

Universitatea Tehnică Cluj Napoca

Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect de semestru

la disciplina

Electronică de Putere

Student: Ciordaș Ionuț Adrian

Grupa: 30134

2024 - 2025

Temă: Analogic Hardware In the Loop (UNHIL) pentru Variatorul Coborâtor (“Buck”) de tensiune continuă

P1: Variator Coborâtor de tensiune continuă

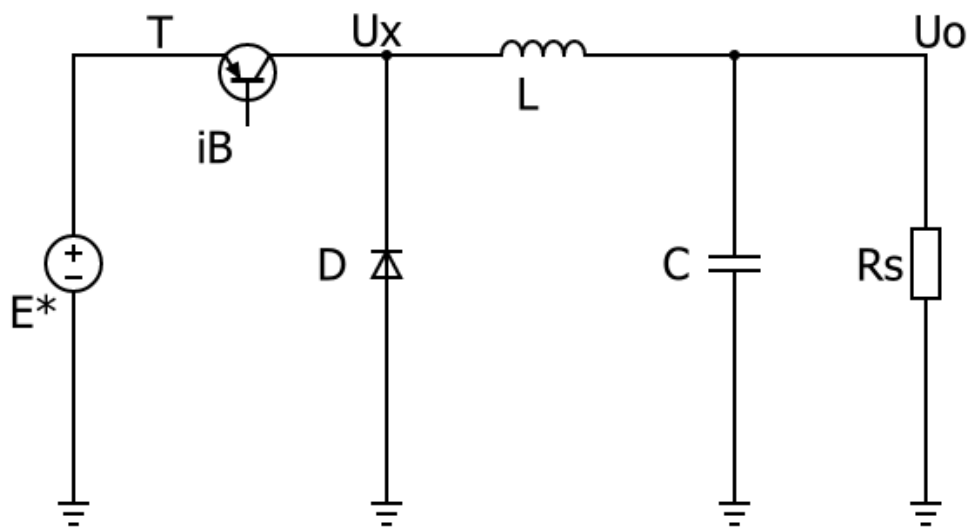


Fig1.1. Structura convențională a variatorului cobrător de tensiune

Datorită regimului de comutație în care funcționează convertorul, curentul prin bobina (i_L) și tensiunea pe condensator (U_o) prezintă o variație continuă în jurul valorilor medii, rezultând componenta nedorită “ripple”

$$\begin{cases} \Delta i_L = i_{max} - i_{min} \\ \Delta U_o = U_{o_{max}} - U_{o_{min}} \end{cases}$$

Corespunzătoare frecvențelor de comutație (f_c), respective a perioadei de comutație (T_c).

Problema frecvenței de comutație: S-a observat ca o creștere a frecvenței de comutație (f_c), la un set de performate impuse, conduce la reducerea valorilor inductanței (L) și a condensatorului (C). Elementul care determina alegerea frecvenței de comutație este tranzistorul (T), cu rol de comutator/intrerupator.

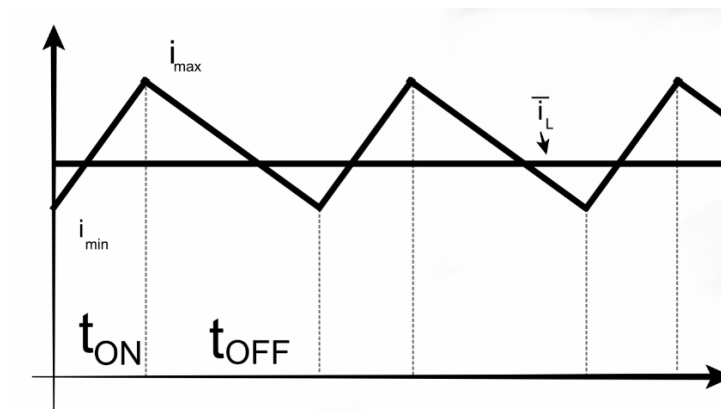
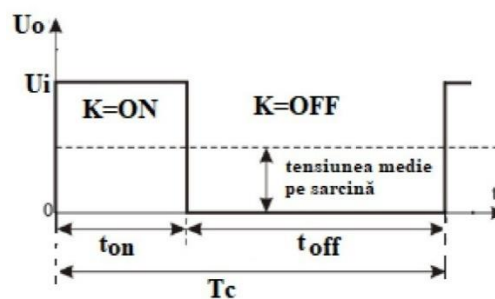
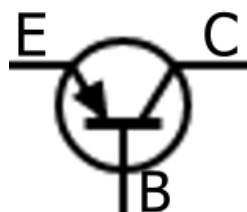


Fig 1.2. Curentul i_L

E^* - sursa 48 V

T (K) – tranzistor (E – emitor; C – colector; B – baza)

K – contact electronic



Stare ON:

- Curent mare de baza (i_B)
- Curent mare in colector (i_C)
- Tensiunea intre Emitor si Colector este 0

Stare OFF:

- Curent de baza 0 (i_B)
- Curent de colector 0 (i_C)
- Tensiune mare intre Emitor si Colector

Date Laborator:

Tensiunea de alimentare $E^* = 48 \text{ V}$

Frecventa de commutatie $F_c = 25 \text{ kHz}$

Tensiunea nominala de iesire: $U_o^* = 12 \text{ V}$

Rezistenta nominala de sarcina $(R_S)_N = 10 \Omega$

Calcule:

$$\mu_0 = \frac{U_0^*}{E^*} = \frac{12}{48} = 0.25$$

$$R_{SN} = 10\Omega$$

$$(I_O)_N = \frac{U_0^*}{R_{SN}} = \frac{15}{10} = 1.2 \text{ A}$$

$$\Delta_{I_L} = (0.2 \div 0.3) \cdot (I_O)_N = 0.2 \cdot 1.2 = 0.24 \text{ A}$$

$$\Delta_{u_0} = (2 \div 5) \% U_0^* = \frac{0.2 * 12}{100} = 0.24 \text{ V}$$

$$L \geq \frac{(1 - \mu_0) \cdot \mu_0 \cdot E^*}{f_c \cdot \Delta_{I_L}} = \frac{(1 - 0.25) \cdot 0.25 \cdot 48}{25 \cdot 10^3 \cdot 0.24} = \frac{0.75 \cdot 12}{6 \cdot 10^3} = 1.5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$C \geq \frac{\mu_0 \cdot \Delta_{I_L}}{f_c \cdot \Delta_{u_0}} = \frac{0.25 \cdot 0.24}{25 \cdot 10^3 \cdot 0.24} = \frac{0.0625}{6 \cdot 10^3} = 10 \mu F$$

