

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Facultatea de Automatică și Calculatoare

Disciplina:
ELECTRONICĂ DE PUTERE ÎN AUTOMATICĂ

Proiect:
SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

Student: Călbează Mihaela-Maria

Grupa: 30135

2021-2022

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca

Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:

SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

A.

Proiectarea surselor nestabilizate de curent
continuu

Student: Călbează Mihaela-Maria

Grupa: 30135

2021-2022

ELECTRONICĂ DE PUTERE ÎN AUTOMATICĂ

A

PROIECTAREA SURSELOR
NESTABILIZATE DE CURENT
CONTINUU

Scop:

Actualul proiect își propune să ilustreze etapele și activitățile necesare pentru a proiecta surse stabilizate de tensiune, cu funcționare în comutație.

Proiectul are un caracter preponderent didactic, ceea ce justifică tratarea aspectelor funcționale cu o pondere mult mai mare față de aspectele constructive.

Structura:

- A. Proiectarea surselor nestabilizate de tensiune cu alimentare de la rețea (surselor primare);
- B. Proiectarea surselor stabilizate cu circuite de comandă bazate pe componente discrete sau pe circuite integrate dedicate;
- C. Calculul, analiza și simularea funcționării surselor stabilizate sub aspectul sistemului de reglare automată a tensiunii;

A.1. Calculul și analiza unui transformator de rețea

Datele inițiale se referă la:

- tensiunea primară de alimentare (U_1);
- $U_1 = 380 \text{ V}$
- tensiunile și curenții nominali secundari
 - $U_{21N} = 8 \text{ V}$
 - $I_{21N} = 6 \text{ A}$
 - $U_{22N} = U_{23N} = 14 \text{ V}$
 - $I_{22N} = I_{23N} = 10 \text{ A}$
- date despre miezul magnetic;
- date despre bobinaj (material, solicitări);

A.1.1 Schema electrica a transformatorului

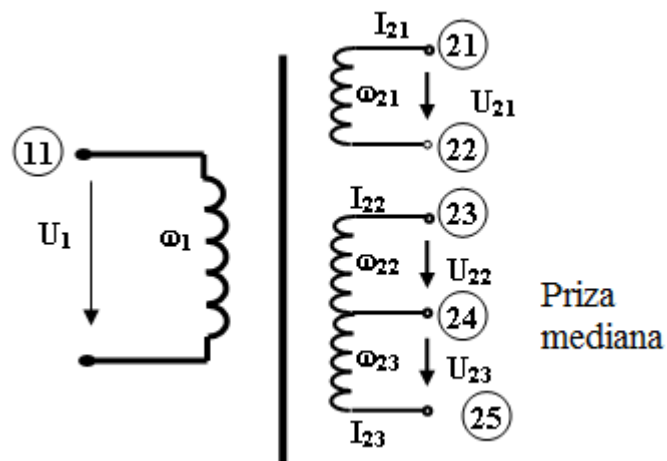


Fig. 1.

A.1.2. Etapele de calcul al transformatorului

A.1.2.1 Puterea totală în secundar (pentru $\cos \varphi = 1$);

$$P_2 = S_2 = \sum_{i=1}^3 (U_{2iN} \cdot I_{2iN}) = 328 \text{ [W]}$$

A.1.2.2 Puterea de gabarit (de calcul):

$$P_g = \frac{P_2}{2} \left(1 + \frac{1}{\eta_{tr}} \right) = 338,5 \text{ [W]}$$

În care randamentul estimat al transformatorului și densitatea admisă de curent sunt date în tabelul nr.1

$$\begin{cases} \eta_{tr} = 0,93 \\ J = 1,4 \end{cases}$$

Tabel nr.1

P_2 [W]	10	20	30	50	70	100	200	300	500	700	1000
η_{tr}	0,78	0,81	0,83	0,85	0,87	0,88	0,92	0,93	0,94	0,945	0,95
J [A / mm ²]	4	3,8	3,6	3,2		2,4	1,40	1,25	1		0,90

De notat că va fi necesară, în general, o interpolare pentru a găsi valoarea necesară (η_{tr}) în acord cu puterea (P_2) rezultată din calcul și care nu va coincide cu valorile date în tabelul nr 1.

A.1.2.3. Calculul aproximativ al secțiunii miezului de fier:

$$S_{Fe} = (1,1 \dots 1,5) \sqrt{P_g \frac{1 + \eta_{tr}}{J \cdot \eta_{tr}}} = 31,17 \text{ [cm}^2\text{]}$$

A.1.2.4. Alegerea tipului tolei

Pentru alcătuirea miezului transformatorului se folosesc tole de tipul E+I, conform figurii nr 2 cu o inducție admisă $B=1,1$ [T]. În literatura de specialitate, aceste tole se clasifică la rândul lor, în funcție de anumite caracteristici dimensionale, existând nomenclatoare care ușurează mult alegerea tipului dorit și calculul transformatorului. Dimensiunile principale ale tolei sunt: lățimea tolei

(l^*) și înălțimea ferestrei (h), rezultând de aici și celelalte dimensiuni. Evident se presupune cunoscută natura materialului din care sunt confecționate tolele, în cazul nostru tabla de fier-siliciu. Cunoașterea secțiunii este obligatorie, deoarece puterea maximă pe care o transferă (din primar în secundar) un transformator este dependentă de secțiunea miezului.

Cealaltă caracteristică esențială a miezului, fereastra, reprezintă spațiul gol care rămâne după îmbinarea pachetului de tole, între brațul central și unul din brațele laterale ale miezului. La tolele de tip E + I există două ferestre egale, de o parte și de cealaltă a brațului central. Acest spațiu gol al miezului va fi ocupat de carcasa transformatorului, pe care se află înfășurările bobinelor din primar și secundar.

Dimensiunile ferestrei se iau în considerare după ce s-a terminat calculul înfășurărilor (numerele de spire și diametrul conductoarelor), pentru a ne asigura că bobinele rezultate din calcul încap în mod sigur pe carcasă.

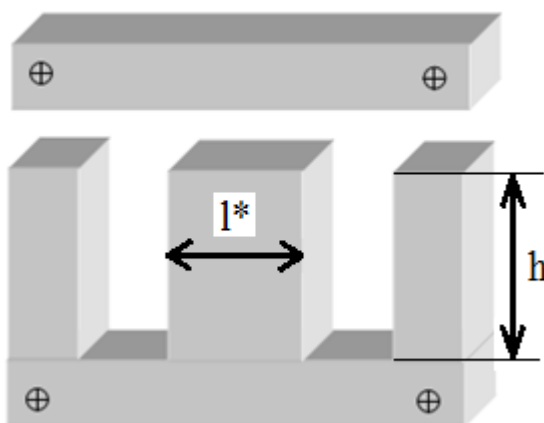


Fig. 2 Tole de tip E + I

În practică se va încerca, pe cât posibil, realizarea unei secțiuni „pătrate” a miezului, deoarece în acest caz lungimea unei spire va fi minimă pentru secțiunea dată (dintre toate dreptunghiurile cu aceeași arie S , pătratul are perimetrul minim). Astfel, se face economie de conductor și totodată se reduc pierderile de energie prin căderea de tensiune pe rezistența chimică a înfășurărilor.

Se încearcă:

$$S_{Fe} = l \cdot b \cong l^2 \text{ cu } l = b, \text{ deci } l \cong \sqrt{S_{Fe}} = 56,3 \text{ [cm]}$$

Întrucât lățimea (l) are doar valori tipizate, conform tabelului nr 2, se alege tola cu dimensiunea (l^*) cea mai apropiată de cea dorită, urmând a modifica corespunzător grosimea (b) a pachetului de tole astfel încât:

$$b = \frac{S_{Fe}}{l^*} = 52,8$$

Valorile recomandate ale lățimii tolei (l) sunt date în tabelul nr 2.

