{U_{be} - U_b - 2 \cdot U_{fw} - R \cdot I_{kiAV}}{L} = 39,5\mu \cdot \frac{200 - 150 - 4 - 1 \cdot 4}{10\text{m}} = 0,16\text{ A}$$

d) Becsülje meg a kialakuló áram 10kHz-es és 20kHz-es összetevőjének effektív értékét!

10kHz-es összetevő nincs, mert... ???



ZH UTÁNI ANYAG (ELŐVIZSGÁRA):

2015-ös elővizsga:

1. Milyen időzítési, késleltetési lehetőségek használhatóak egy PLC programban? (3 pont)

- T_{ON} : bekapcsolási idő késleltető
Ha a bemenetén változik a jelérték 0->1 irányban, akkor T_{on} idővel később történik a bekapcsolás a kimeneten.
- T_{OFF} : kikapcsolási idő késleltető
Ha a bemenetén változik a jelérték 1->0 irányban, akkor T_{off} idővel később történik a kikapcsolás a kimeneten.
- T_{ZAD} : impulzus késleltető
A bementre érkező impulzust egészében késlelteti.
- Időzítési lehet cyclic interrupt blockkal is, amely adott időközönként fut le. (speciális organization block)

2. Egy HIL szimulátorban két különböző adattípussal rendelkező mennyiséget adunk össze. Mi legyen az eredmény típusa, ha a két operandusé `fixdt(1,18,19)` és `fixdt(1,18,15)`, és el szeretnénk kerülni a túlcscordulást és alulcsordulást is? (3 pont)

Matlab fixpontos típusai

Alak	Minimum	Maximum	MSB	LSB
<code>fixdt(0 8 0)</code>	0	255	128	1
<code>fixdt(1 8 0)</code>	-128	127	64	1
<code>fixdt(1 8 1)</code>	-64	63,5	32	0,5
<code>fixdt(1 8 2)</code>	-32	31,75	16	0,25
<code>fixdt(1 16 4)</code>	-2048	2047,9375	1024	0,0625
<code>fixdt(1 8 -1)</code>	-256	254	128	2
<code>fixdt(1 8 -2)</code>	-512	508	256	4
<code>fixdt(0 8 8)</code>	0	0,99609375	0,5	0,00390625
<code>fixdt(1 8 7)</code>	-1	0,9921875	0,5	0,0078125
<code>fixdt(1 8 8)</code>	-0,5	0,49609375	0,25	0,00390625
<code>fixdt(1 8 9)</code>	-0,25	0,248046875	0,125	0,001953125
<code>fixdt(1 16 20)</code>	-0,03125	0,031249046	0,015625	9,53674E-07

• Matlab Fixed-Point Designer: `fixdt(s, s+n+f, f)`, ahol:

- > **s**: előjeles-e,
- > **n**: egészrész bitek száma,
- > **f**: törtrész bitek száma.

$m=s+n+f$: változó hossza

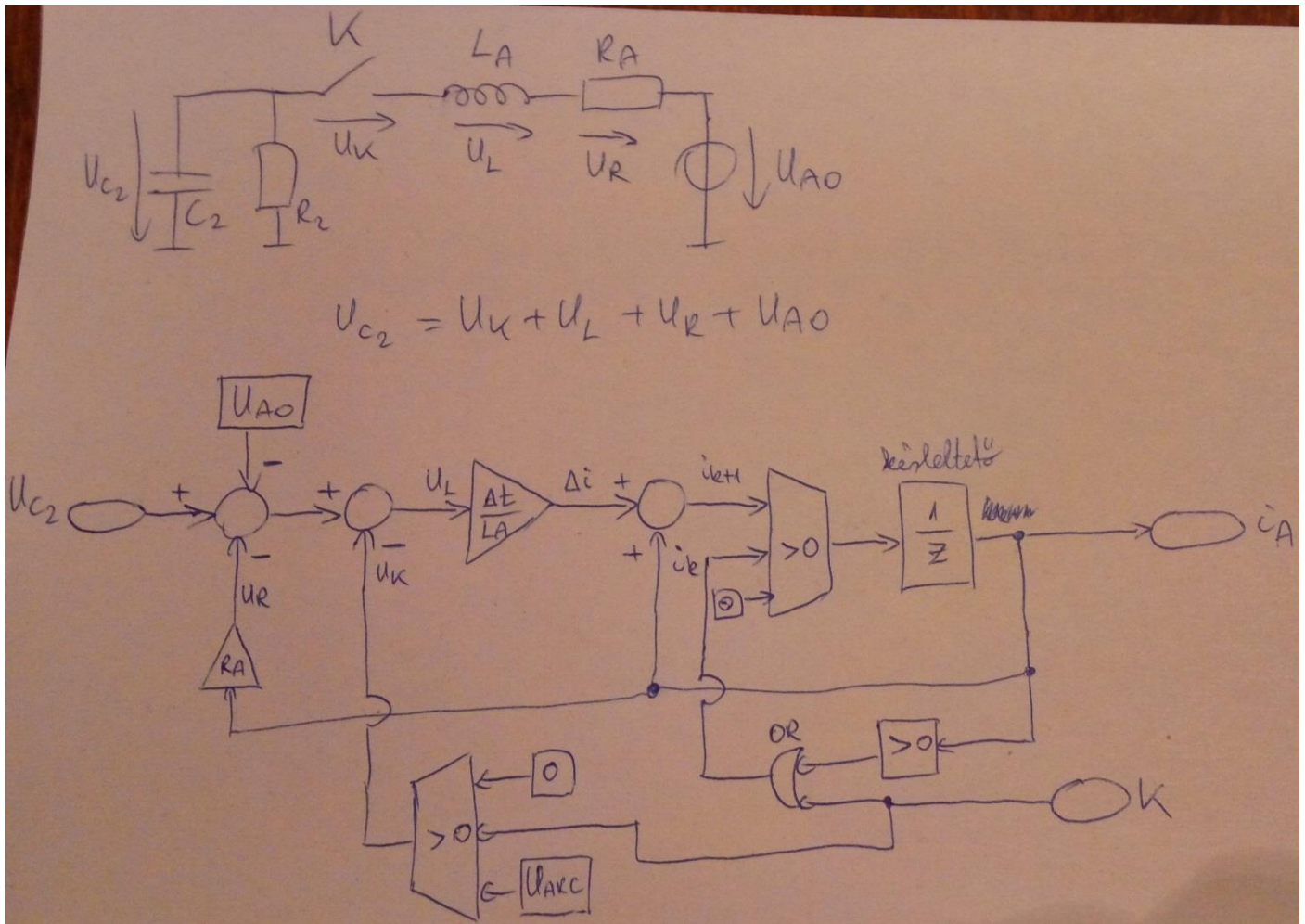
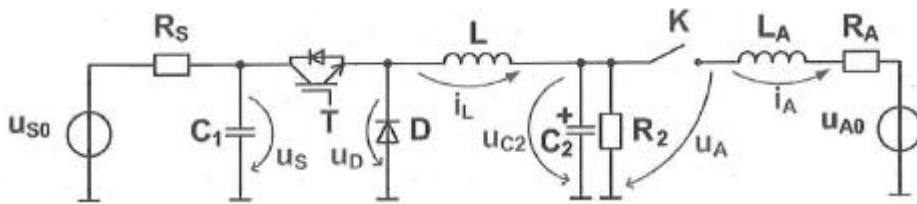
`fixdt(1,m,f1)` és `fixdt(1,m,f2)` összeadásának eredménye `fixdt(1,m+f1-f2,f1)` típusú legyen.

Az eredmény törtrészének a nagyobb törtrész bitszámú operandus törtrész bitszámát vesszük, hogy ne legyen pontatlanságvesztés (alulcsordulás), emiatt $f=f1$

Az egészrésznél az egyiknél $18-20 = -2$, a másiknál $18-16 = +2$ bit áll egész ábrázolásra, a különbségük 4 bitérték, így a kisebb egészrészt ennyi bittel ki kell egészíteni, hogy ne legyen túlcscordulás.

Az eredmény típusa így **`fixdt(1,22,19)`**.

3. Rajzolja fel az alábbi ábrán látható átalakító kapcsolás akkumulátorát és DC megszakítóját tartalmazó részáramkör diszkrét-idejű forward-euler megvalósítást Simulink környezetben! A részáramkör változó bemenetei U_{C2} feszültség és K állapota, a részáramkör paraméterei U_{arc} (K ívfeszültsége), L_A , R_A és U_{A0} , a részáramkör kimenete i_A . A kontaktor mechanikus késleltetését nem kell figyelembe venni. (5 pont)



$$U_{C2} = U_K + U_L + U_R + U_{A0}$$

Ha a K kapcsoló nyitva ($K=0$) és az áram is nulla (OR kapu bemenetei), akkor az áram nulla is marad (felső switch). (Én mondjuk még belevenném a képbe a kapcsoló átütési feszültségét, ami felett elkezdhet folyni áram).

Ha K kapcsolót zárjuk ($K=1$), akkor $U_K=0$ lesz (alsó switch), $U_L=U_{C2}-U_{A0}-U_K-U_R$ feszültség elkezd növelni az áramot.

$$\Delta t \text{ idő alatt az áram ennyivel nő: } \Delta i = U_L \cdot \frac{\Delta t}{L_A} \quad i_{k+1} = i_k + \Delta i$$

Ha hirtelen kikapcsoljuk a kapcsolót ($K=0$), az induktivitás árama nem ugorhat, ezért nem szűnik meg azonnal.

A kapcsolón ívet húz, miközben U_{ARC} feszültség esik, ekkor negatív U_L alakul ki, ami csökkenti az áramot.

Ha az áram nullára csökkent, nem csökken tovább, mert az OR kapu átváltja a felső switchet.

Utolsó oldalon vannak példák még.

