



Documentație Proiect Electronica de Putere

Facultatea de Automatica si Calculatoare

Dunca Denis Ionuț

Cuprins:

P1: Proiectarea unui AnHIL si relatii de proiectare	3
1.1 Tema Proiectului	3
1.2 Structura conventionala a variatorului coborator:	3
1.3. Specificatii de proiectare:.....	3
1.4. Relatii de proiectare:	4
1.5. Problema frecventei de control:	4
P2: Modelarea convertorului	4
2.1 Modelarea convertorului (variatorului):.....	4
2.2 Schema echivalenta structurala a variatorului:	5
2.3 Problema parametrilor “paraziti”:	6
P3: Simularea comportarii variatorului coborator de tensiune continua	7
3.1 Principii de modelare:	7
3.2 Schema structurala de modelare:.....	7
3.3 Procesul de simulare, valori instantanee:	8
3.4 Procesul de simulare, valori mediate:	9
3.5 Problema modelarii structurilor liniare:	9
P4: Problema implementarii convertorului analogic folosind amplificatoare operationale (AO).....	10
4.1 Structura conventionala a variatorului:	10
4.2. Modelarea matematica a variatorului:.....	10
4.3. Varianta aleasa pentru simulare	11
4.4. Adaptari pentru simulare analogica cu amplificatoare operationale	11
4.5. Utilizarea amplificatoarelor operationale (integrate)	12
P5: Realizare AnHIL folosind AO	14
5.1 Principiu de realizare.....	14
5.2 Schema electrica.....	14
5.3 Model Simulink.....	15
P6: Aplicatie (AnHIL): Sursa stabilizata de tensiune continua.....	15
P7: Control Automat pentru VTC (‘Buck’)	17

P1: Proiectarea unui AnHIL si relatii de proiectare

1.1 Tema Proiectului

Analogue Hardware in the Loop (AnHIL) pentru variator coborator (“Buck”) de tensiune continua.

1.2 Structura conventionala a variatorului coborator:

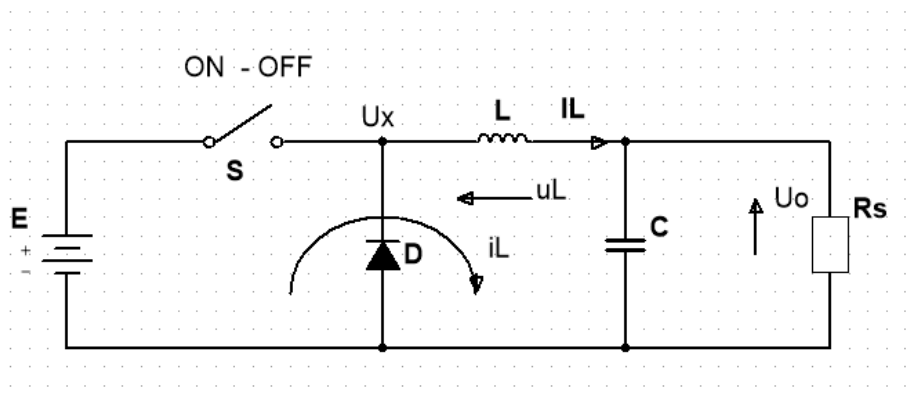


Fig 1.1.

Datorita regimului de comutatie in care functioneaza convertorul, curentul prin bobina (I_L) si tensiunea pe condensator (U_o) prezinta o variatie continua in jurul valorilor medii: (\bar{I}_L), (\bar{U}_o), rezultand o componenta nedorita “ripple”:

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} \quad \text{respectiv} \quad \Delta U_o = U_{o max} - U_{o min}$$

corespunzatoare frecventei de comutatie (f_c), respectiv perioadei de comutatie (T_c)

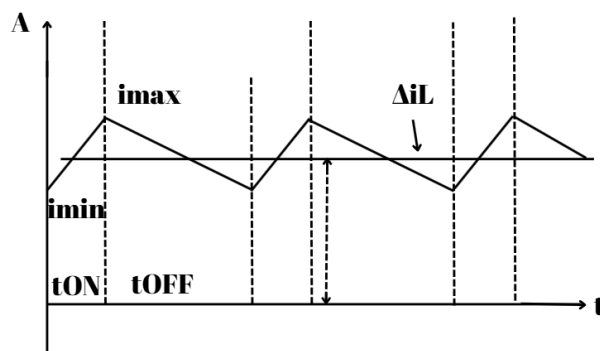


Fig 1.2.

1.3. Specificatii de proiectare:

1.3.1. Tensiunea de alimentare: $E^* = 50V$;

1.3.2. Tensiunea (nominala) de iesire: $(U_o)_N = 15V$;

1.3.3. Frecventa de comutatie: $f_c = 30 \text{ (kHz)}$;

1.3.4. Rezistenta (nominala) de sarcina: $(R_S)_N = 10 \text{ (}\Omega\text{)}$;

1.3.5. Variatia acceptata a curentului prin bobina: $(I_O)_N = \frac{(U_O)_N}{(R_S)_N} = 1.5 \text{ A}$

$$\Delta I_L = (0.2 \div 0.3) \cdot (I_O)_N = 0.25 \cdot 1.5 = 0.375 \text{ A}$$

1.3.6. Variatia acceptata a tensiunii de iesire: $\Delta U_O = (2 \div 5)\% \cdot$

$$(U_O)_N = 3.5\% \cdot 15 = 0.525 \text{ V};$$

1.3.7. Valoarea “de calcul” a factorului de umplere (μ): $\mu_o = \frac{(U_O)_N}{E^*} = 0.3$

1.4. Relatii de proiectare:

1.4.1. Valoarea “minima” a inductantei bobinei: $L \geq \frac{(1-\mu_o) \cdot \mu_o \cdot E^*}{f_c \cdot (\Delta I_L)} = 0.933 \text{ mH}$

1.4.2. Valoarea “minima” a condensatorului de iesire: $C \geq \frac{(\Delta I_L) \cdot \mu_o}{(\Delta U_O) \cdot f_c} = 7.14 \mu\text{F}$

1.5. Problema frecventei de control:

S-a observat din relatiile anterioare ca o crestere a frecventei de comutatie (f_c), la un set de preformante impuse, conduce la reducerea valorilor inductantei (L) si a condensatorului (C). Elementul care determina alegerea frecventei de comutatie este tranzistorul “S”, cu rol de comutare/intrerupere, capabil sa functioneze corect la frecvente cat mai ridicate.

P2: Modelarea convertorului

2.1 Modelarea convertorului (variatorului):

Modelul matematic al variatorului descrie comportarea acestuia in cele doua stari de comutatie: (ON) si (OFF), referindu-se, evident, la starea tranzistorului din montaj.

Componentele variatorului se considera idealizate, ignorandu-se parametrii paraziti (curentii de transfer in stare (OFF), caderile de tensiune in stare (ON), etc).