P2: Modelarea convertorului respectiv a variatorului

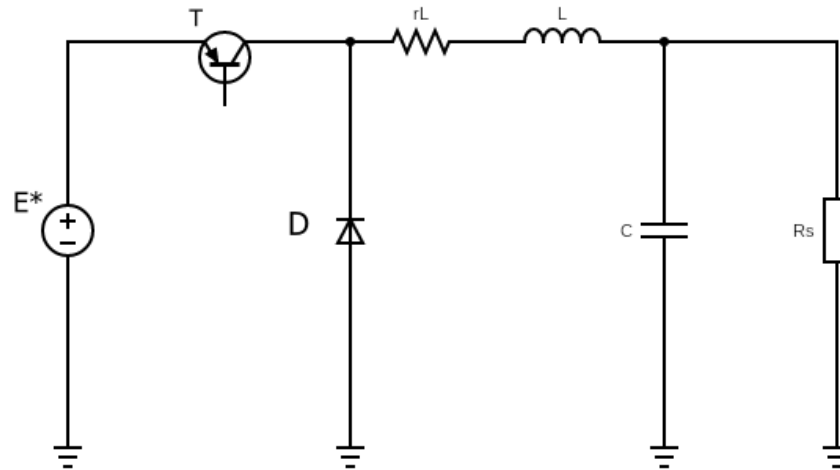


Fig 2.1. Convertorul Coborator de tensiune continua (luand in considerare rezistenta bobinei)

Modelarea convertorului: Modelul matematic al variatorului descrie comportarea acestuia in cele 2 stari de comutatie: ON si OFF, referitaore la starea tranzistorului din montaj. Componentele variatorului se consider ideale, ignorându-se paremetrii paraziți.

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

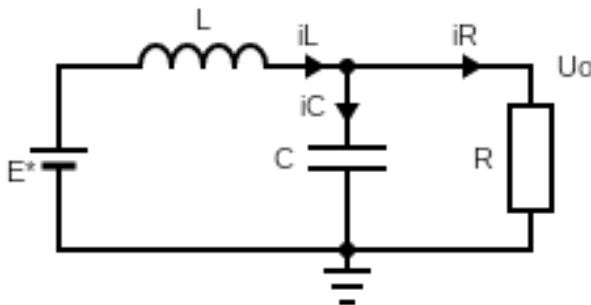


Fig 2.2. Stare "ON"

Se introduce variabila u pentru reprezentarea regimului de comutatie: $u = 1$ stare ON; $u = 0$ stare OFF

In acest caz:

$$\begin{cases}
 u \cdot E = U_L + U_o = U_L + U_C \\
 U_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \\
 i_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \\
 i_R = \frac{U_o}{R_s} \\
 i_L = i_C + i_R
 \end{cases}
 \quad
 \begin{aligned}
 &\text{De aici rezulta: } u \cdot E - U_o = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \text{ respectiv:} \\
 &\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot u \cdot E - \frac{1}{L} \cdot U_o \\
 &\text{Pentru tensiunea de iesire:} \\
 &\frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_C = \frac{1}{C} \cdot (i_L - i_R) = \frac{1}{C} \cdot \left(i_L - \frac{1}{R_s} \cdot U_o \right) = \\
 &= \frac{1}{C} \cdot i_L - \frac{1}{R_s \cdot C} \cdot U_o
 \end{aligned}$$

b) Schema echivalenta a VTC in starea OFF:

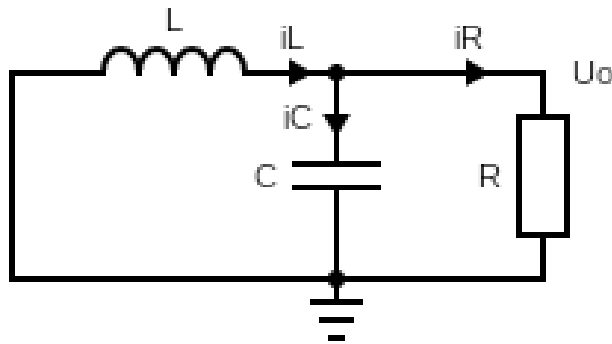


Fig 2.3. Starea "OFF"

Se modifica curentul i_L : $\frac{di_L}{dt} = - \frac{1}{L} \cdot U_o$

Schema structurala a VTC ului opereaza cu componentele idenalizate. De exemplu pentru tranzistorul in comutatie, in starea ON s-a considerat $(U_{CE})_{ON} = 0$. In realitate apare o tensiune diferita de zero, de ordinul 0,5 V – 1,5 V la tranzistoare de putere medie (sub 10 W). De asemenea in stare off exista un curent "de curgere" neglijabil ($i_{CO} < 1\text{mA}$).

Parametrul "parazit" care are cel mai mare defect in functionarea convertorului este dat de rezistenta "ohmica" a bobinei r_L .