4. Egyfázisú 50Hz-es hálózatról dolgozó aktív egyenirányító áram-alapjel időfüggvényének előállítására szinusz-jel identifikátort alkalmazunk. Mi lesz az identifikátor három állapotváltozója? Hogyan, mire inicializáljuk ezeket, zajos mérési eredményeket és 10kHz-es mintavételezési frekvenciát feltételezve? (5p)

Három állapotváltozó: \hat{U}^* , ϑ^* és ω^*

Egy névleges hálózati periódusra mintákat veszünk. $\frac{10kHz}{50Hz} = 200 \text{ minta}$

Kiszámítjuk a szinuszos és a koszinuszos összetevőket:

$$U_{1sin} = \frac{2}{200} \sum_{i=1}^{200} \sin\left(\frac{2\pi}{200} \cdot i\right) \cdot U_{i,mért} \quad U_{1cos} = \frac{2}{200} \sum_{i=1}^{200} \cos\left(\frac{2\pi}{200} \cdot i\right) \cdot U_{i,mért}$$

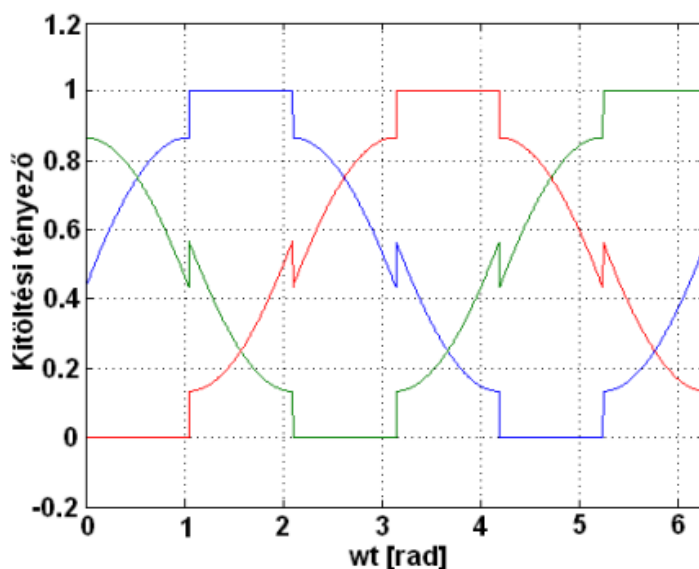
$$\hat{U}_{kezdeti}^* = \sqrt{(U_{1sin})^2 + (U_{1cos})^2} \quad \vartheta^* = \text{atan2}(U_{1cos}, U_{1sin}) \quad \omega^* = 2\pi \cdot 50$$

5. **Meddő-kompenzátorban ($\cos(\varphi) \approx 0$) háromfázisú invertert alkalmazunk. Rajzolja fel a 'flat-top' és a szimmetrikus modulációs módszerre egy-egy ábrába egy hálózati periódusra egy hídág áramát, a hozzá tartozó fázisfeszültséget és egy IGBT kapcsolási veszteségének alakulását. A kapcsolási veszteséget a kapcsolt árammal arányosnak feltételezve mi lesz a kapcsolási veszteségek átlagának aránya? (5 pont)**

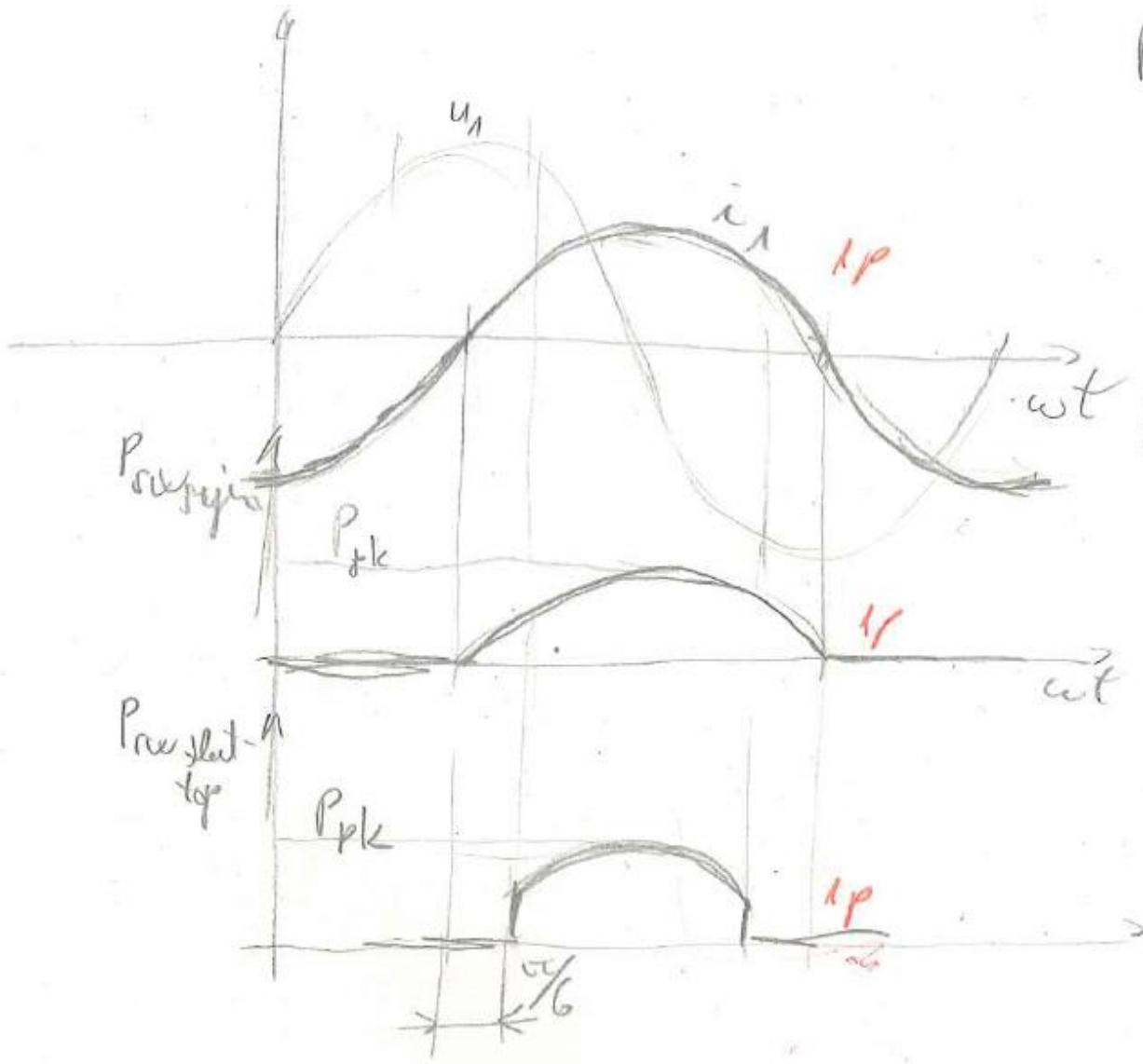
Szimmetrikus moduláció esetén a kapcsolási veszteséget a következő összefüggéssel határozhatjuk meg:

$$P_{SWszimm} = 4E_{SW}(I_{pk})f_{SW} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(\omega t) d\omega t \quad (2-3)$$

A Flat-top moduláció célja az inverter kapcsolási veszteségeinek csökkentése. A kapcsolási veszteség jó közelítéssel arányos a kapcsolt árammal, a kapcsolt feszültséggel és a kapcsolási frekvenciával. A kapcsolt feszültséget a DC köri feszültség szabja meg, amit éppen ezért célszerű a megengedhető legkisebb értéken tartani. Ebből következik, hogy állandó kapcsolási frekvenciát feltételezve a kapcsolási veszteség arányos a félvezető által kapcsolt árammal. **A kapcsolási veszteség csökkentése céljából Flat-top moduláció esetén elkerüljük a félvezetők kapcsolását, ha az adott fázisban az áram nagy, mégpedig olyan hosszú ideig ameddig csak lehetséges.** Hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek esetén előírás, hogy a teljesítménytényezőnek közelítőleg egységnyi kell lennie, azaz a hálózati feszültség és áram közötti fázisszög közelítőleg nulla lesz, amelyből következik, hogy a hálózati áram helyett használhatjuk a hálózati feszültséget a Flat-top modulációhoz. **Így Flat-top moduláció esetén abban a fázisban ahol a hálózati feszültség abszolútértéke maximális (közelítőleg 60°) nem kapcsoljuk a félvezetőket,** hogy kapcsolási veszteséget takarítsunk meg. A szinuszos kivezérelhetőség alatti tartományban a jelalakok a 2-3. ábra szerint alakulnak. A Flat-top moduláció segítségével a kapcsolási veszteségek közel felére csökkenthetőek a szimmetrikus modulációhoz viszonyítva ugyanakkora kapcsolási frekvenciát feltételezve, valamint azzal a feltételezéssel élve, hogy a kapcsolási veszteség jó közelítéssel arányos a kapcsolt árammal. A modulációt csak akkor érdemes alkalmazni, ha a DC köri feszültség és a hálózati vonali feszültség csúcserőértéke között kicsi a különbség, ami hálózatra kapcsolt fotovillamos konverterek esetén teljesül.



2-3.ábra A Flat-top moduláció jelalakjai a szinuszos kivezérelhetőség alatt



Felső ábra: feszültség és áram

Középső: teljesítmény, szimmetrikus moduláció

Alsó: teljesítmény, flat-top

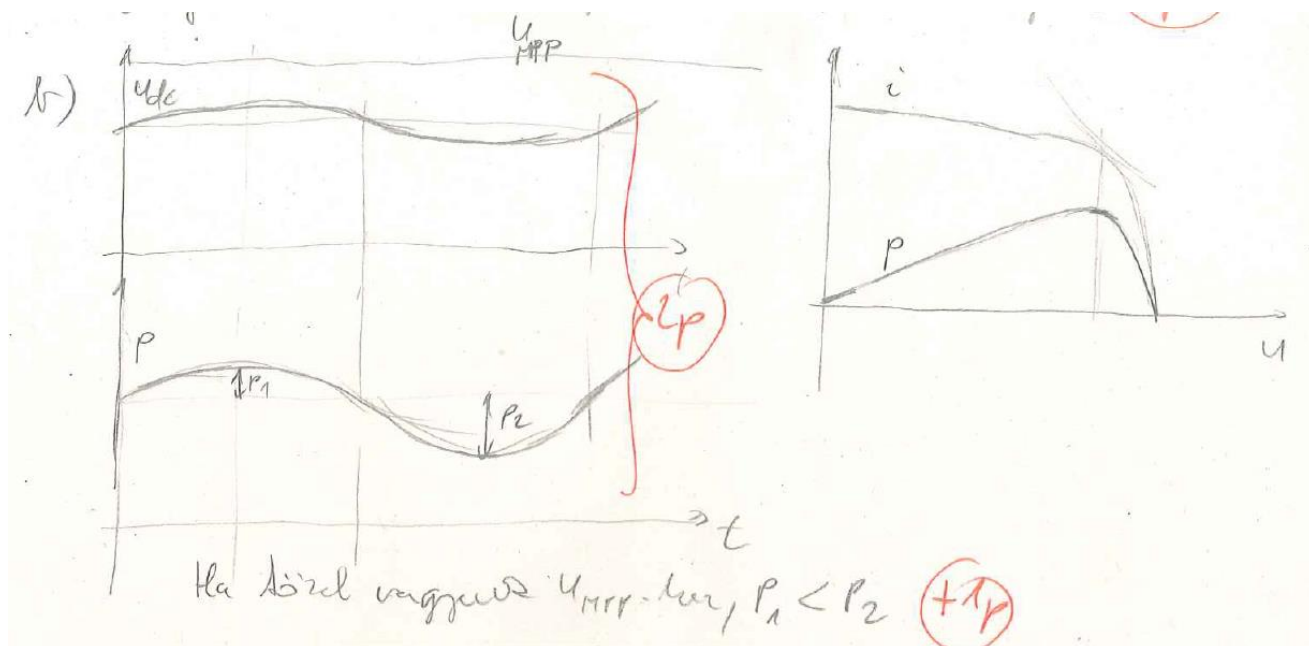
$$P_{sw,sym,AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} P_{peak} \cdot \cos(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot P_{peak}$$