Schema echivalenta a variatorului in starea (ON) este prezentata in figura 2.1:

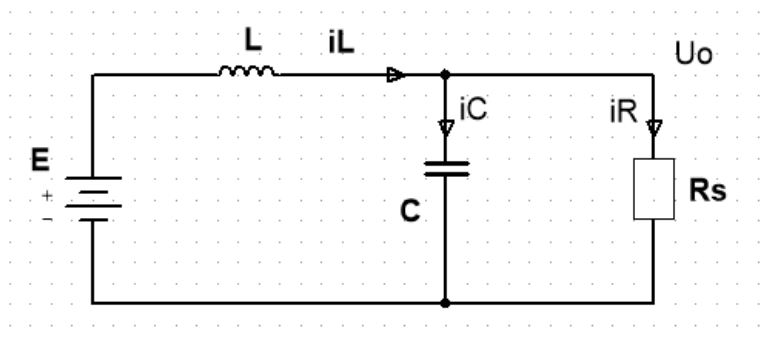


Figura 2.1 : Stare ON

Se introduce variabila (\underline{u}) pentru a reprezenta regimul de comutatie: $\underline{u}=1$ in stare (ON); $\underline{u}=0$ in stare (OFF);

In acest caz: $\underline{u} \cdot E = U_L + U_O = U_L + U_C$;

$$U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}; I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt}; I_R = \frac{U_O}{R_S}; I_L = I_C + I_R; (2.1)$$

De aici rezulta: $\underline{u} \cdot E - U_O = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$, respectiv

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot \underline{u} \cdot E - \frac{1}{L} \cdot U_O (2.2)$$

$$\begin{aligned} \text{Pentru tensiunea de iesire: } \frac{dU_O}{dt} &= \frac{dU_C}{dt} = \frac{1}{C} \cdot I_C = \frac{1}{C} \cdot (I_L - I_R) = \\ &= \frac{1}{C} \cdot \left(I_L - \frac{1}{R_S} \cdot U_O \right) = \frac{1}{C} \cdot I_L - \frac{1}{R_S \cdot C} \cdot U_O (2.3) \end{aligned}$$

Schema echivalenta a variatorului in starea (OFF) este prezentata in figura 2.2:

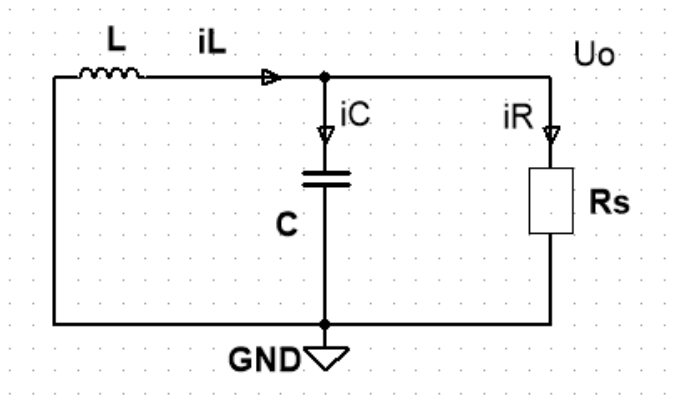


Figura 2.2: Stare OFF

Starea (OFF) conduce la modificarea ecuatiei curentului (I_L): $\frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot U_O$

2.2 Schema echivalenta structurala a variatorului:

Schema este construita pe baza relatiilor anterioare (2.1 ÷ 2.3),

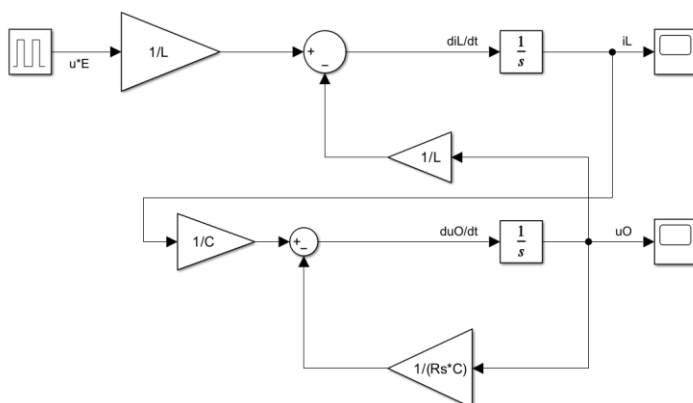
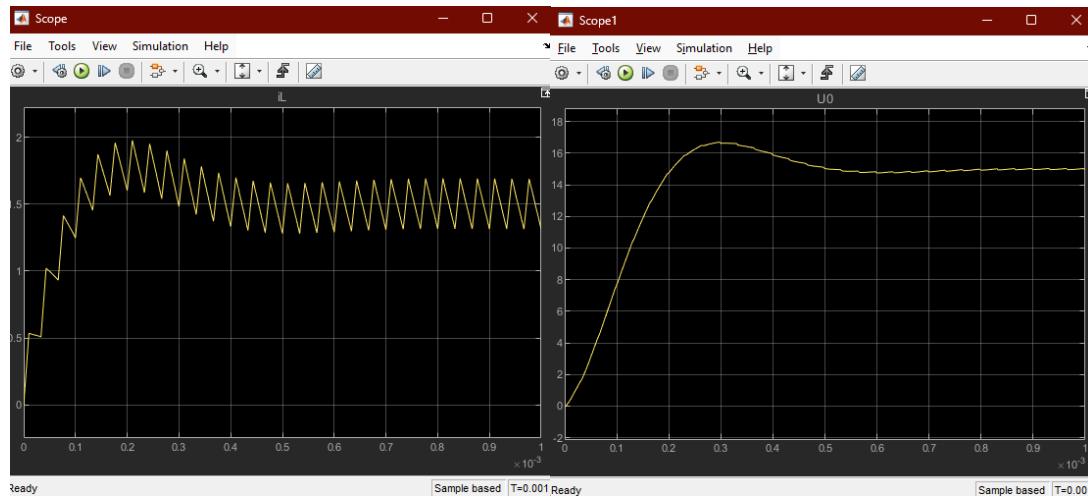


Figura 2.3: Schema structurala a variatorului ($L=0.933\text{mH}$; $C=7.14\mu\text{F}$; $R_S=10\Omega$)

Evolutia curentului I_L :

Evolutia tensiunii U_O :



2.3 Problema parametrilor “paraziti”:

Schema structurala a variatorului, Figura 2.3 opereaza avand componente idealizate. De exemplu, pentru tranzistorul in comutatie, in stare (ON) s-a considerat $(U_{CE})_{ON} = 0$. In realitate apare o tensiune $(U_{CE})_{ON} \neq 0$, de ordinul $(0.5 \div 1.5)V$ la tranzistoarele de putere medie (sub 10W). De asemenea, in stare (OFF), exista totusi un curent “de curgere” rezidual, $(I_{CO} \leq 1 \text{ mA})$ care a fost neglijat.