Tabel nr.2

l[mm]	=10	=12,8	=16	=20	=25	=28	=32	=36	=40	=50	=60
-------	-----	-------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

În cazul proiectului, s-a ales tola: E 60

Pentru a ține cont de izolația dintre tole, se calculează grosimea reală a pachetului de tole:

$$b^* = (1,10 \div 1,25)b = 63,43$$

Numărul de tole cu o grosime $g=0,35$ (mm) rezultă din:

$$N_{tole} = \frac{b[mm]}{0,35} = 151 \text{ tole}$$

După alegerea tipului tolei se recalculează valoarea reală a secțiunii miezului:

$$S_{Fe}^* = l^* \cdot b^* = 38,05 \text{ (cm}^2\text{)}$$

A.1.2.5. Lungimea spirei medii

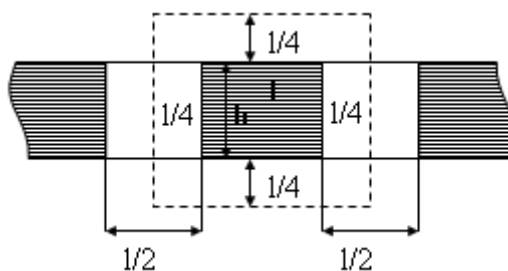


Fig. 3 Secțiunea miezului de fier

Lungimea spirei medii se apreciază din figura 3 și se calculează conform relației:

$$l_{med} \cong 8 \cdot \frac{l^*}{4} + 2l^* + 2b^* = 4l^* + 2b^* = 36,7[cm]$$

corespunzător valorilor calculate anterior.

A.1.2.6. Calculul înfășurărilor transformatorului

Pentru a determina diametrele conductoarelor trebuie calculată aria secțiunii conductorului circular de cupru:

Pentru înfășurările secundare:

- aria secțiunii conductorului:

$$S_{Cu,2i} = \frac{I_{2iN} [A]}{J(A/mm^2)} [mm^2]; i = 1 \div 3$$

$$S_{Cu,21} = \frac{I_{21N} [A]}{J(A/mm^2)} = 6 [mm^2]$$

$$S_{Cu,22} = S_{Cu,23} = \frac{I_{22N} [A]}{J(A/mm^2)} = \frac{I_{23N} [A]}{J(A/mm^2)} = 10 [mm^2]$$

- diametrul spirelor:

$$d_{2,i} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,2i}}{\pi}} [mm]; i = 1 \div 3$$

$$d_{2,1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,21}}{\pi}} = 2,76 [cm] [mm];$$

$$d_{2,2} = d_{2,3} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,22}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,23}}{\pi}} = 3,5 [cm] [mm];$$

Pentru înfășurarea primara:

- curentul primar:

$$I_1 \cong \frac{P_g}{U_1} = 0,89 [A]$$

- aria secțiunii conductorului:

$$S_{Cu1} = \frac{I_1}{J} = 0,89 [mm^2]$$

- diametrul spirei:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi}} = 1,06 [mm]$$

Câteva diametre tipizate ale conductoarelor de cupru emailați sunt date în tabelul nr.3.

Tabel nr.3

	0,07	0,10	0,12	0,15	0,18	0,20	0,22	0,25	0,28	0,30
d[mm]	0,35	0,40	0,45	0,50	0,55	0,60	0,65	0,70	0,75	0,80
	0,5	0,90	0,95	1	1,2	1,4	1,5	1,6	1,8	2

Corespunzător valorilor tipizate ale conductorilor, se aleg în final următoarele diametre pentru înfășurările secundare respectiv înfășurarea primară:

$$\begin{aligned} d_{21}^* &= 2 + 2 & d_{22}^* &= 2 + 2 + 1,8 \\ d_{23}^* &= 2 + 2 + 1,8 & d_1^* &= 1 \end{aligned}$$

Calculul tensiunii electromotoare induse într-o spiră (parametru important al transformatorului) folosește relația:

$$e = 4.44 \cdot f \cdot B \cdot (0.9 S_{Fe}^*) \cdot 10^{-4} = 0,83[V / spira]$$

în care $f=50\text{Hz}$ este frecvența rețelei.

Numărul de spire :

- pentru înfășurarea primară:

$$w_1 = \frac{U_1}{e} = 454[spire]$$

- pentru înfășurările secundare:

$$w_{2i} = \frac{U_{2iN}}{e} = [spire] \text{ cu } i=1 \div 3.$$

$$w_{21} = \frac{U_{21N}}{e} = 9[spire]$$

$$w_{22} = w_{23} = \frac{U_{22N}}{e} = \frac{U_{23N}}{e} = 16[spire]$$

De remarcat că numărul de spire din secundar se poate calcula și cu relația:

$$w_{2i} = w_1 \cdot \frac{(U_{2i})_N}{U_1}$$

La trecerea curentului electric printr-un conductor apare o încălzire a acestuia, dependentă de rezistența sa ohmică. Pentru a reduce la valori acceptabile aceste pierderi pe conductoarele bobinajelor, trebuie limitate rezistențele lor ohmice cu atât mai mult cu cât curenții ce le străbat sunt mai mari. Rezistența R a unui conductor depinde de lungimea acestuia l , de secțiunea sa S și de rezistivitatea materialului ρ_a .

$$R = \rho \cdot l / S$$

Rezistențele ohmice ale bobinajelor transformatorului:

- pentru înfășurarea primară:

$$R_1 = w_1 \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,1}} = 3,21[\Omega] .$$

în care (ρ) este rezistivitatea nominală a cuprului:

$$\rho = 0.0172 \left[\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \right]$$

unde (l_{med}) este exprimat in metri, iar ($S_{Cu,1}$) in mm^2 .

- pentru înfășurările secundare:

$$R_{2i} = w_{2i} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,2i}} [\Omega] \quad i = 1 \div 3$$

$$R_{21} = w_{21} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,21}} = 0,01[\Omega]$$

$$R_{22} = R_{23} = w_{22} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,22}} = w_{23} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,23}} = 0.01[\Omega]$$

- Rezistențele secundare „raportate” (totale) sunt:

$$R_{2i}^* = R_{2i} + R_1 \left(\frac{w_{2i}}{w_1} \right)^2 [\Omega]$$

$$R_{21}^* = R_{21} + R_1 \left(\frac{w_{21}}{w_1} \right)^2 = 0,01[\Omega]$$

$$R_{22}^* = R_{23}^* = R_{22} + R_1 \left(\frac{w_{22}}{w_1} \right)^2 = R_{23} + R_1 \left(\frac{w_{23}}{w_1} \right)^2 = 0,014[\Omega]$$

- Rezistențele de sarcină „nominale”:

$$R_{SiN} = \frac{U_{SiN}}{I_{SiN}} [\Omega]; \quad i = 1 \div 3$$

$$R_{S1N} = \frac{U_{S1N}}{I_{S1N}} = 1,33[\Omega];$$

$$R_{S2N} = R_{S3N} = \frac{U_{S2N}}{I_{S2N}} = \frac{U_{S3N}}{I_{S3N}} = 1,4[\Omega];$$

A.1.2.7. Recalcularea numărului de spire ale înfășurărilor secundare

Potrivit metodologiei de calcul prezentate până acum, înfășurările secundare vor prezenta tensiunile (nominale) (U_{2i}) doar in gol (pentru $I_{2iN} = 0$) întrucât $U_{2i} = e_{2i}$. Datorită rezistențelor totale ale înfășurărilor transformatorului, în

sarcină, la curent nominal (I_{2iN}), tensiunile secundare reale vor fi **mai mici** față de valorile date prin temă; fiind necesară **recalcularea** numerelor spirelor secundare ($w_{2i} \rightarrow w_{2i}^*$).

Schema echivalentă a unei înfășurări secundare este dată în figura 4a. Caracteristicile de sarcină pentru o înfășurare secundară sunt prezentate în figura 4.b.