$$P_{sw,flat-top,AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} P_{peak} \cdot \cos(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot P_{peak}$$

Tehát a flat-top modulációval $\frac{\sqrt{3}}{2}$ -ed részére csökkent a kapcsolási veszteség.

6. Napcella elrendezés optimális munkapontját „tracking” módszerrel keressük. Mi a kimenete a kereső algoritmusnak? Rajzolja fel egy ábrába a napcella elrendezés feszültségét és teljesítményét egy tracking periódusra, amikor a lüktető DC feszültség maximuma is az MPP feszültség alatt van! (3 pont)

A kimenet az U_{Dcref} feszültség, erre dolgozik a feszültségszabályozó.



A módszer működése során a napelem feszültségét folyamatosan változtatjuk és számítjuk vagy mérjük a leadott teljesítményt. Az algoritmus az U_{Dcref} -et abba az irányba tolja el, ahol a leadott teljesítmény nagyobb volt.

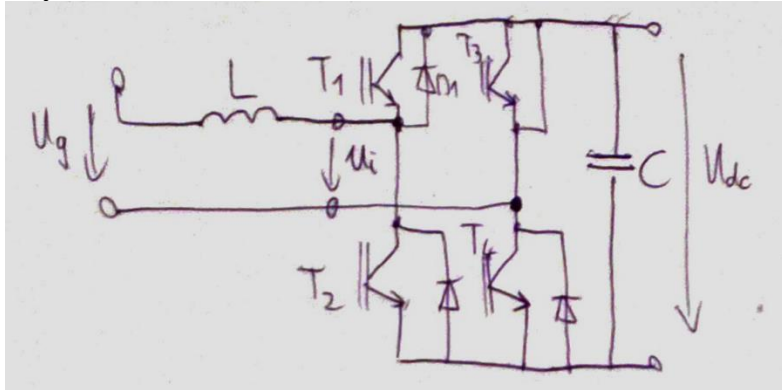
A maximum közelében a P-U görbe meredeksége csökken, ezért $P_1 < P_2$.

Mintapéldák:

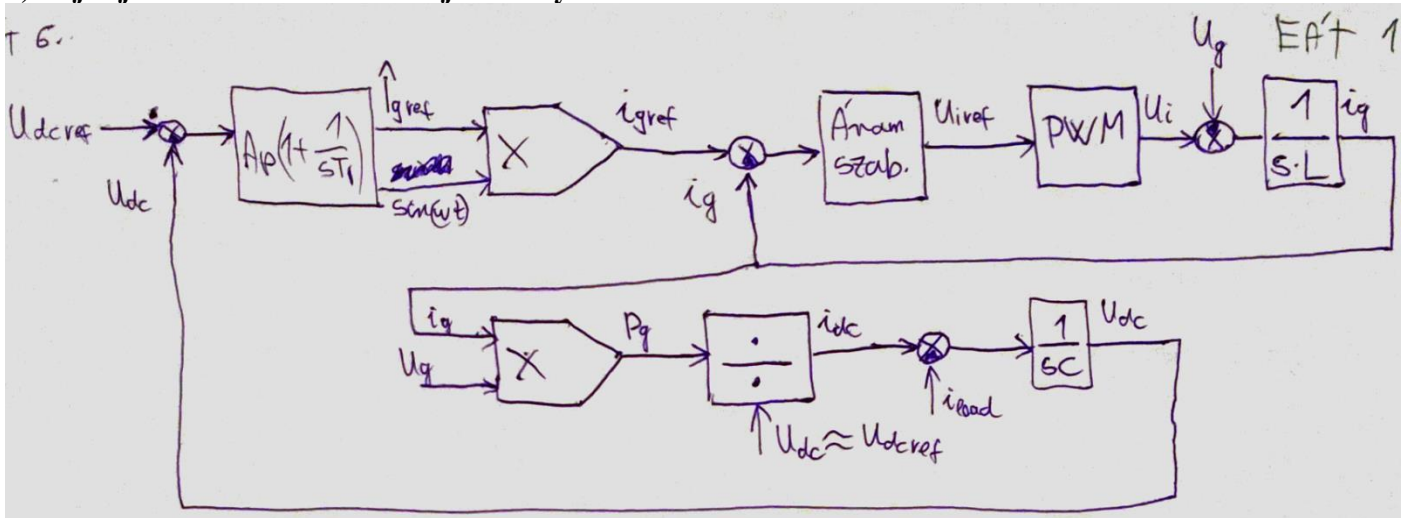
1. Egyfázisú inverter szabályozása

1.1 Egyfázisú hálózatról üzemelő H4 kapcsolású aktív egyenirányító állandó teljesítményfelvételű terhelést táplál.

a) Rajzolja fel a főáramkör kapcsolási vázlatát! A hálózat oldali szűrőt egyetlen induktivitással helyettesítheti.



b) Rajzolja fel a kaskád strukturájú szabályozó hatásvázlatát!



c) Mekkora választhatja a feszültségszabályozó alapjelet, ha a tápláló hálózat $230 \sqrt{2} \cdot 10\%$ V_{rms} és az áramszabályozó kimeneten 5% szabályozási tartaleket tartunk?

- A kiadható feszültség $-U_{dc}$ és U_{dc} között változhat
- legyen a lehető legkisebb, hogy a kapcsolási veszteségek ne legyenek nagyok
- a hálózati feszültség csúcsánál nagyobboknak kell lennie

$$U_{dcref} = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \cdot 1,1 \cdot 1,05 = 375 \text{ V}$$

d) Egyszerű analog feszültségszabályozó és ideális felvezető feltételezéssel milyen alacsony rendszámú harmonikus(ok) keletkeznek a hálózati áramban és miért? Hogyan védekezhünk ellene?

$f_g = 150 \text{ Hz}$

- lassú szabályozás (töltésnél mindegy)
- mintavétel: szimmetrikus pont
- lyukszűrő: $1/2f$ csúszóátlag
- előrecsatolás, UDCAC becslés, visszacsatoló jel: UDC-UDCAC

e) Rajzolja fel szamszerűen is helyesen a DC kor töltőárama és a hálózati áram kapcsolási periodusra atlagolt időfüggvényét egy ábrába, nevelges hálózati feszultseget, 2600W terhelest es 380V-os DC feszultseg alapjelet feltetelezve!

1.1

e)

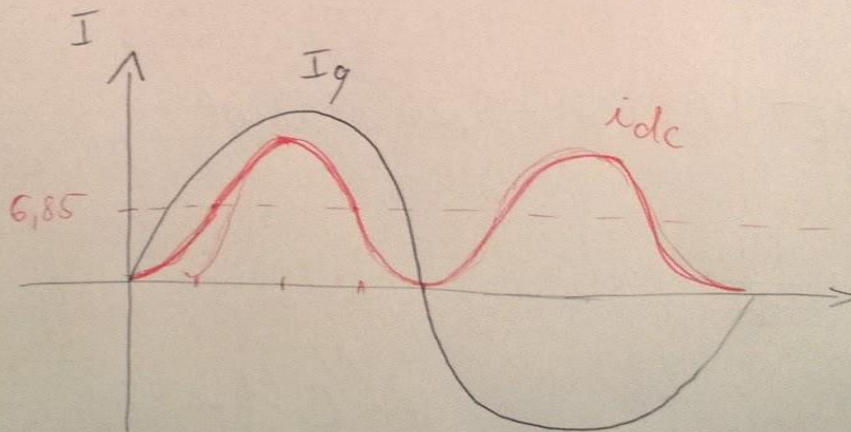
$$i_{dc} = \frac{\sqrt{2} U_g}{U_{dc ref}} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \cdot \hat{I}_{g ref}$$

$$\hat{I}_{g ref} = \frac{2 \cdot P}{\sqrt{2} U_g} = \frac{2 \cdot 2600}{\sqrt{2} \cdot 230} = 16 \text{ A}$$

$$I_g = \hat{I}_{g ref} \sin(\omega t)$$

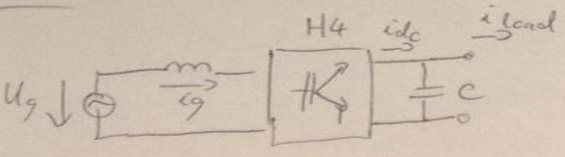
$$i_{dc} = \frac{\sqrt{2} \cdot 230}{380} \cdot \frac{1}{2} \cdot 16 (1 - \cos 2\omega t)$$

$$= 6,85 (1 - \cos 2\omega t)$$



1.2 230V-os 50Hz-es egyfázisú hálózatról üzemelő H4 kapcsolású aktív egyenirányító állandó 2kW teljesítmény-felvetelű terhelést táplál. Az 1000µF-os DC körű szűrőkondenzátor feszültségét 380V-os középtartékra szabályozzuk. Mekkora frekvenciajú és közelítőleg mekkora amplitúdójú lesz a DC kör feszültségének lüktetése? Rajzolja be egy ábrába a hálózati feszültséget és a DC kör feszültségének időfüggvényét számszerűen is helyesen!