Daca luam in considerare si rezistenta interna a bobinei (figura 2.1) vom avea urmatoarele relatii:

$$\begin{cases} \frac{d i_L}{dt} = u \cdot \frac{1}{L} \cdot E^* - \frac{1}{L} \cdot U_o + \frac{1}{L} \cdot r_L \cdot i_L \\ \frac{d U_o}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_L - \frac{U_o}{R_s \cdot C} \end{cases} \quad i_L = i_C + \frac{1}{R_s} \cdot U_o \quad (r_L - \text{rezistenta bobinei})$$

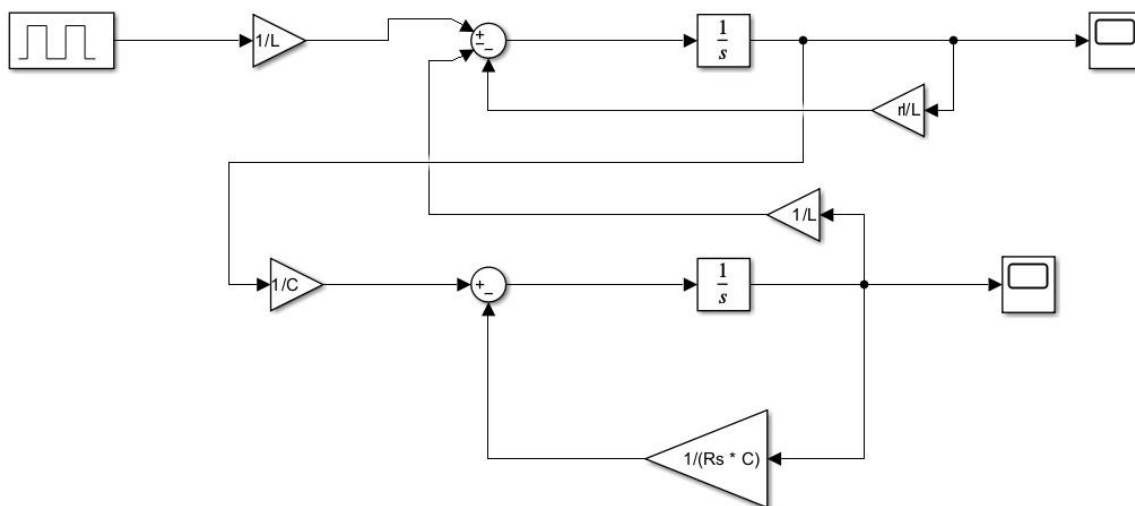


Fig 2.4. Schema Simulink a VTC ului

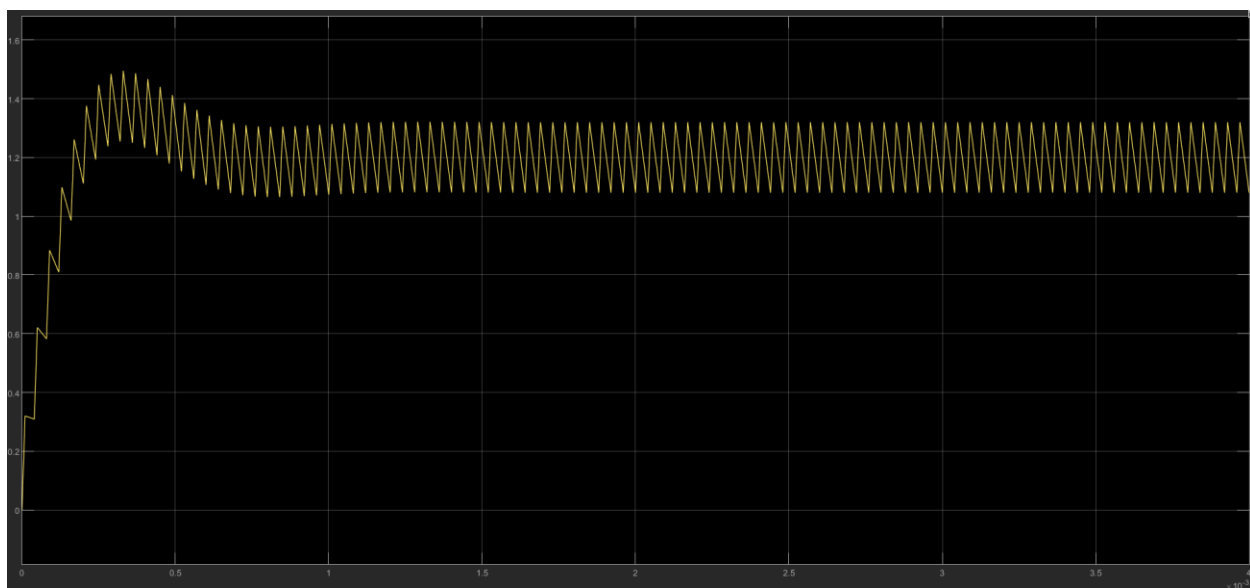


Fig 2.5. Curentul prin bobina i_L cu $r_L = 0$

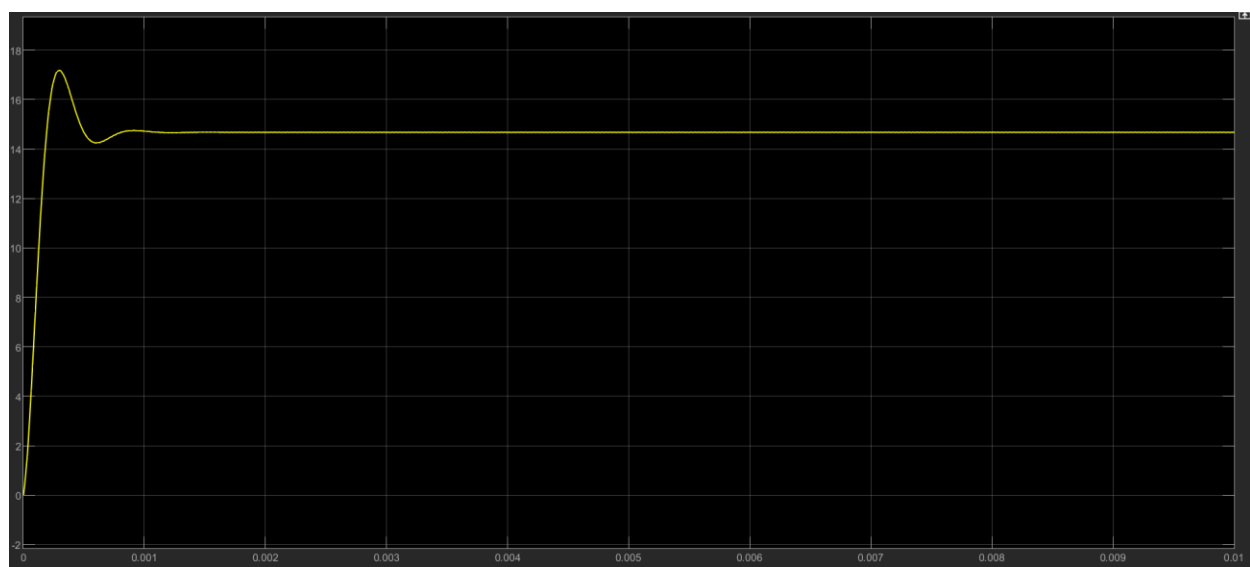


Fig 2.6. Tensiunea de iesire U_o cu $r_L = 0$

P3: Simularea comportării variatorului.

În cazul convertoarelor electronice de putere cu funcționare în comutație se folosesc în mod uzual două strategii de simulare a comportării:

- a) Simulare cu semnal mic (valori instantanee)
- b) Simulare cu semnal mediat (valori medii)

Justificarea acestor strategii:

- 1) Funcționarea convertorului corespunde funcționării în comutație (pentru a reduce puterea disipată de tranzistorul de putere), aparând deci abatere de componenta utilă (adică valoarea medie) și o componentă reziduală (valoarea de ripple)
- 2) Mărimea utilă în aplicații este doar componenta continuă (valoarea medie).

Ambele strategii de simulare se referă la schema electrică convențională

Deosebirea dintre cele 2 cazuri de simulare (valori instantanee – valori mediate) constă în frecvența tensiunii de intrare aplicate.

- a) Undă dreptunghiulară – pentru modelare în valori instantanee
- b) Treaptă la modelarea cu valori mediate

Pentru $E^* = 12 \text{ V}$ și $U_0 = 6 \text{ V}$

$$\mu_0 = \frac{U_0^*}{E^*} = \frac{12}{48} = 0.25$$

- a) Datorită regimului de comutație a tranzistorului (T) ON-OFF-ON-OFF... tensiunea reală U_x va avea o evoluție dreptunghiulară

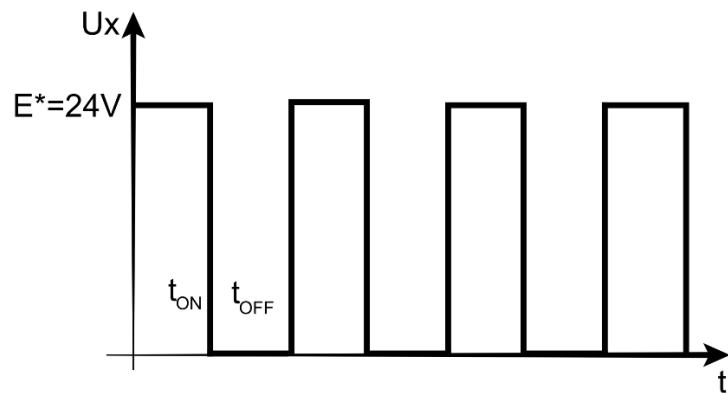


Fig 3.1. Tensiunea U_x

- b) Prin folosirea unui semnal de tip treapta se remarca ca prezenta filtrului LC nu mai este necesara deoarece dispare procesul de comutatie

$L = 1.5 \text{ mH}$

$C = 10 \text{ } \mu\text{F}$

$E = 48 \text{ V}$

$U_o = 12 \text{ V}$

$R_s = 10 \text{ } \Omega$

Versiune:

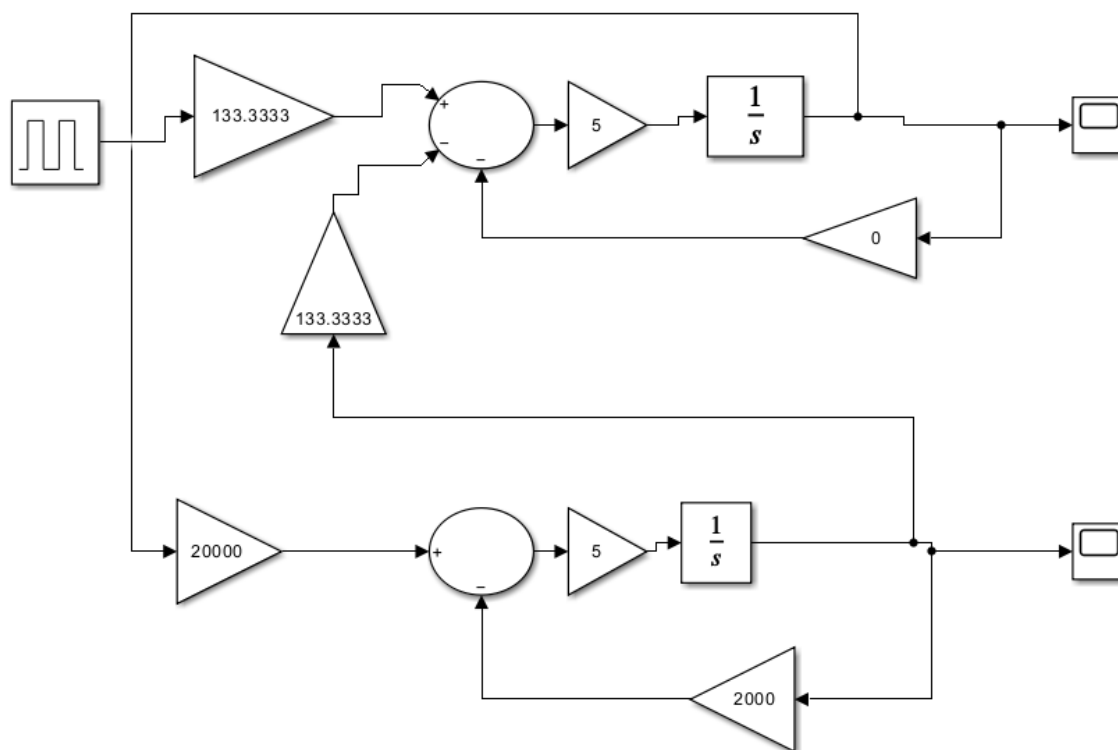


Fig 3.2. Schema simulink cu unda dreptunghiulara

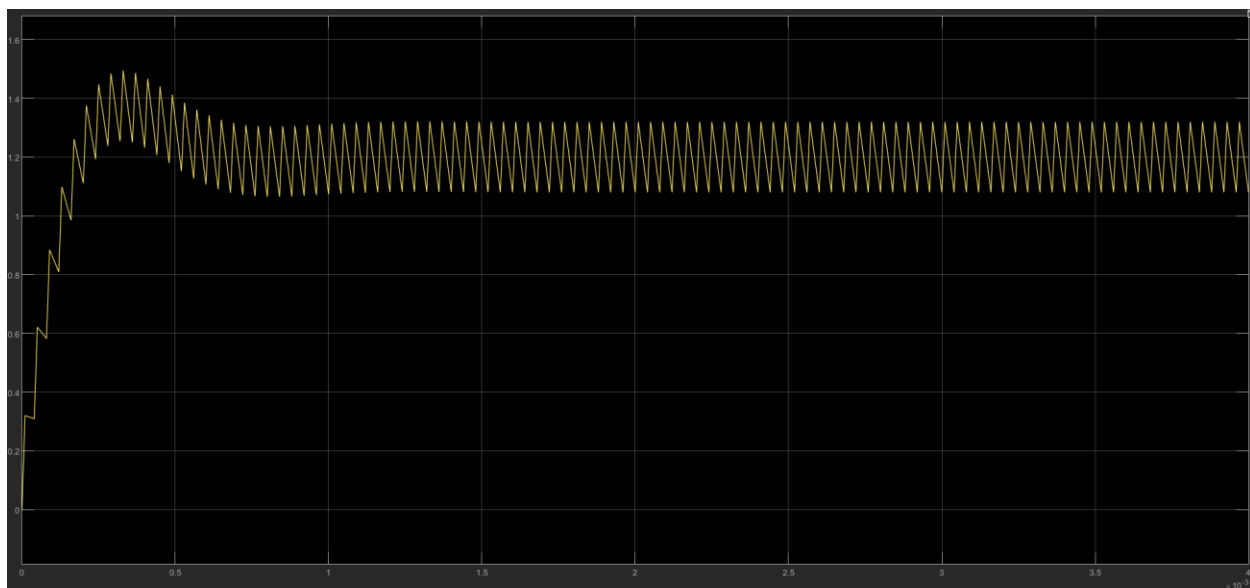


Fig 3.3. Curentul prin bobina i_L

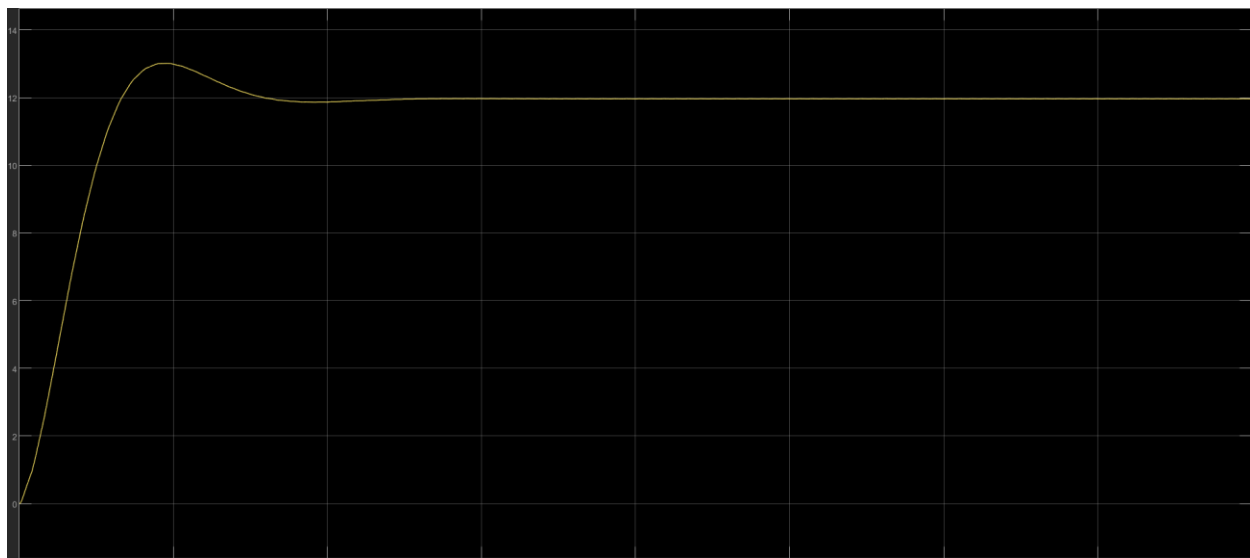


Fig 3.3. Tensiunea de iesire U_o

P4: Problema implementarii convertorului analogic folosind amplificatoare operationale.