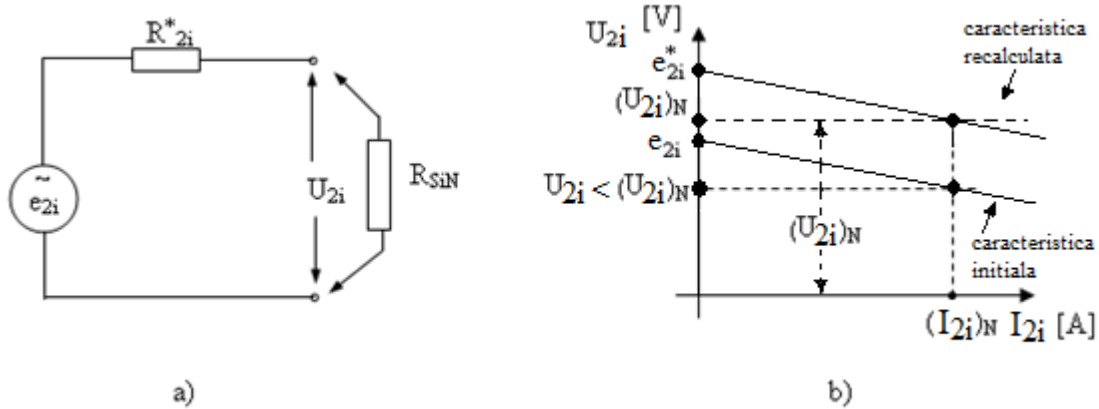


Fig. 4 a) Schema echivalenta a înfășurărilor secundare

b) Caracteristicile de sarcină ale transformatorului folosesc tensiunile electromotoare (de gol) în care:

$$\tilde{e}_{2i} = \frac{w_{2i}}{w_1} \cdot U_1 [\text{V}], \quad i = 1 \div 3$$

$$\tilde{e}_{21} = \frac{w_{21}}{w_1} \cdot U_1 = 7,5 [\text{V}]$$

$$\tilde{e}_{22} = \tilde{e}_{23} = \frac{w_{22}}{w_1} \cdot U_1 = \frac{w_{23}}{w_1} \cdot U_1 = 13,4 [\text{V}]$$

Valoarea reală a tensiunii în sarcină va fi:

$$U_{2i} = \tilde{e}_{2i} - R_{2i}^* \cdot I_{2i}, \quad i = 1 \div 3$$

$$U_{21} = \tilde{e}_{21} - R_{21}^* \cdot I_{21} = 7,5 [\text{V}]$$

$$U_{22} = U_{23} = \tilde{e}_{22} - R_{22}^* \cdot I_{22} = \tilde{e}_{23} - R_{23}^* \cdot I_{23} = 13,2 [\text{V}]$$

Comentariu.

Înainte de recalcularea numărului de spire secundare a rezultat: $\tilde{e}_{2i} = U_{2iN}$, în care valoarea U_{2iN} a fost dată prin temă. La curent nominal rezulta:

$$U_{2i} \big|_{I_{2i}=I_{2iN}} < U_{2iN}$$

datorita căderii de tensiune pe rezistența internă secundară (R_{2i}^*), figura 4b.

Este necesară o tensiune electromotoare de gol (\tilde{e}_{2i}^*) mărită și care se poate obține măbind numărul de spire secundare. Neglijând creșterea rezistenței secundare totale (R_{2i}^*) dacă ($w_{2i} \rightarrow w_{2i}^*$), rezultă noua tensiune electromotoare (de gol) necesară:

$$e_{2i}^* \cong e_{2i} + R_{2i}^* \cdot I_{2iN} = U_{2iN} + R_{2i}^* \cdot I_{2iN} = w_{2i}^* \cdot e$$

de aici numărul recalculat de spire:

$$w_{21}^* \cong \frac{U_{21N}}{e} + \frac{R_{21}^* \cdot I_{21N}}{e} = w_{21} + \frac{R_{21}^* \cdot I_{21N}}{e} = 9[\text{spire}]$$

$$w_{22}^* \cong w_{23}^* \cong w_{22} + \frac{R_{22}^* I_{22N}}{e} = w_{23} + \frac{R_{23}^* I_{23N}}{e} = 16[\text{spire}]$$

A.1.3 Calculul expeditiv al transformatoarelor de mică putere folosind nomograme

Pentru transformatoare de puteri mici ($P < 500 \text{ W}$) este atractiv un calcul simplificat, folosind nomograme prin care se reduce substanțial volumul de calcule.

A.1.3.1 Puterea secundară:

$$P_2 = \sum (U_{2i} \cdot I_{2i}) = 328 [\text{W}]; i = 1-3$$

și se extrage din tabelul nr.1 valoarea estimată a randamentului transformatorului (η_{tr}) rezultând astfel puterea de gabarit:

$$P = \frac{1}{\eta_{tr}} \cdot P_2 = 349 [\text{W}]$$

A.1.3.2 Calculul înfășurărilor transformatorului

Din graficul prezentat în figura 5, pentru valoarea (P) calculată anterior, se deduc :

- $S_m = S_{Fe}$: secțiunea miezului de fier (în cm^2);
 $S_m = S_{Fe} = 26$
- N_0 : numărul de spire pe volt pentru înfășurarea primară și
 $N_{0I} = 1,3$
- N_{0II} : numărul de spire pe volt pentru înfășurările secundare.

Numerele de spire necesare vor fi deci :

$$w_1 = N_0 \cdot U_1; w_{2i} = N_{0II} \cdot U_{2i}; i=1-3$$

$$w_1 = N_{0I} \cdot U_1 = 456$$

$$w_{21} = N_{0II} \cdot U_{21} = 9$$

$$w_{22} = w_{23} = N_{0II} \cdot U_{22} = N_{0II} \cdot U_{23} = 16$$

Alegerea tolelor și a conductoarelor de bobinaj parcurge aceleași etape ca în cazul anterior.

În tabelul 4 se prezintă, comparativ, rezultatele calculului transformatorului prin cele două metode:

Tabel nr 4

Mărimi, parametrii		Calcul inițial	Calcul simplificat	Unit. Măs.
Secțiunea miezului	S_{Fe}	31,17	28	[cm^2]
Tensiunea / spiră	e	0,83	-----	[V/spiră]
Nr. spire /volt (primar)	N_0	-----	1,2	[spire /V]
Nr. spire / volt (secundare)	N_{0II}	-----	1,25	[spire /V]
Nr. de spire: primar	W_1	456	456	[spire]
Nr. de spire: secundar	W_{21}	9	10	[spire]
Nr. de spire: secundar	W_{22}	16	17,5	[spire]