1.2



$$i_{dc} = \hat{I}_{g\text{ref}} \sin \omega t \cdot \sqrt{2} U_g \sin \omega t \cdot \frac{1}{U_{dc\text{ref}}} = \frac{\sqrt{2} U_g}{U_{dc\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \hat{I}_{g\text{ref}}$$

$$i_{\text{load}} = \frac{P}{U_{dc\text{ref}}} = \frac{2000}{380} = 5,26 \text{ A}$$

$$i_{dc} = \frac{\sqrt{2} U_g}{U_{dc\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \hat{I}_{g\text{ref}} = 5,26 \cdot (1 - \cos 2\omega t)$$

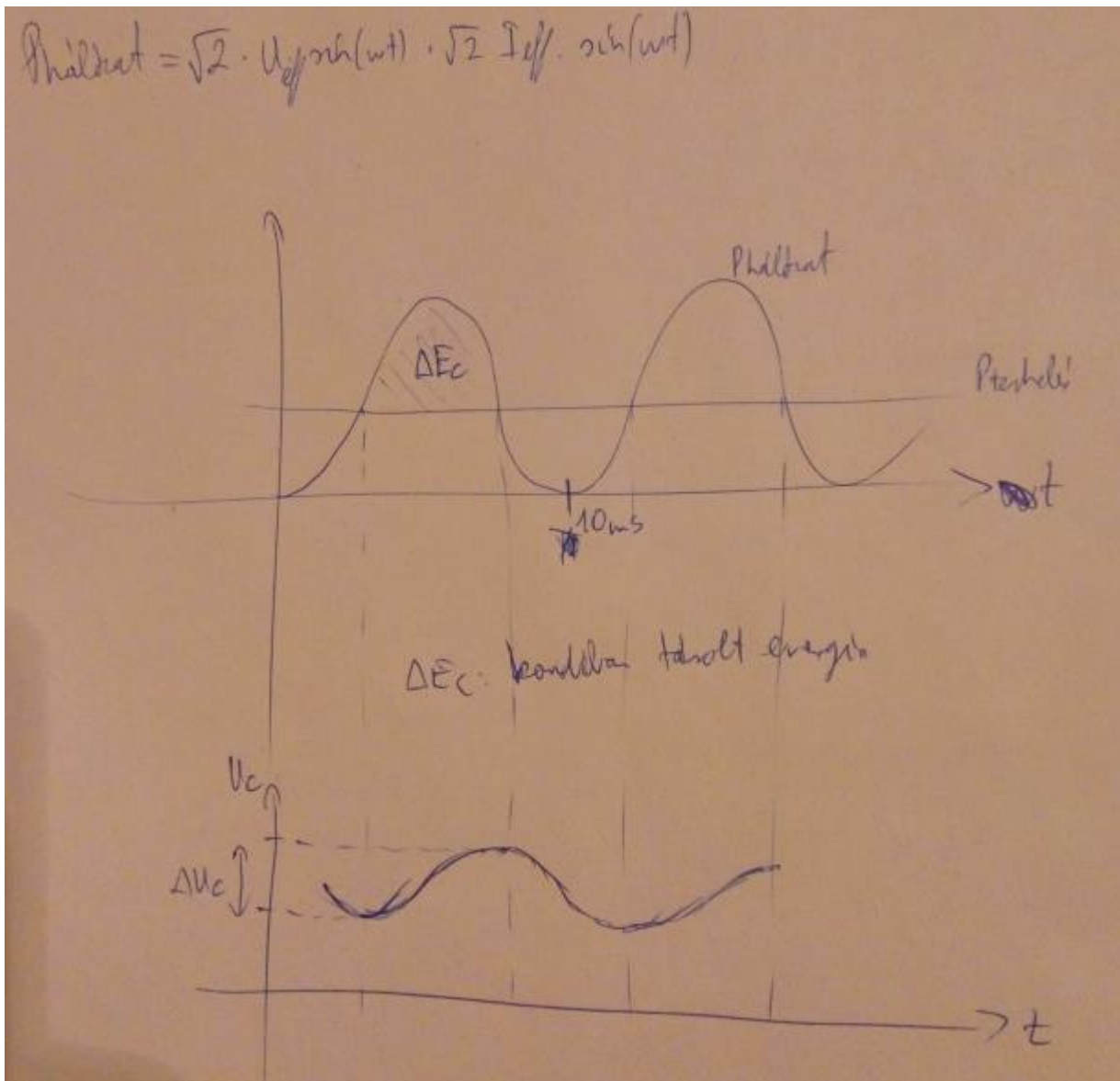
$$\hat{I}_g = \frac{2 \cdot P}{\sqrt{2} U_g \text{eff}} = \frac{4000}{\sqrt{2} \cdot 230} = 12,3 \text{ A}$$

$$i_c = i_{dc} - i_{\text{load}} = -5,26 \cos 2\omega t$$

$$i_c = C \cdot \frac{dU_{dc}}{dt}$$

$$U_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \int i_c dt = \frac{1}{C} \cdot (-5,26) \cdot \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t$$

Ennél a feladatnál érdekesebb a szinuszosan lüktető hálózatról felvett energiából kiszámolni a kondi feszültség változását, legalábbis konzin valami hasonló volt. Lásd kövi oldal:



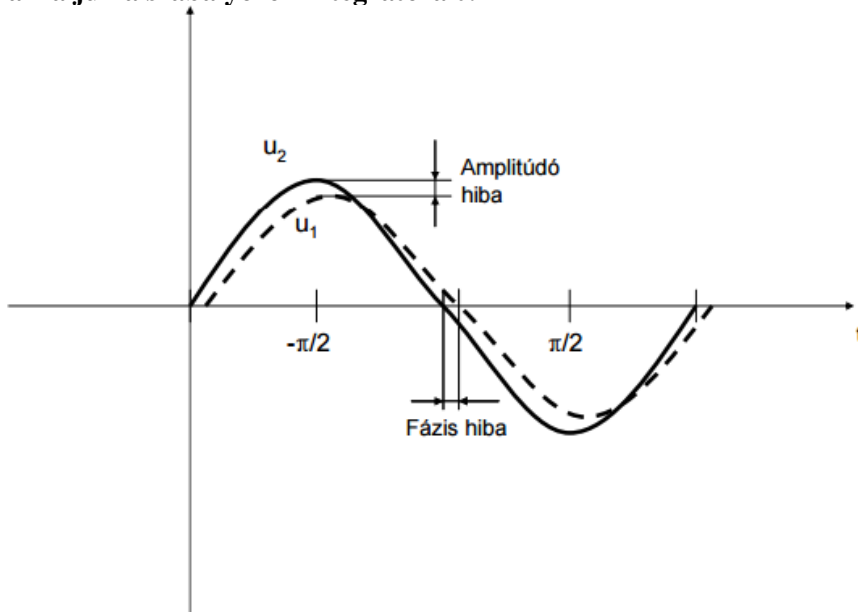
$\sin \cdot \sin$ miatt 100Hz-es lesz a lüktetés
 kiintegrálva $\Delta E_c = P t / (2 \cdot \omega) = 2000 / (4\pi \cdot 50)$

$E_c(U_{c_max}) - E_c(U_{c_av}) = \Delta E_c / 2$
 behelyettesítve (közelítés):

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot (U_{c_max}^2 - U_{c_av}^2) = \Delta E_c / 2$$

ebből az egyenletből U_{c_max} -ot kifejezve megkapjuk a hullámosságot

1.3 Egyfázisu 50Hz-es halozatrol dolgozo aktiv egyeniranyito aram-alapjel idofuggvényenek előállítására szinusz-jel identifikator alkalmazunk. Ismertesse az algoritmust! (Elektronika 2. jegyzet 4.3.2.2 fejezet) Mitől függ a szög-szabalyozo hibajelenek 100Hz-es luktetese? Hogyan, mire inicializaljuk a szabalyozok integratorait?



PLL.15. ábra. Szinusz jel identifikátor jellemző időfüggvényei

Az ábrán könnyő felfedezni, hogy az 1-es jel a 2-eshez képest késik és amplitúdója kisebb. Ezt nyilvánvalóan úgy döntöttük el, hogy az amplitúdókat a két jel csúcsánál vetettük össze, míg a fáziskülönbséget a két jel nulla-átmenetei környékén olvastuk le.

Kérdés, hogy hogyan tudnánk a fenti információkat algoritmus formájába önteni. Találjuk meg először a szögre jellemző információt! Az $u_1(t) - u_2(t)$ hibajelhez keressünk olyan súlyozó függvényt, amely a jel pozitív és negatív csúcsánál nulla körüli értéket vesz fel (hiszen ott aligha következtethetünk szöghibára), a pozitív nulla-átmenet környékén pozitív (hiszen ott a pozitív $u_1(t) - u_2(t)$ hibajel pozitív $v_1 - v_2$ -t jelent), a negatív nulla-átmenet környékén pedig negatív. Ilyen függvény a koszinusz. Ezek szerint a fázisdetektor kimenete

$$x_{PD} = (u_1(t) - u_2(t)) * \frac{\cos(\omega t + v_2)}{\hat{U}_2}, \quad (\text{PLL.6})$$

ahol is a kimenet dimenzió nélküli mennyiség, ezért a szokásos U helyett X-szel jelöltük.

Jól láthatóan nulla szöghibánál a kimenetnek nem csupán a középértéke, de a pillanatértéke is folyamatosan nulla, így nincs szükség kis törésponti frekvenciájú aluláteresztő szűrőre a detektor kimenetén.