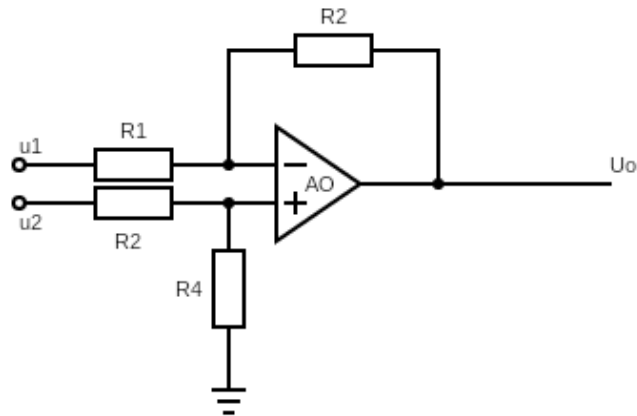


Fig 4.1. Amplificator Operational in montaj Sumator

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot u_2$$

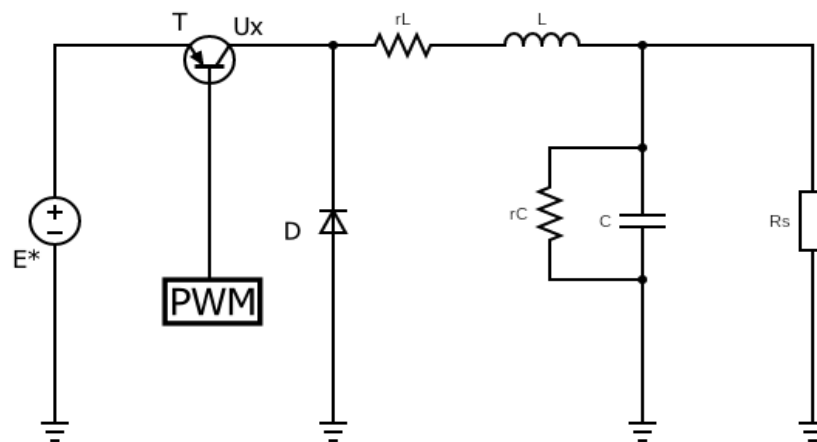


Fig 4.2. VTC coborator cu rezistentele interne ale bobinei (L) si condensatorului (C)

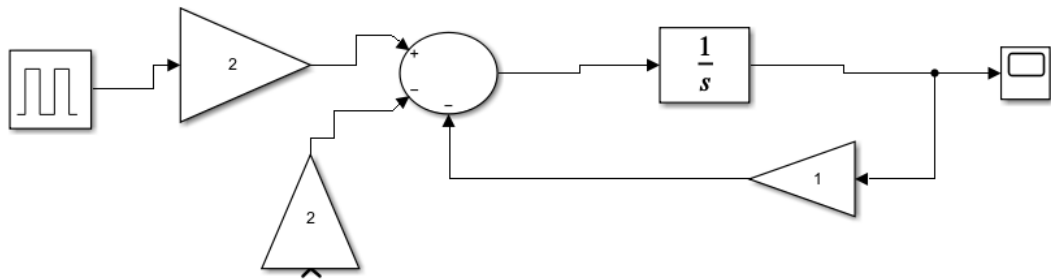


Fig 4.3. Reprezentarea Simulink a montajului pentru curentul bobinei i_L

Echivalentul acestei parti din simulink cu Amplificatoare Operationale este:

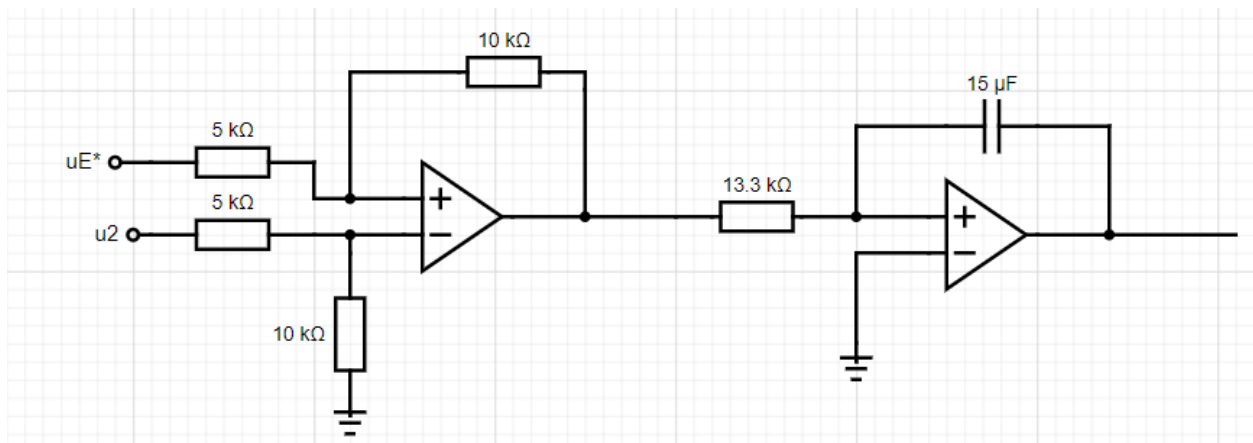


Fig 4.4. Reprezentarea montajului cu amplificatoare operationale pentru curentul bobinei i_L

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 \Rightarrow \text{daca } R_1 = 5 \text{ k}\Omega \text{ atunci } R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 + R_4 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_4}{5 \text{ k}\Omega} = 2 \Rightarrow R_4 = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

Integratorul:

$$U_0 = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u \, dt \Rightarrow \frac{1}{R \cdot C} = 5 \Rightarrow R \cdot C = 0,2$$

$$C = 15 \, \mu\text{F}$$

$$R = 13,3 \text{ k}\Omega$$

$$i_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} = C \cdot \frac{dU_0}{dt} \mid \text{Laplace}$$