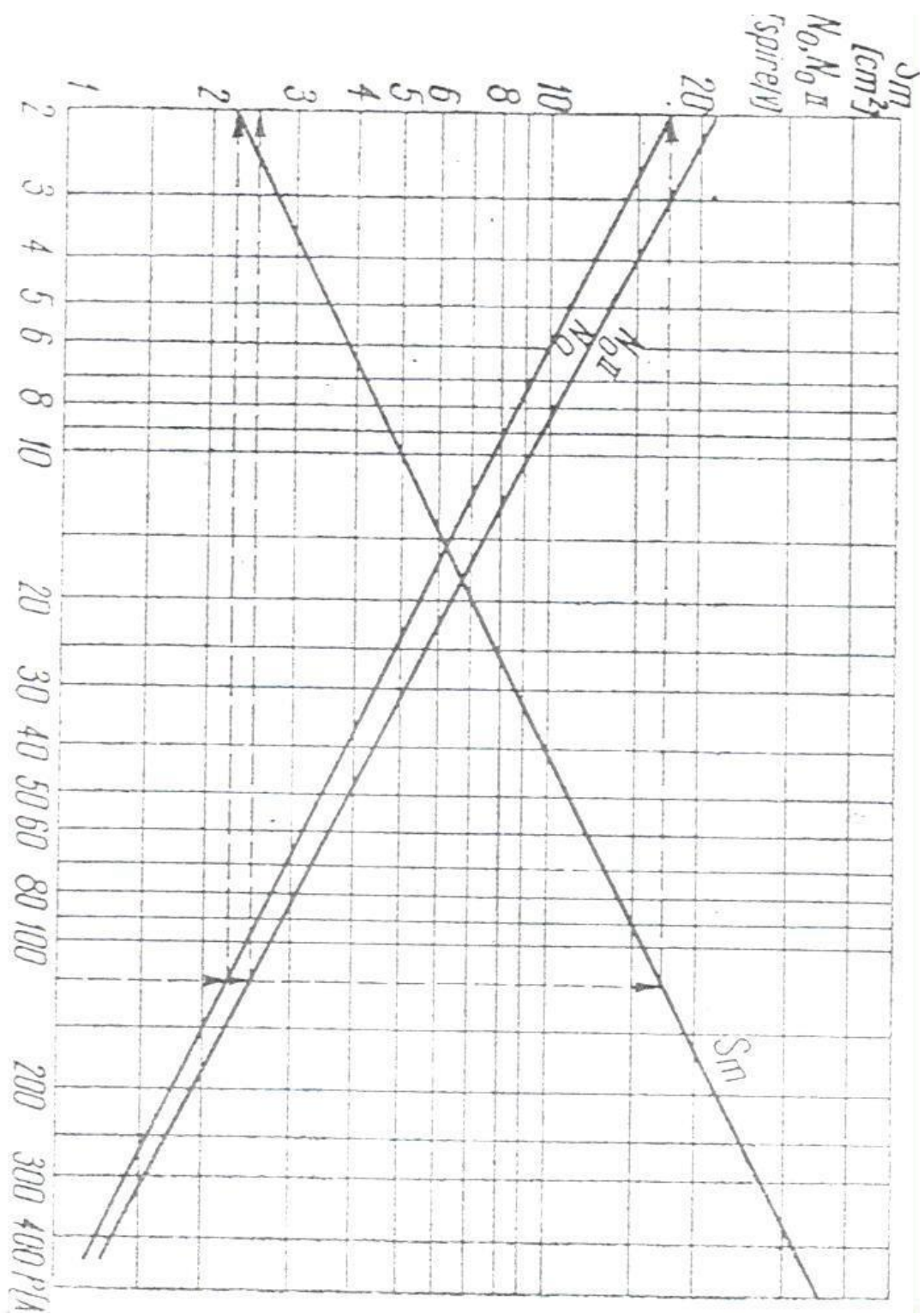


Figura A.1.3. Diagramă pentru calculul rapid al transformatoarelor de rețea.

A.2. Calculul circuitelor de redresare

Generarea și distribuția de energie electrică este de obicei realizată în curent alternativ, datorită simplității și unor rațiuni economice. Cu toate acestea, multe tipuri de echipamente electrice funcționează cu surse de curent continuu. Tensiunea alternativă trebuie să fie, prin urmare, redresată și, în cele mai multe cazuri filtrată, pentru a oferi o tensiune de ieșire dorită la un curent sau la un nivel de putere necesar.

Date inițiale:

- schemele de redresare;
- tensiunile și curenții secundari ai transformatorului de rețea
- capacitățile estimate ale condensatoarelor de filtraj

A.2.1. Scheme de redresare

Redresorul dublă alternanță convertește ambele polarități ale unei alternative în curent continuu. De asemenea se poate obține o tensiune medie de ieșire mai mare.

Pentru înfășurarea secundară (w_{21}) (bornele 21, 22) se recomandă o redresare în punte (punte monobloc) iar, pentru înfășurările ($w_{21} + w_{22}$) (bornele 23, 24 și 25) se recomandă, o redresare cu patru diode (dar și o punte monobloc) rezultând o redresare “bipolară” cu punct median.

Ambele scheme de redresare sunt prezentate în figura 6.

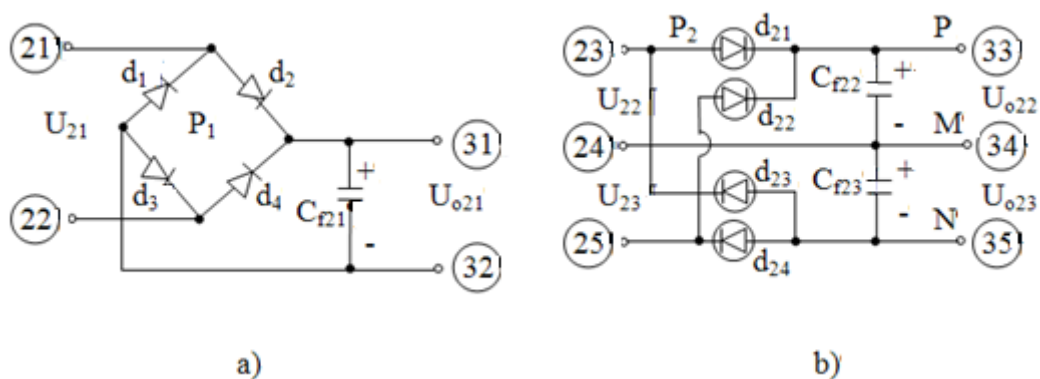


Fig.6

Alegerea punții și a diodelor redresoare se bazează pe calculul **solicitărilor acestora la tensiunea maxima (la polarizare inversă) și la curent (mediu) redresat (la polarizare directă)** alegând din catalog semiconductoare cu valori

acoperitoare. Pe baza acestor valori se va alege tipul necesar de redresoare folosind tabelul nr.6.

Tabel nr. 6

DIODE REDRESOARE					
TIP	I_d [A]	U_{inv} [V]	$U_{sat}=DU_{AK}=DUD$ [V]	$I_p^2 \Delta t$ [A ² *sec]	
F -057	0.75	50	0.80	4.5	
F -107	0.75	100	0.80	4.5	
F -207	0.75	200	0.80	4.5	
F -407	0.75	400	0.80	4.5	
1N -4001	1	50	0.95	4.5	
1N -4002	1	100	0.95	4.5	
1N -4003	1	200	0.95	4.5	
F- -102	2	100	1.1	24.5	
F- -202	2	200	1.1	24.5	
F- -402	2	400	1.1	24.5	
6SI -0.5	6	50	1.2	160	
6Si -1	6	100	1.2	160	
6SI -2	6	200	1.2	160	
6SI -4	6	400	1.2	160	
D10N -0.5	10	50	1.4	220	
D10N -1	10	100	1.4	220	
D10N -2	10	200	1.4	220	
D10N -4	10	400	1.4	220	

PUNȚI (REDRESOARE) MONOFAZATE					
TIP	I_d [A]	U_{inv} max[V]	$I_p^2 \Delta t$ [A ² s]	U_{ef} max [V]	
1PM	0,5	1,2 A	50	4.5	35
	1		100		70
	2		200		140
	4		400		280
3 PM	0,5	3,2 A	50	24	35
	1		100		70
	2		200		140
	4		400		280
10 PM	0,5	10 A	50	162	35
	1		100		70
	2		200		140
	4		400		280

A.2.2. Etape de calcul pentru alegerea redresoarelor

A.2.2.1 Coeficient de siguranță

Se impune un coeficient de siguranță: $\sigma \cong 1,5$.