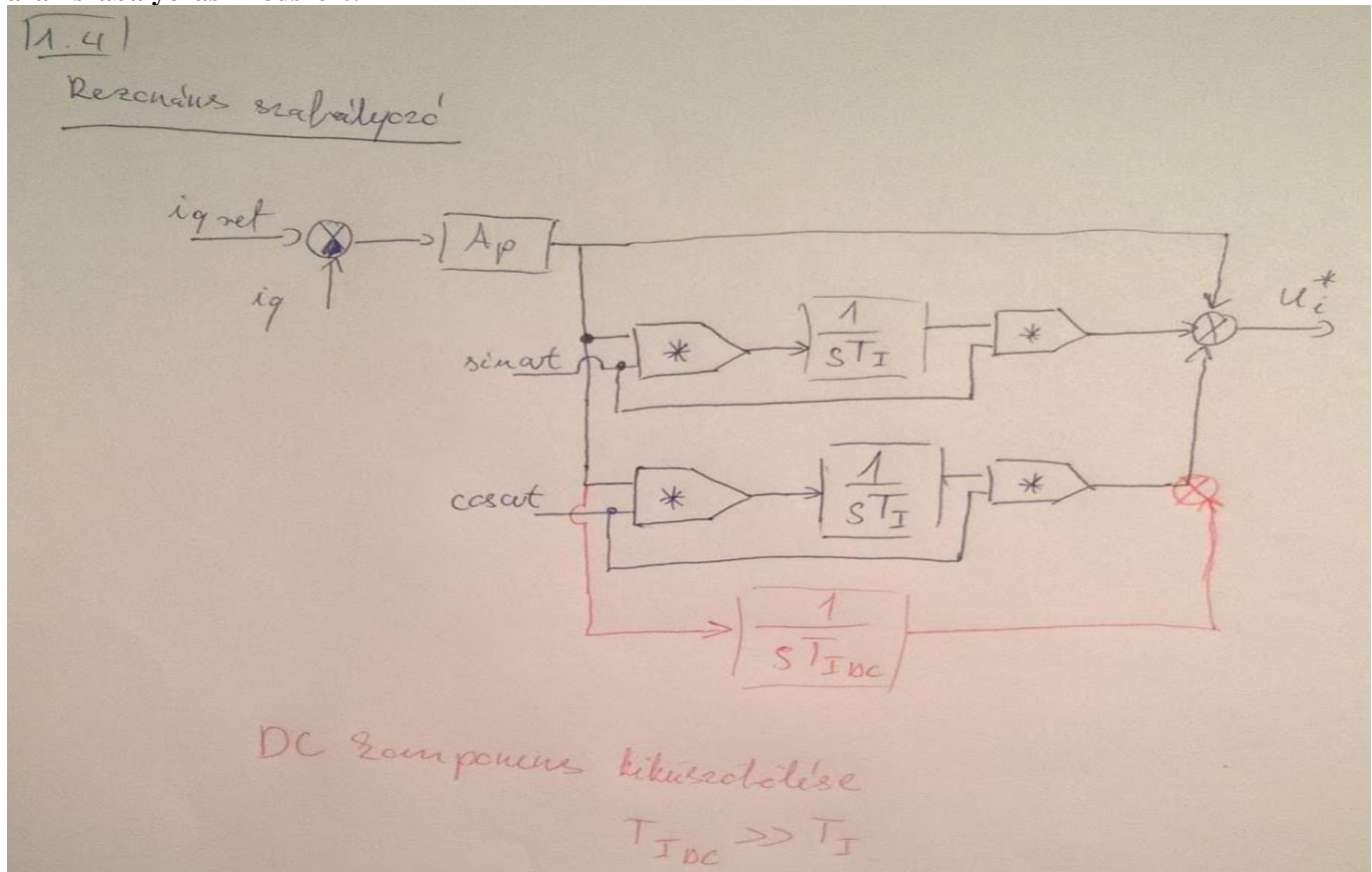
Ahhoz, hogy ezt az előnyös tulajdonságot biztosítsuk, a bemeneti jel amplitúdóját is identifikálni kell. A fázisdetektornál látott megfontolásokhoz hasonlóan most nem koszinusz, hanem szinusz függvényrel súlyozunk:

$$u_r = (u_1(t) - u_2(t)) * \sin(\omega t + v_2), \quad (\text{PLL.8})$$

és az eredményt egy integrátorra vezetve megkapjuk a jel amplitúdóját.

$$\hat{U}_{kezdeti}^* = \sqrt{(U_{1sin})^2 + (U_{1cos})^2} \quad \vartheta^* = \text{atan2}(U_{1cos}, U_{1sin}) \quad \omega^* = 2\pi \cdot 50$$

1.4 Egyfázisú 50Hz-es hálózatról dolgozó aktív egyenirányító áramszabályozójával szemben támasztott követelmény, hogy allandosult állapotban a hálózati áram 50Hz-es összetevőjének mind hatásos, mind meddő összetevője pontosan kövesse az előírt értékeket. Ismertesse az erre alkalmas áramszabályozási módszert!



Működése:

A szinuszos hálózati feszültség körfrekvenciája állandónak tekinthető. (vagy kapcsolási frekvenciához képest nagyon lassan változik)

Hálózati fesz. csúcserőértékénél: cos-os rész értéke 1 ----> PI szabályozót kapjuk vissza

Hálózati fesz. nullátmeneténél: sin-os rész értéke 1 ---->PI szabályozót kapjuk vissza

Hálózati fesz csúcserőértéke és nullátmenet közt: $\sin(\omega t)^2 + \cos(\omega t)^2 = 1$ ----> PI szabályozót kapjuk vissza

---> ha ωt lassan változik, akkor PI szabályozót kapjuk vissza

Mivel a szabályozónak így 50Hz-en végtelen a körerősítése az 50Hz-es hibát kiküszöböli. (szemben a hagyományos PI-vel, ami a DC komponensre szabályoz jól)

DC összetevő:

A H4 hídban a kapcsolóelemek késleltetése nem egyforma, ez DC összetevőt okoz az áramban. 1-2%-os DC összetevő képes elmágnesezni a trafót, de ezzel kis teljesítményű berendezésekben nem foglalkozunk (vagy egy nagyon kis légrést teszünk a trafóba). Nagy teljesítmények esetén a DC komponens egy integrátorral szabályozzuk ki. Mivel a DC komponens kicsi, működés közben nem nagyon változik, ezért egy lassú integráló tag is elég, amit a PI szabályozó integrátoránál kb. 10szer lassabb.

2. Haromfazisu inverterek irányítása

Moduláció	Vonali csúcsfesz	Holtidő hatása	Kapcsolási veszteség
Fázisonkénti szinuszos	$\frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC}$	$U_1 = U_{1,ideális} - \frac{4}{\pi} \cdot \Delta U_{holtidő}$	$P_{sw,AV} = \frac{1}{\pi} \cdot \widehat{P}_{sw}$
3. harmonikust tartalmazó	U_{DC}	$U_1 = U_{1,ideális} - \frac{4}{\pi} \cdot \Delta U_{holtidő}$	$P_{sw,AV} = \frac{1}{\pi} \cdot \widehat{P}_{sw}$
Szimmetrikus (SV)	U_{DC}	$U_1 = U_{1,ideális} - \frac{4}{\pi} \cdot \Delta U_{holtidő}$	$P_{sw,AV} = \frac{1}{\pi} \cdot \widehat{P}_{sw}$
Flat-top	U_{DC}	$U_1 = U_{1,ideális} - \frac{2}{\pi} \cdot \Delta U_{holtidő}$	$P_{sw,AV} = \frac{1}{2\pi} \cdot \widehat{P}_{sw} \quad (\cos \varphi = 1)$ $P_{sw,AV} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \widehat{P}_{sw} \quad (\cos \varphi = 0)$

A fázisonkénti szinuszos moduláció hátránya, hogy a motort nem tudjuk akkora feszültséggel táplálni, mint amekkora az egyenkör által fizikailag lehetséges volna. Teljes kitöltésnél (vagyis amikor a moduláló- és a vivőjel amplitúdója megegyezik) egy fázis feszültségének alapharmonikusa 0 és U_d között szinuszosan változik. Így a fázisfeszültség csúcserőértéke $U_d/2$, a vonalié pedig

$$\widehat{U}_{v1} = \sqrt{3} * \frac{U_d}{2}. \quad (3)$$

2.1 Mekkora lesz a maximalis kiadható szinuszos vonali feszultseg csucserteke 'flat-top', szimetrikus, fazisonkenti szinuszos es a 3. harmonikust tartalmazo modulacio alkalmazasakor, ha a DC feszultseg erteke 600V? Az utolso modszernel mekkora lesz a vonali, ill. fazisfeszultseg harmadik harmonikus erteke?

Vonali csúcs a fenti táblázat alapján.

A 3. harmonikust tartalmazó moduláció kitöltési tényezőjét a három fázisra a következőképpen lehet felírni:

$$d_1 = \frac{1}{2} + A \cdot \sin \omega t + B \cdot \cos 3\omega t$$

$$d_2 = \frac{1}{2} + A \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + B \cdot \cos 3\omega t$$

$$d_3 = \frac{1}{2} + A \cdot \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + B \cdot \cos 3\omega t$$

'A' maximális értéke $\frac{1}{\sqrt{3}}$. Bizonyíthatóan B optimális értéke A/6.

A harmadik harmonikus értéke a fázisfeszültségben $B \cdot U_{dc}$.

A harmadik harmonikus a három fázisban megegyezik, tehát két fázisfeszültség különbségében, a vonali feszültségben nem jelentkezik.

2.2 Mekkora DC feszultseg szukseges a tanult modulacios modszerenekel (mind a negynel kulonkulon), ha a 400V-os haromfazisu motoron nevleges feszultseget es szinuszos aramot akarunk biztosítani? Melyik modulacios modszernek a legalacsonyabb a szukseges DC feszultseg, ha a holtidő hatasat is figyelembe vesszük?

Udc táblázatból.

A flat-topnál kell a legalacsonyabb DC fesz, mert itt 2x 60 fokban nem kapcsolunk, ebben a tartományban nem jelentkezik a holtidő hatása.

2.3 Egy napelem elrendezés maximalis uresjarasi feszultsege 750V, minimalis MPP feszultsege 400V. Mekkora attetelű transzformatoron keresztul csatlakozzunk a 400V-os (10%-os túresű) haromfazisu halozatra, ha a rendszerben feszultsegnovelő DC/DC kapcsolast (booster-t) nem alkalmazunk?

2.3. $U_{0, \text{max}} = 750V$
 $U_{MPP, \text{min}} = 400V \rightarrow$ nagy hűndekkel lehet len min

$U_{\text{MPP}} = 400V \pm 10\%$

Alexander Δ , ha $U_{OC} \geq U_{\text{max}}$

$\hat{U}_{V, \text{p, max}} = 450V$ $\hat{U}_{SV, \text{max}} = \sqrt{2} \cdot 400 \cdot 1,1$

$\frac{N_S}{N_P} = \frac{\hat{U}_{SV}}{\hat{U}_V}$

Invertet 750V-ra kell szeterni.