Parametrul “parazit” care are cel mai mare defect in functionarea convertorului este dat de rezistenta “ohmica” a bobinei (r_L), iar datorita acestuia evolutia curentului si a tensiunii va fi putin modificata.

Corespunzator acestei situatii rezulta schema echivalenta:

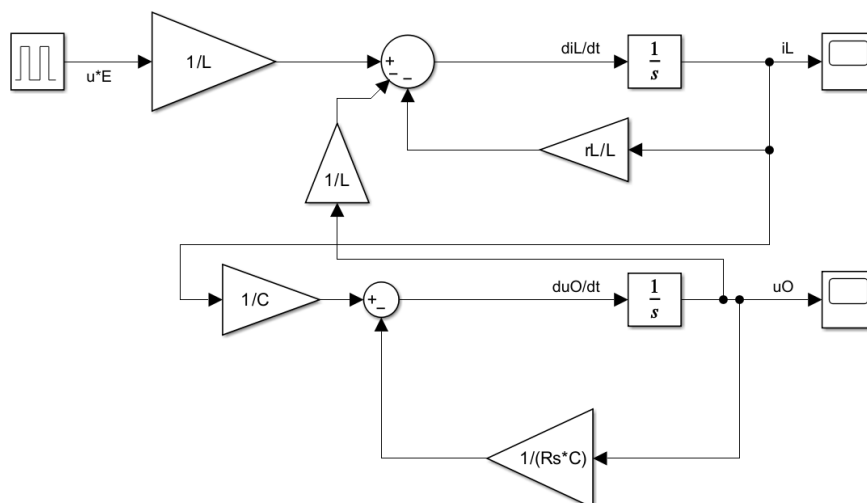


Figura 2.4 Problema rezistentei bobinei

P3: Simularea comportarii variatorului coborator de tensiune continua

3.1 Principii de modelare:

In cazul convertoarelor electronice de putere cu functionare in comutatie se folosesc, in mod uzual, doua strategii de simulare a comportarii:

A) Simularea cu semnal mic (valori instantanee)

B) Simularea cu semnal mediat (valori medii)

Justificarea acestor strategii:

Functionarea convertorului corespunde functionarii in comutatie (pentru a reduce puterea disipata de transportul de putere), aparand deci, alaturi de componenta utila (adica valoarea medie) si o componenta reziduala, nedorita dar inerenta (valoarea de ripple). Marimea utila in aplicatii este doar componenta continua (valoarea medie)

Ambele strategii de simulare se refera la schema electrica conventionala:

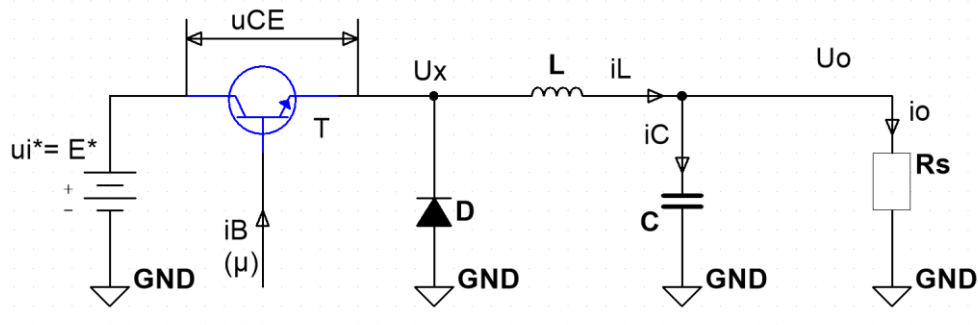


Figura 3.1. Schema electrica

3.2 Schema structurala de modelare:

In ambele cazuri se foloseste aceeaasi schema structurala anterioara:

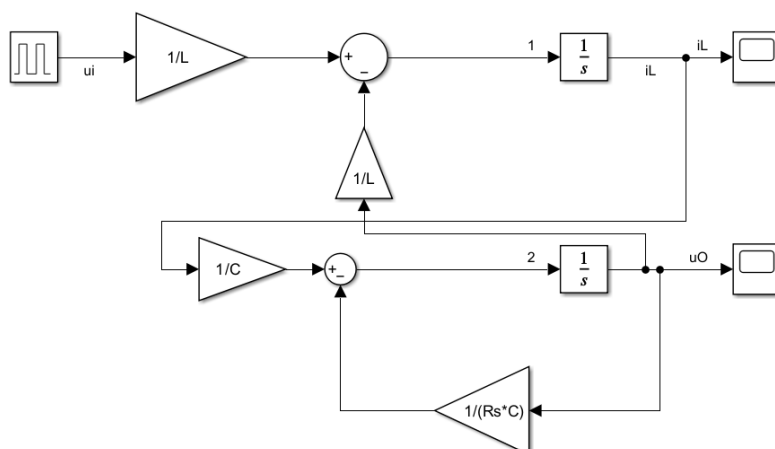


Figura 3.2. Model structural

Deosebirea dintre cele doua cazuri de simularea: in valori instantanee - valori mediate, consta in forma tensiunii de intrare aplicate:

- a) Unda dreptunghiulara pentru modelare in valori instantanee;
- b) Treapta la modelarea in valori mediate;

3.3 Procesul de simulare, valori instantanee:

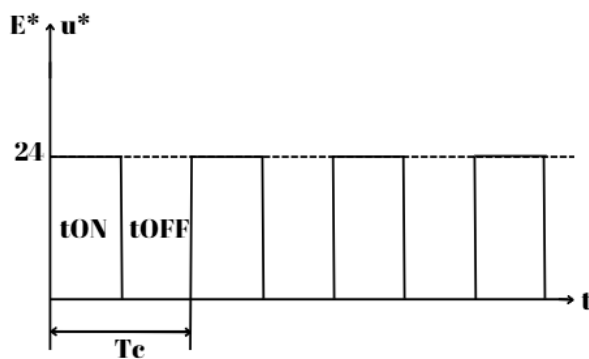
3.3.1. Se realizeaza schema structurala idealizata din Figura 3.2 pe datele initiale ($L=100\text{mH}$; $C= 10000\mu\text{F}$; $f_C=23\text{Hz}$; $R_S=2\ \Omega$)