A.2.2.2. Tensiunile inverse

Tensiunea inversă de catalog este tensiunea maximă pe care o punte sau o diodă o poate bloca. Tensiunile maxime la care sunt supuse punțile, respectiv diodele redresoare, în cazul polarizării inverse, în ipoteza unor condensatoare de filtraj foarte mari și a neglijării căderii directe de tensiune pe semiconductoare vor fi:

- În cazul figurii 6.a referitoare la o punte monofazată

$$U_{\max 21} = \sqrt{2} \cdot U_{21} = 11,31[V]$$

- În cazul figurii 6.b referitoare la cele patru diode ($d_{21} \div d_{24}$)

$$U_{\max 22} = 2\sqrt{2} \cdot U_{22} = 2\sqrt{2} \cdot U_{23} = \dots[V]$$

Pentru alegerea diodelor, ținând cont de coeficientul de siguranță $\sigma \approx 1,5$, valorile acoperitoare de catalog se referă la valorile:

$$U_{\max 21}^* = 1,5 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{21} = 2,12 \cdot U_{21} = 17[V]$$

- pentru punte monofazată și respectiv pentru diode

$$U_{\max 22}^* = U_{\max 23}^* = 1,5 \cdot 2\sqrt{2} \cdot U_{22} = 4,24 \cdot U_{22} = 4,24 \cdot U_{23} = \dots[V]$$

A.2.2.2. Curentul mediu redresat de durată, pentru ambele variante, este dat de relația:

$$\bar{I}_{2i} \cong 0,7 \cdot \tilde{I}_{2i} (A), i = 1 \div 3$$

$$\bar{I}_{21} = 6.3(A)$$

$$\bar{I}_{22} = \bar{I}_{23} = \dots(A)$$

asa încât pentru alegerea punții și a diodelor se consideră valorile:

$$\bar{I}_{2i}^* = 1,5 \cdot 0,7 \cdot \tilde{I}_{2i} = 1,05 \cdot \tilde{I}_{2i} (A), \text{ și anume}$$

$$\bar{I}_{21}^* = 6.3(A)$$

Se vor alege din catalog:

-puntea de tip D10N -0,5 cu valorile

$$U_{inv1} = 50 [V] > U_{max21}^* = 17[V]$$

$$I_{d1} = 10 > \bar{I}_{21}^* [A] = 6,3[A]$$

Din catalog se aleg și valorile solicitărilor termice:

$$I_p^2 \cdot \Delta t = 220 (A^2 \cdot sec)$$

și diodele de tip: 10PM -0.5 cu

$$U_{inv2} = 50[V] > U_{max22}^* = 17[V] [V]$$

$$I_{d2} = 10[A] > \bar{I}_{22}^* = \bar{I}_{23}^* = 10,5[A] \text{ și } I_p^2 \cdot \Delta t = 162 (A^2 \cdot sec).$$

A.2.2.3. Verificarea redresoarelor la curentul de pornire

Curentul „de pornire” apare la încărcarea condensatoarelor de filtraj la punerea sub tensiune a sursei nestabilizate (transformator, redresor, condensator de filtraj).

În tabelul nr. 7 sunt date valori estimative în mF (uzuale în cazul surselor stabilizate de laborator sau de uz curent) pentru diferite valori ale tensiunii redresate ($\bar{U}_0 = U_{21} = 8[V]$) și ale curentului redresat ($\bar{I}_0 = I_{21} = 6[A]$).

Tabel nr. 7

$\bar{I}_0 [A] \backslash \bar{U}_0 [V]$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2	2.2	2.4	2.6	2.8	3
10	0.75	1.5	2.25	3	3.75	4.5	5.25	6	6.75	7.5	8.25	9	9.75	10.5	11.25
20	0.4	0.8	1.2	1.6	2	2.4	2.8	3.2	3.6	4	4.4	4.8	5.2	5.6	6
30	0.25	0.50	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2	2.25	2.5	2.75	3	3.25	3.5	3.75
40	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4	1.6	1.8	2	2.2	2.4	2.6	2.8	3
50	0.15	0.3	0.45	0.6	0.75	0.9	1.05	1.2	1.35	1.5	1.65	1.8	1.95	2.1	2.25
60	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5

$$\bar{U}_{01} = 0,9 \cdot U_{21} = 14,4[V]$$

$$\bar{U}_{02} = 0,9 \cdot U_{22} = 32,4[V]$$

$$\bar{I}_{01} = \bar{I}_{21} = 6,3[A]$$

$$Cf_1 = 8[mF] = 8 \cdot 10^{-3}[F]$$

Valoarea curentului „de pornire” este aproximat prin relația:

$$I_{pi} \cong I_{Dpi} \cong \frac{\sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{2i}}{R_{2i}^* + k \cdot r_d}$$

in care: $k=2$

$$I_{p1} = 23,08[A]$$

$$I_{p2} = I_{p3} = 40,07[A]$$

și respectiv (r_d) este rezistența „echivalentă” a diodei, iar (k) este numărul de diode aflate simultan în conducție:

- $k=2$ pentru figura 6.a (cazul punții)
- $k=1$ pentru figura 6.b (cazul diodelor)
- $r_{d1} = 0,4[\Omega]$
- $r_{d2} = 0,24[\Omega]$

Valorile orientative ale rezistențelor echivalente ale diodelor redresoare de tensiuni joase ($U_{inv\ catalog} < 100 - 150V$) sunt date în tabelul nr.8.

Tabelul nr.8

$I_D [A]$	0.3	0.7	1	3	5	10
$r_d [\Omega]$	4	1.7	1.2-3.75	0.4	0.24	0.12/2=0.6

Durata încărcării inițiale a condensatorului de filtraj se poate aproxima cu relația:

$$\Delta t_i^* \cong (R_{2i}^* + k \cdot r_d) \cdot C_{fi}, \quad i = 1 \div 3$$

În care

$$\Delta t_1^* = 0,0015 [sec].$$

$$\Delta t_2^* = \Delta t_3^* = 0,0015[sec].$$

Solicitarea termică a diodei la încărcarea inițială corespunde relației:

$$I_{pi}^2 \cdot \Delta t_i^* = \frac{2(\tilde{U}_{2i})^2}{(R_{2i}^* + k \cdot r_d)} \cdot C_{fi}, i = 1 \div 3$$

$$I_{p1}^2 \cdot \Delta t_1^* = 0.8$$

$$I_{p2}^2 \cdot \Delta t_2^* = 2,4$$

Aceste valori trebuie să fie mai mici decât valorile

$$(I_D^2 \cdot \Delta t)$$

alese din catalog pentru puntea și diodele alese inițial

$$I_D^2 \cdot \Delta t > (I_p^2 \cdot \Delta t^*).$$

În final, se vor alege din catalog diodele (punțile):

- Tip D10N -0.5 pentru figura 6.a, cu

$$(U_{inv})_{max} = 50 [V] > (U_{inv21}^*) [V];$$

$$I_D = 10 [A] > I_{D21}^* [A] \text{ și}$$

$$(I^2 \cdot \Delta t) (A^2 \text{ sec}) \geq (I_p^2 \cdot \Delta t)_{21} [A^2 \text{ sec}]$$

A.3. Calculul filtrelor de netezire

A.3.1. Calculul condensatorului de filtrare a tensiunii redresate

Calculul se referă la valorile necesare ale condensatoarelor (C_{f21}), (C_{f22}) și (C_{f23}). Calitatea filtrării este dată de *factorul de pulsație* (p) și de *coeficientul de filtrare* (q).

În cazul tensiunii obținute prin redresarea unei tensiuni alternative se constată o componentă continuă (\bar{U}), egală cu valoarea medie a tensiunii redresate, peste care se suprapune o componentă alternativă ($\Delta\tilde{U}$). Întrucât componenta alternativă („ripple”) are o formă complicată, greu de descris analitic, acesta se aproximează cu prima armonică (\tilde{U}_1) a cărei amplitudine are valoarea apropiată de amplitudinea componentei alternative. **Factorul de pulsație** (p) al tensiunii pulsatorii redresate, în lipsa unui condensator, este definit prin raportul:

$$p_i = \frac{\Delta\tilde{U}}{\bar{U}} \cong \frac{\tilde{U}_1}{\bar{U}}$$

(p_i la „intrare”, adică în lipsa condensatorului)

În cazul redresării dublă alternanță (idealizate, fără condensator)

$$p \equiv p_i = \frac{2}{3} \cong 67\%.$$

Neglijând căderile directe de tensiune pe diode, redresarea unei tensiuni efective (U_{ef}) conduce la o valoare medie (fără condensator de filtrare), de valoare:

$$\bar{U} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \tilde{U}_{ef} \cong 0,9 \cdot \tilde{U}_{ef}$$

Dacă (ΔU_D) este căderea directă pe diode (luată, pentru a simplifica calculele $\Delta U_D = 0,75V$), în cazul punții din figura A.2.1.a:

$$\bar{U}_{21} \cong 0,9 \cdot e_{21}^* - 2\Delta U_D = 5,22[V]$$

iar pentru figura A.2.1.b:

$$\bar{U}_{22} = \bar{U}_{23} \cong 0,9 \cdot e_{22}^* - \Delta U_D = 0,9 \cdot e_{23}^* - \Delta U_D = 31,65.$$

Prezența condensatorului de filtrare reduce componenta alternativă și mărește valoarea medie, în funcție atât de valoarea condensatorului de filtraj cât și de cea a rezistenței de sarcină, în gama posibilă:

$$\bar{U}_{2i} \cong (0,9 \div 1,41) \cdot e_{2i}^* - k \cdot \Delta U_D; k = 1 \text{ sau } k = 2.$$

La o rezistență de sarcină și condensator de filtraj de valori mari, ne apropiem de valoarea (1,41), pe când la rezistență de sarcină mică și condensator mic, se coboară spre 0,9 (caz fără condensator).