2.4 Hasonlítsa össze a 'flat-top' moduláció és a 3. harmonikus tartalmazo modulációt a maximális kiadható szinuszos feszultseg szempontjából! Hogyan hat a vezérési holtidő az egyik ill. a másik esetben?

Lásd táblázat.

Flat topnál és 3. harmonikusnál is ki tudjuk adni az U_{dc} feszültséget. A kapcsolási holtidők csökkentik a kiadható feszültséget. Flat-top esetén a holtidő hatása kevésbé érvényesül, mivel periódusonként $2 \times 60^\circ$ tartományban nem kapcsolunk.

2.5 Hasonlítsa össze a 'flat-top' modulációt és a 3. harmonikus tartalmazo modulációt! Szempontok: kiadható szinuszos feszultseg holtidő figyelembevetelevel, ill. anélkül, kapcsolasi veszteségek $\cos(\varphi)=1$ feltetelezesevel. Időfüggvények

2.6 Meddő-kompenzatorban háromfázisu invertert alkalmazunk. Hasonlítsa össze a 'flat-top' modulációt és a szimmetrikus modulációt! Szempontok: kiadható szinuszos feszultseg holtidő figyelembevetelevel, ill. anélkül, kapcsolasi veszteségek. Időfüggvények.

2.7 Adja meg a szimmetrikus modulacio algoritmusát! Bemenő jelek: u_x, u_y (a kiadando feszultsegvektor komponensei), u_{dc} DC kori feszultseg, kimenő jelek d_1, d_2 és d_3 , a kitoltési tenyezők a 3 fázisban.

úgy választjuk meg U_{sp} -t, hogy a maximális kimenő feszultse egy ugyanolyan t -vel legyen U_{sc} -ből, mint a minimális a \emptyset -ből

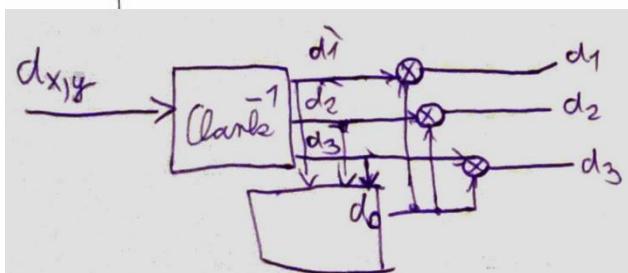
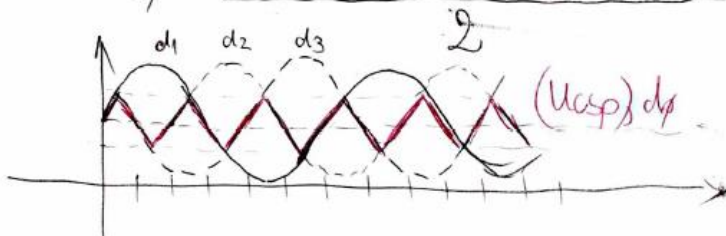
$$1 - \max(d_1, d_2, d_3) = \min(d_1, d_2, d_3) - \emptyset$$

$$\max(d_1, d_2, d_3) = \max(d_1', d_2', d_3') + d_\phi$$

$$\min(d_1, d_2, d_3) = \min(d_1', d_2', d_3') + d_\phi$$

$$1 - \max(d_1', d_2', d_3') - d_\phi = \min(d_1', d_2', d_3') + d_\phi$$

$$d_\phi = \frac{1 - \max(d_1', d_2', d_3') - \min(d_1', d_2', d_3')}{2}$$

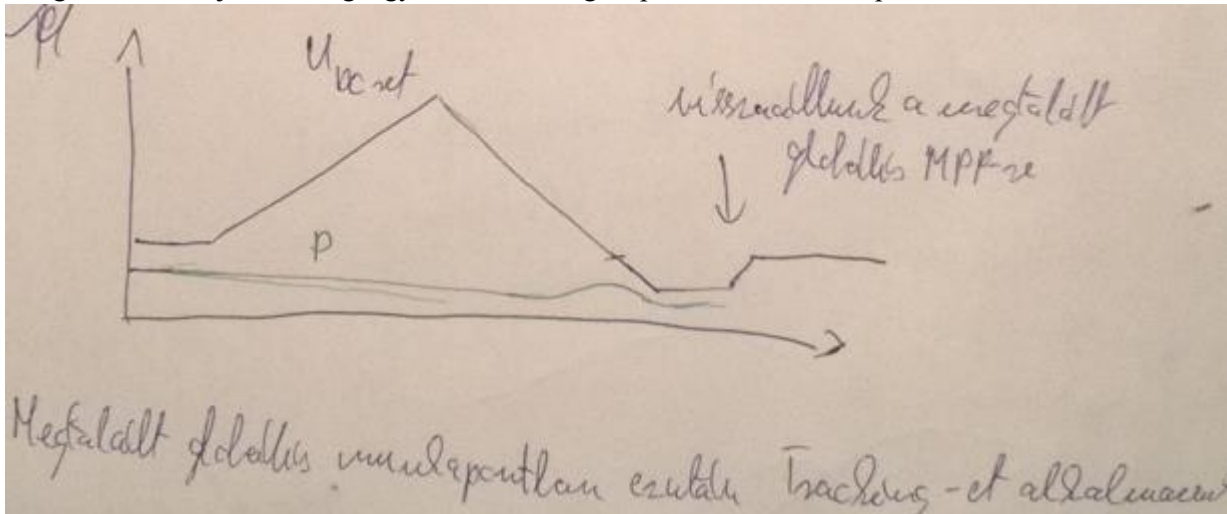


A feladat u_x, u_y -t ad bemenetnek, ebből d_x, d_y úgy lesz, hogy leosztjuk U_{dc} -vel.

2.8 Ismertessen legalább két módszert a maximális teljesítményű munkaponton történő uzemelesre!

-Scan, pásztázás:

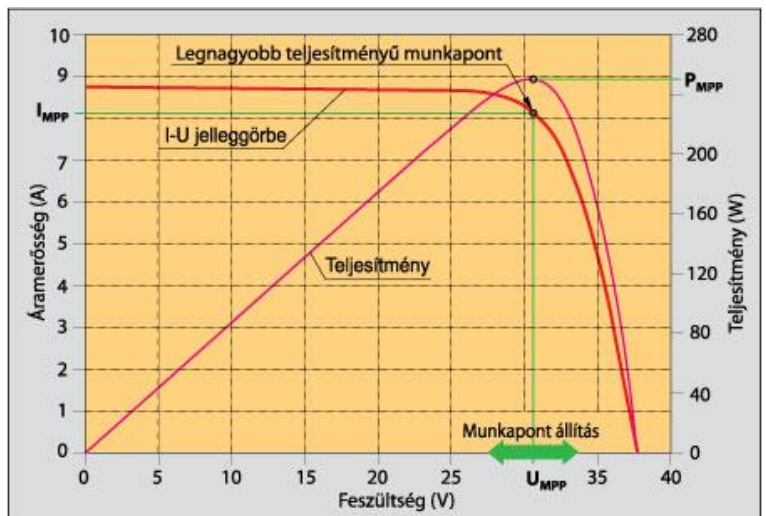
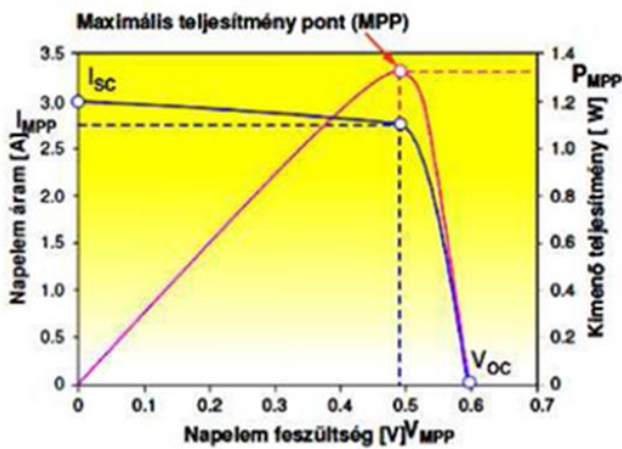
Végigmegyünk a teljes kitöltési tényező tartományon és megmérjük, hol vettük ki a legnagyobb teljesítményt. Ez az U-I görbe alá berajzolható legnagyobb területű téglalap csúcsa. Globális optimum.



-Tracking:

A módszer működése során a napelem feszültségét vagy áramát folyamatosan változtatjuk (növeljük vagy csökkentjük) és számítjuk vagy mérjük a leadott teljesítményt. Az algoritmus az MPP-t abba az irányba tolja el, ahol a leadott teljesítmény nagyobb volt. Általános az U_{Dref} -re szuperponált szinusz.

Lokális optimum keresés, nem mindig találja meg a globálisat.



Soros kapcsolás a feszts növeli, párhuzamos kapcsolás az áramot.
A besugárzás az áramot befolyásolja, a hőmérséklet a feszültséget.

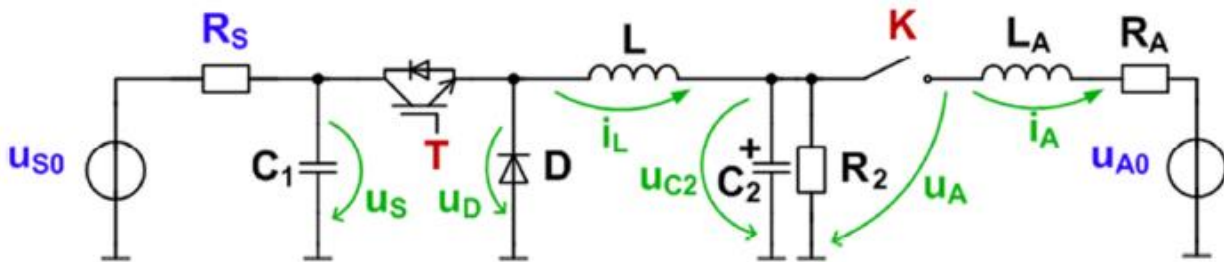
Feladat volt még: pásztázás során áram, feszültség, kitöltési tényező, teljesítmény görbék

Az időjárás kedvezőtlen változása miatt a napcella nem tudja szolgáltatni a megfelelő töltőáramot.