3.3.2. Se considera o tensiune de alimentare: $U_I^* = E^* \cdot 24(\text{V})$

3.3.3. Sarcina necesita o tensiune de lucru: $U_O = 12(\text{V})$

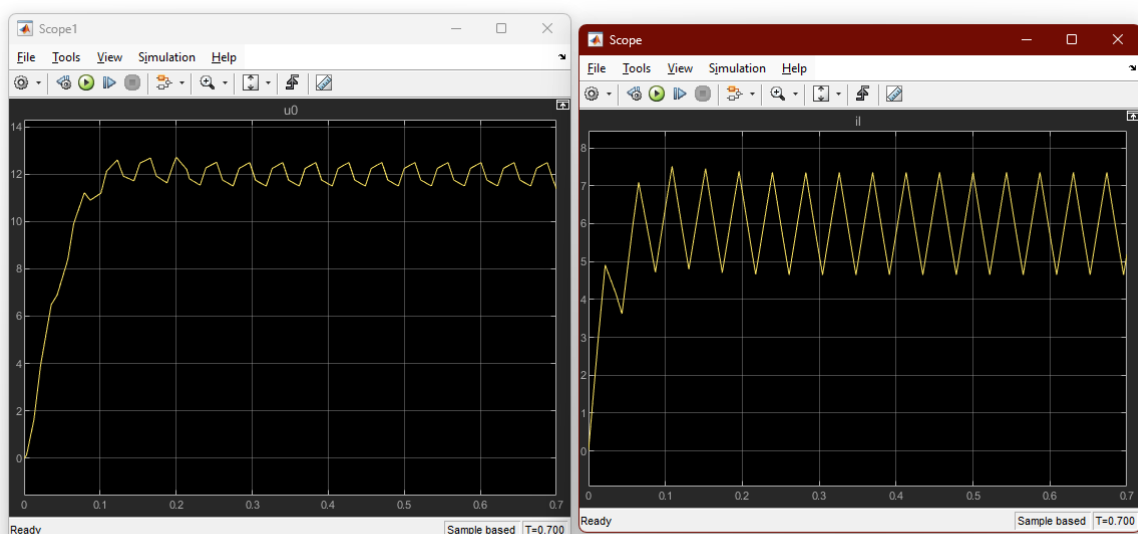
3.3.4. Se foloseste schema electrica din Figura 3.1. in care: $\mu = \frac{U_O}{U_I} = \frac{U_O}{E^*} = \frac{12}{24} = 0.50$

Datorita regimului de comutatie al tranzistorului (T):(ON-OFF-ON-...) tensiunea reala U_x va avea o evolutie dreptunghiulara,

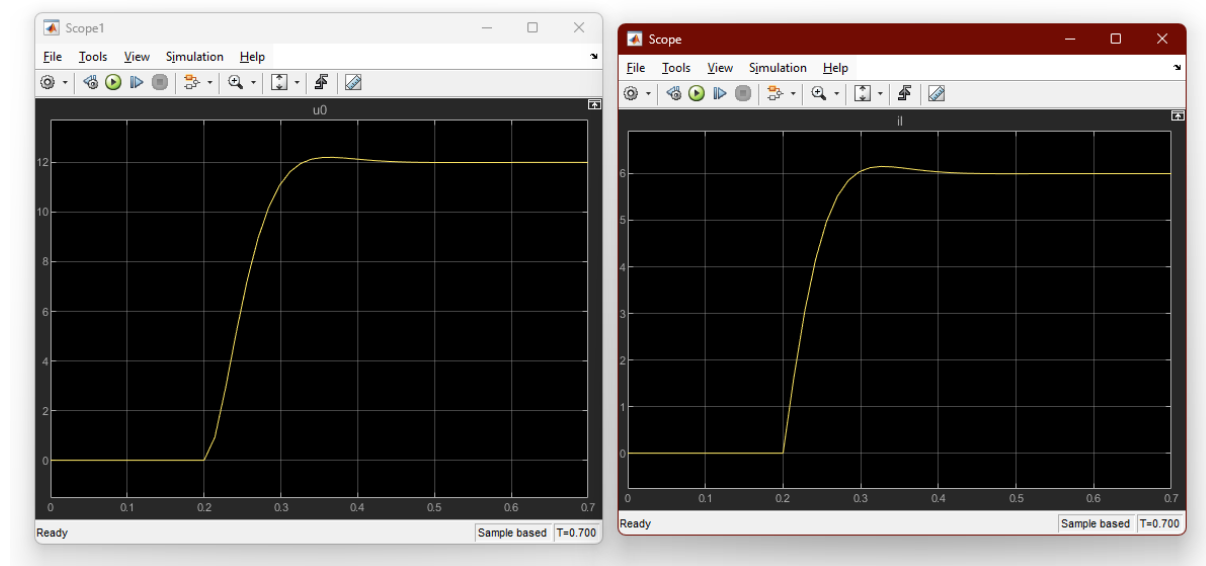


Figurea 3.3; de amplitudine E^* , frecventa $f_C = \frac{1}{T_C}$ si $\mu = 0.5(t_{ON} = t_{OFF})$

3.3.5 Se va urmari evolutia curentului $I_L(t)$ si a tensiunii $U_O(t)$ (valori medii, valori instantanee, ripple, etc) Evolutia tensiunii si a curentului in valori instantanee:



Evolutia tensiunii si a curentului in valori medii:



3.4 Procesul de simulare, valori mediate:

Se folosesc aceleasi etape anterioare dar tensiunea U_x va fi $U_x = U_o \leq 12V$ aplicata sub forma unui semnal treapta.

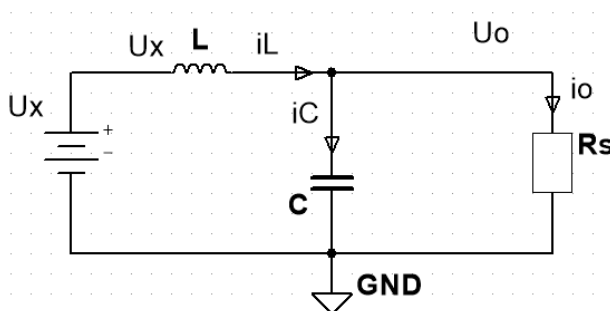


Figura 3.4.

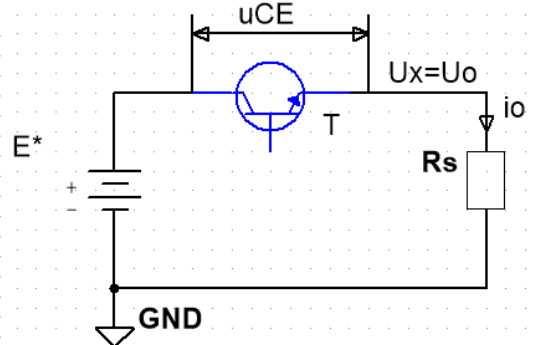


Figura 3.5

De remarcat ca acum filtrul (LC) nu mai este necesar, lipsind procesul de comutatie si deci . Din schema electrica din figura 3.5, repeta ca tranzistorul (T) trebuie sa suporte caderile de tensiune (U_{CE}): $U_{CE} = E^* - U_o = 24-12=12V$, precum si curentul de sarcina I_o disipand puterea: $P_T = U_{CE} \cdot I_C = U_{CE} \cdot I_o$