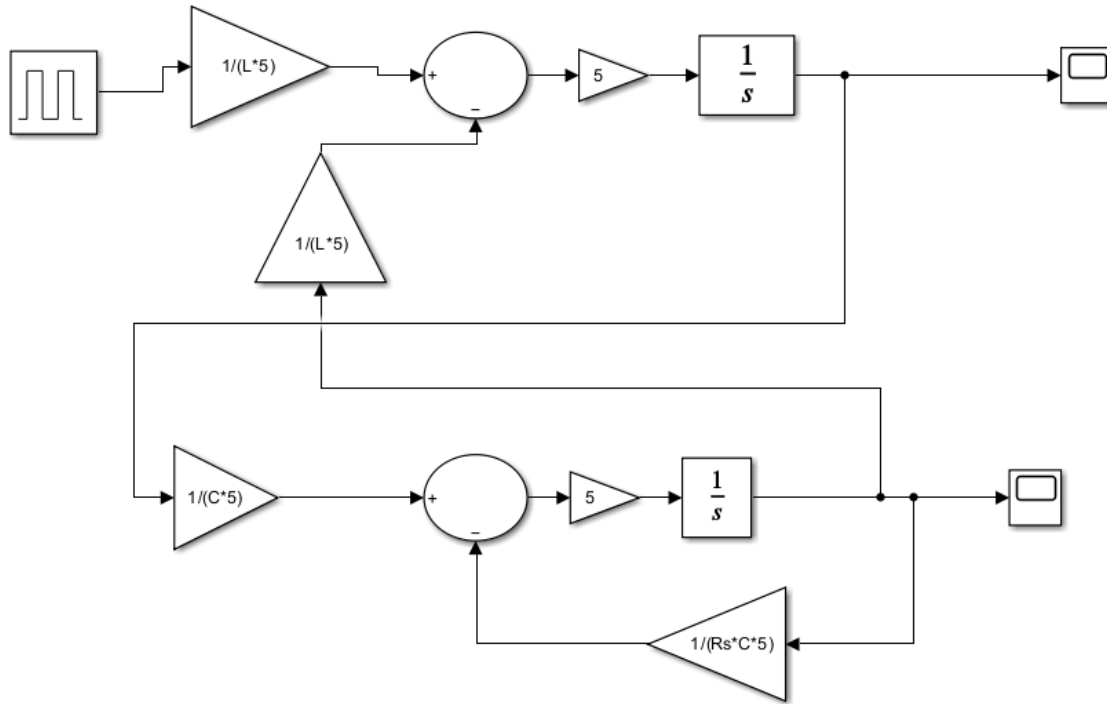
$$i_C(s) = s \cdot C \cdot U_0(s)$$

\Rightarrow Reactia capacitiva:

$$X_C(s) = \frac{U_0(s)}{I_C(s)} = \frac{1}{C \cdot s} \mid \text{Laplace}^{-1}$$

$$U_0(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \int u_1(t) \, dt$$

P5: Implementarea simulatorului analogic folosind amplificatoare operationale cu datele experimentale.



$R_s = 10 \text{ k}\Omega$ $f_c = 25 \text{ kHz}$

Fig 5.1. Schema Simulink a VTC coborator

$$C = 10\mu F = 10 \cdot 10^{-6}$$

$$L = 1.5mH = 1.5 \cdot 10^{-3}$$

$$\frac{1}{L} = \frac{10^3}{1.5} = 666.666 \rightarrow \frac{1}{L \cdot 5} = 133.333$$

$$\frac{1}{C} = \frac{10^6}{10} = 100000 \rightarrow \frac{1}{C \cdot 5} = 20000$$

$$\frac{1}{C \cdot R_s} = \frac{10^6}{10 \cdot 10} = 10000 \rightarrow \frac{1}{C \cdot 5 \cdot R_s} = 20000$$

$$U_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot u_2$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 133 \rightarrow R_1 = 1 \text{ k}\Omega \text{ și } R_2 = 133 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_4}{1} \cdot \frac{1 + 133}{R_3 + R_4} = 133 \rightarrow R_3 = 1 \text{ k}\Omega \text{ și } R_4 = 133 \text{ k}\Omega$$