A szabályozó szempontjából mi történik?

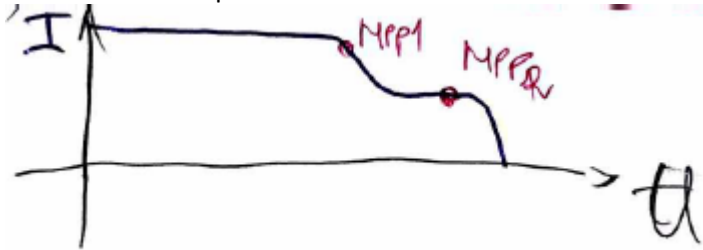
Lecsökken a töltőáram, amíg $U_s = U_a$ kialakul (ekkor a kitöltési tényező 100%)

Általában milyen jellegű áramszabályozót használunk? -> PI



2.9 Két napcella elrendezést párhuzamosan kapcsolunk. Üresjárási feszültségük $U_{ü1}=600V$, $U_{ü2}=700V$, rövidzárási áramuk $I_{z1}=50A$, $I_{z2}=50A$. Rajzolja fel az eredő elrendezés áramát és teljesítményét a feszültség függvényében! Minek a rövidítése az MPP? Itt melyik MPP módszert javasolja?

Párhuzamosan kapcsolás esetén az áramok összeadódnak.



Max Power Point

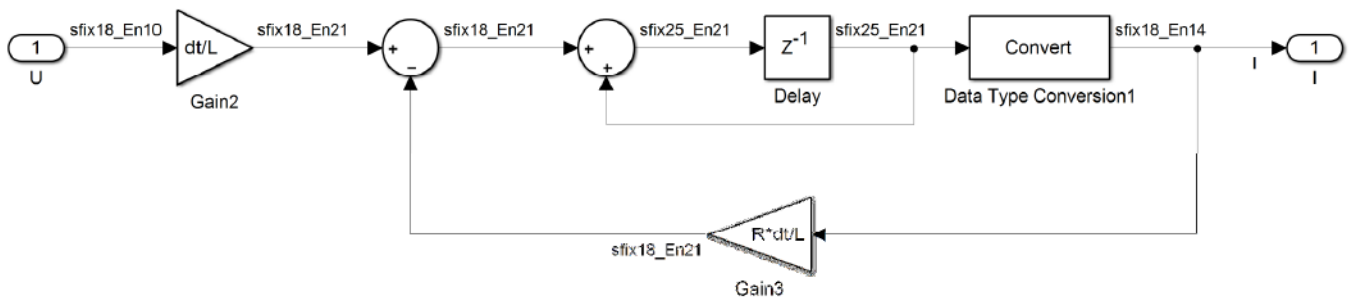
-Scan, pásztázás:

Végigmegyünk a teljes tartományon és megmérjük, hol vettük ki a legnagyobb a teljesítményt. Ez az U-I görbe alá berajzolható legnagyobb területű téglalap csúcsa. Globális optimumot keresünk.

Tervezze meg egy soros RL-kor diszkrét idejű, FPGA-szintetizálható modelljét! A modell bemenetének a raadott feszultseget, a kimenetének a tekercs aramat tekintse! A gerjesztes 10 kHz-es, 50 V effektiv értékű szinuszjel. Az aramkor parameterei: $R=15 \Omega$, $L=240 \mu\text{H}$. A szimulacióra az előrelepő (explicit) Euler-modszerzt használjuk, a lepeskoz 100 ns. Az alaptipusok szohossza egysegesen 18 bit.

a) Rajzolja fel a modell blokkvazlatat!

$$I_{RL}(t) = \int_0^t \frac{U_L(t)}{L} dt = \int_0^t \frac{(U_{RL}(t) - R \cdot I_{RL}(t))}{L} dt$$



b) Milyen adattipust választana az aramnak es a feszultsegnek, hogy a fenti gerjesztesre tulcsordulas nelkul működjon a modell es a lehető legnagyobb pontossagot erjuk el?

U_{RL} sfix18_En10: 18 bites fixpontos, 10 bites törtrésszel, mert 1 előjelbit és 7 bit az egészrésznek (U_{max} kb. 70,71)

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{|Z|} = \frac{50\sqrt{2}}{\sqrt{15^2 + (2\pi \cdot 10k \cdot 240\mu)^2}} \approx 3,32 \rightarrow 3 \text{ bit egészrész, 1 előjel, marad 14 bit a törtnek: } I_{RL} \text{ sfix18_En14}$$

(A túllövés esetére biztonság kedvéért beáldozunk egy tartalékbitet, azért 3 bit egész)

c) Milyen koztes adattipust választana az egyes alpműveletek kimeneten?

$$\frac{\Delta t}{L} = \frac{100n}{240\mu} = \frac{1}{2400} \rightarrow +11 \text{ tört bit, de a hasznos bitek száma nem változik} \rightarrow \text{sfix18_En21}$$

A két áram összeadása után is kell a 21 tört bit, hogy ne veszítsünk infót, de ki kell férnie a maximális áramnak.

Egy előjelbit, 3 egészrész bit és 21 tört bit, ezért sfix25_En21. Ezt a végén konvertálni kell.

HIL kiskérdés lehetőségek:

1. Egy fixdt (1,8,3) típusú fixpontos szám binárisan a 00101101 formában írható fel. Mi a szám decimális értéke?
a.) 5.625 b.) 45 c.) 1.40625

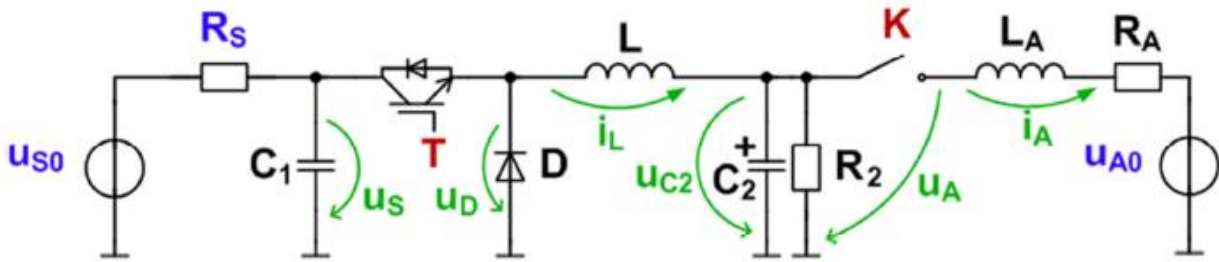
2. Egy fixdt (1,8,2) típusú fixpontos szám binárisan a 11110000 formában írható fel. Mi a szám decimális értéke?
a.) 60 b.) -15 c.) -4

3. Egy HIL szimulátorban a feszültség várható maximális értéke 100 V. Milyen adattípus lenne megfelelő ehhez az alábbiak közül, ha a túlsordulást mindenképpen el szeretnénk kerülni?
a.) fixdt(1,16,8) b.) fixdt(1,16,10) c.) fixdt(1,18,11)

4. Egy HIL szimulátorban két különböző adattípussal rendelkező mennyiséget adunk össze. Milyen legyen az eredmény típusa, ha a két operandusé fixdt(1,18,19) és fixdt(1,18,15), és el szeretnénk kerülni a túlsordulást és az alulcsordulást is? Röviden indokolja a választását!
a.) fixdt(1,18,15) b.) fixdt(1,22,15) c.) fixdt(1,22,19)

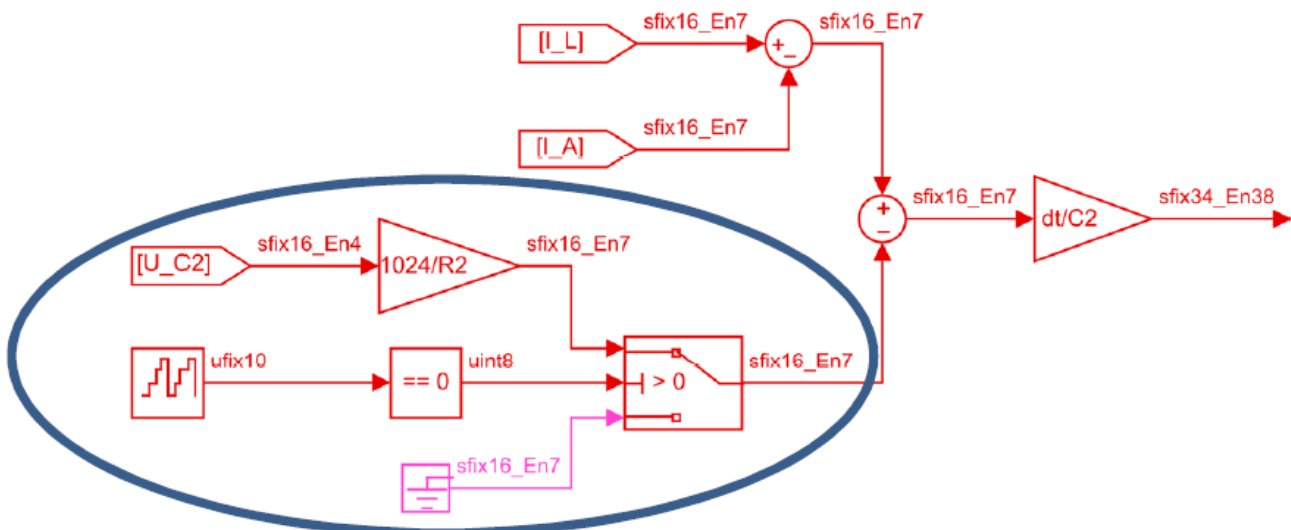
5. Egy HIL szimulátorhoz készült FPGA-szintetizálható modellben egy szorzás művelet bemenetének adattípusa fixdt(1,18,7). A másik operandus értéke 0.04. Milyen adattípust válasszunk a szorzatnak, ha a bemenet pontosságát kívánjuk megőrizni?
a.) fixdt(1,18,3) b.) fixdt(1,18,11) c.) fixdt(1,22,11)

1. Rajzolja fel az abran lathato atalakito kapcsolis L induktivitasan folyo aram szamitasara alkalmas diszkret-idejű forward-euler megvalositast Simulink környezetben, ami a szaggatott aramvezetes eseten is megfeleloen mukodik!



