

Proiect:
SURSA STABILIZATĂ DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

B.

Proiectarea sursei controlate de curent
continuu

Student: Rus Dana-Bendis-Héra
Grupa: 30131

2023-2024

În secțiunea (A) a fost proiectată o sursă de curent continuu nestabilizată, filtrarea folosind condensator, așa cu s-a proiectat în figura 6:

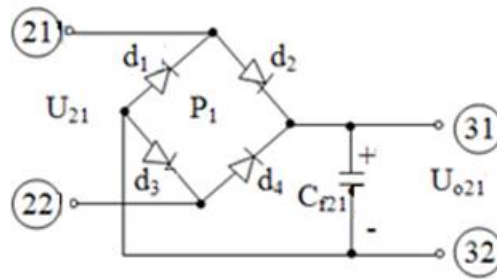


Figura 6. Redresor necomandat, nestabilizat

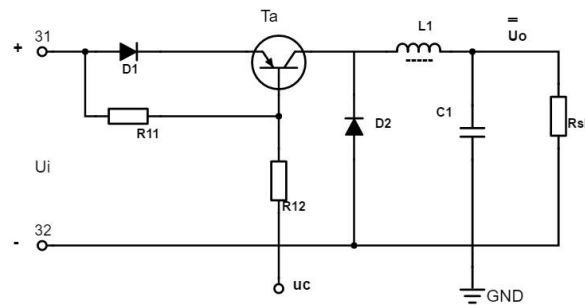
Tensiunea la bornele (31, 32) este monopolară (+ la 31, - la 32).

B1. Proiectarea unei surse coborâtore folosind sursa nestabilizată de tensiune (U_{o21})

Proiectarea unor surse în comutație, stabilizate de curent continuu constă din două etape:

- Calculul unui variator de tensiune continuă care să controleze tensiunea de ieșire (\bar{U}_{Ost}) stabilizată și care conține un circuit “de forță” și un circuit de comandă a factorilor de umplere (μ). În cadrul sursei stabilizate, variatorul coborâtor joacă rolul unui “element de execuție, de actuator”.
- Calculul unui regulator adecvat care să satisfacă anumite performanțe impuse.

Structurile convenționale ale variatorului coborâtor de tensiune continuă sunt date în figura B1.



a)

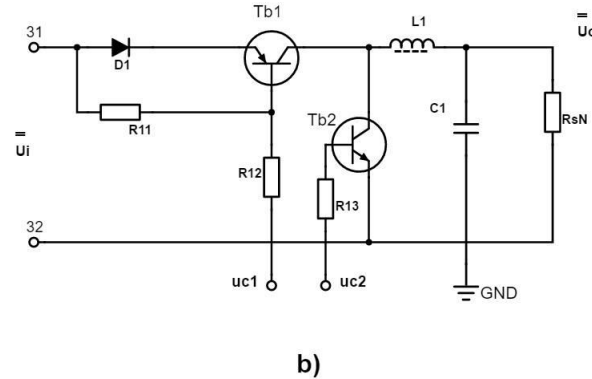


Figura B1. Variator coborător de tensiune continuă în comutație a) cu diodă de ”mers liber”; b) cu tranzistoare în contratimp

B1a. Calculul variatorului de tensiune coborător

Pentru proiectare se impun o serie de date inițiale

- 1) $\mu = \mu_o = 0.5 = \text{constant}$
- 2) Rezistența nominală de sarcină

$$R_S = \frac{\tilde{U}_2}{\tilde{I}_2} = 15 [\Omega]$$

în care $(\tilde{U}_2, \tilde{I}_2)$ au fost date inițial prin temă.

- 3) Tensiune de alimentare (\bar{U})

$$\bar{U} = k_u \cdot E_2 = k_u \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_2 = 25.46 [V]$$

Unde ($k_u = 0.6$) este coeficientul de tensiune în sarcină (A.3.2.3)

- 4) Tensiune maximă de alimentare

$$(\bar{U})_{max} = \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_2 = 42.43 [V]$$

- 5) Tensiunea nominală de ieșire

$$\bar{V}_o = \mu_o \cdot \bar{U} = 0.5 \cdot \bar{U} = 12.73 [V]$$

- 6) Curentul nominal de sarcină:

$$(\bar{I}_o)_N = \frac{\bar{V}_o}{R_S} = 0.85 [A]$$

- 7) Variația curentului prin bobina variatorului coborător:

$$\Delta \tilde{I}_L \cong (0.20 \div 0.30) (\bar{I}_o)_N = 0.21 [A]$$

considerând 0.25

- 8) Variația tensiunii de ieșire $(\Delta \tilde{V}_o)$ datorită componentei alternative reziduală (tensiune de “ripple”)

$$\Delta \tilde{V}_o \cong (2 \div 5) \% \cdot \bar{V}_o = 0.38 [V]$$

considerând 3%

- 9) Frecvența de comutație
 $f_c = 20 [\text{kHz}]$

Folosind datele inițiale prezentate se vor alege principalele componente ale variatorului coborât:

1. Din relația

$$\Delta \tilde{I}_L \cong \frac{((\bar{U})_{max} - \bar{V}_o) \cdot \mu_o}{f_c \cdot L}$$

$$\text{cu } \Delta \tilde{I}_L \cong (0,20 \div 0,30)(\bar{I}_o)_N = (0,20 \div 0,30) \frac{\bar{V}_o}{R_S}$$

rezultă valoarea minimă a inductanței de filtrare (L):

$$L \geq \frac{((\bar{U})_{max} - \bar{V}_o) \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{I}_L} = 0.0035 [H] = 3.5 [mH]$$

2. Din echilibrul componentelor alternative $(\Delta \tilde{I}_L, \Delta \tilde{V}_O)$ rezultă:

$$\Delta \tilde{V}_O \cong \Delta \tilde{I}_L \cdot \frac{t_{ON}}{C} = \Delta \tilde{I}_L \cdot \frac{\mu_o \cdot T_C}{C} = \Delta \tilde{I}_L \cdot \frac{\mu_o}{f_c \cdot C}$$

și deci:

$$C = \frac{\Delta \tilde{I}_L \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O} = \frac{0,5 \cdot \Delta \tilde{I}_L}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O} = 1.3888 * 10^{-5} [F] = 13.89 [\mu F]$$

Pentru varianta din figura B1a, dioda (d_2) este o diodă Schottky care trebuie să suporte:

- O tensiune anodică: $U_A \geq 1,25 \cdot (\bar{U})_{max} = 53.03 [V]$
- Un curent anodic: $I_A \geq 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N = 1.27 [A]$

alegând pentru tensiune un coeficient de siguranță de (1,25), iar pentru curent, valoarea (1,5).

Dioda (d_1) este o diodă de joasă frecvență (redresoare) care să suporte curentul (I_A) calculat anterior.

Tranzistoarele (T_a), (T_{b1}) și (T_{b2}) pentru frecvențe de comutație de până la 20 (kHz) pot fi:

- Tranzistoare bipolare
- Tranzistoare MOSFET
- Tranzistoare IGBT

Acestea trebuie să suporte:

- O tensiune de sarcină: $U_{tranzistor} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_2 = 84.85 [V]$
- Un curent de sarcină: $I_{tranzistor} = 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N = 1.27 [A]$

Alegerea rezistențelor (R12, R13) depinde de curentul de comandă adecvat.

Aleg să folosesc:

- Diodă Schottky redresoare 15MQ060NTR 60V; 2.1A
- Tranzistor IGBT NTE3300 400V; 10A; 30W; TO220FP
- PWM: TL594 (circuit de comandă)
- Amplificare: LM324 (Single Supply Quad Operational Amplifiers)

B1b. Calculul circuitului de comandă a variatorului coborât

Structura dată în figura 7 corespunde unei prime variante

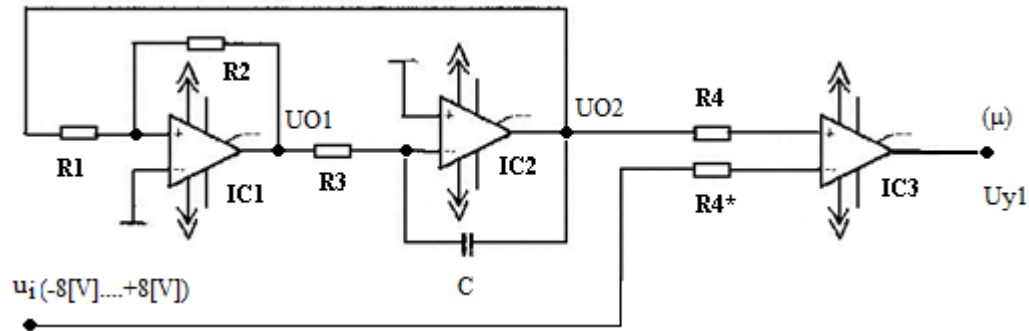


Figura 7. Structura modulatorului în durată (variantă)

Amplificatorul (IC1) realizează, prin reacția pozitivă, un circuit basculant Schmidt iar amplificatorul (IC2) formează un integrator. Amplificatorul (IC3), fără reacție, realizează funcția unui comparator. Se presupune o alimentare generală de (+/- 16 V). Pentru a genera tensiunea triunghiulară (liniar variabilă) (UO2) cu **amplitudinea** ($A=8V$) este necesară condiția $R2=2 \cdot R1$. Alegând $R2=20[k\Omega]$, rezultă $R1=10[k\Omega]$.