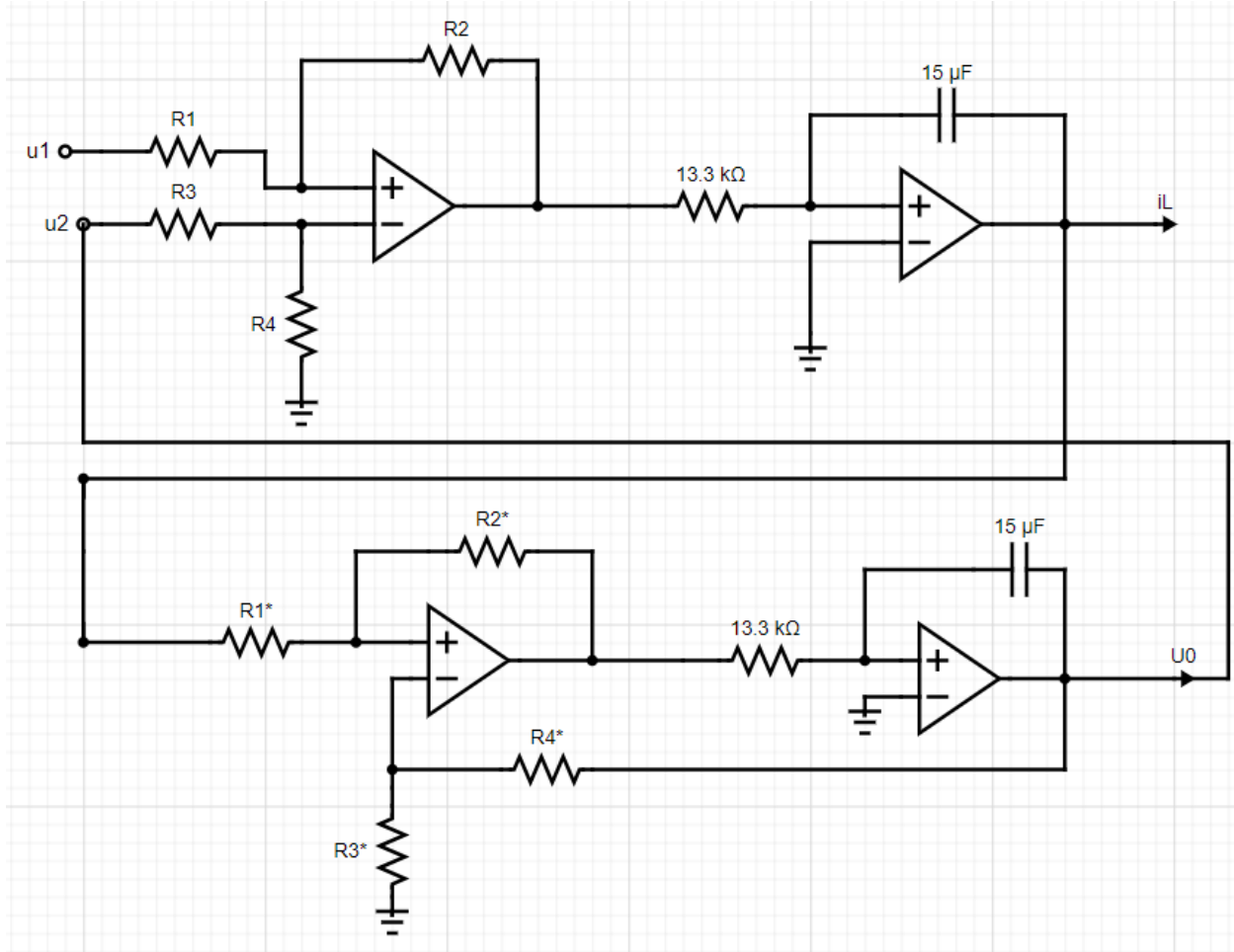


Fig 5.2. Schema cu 4 amplificatoare operationale pentru VTC coborator (implementabila in LTSpice)

$$\frac{R_2^*}{R_1^*} = 20000 \rightarrow R_1^* = 1 \text{ k}\Omega \text{ și } R_2^* = 20000 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_3^*}{1} \cdot \frac{1 + 20000}{R_3^* + R_4^*} = 20000 \rightarrow R_4^* = 1 \text{ k}\Omega \text{ și } R_3^* = 20000 \text{ k}\Omega$$

P6: Aplicatie la UNHIL- sursa stabilizata de tensiune continua.

Obiectiv: $U=U_o^*$ fix (12 V)

Ne impiedica E fluctuant si R_s variabil!

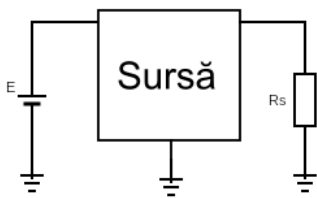


Fig 6.1. Sursa

Solutii:

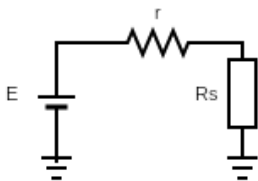


Fig 6.2. solutia 1

→ nu e tehnica

Situatii:

E	U_o	U_{CE}
24	12	12
28	12	16
20	12	16

Fig 6.3. solutia 2

$$U_{CE} = E^* - K \cdot i_B = E^* - 1/R_s \cdot u_{cd}$$

$$U_{CE} = 16V \Rightarrow i_C = 16 \cdot 4 \Omega \Rightarrow PT=64 W \text{ (mult prea cald)}$$

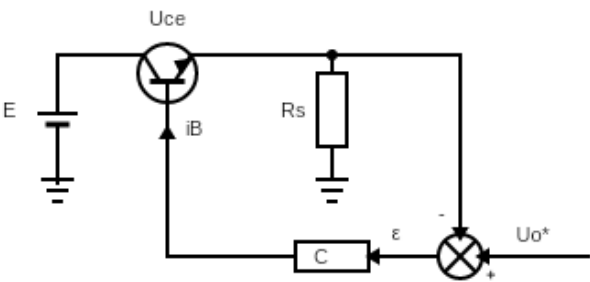


Fig 6.4. solutia 3

Varianta finala:

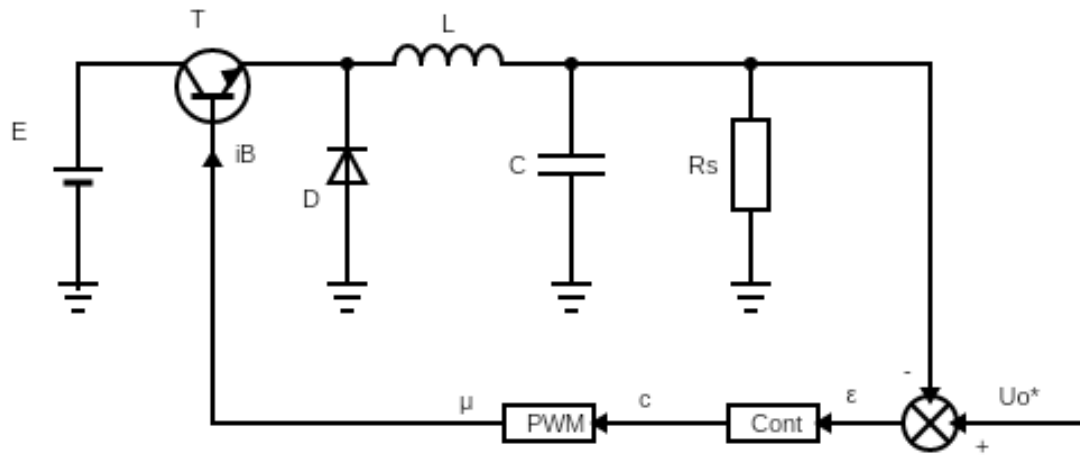


Fig 6.5. VTC cu sursa stablizata de tensiune