Lásd utolsó oldal 2. ábra

2. Milyen feladatot lát el, ill. milyen problémát old meg az alábbi modellben a bekarikázott rész?



Az U_{C2}/R érték alpból olyan kicsi, hogy az ábrázolási hibatarományon belül van, ezért fel van skálázva 1024-el és csak minden 1024. lépésben vonjuk le az értékét. Ezzel az ellen védekezünk, hogy ne mindig nagyobb értéket vonjunk le a számbázolás miatt, mint ami a valós.

Itt nem az ábrázolási hibataromány a lényeg, hanem hogy $U_{C2}/R2$ egy olyan kis értékű fix pontos szám, melyet, ha kivonunk a másik, kevesebb törtrész bitet tartalmazó számból, annak nem változtatná meg az értékét. Így lényegében a nagy időállandójú R2C2 tagot nagyobb lépésközzel szimuláljuk, mint az áramkör többi részét.

A számlálóval állítjuk elő, hogy csak minden 1024. lépésben vonjuk le az előző értéket. Ha jól megnézzük a számlálónál egy uint10-es adattípusunk van, ami pont mindig 1024-nél csordul túl. Ha túlcordul az értéke, akkor a $=0$ komparátor 1 logikai jelet ad ki, ezért a kapcsolónál a felső érték levonásra kerül. A többi 1023 lépésben a komparátor logikai jele 0, ezért 0-át von le a I_L-I_A értékből.

3. Röviden írja le egy VHDL vagy Verilog forrásfajl beillesztesének menetét egy Simulink modellbe!

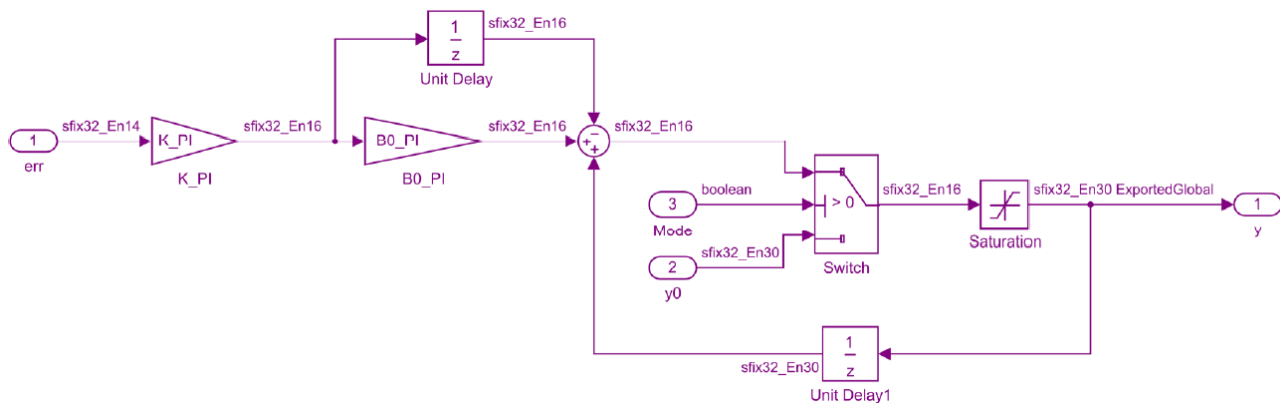
Chipscope

- Chipscope ➔ HDL block properties...
 - > Architecture: Blackbox
 - > Külső VHDL fájl csatolható (chipscope.vhd)

HDL Coder natively supports integrating external HDL code into HDL Coder designs via its BlackBox architecture, available on both Subsystem and Model Reference blocks. To choose the BlackBox architecture:

1. Select the block you wish to use your own HDL code for
2. Right-click on it: choose HDL Code>HDL Block Properties
3. Change the Architecture to 'BlackBox'
4. Configure the block and its interface as desired

4. Milyen funkciót valósít meg az alábbi modell? Mi a modell kimeneti változójának adattípusa? Milyen előnyei vannak az ExportedGlobal beállításnak a kimeneti jelnel?



A Mode segítségével választhatunk, hogy az y kimenet egy állandó y0 értéket vegyen fel, vagy egy valahonnan visszacsatolt err hibajel alapján PI szabályozóval legyen szabályozva. A kimenet értéke korlátozva van (saturation). Akkor áll be az állandósult állapot, ha err=0, miközben y még nincs korlátozva.

Adattípus: előjeles 32 bites fixpontos, 30 bit törtrésszel.

ExportedGlobal: akár külső monitorprogramból változtatható globális változó.

5. Hogy kell egy Simulink parametert úgy definiálni, hogy egy külső monitor programból elérhető/változtatható legyen?

ExportedGlobal-ként kell definiálni.

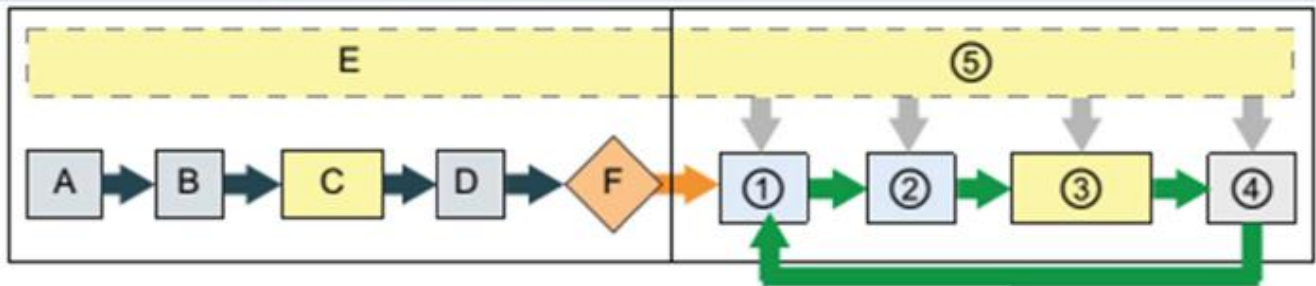
(Párja az ImportedExtern)

6. Milyen típusú Simulink részrendszerek esetén kerül a kodgenerálás után külön függvénybe a részrendszeren belüli modell?

Atomic részrendszer (pld. triggerelt)

(<http://www.mathworks.com/help/simulink/slref/atomicsubsystem.html>)

S7 PLC program ciklus



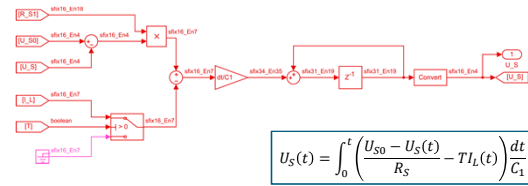
STARTUP

- A Clears the input (or "I") memory
- B Initializes the outputs with either the last value or the substitute value
- C Executes the startup OBs
- D Copies the state of the physical inputs to I memory
- E Stores any interrupt events into the queue to be processed in RUN mode
- F Enables the writing of the output (or "Q") memory to the physical outputs

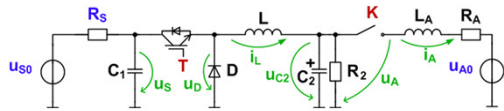
RUN

- ① Writes Q memory to the physical outputs
- ② Copies the state of the physical inputs to I memory
- ③ Executes the program cycle OBs
- ④ Performs self-test diagnostics
- ⑤ Processes interrupts and communications during any part of the scan cycle

A panel kapocsfeszültsége



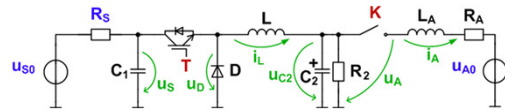
$$U_S(t) = \int_0^t \left(\frac{U_{S0} - U_S(t)}{R_S} - T I_L(t) \right) dt$$



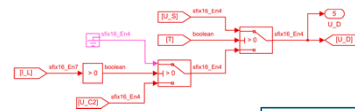
A tekercs árama



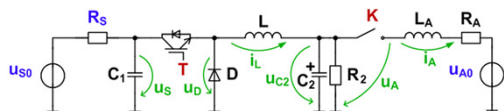
$$I_L(t) = \int_0^t (U_D(t) - U_{C2}(t)) \frac{dt}{L} \text{ és } I_L(t) \geq 0$$



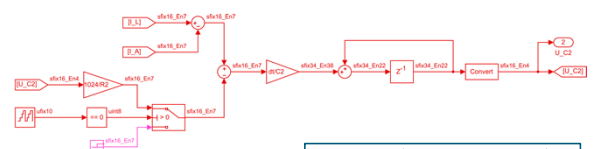
A dióda feszültsége



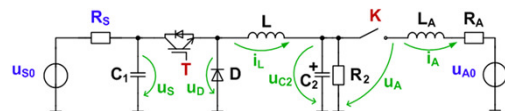
$$U_D(t) = \begin{cases} U_S(t) & \text{ha } T = 1 \\ 0 & \text{ha } T = 0 \text{ és } I_L(t) > 0 \\ U_{C2}(t) & \text{ha } T = 0 \text{ és } I_L(t) = 0 \end{cases}$$



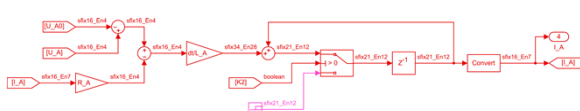
A konverter kimeneti feszültsége



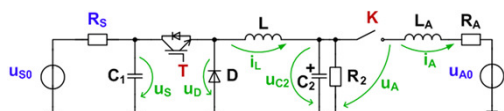
$$U_{C2}(t) = \int_0^t (I_L(t) - I_A(t) - \frac{U_{C2}(t)}{R_2}) \frac{dt}{C_2}$$



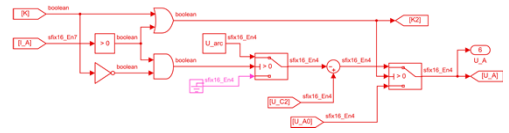
Akkumulátor árama



$$I_A(t) = \int_0^t (U_A(t) - U_{A0} - R_A I_A(t)) \frac{dt}{L_A}$$



Akkumulátor feszültsége



$$U_A(t) = \begin{cases} U_{C2}(t) & \text{ha } K = 1 \\ U_{C2}(t) - U_{arc} & \text{ha } K = 0 \text{ és } I_A(t) > 0 \\ U_{A0} & \text{ha } K = 0 \text{ és } I_A(t) = 0 \end{cases}$$