Să presupunem că, prin folosirea condensatoarelor, se dorește o reducere a factorului de pulsație de la $p_i = 67\%$ la

$$P_o = (8 \dots 10)\% \\ P_o = 9$$

în condițiile sarcinii nominale ($R_{SiN} = \frac{U_{2i}}{I_{2i}}$, $i = 1 \dots 3$; conform paragrafului A.1.2.6)

A.3.2. Etapele de calcul al valorilor condensatoarelor de filtrare

A.3.2.1. Se calculează coeficientul de filtrare

$$q = \frac{p_i}{p_o} = 7,44 (>>1)$$

A.3.2.2. Calculul rezistentelor echivalente

Pe baza rezistenței nominale de sarcină (R_{SiN}), $i = 1 \dots 3$ și a rezistenței totale a redresorului

$$R_{rti} = R_{2i}^* + k \cdot r_d; i = 1 \dots 3; k = 1 \text{ (pentru diode) sau } k = 2 \text{ (pentru punte)} \\ R_{rt1} = 0.13 \Omega$$

se poate calcula valoarea necesară a condensatorului de filtrare.

A.3.2.3. Calculul condensatorului de filtrare folosește relația:

$$C_{fi}^* = \frac{1600 \cdot q (R_{rti} + R_{SiN})}{R_{rti} \cdot R_{SiN}} \quad [\mu F] \\ C_{f1}^* = \frac{1600 \cdot q (R_{rt1} + R_{SiN})}{R_{rt1} \cdot R_{SiN}} = 1,9 [\mu F]$$

Valoarea calculată se compară cu valorile estimate din tabelul A.2.2.3.a (C_{fi}).

A.3.2.4. Analiza comportării în sarcină a redresorului cu filtru

Valoarea **exactă** a tensiunii medii redresate, **în sarcină** (și cu condensator de filtrare) necesită un calcul complex. Pentru a evita acest efort se folosesc diagramele din figura 9 în care:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r = R_{rti} = R_{2i}^* + k \cdot r_d, i = \overline{1,3} \\ R_o = R_{SiN} = \frac{U_{2i}}{I_{2i}}, i = \overline{1,3} \\ \omega = 314(\text{rad/sec}); C_o = C_{fi}^*, i = \overline{1,3} \quad (\text{tabelul nr 7}) \\ E_{oi} = 1,41 \cdot e_{2i}^* - k \cdot \Delta U_D, k = 1 \text{ sau } k = 2 \end{array} \right.$$

așa încât, în cazul figurii 6.a:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r = R_{rt1} = R_{21}^* + k \cdot r_d = 0,13\Omega \\ R_o = R_{SiN} = \frac{U_{21}}{I_{21}} = 1,33\Omega \\ k_r = \frac{R_r}{R_o} = 0,2 \\ \omega = 314(\text{rad/sec}); C_o = C_{f1}^* = 1,9 \cdot 10^{-3} \quad (\text{tabelul nr 7}) \\ E_{o1} = 1,41 \cdot e_{21}^* - k \cdot \Delta U_D = 9,03 \quad k = 2 \\ \omega \cdot C_o \cdot R_o = 41,98 \end{array} \right.$$

Evident, relațiile anterioare se aplică pentru fiecare înfășurare secundară și rezultă **coeficientul de tensiune în sarcina:**

$$k_u = \frac{U_o}{E_o} \text{ dependent de } (\omega C_o R_o) \text{ și de raportul } \left(k_r = \frac{R_r}{R_o} \right)$$

$$k_{u1} = 0,88$$

$$\omega CR = 15$$

așa încât, în sarcină, (la $\bar{I}_{oi} = \tilde{I}_{2i}$), tensiunea pe condensatoarele de filtrare va fi:

$$\bar{U}_{oiN}^* = k_{ui}^* \cdot \bar{E}_{oi}$$

$$\bar{U}_{o1N}^* = k_{u1}^* \cdot \bar{E}_{o1} = 5,41[V]$$

Caracteristicile liniarizate de sarcină vor fi cele din figura 7:

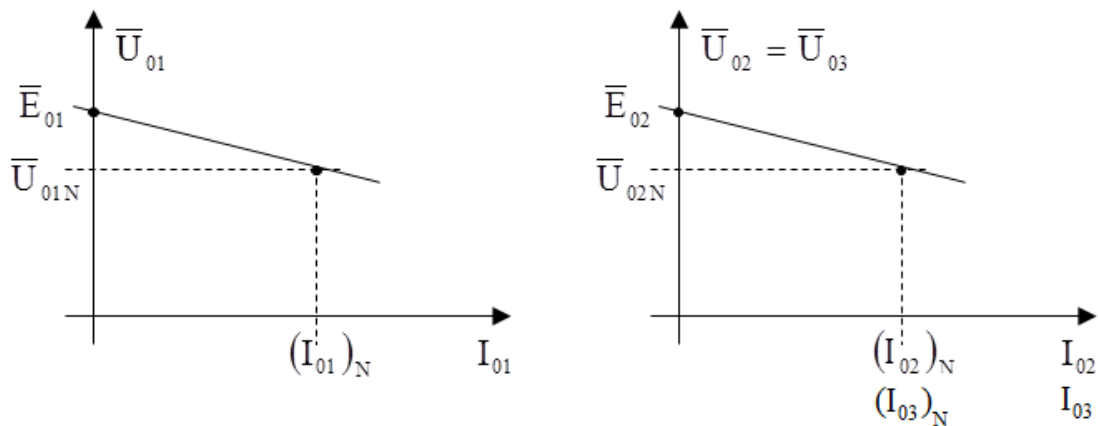


Figura 7 Caracteristicile liniarizate de sarcină ale transformatorului

A.3.2.3. Calculul prin nomograme al valorii condensatorului de filtrare (C_{fi}^{**})

Plecând de la valoarea impusă pentru factorul de pulsație (p_o) și cunoscând valorile

$$\begin{aligned} R_{o1} &= R_{S1N} = 1,33; \\ R_{r1} &= R_{r2} = R_{21}^* + k \cdot r_{d1} = \dots; \\ k_{r1} &= \frac{R_{r1}}{R_{o1}} = 0,0977 \end{aligned}$$

rezultă din monograma dată în figura 10. produsul ($\omega C_o R_o$) și deci

$$\begin{aligned} C_o &= C_f^{**} = \frac{(\omega C_o R_o)}{\omega R_o} [F] \\ C_{o1} &= C_{f1}^{**} = \frac{(\omega C_{o1} R_{o1})}{\omega R_{o1}} = 35,8 \cdot 10^{-3} [F] \end{aligned}$$

A.3.2.4. Valoarea finală a condensatorului de filtraj va fi media aritmetică

$$\begin{aligned} \bar{C}_{fi} &= \frac{C_{fi}^* + C_{fi}^{**}}{2} \\ \bar{C}_{f1} &= \frac{C_{f1}^* + C_{f1}^{**}}{2} = 60 \cdot 10^{-3} [F] \end{aligned}$$

Tensiunea de lucru a condensatoarelor va fi egală cu tensiunea inversă de catalog a diodelor (punților).