3.5 Problema modelarii structurilor liniare:

Pentru schema din figura 3.4 s-a realizat schema structurala pe doua integratoare (1), (2) din figura 3.2 . Este cunoscut faptul ca structuriile din figura 3.4, liniare, cu parametrii constanti, i se poate atasa si un model frecvential, prin functia de transfer (H_{VTC}):

$$\frac{U_o(s)}{U_x(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \text{ cu relatii evidente luate } (\zeta, \omega_n) \text{ si } (L, CR)$$

P4: Problema implementarii convertorului analogic folosind amplificatoare operationale (AO)

4.1 Structura conventionala a variatorului:

Variatorul coborator de tensiune construiesc o varianta de convertor electronic de putere

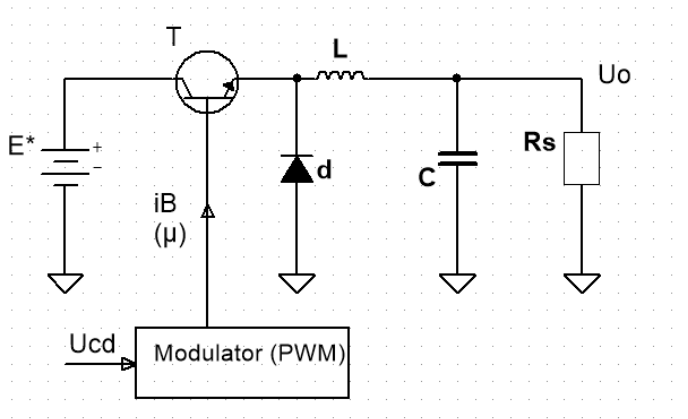


Figura 4.1 Variator coborator: schema cu componente idealizate ce presupune $U_O = \mu \cdot E^*$ $\mu = k \cdot U_{CD}$

4.2. Modelarea matematica a variatorului:

Potrivit ecuatiilor specifice variatorului (din P3) a rezultat schema structurala din figura A)

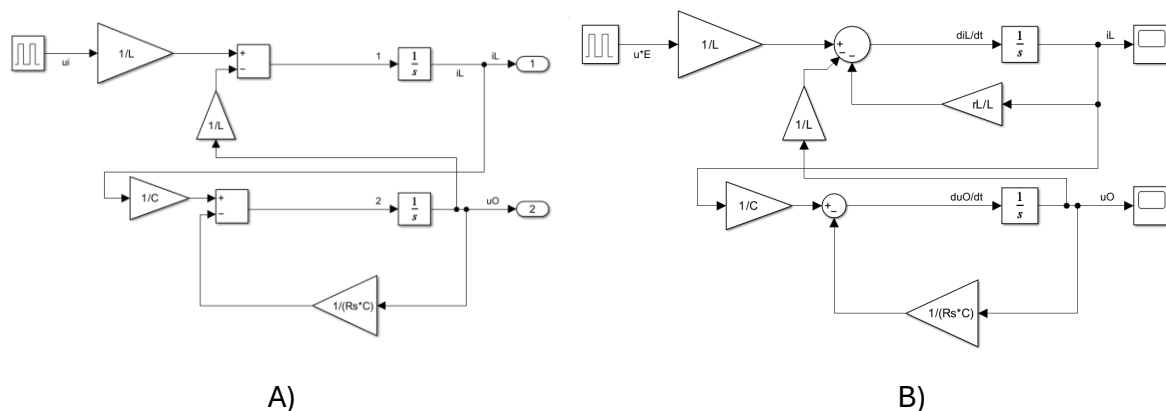


Figura 4.2. A) Variator coborator: modelare structurala si B) Variator coborator, modelare structurala cu includerea parametrului (r_L)

Daca se tine cont de cel mai important parametru “parazit” al schemei: rezistenta “ohmica” a bobine, rezulta schema structurala, figura B)

4.3. Varianta aleasa pentru simulare

Se presupun parametrii: $L=0.1$ [H]; $C=10.000\mu F$; $(R_S)_N=2$ (Ω), $A=100$;

Se obtine astfel:

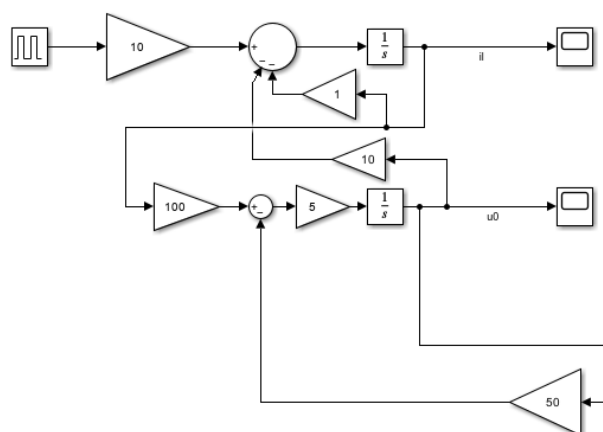


Figura 4.4 Structura propusa in simulare

4.4. Adaptari pentru simulare analogica cu amplificatoare operationale

Valorile relativ mari ale factorului de pondere, de exemplu (100) sau (50) pot pune probleme in precizia de simulare intrucat amplificatoarele operationale sunt considerate circuite idealizate: factorul de amplificare $A \rightarrow \infty$, impedanta de intrare $Z_i \rightarrow \infty$, impedanta de iesire $Z_o \rightarrow \infty$, banda de frecventa $\Delta \rightarrow \infty$.

In acest caz, coeficientii sunt realizati atat pentru (I_L) cat si pentru (U_O) de catre doua amplificatoare operationale. Se propune in acest caz structura modificata:

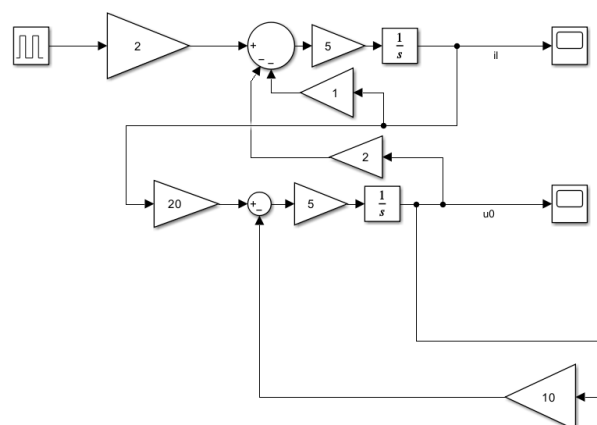
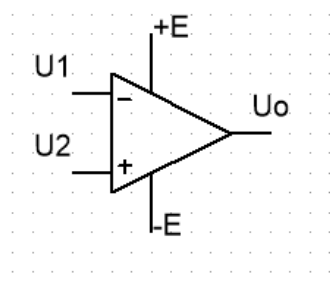


Figura 4.5: Structura modificata cu distributia factorilor de amplificare

4.5. Utilizarea amplificatoarelor operationale (integrate)

Reprezentarea simbolica a unui AO este determinata in Figura 4.6



unde $U_o = A \cdot (U_2 - U_1)$, (ideal $A \rightarrow \infty$)

In aplicatii sunt foarte necesari factori de amplificare (de pondere in unele cazuri), de valori finite, calculate cu precizie. Structura este realizata prin utilizarea rezistoarelor in special in circuitele cu reactie negativa.