Frecvența de comutație este dată de relația:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot R_3 \cdot C} \Rightarrow R_3 = 0,00021 [\Omega]$$

Alegând inițial valoarea (C) a condensatorului, la o valoare impusă a frecvenței de comutație, rezultă prin calcul valoare rezistenței R3. Comparatorul (IC3) generează o undă dreptunghiulară bipolară cu amplitudinea de 16[V] și cu un factor de umplere (μ), controlat prin tensiunea (u_i) și calculat cu relația:

$$\mu = \frac{u_i + 8}{2 \cdot A}$$

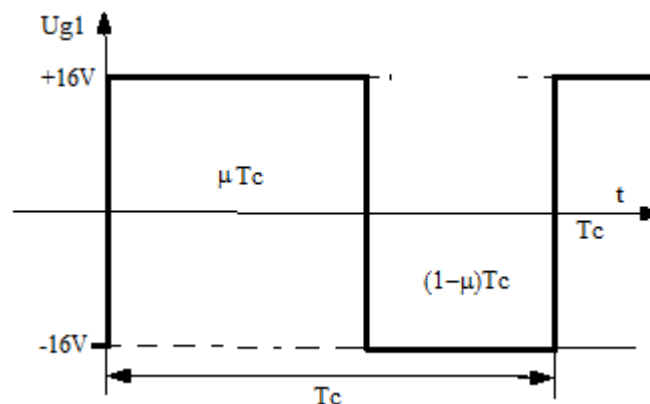


Figura 8. Evoluția tensiunii modulată în durată

Caracteristica statică a modulatorului PWM este dată în figura 8.

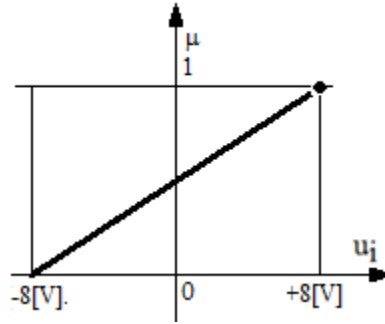


Figura 9. Variația factorului de umplere (μ)

În calculele ulterioare, modulatorul în lățime (PWM) apare ca un element amplificator cu amplificarea

$$K = \frac{\Delta\mu}{\Delta u_i} = \frac{1}{2A} = 0.0625$$

Tensiunea (u_i), figura 7 este generată de controlerul atașat montajului.

Observații:

1. Structura convențională a modulatorului PWM din figura 7 implică o realizare practică mai complicată, încercând și alte variante de modatoare.
2. Modulator PWM cu circuit integrat LM324 (descriere atașată în Anexa B1)
3. Se recomandă alegerea unui circuit integrat specializat (PW Modulator) cu descrierea structurii, a modului de funcționare și a aplicației concrete.

Exemple de circuite integrate dedicate:

- a) TL 494/ TL 594 ("Texas Instruments")
- b) MAX 666 ("Maxim")
- c) LTC 6992-1 ("Linear Technology")

B1c. Modelul matematic complet al variatorului coborât

Structura sursei stabilizate se bazează pe partea fixată prezentată în figura 10.

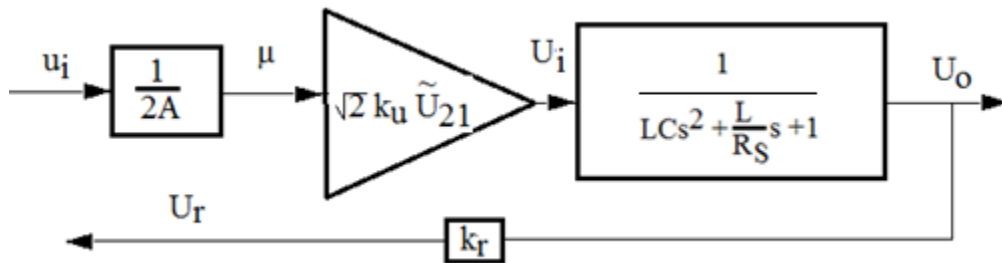


Figura 10. Partea fixată a sursei stabilizate cu funcționare în comutație

Mărimea de referință a sursei va fi $V_0^* = \mu_0 \cdot k_r \cdot \bar{U} = 0.85 [V]$.