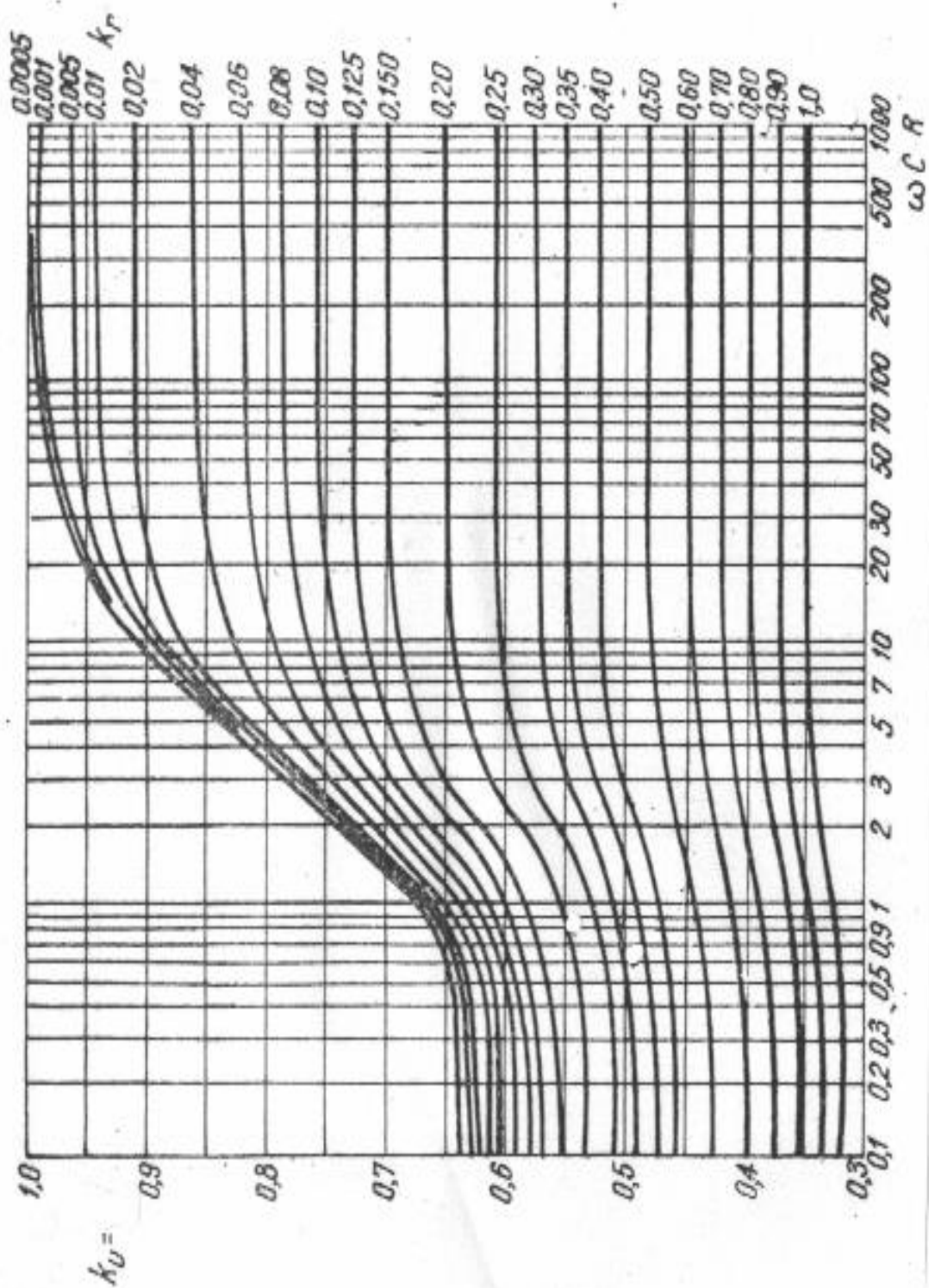


Figura 9. Variația coeficientului de tensiune în gol în funcție de $\omega C_0 R_0$ pentru redresorul bialternanță (în punte)

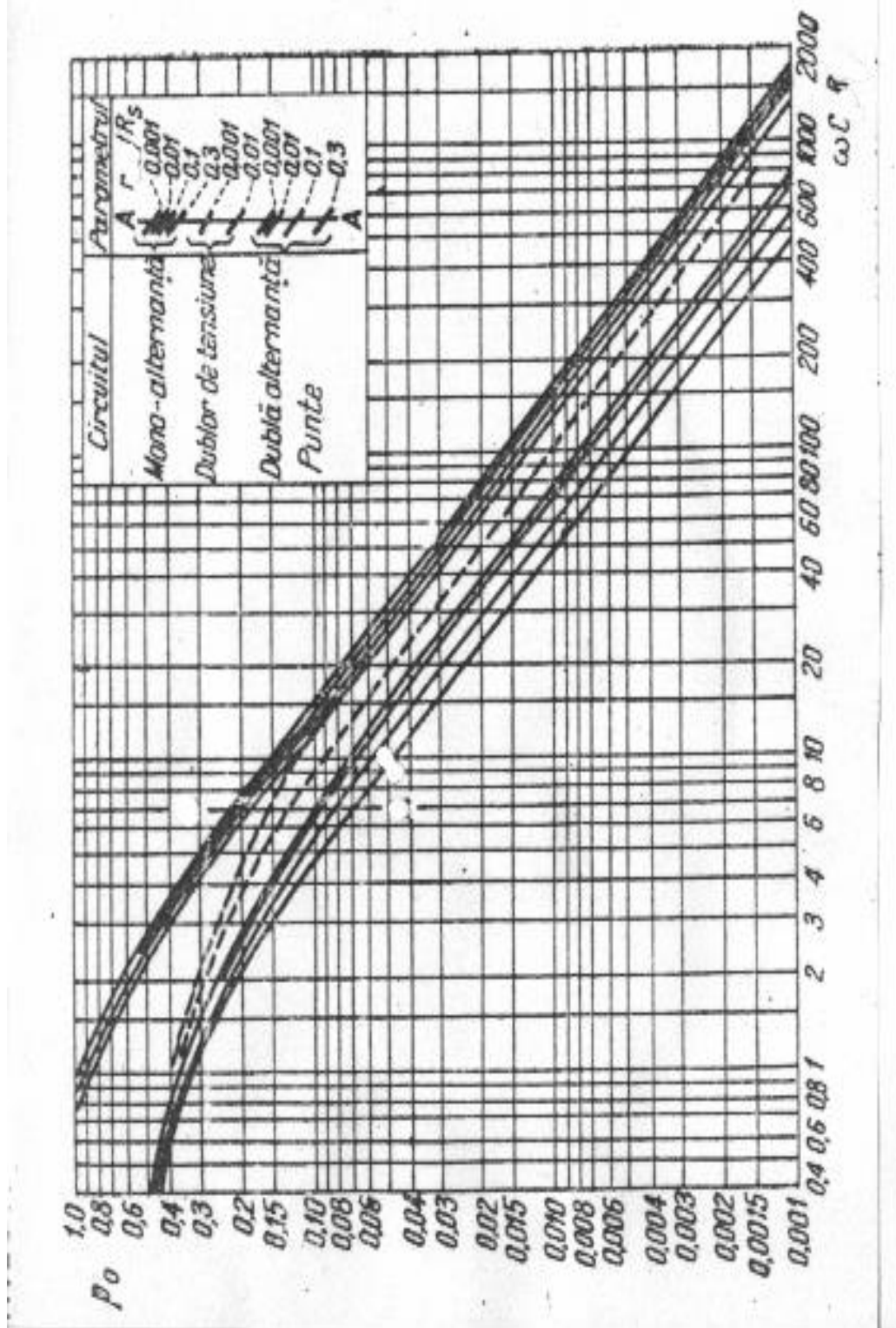
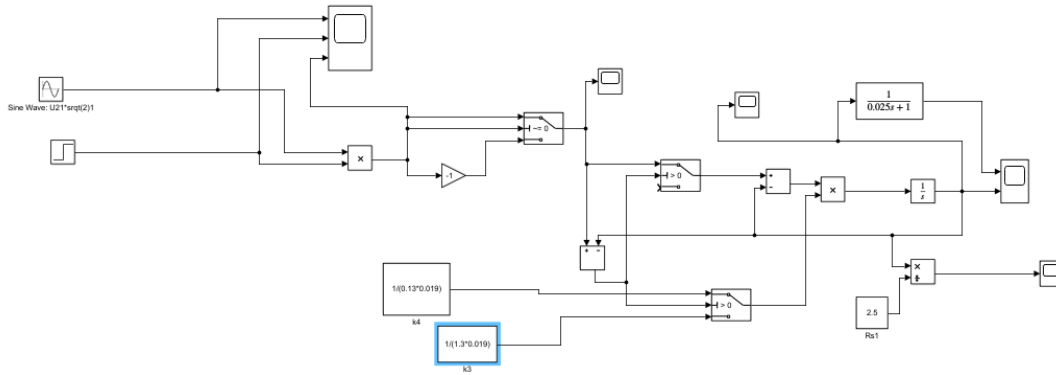