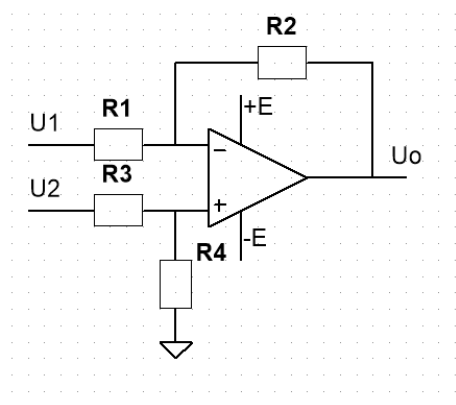


Figura 4.7: Amplificator operational cu reactie

Intrucat factorul de amplificare (k) are valori foarte mari, iar tensiunea (U_o) are valori finite, rezulta ca: $\Delta U_I = (U_+ - U_-) \rightarrow \infty$; ($U_+ = U_-$) (*)

Din figura 4.7 rezulta: $I_1 = \frac{(U_1 - U_o)}{(R_1 + R_2)}$; si apoi $U_- = U_1 - R_1 \cdot \frac{(U_1 - U_o)}{(R_1 + R_2)}$, iar din divizorul de tensiune: $U_+ = \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \cdot U_2$

Din egalitatea (*) rezulta: $U_1 - R_1 \cdot \frac{(U_1 - U_o)}{(R_1 + R_2)} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot U_2$

Respectiv: $U_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} \cdot U_2$;

Relatie care conduce la alegerea rezistentelor pentru simulare.

Stiind ca $U_1 = \underline{u} \cdot E^* = 2$, aleg $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, rezulta $\frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{15}{(R_3 + R_4)} = 2$, astfel aleg $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ si $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$;

In privinta integratorului, schema tipica este data:

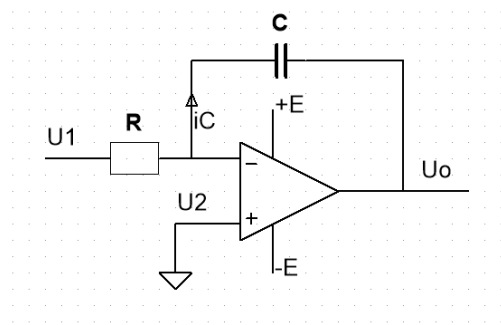


Figura 4.8: Integrator realizat cu AO

Din ecuatia specifica unui condensator: $I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} = C \cdot \frac{dU_o}{dt}$

Cu transformata Laplace: $I_C(s) = s \cdot C \cdot U_o(s)$ si deci reactanta capacitiva ($X_C(s)$) va fi:

$$X_C(s) = \frac{1}{C \cdot s}$$

Folosind relatiile anterioare, cu ($U_2=0$) $U_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_1 = -\left(\frac{X_C}{R_1}\right) \cdot U_1 = -\left(\frac{X_C}{R}\right) \cdot U_1 =$

$$-\left(\frac{1}{R \cdot C \cdot s}\right) \cdot U_1$$

Din Transformata Laplace inversa va fi: $U_o(t) = -\frac{1}{RC} \int U_1(t) dt$; $RC=0.2$ sec;

$C=15\mu F$; $R=13.33k\Omega$;

Asemnator din $U=20$, alegem $R_6 = 2.5 k\Omega$ si $R_7 = 50 k\Omega$; $\frac{R_{10}}{R_6} \cdot \frac{52.5}{R_{10}+R_9} = 10 k\Omega$;

$R_{10} = 25 k\Omega$; $R_9 = 27.5 k\Omega$; Astfel rezulta circuitul:

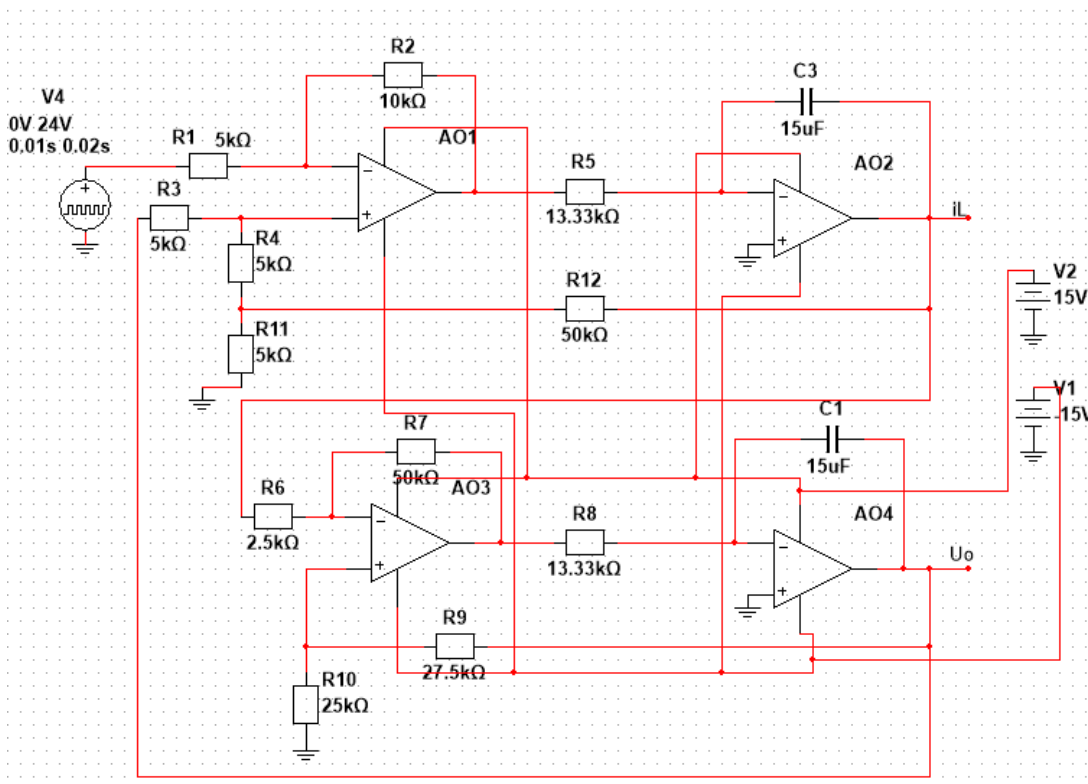


Figura 4.9.1: Schema de simulare in Multisim

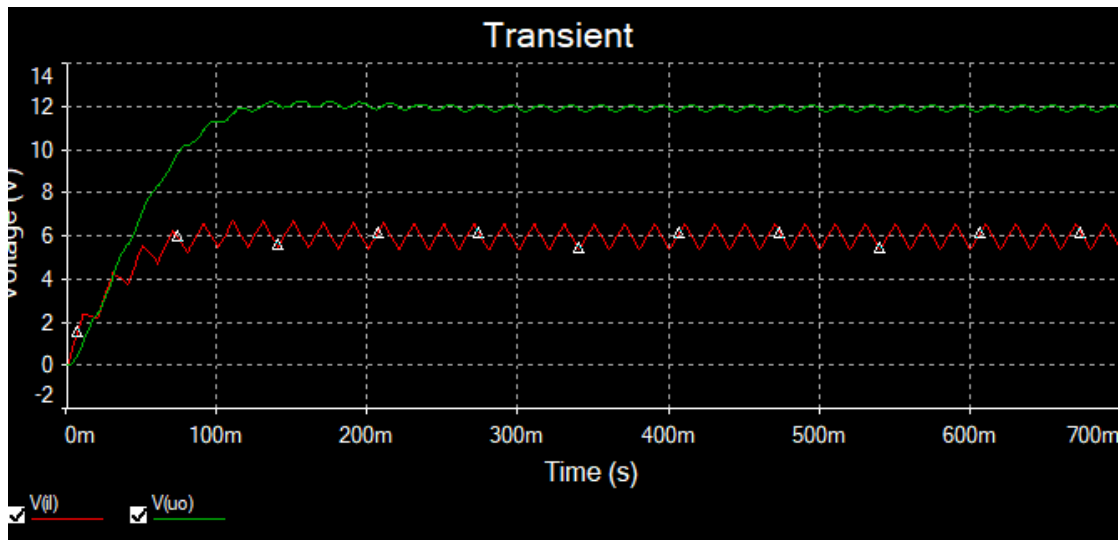


Figura 4.9.2: Evolutia curentului si a tensiunii

P5: Realizare AnHIL folosind AO

5.1 Principiu de realizare

Este necesara transpunerea structurii convertorului modelate in mediul Simulink in varianta realizabila cu amplificatoare operationale (AO) si elemente pasive de circuit. Se utilizeaza mediul “Multisim”

5.2 Schema electrica

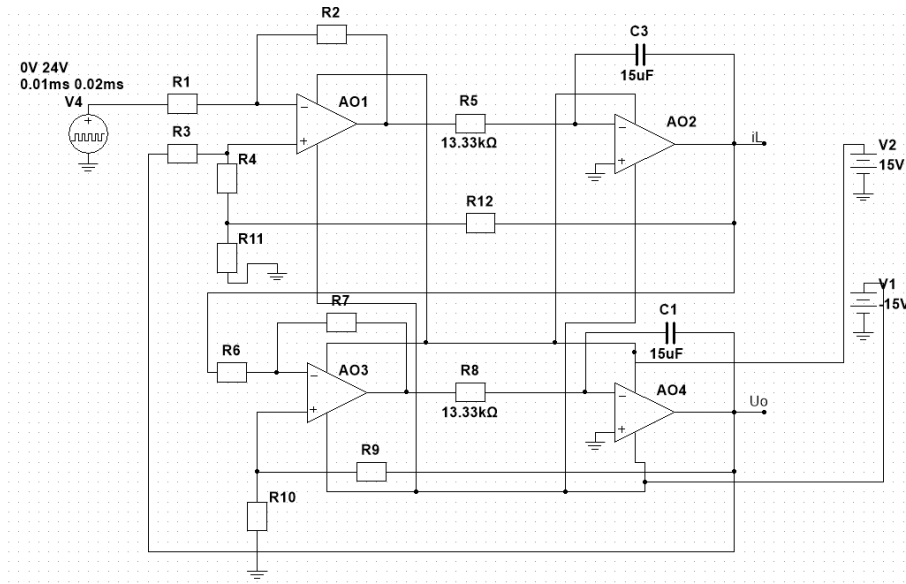


Figura 5.1. Realizare cu 4 amplificatoare operationale

Alegerea rezistentelor se face cu formula:
$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} \cdot U_2$$

5.3 Model Simulink

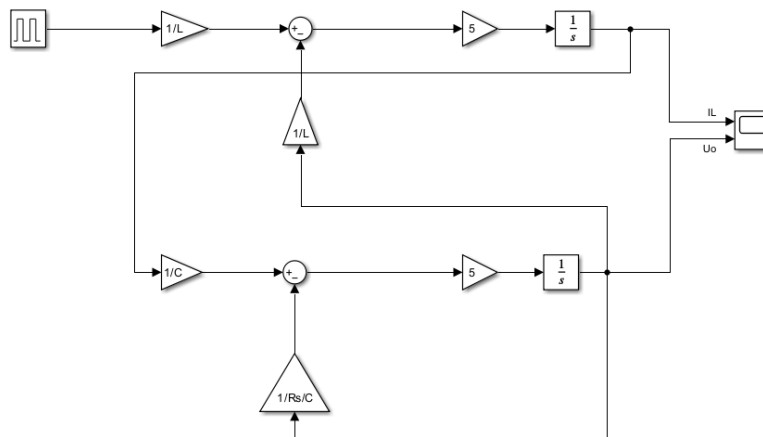
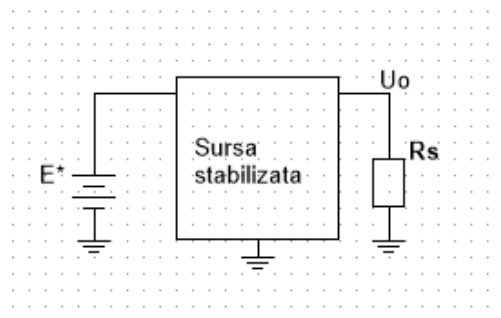


Figura 5.2. Realizare in Simulink

P6: Aplicatie (AnHIL): Sursa stabilizata de tensiune continua

Structura:



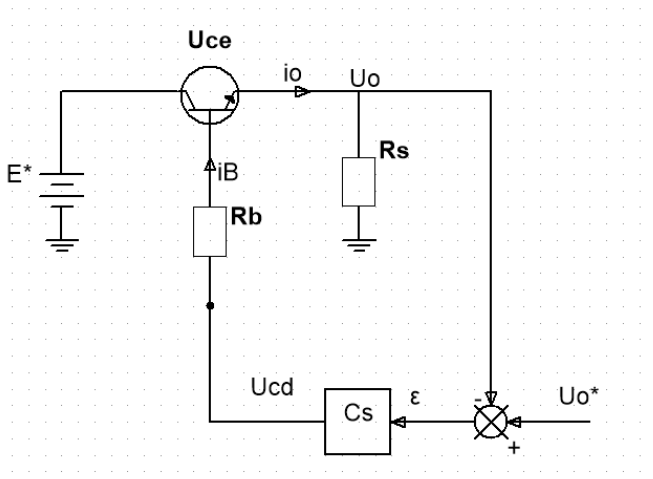
Performanta: $U_o = U_o^* = \text{ct}$

Perturbatii: a) $R_s = \text{variabil}$ (se schimba structura)

b) $E^* = \text{fluctuant}$ (acumulata in descarcare/incarcare)

Variante:

1) Sursa liniara (continua) cu tripla



$$U_O = E^* - U_{CE}$$

U_O perturbatii: a) $R_S \uparrow; I_O \downarrow \Rightarrow U_O \downarrow$; b) $E^* \uparrow \Rightarrow U_O \uparrow; E^* \downarrow \Rightarrow U_O \downarrow$

$$U_{CE} \approx E^* - k \cdot I_B = E^* - \frac{1}{R_B} \cdot U_{cd};$$

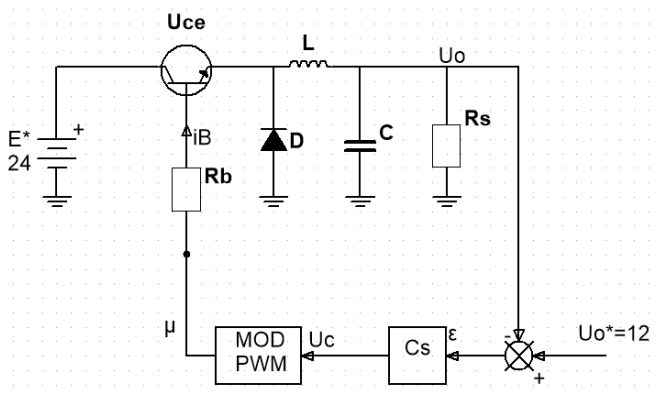
$$E^* = 24V; U_O = 12V; k \cdot I_B = 12; I_B = 0.1A; \Rightarrow k = \frac{12}{0.1} = 120; \Rightarrow k \approx 120$$

$$R_S = 3\Omega; I_O = \frac{U_O}{R_S} = \frac{12}{3} = 4A; \text{astfel } P_T = U_{CE} \cdot I_C = U_{CO} \cdot I_O = 12 \cdot 4 = 48W;$$

Deci tranzistorul se incalzeste, iar aceasta schema nu este buna in practica.

2) In comutatie:

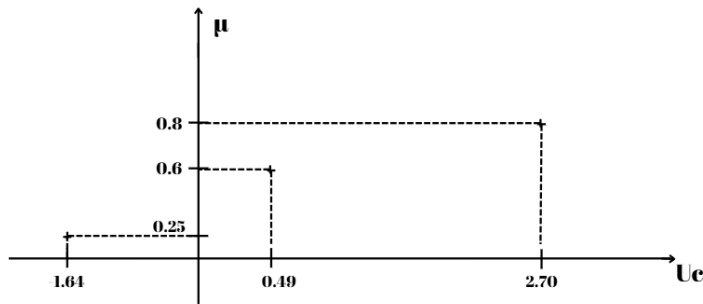
Cu un VTC coborator, tranzistorul nu se incalzeste



Caracteristica statica a PWM este data de $K_{PWM} = \frac{\Delta \mu}{\Delta U_C}$.

Astfel, din cateva masuratori practice la cateva valori reese:

$$\mu = \frac{3.5}{4.5} = 0.8 \text{ la } U_c = 2.70V; \mu = \frac{1.5}{2.5} = 0.6 \text{ la } U_c = 0.49V; \mu = \frac{1}{4} = 0.25 \text{ la } U_c = -1.64V$$



$$K_{PWM} = \frac{(0.8 - 0.25)}{(2.7 + 1.64)} = \frac{0.55}{4.34} = 0.121;$$

P7: Control Automat pentru VTC ('Buck')

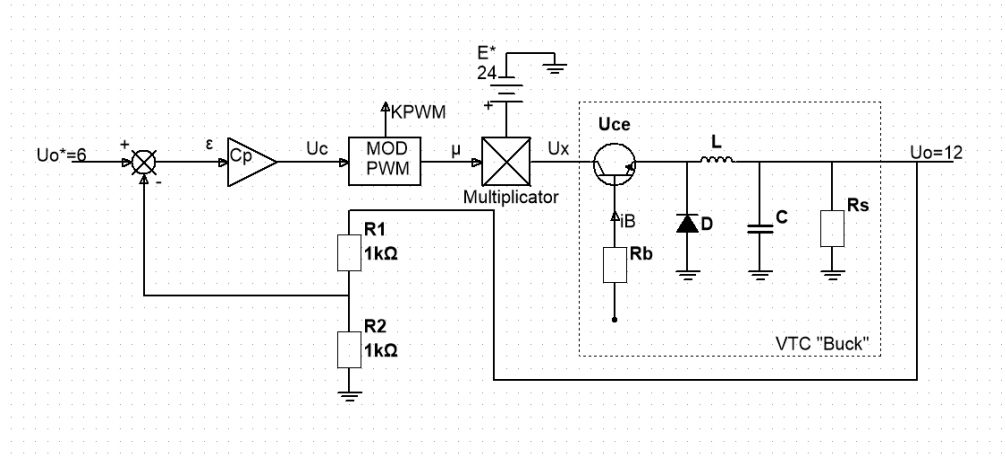
Concluzii si idei din proiect:

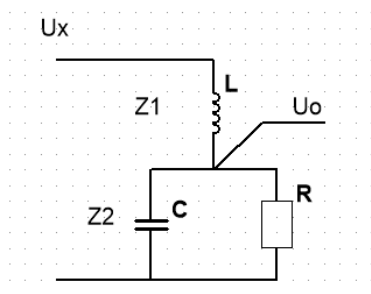
Sursele stabilizate de tensiune(c.c) sunt necesare pentru ca in orice sistem apar perturbatii(E, R_S)

Ripple apare din cauza tranzistorului care lucreaza in comutatie, dar regimul de comutatie asigura un randament ridicat

Dintre cele 2 modele: in valori instantanee(semnal dreptunghiular $\bar{U}_o = \mu \cdot E$) si in valori medii(semnal treapta $U_x = \mu \cdot E$) primul model se foloseste ca sa se observe cat de deranjant este efectul de la ripple, iar al doilea model se foloseste pentru a da functionarea (este utila componenta continua).

Pentru a analiza sistemul automatizat al regulatorului se foloseste modelul median.





Caracteristica statica $K_{PWM} \approx 0.1$; $X_L = \omega \cdot L$; $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$; $X_R = R$; $U_O = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot U_X$

(Legea divizorului); Functia de transfer este de ordinul doi, de forma: $\frac{k}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2 \cdot \zeta}{\omega_n} s + 1}$

Unde X_L -reactanta bobinei, X_C -reactanta condensatorului