Figura 10. Variația factorului de pulsație pentru diferite tipuri de redresoare

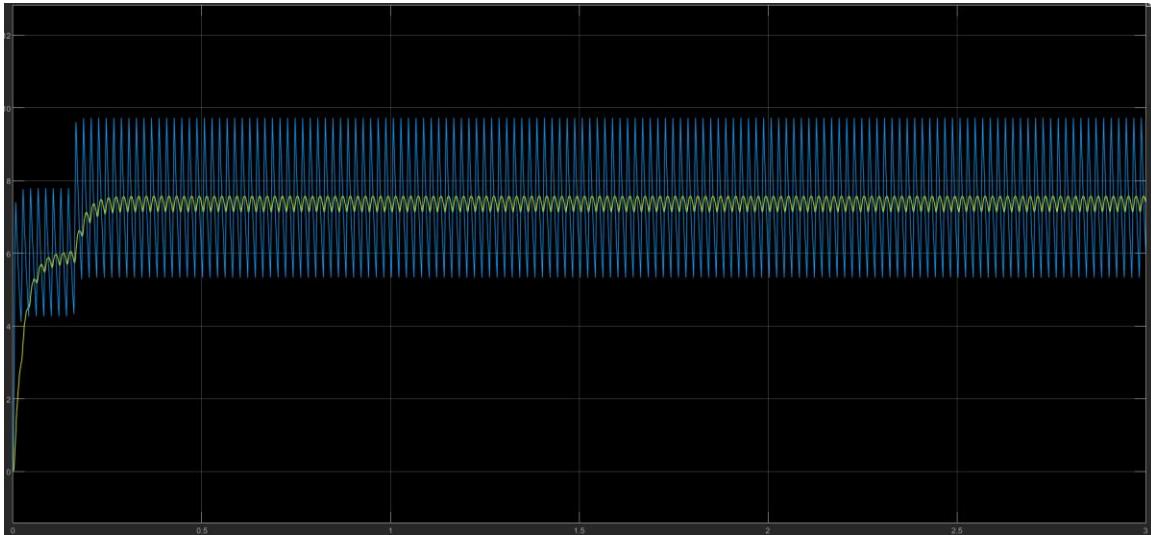
Schema simulink:



$$K3 = 1 / (R_{rt1} * C_f)$$

$$K4 = 1 / (R_{sn1} * C_f)$$

Simulare in Simulink:



R_s	$10 * R_{SIN} = 1.33 * 10 = 13.3$	$2 * R_{SIN} = 2 * 1.33 = 2.66$	$1 * R_{SIN} = 1.33$	$0.5 * R_{SIN} = 0.5 * 1.33 = 0.665$
U_o	7.3	7.3	7.3	7.3
I_o	0.6	2.85	5.7	0.114

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca

Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:

SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

B.

Proiectarea surselor controlate de curent
continuu

Student: Călbează Mihaela Maria

Grupa: 30135

2021-2022

B. PROIECTAREA SURSELOR CONTROLATE DE CURENT CONTINUU

În secțiunea (A) au fost proiectate trei surse de curent continuu nestabilizate, filtrarea folosind condensatoare, așa cum s-a proiectat în figura 6a și 6b:

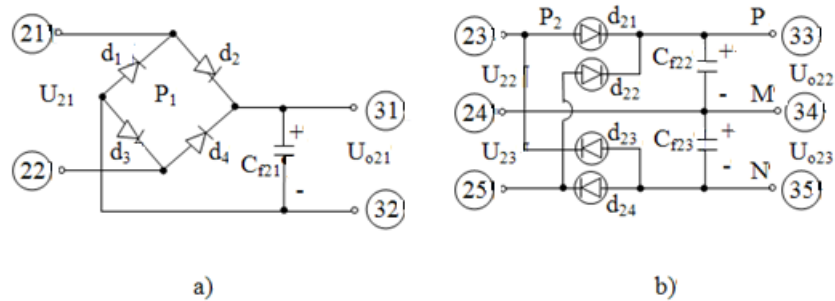


Figura 6. Redresoare necomandate, nestabilizate: a) în punte; b) cu diode și priză mediană

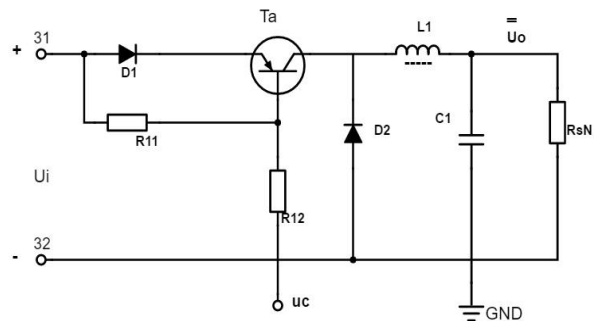
Tensiunea la bornele (31, 32) este monopolară (+ la 31, - la 32), pe când tensiunile din figura 6b sunt: pozitivă (U_{OP}) la borna (33) și negativă ($-U_{ON}$) la borna (35) în raport cu priza mediană, luată ca referință de tensiune („ground”).

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

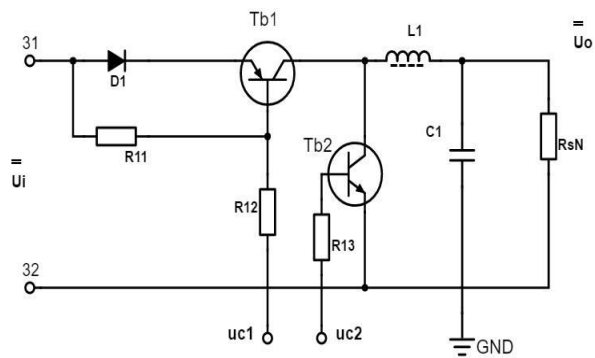
Proiectarea unor surse în comutație, stabilizate de curent continuu constă din două etape:

- 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)



b)

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

B1a. Calculul variatorului de tensiune coborâtör

Pentru proiectare se impun o serie de date inițiale

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

$$R_{SN} = \frac{\tilde{U}_{2i}}{\tilde{I}_{2i}} [\Omega]$$

$$R_{SN1} = \frac{\tilde{U}_{21}}{\tilde{I}_{21}} = \frac{8}{6} = 1.33 [\Omega]$$

în care $(\tilde{U}_{2i}, \tilde{I}_{2i})$ au fost date inițial prin temă.

3) Tensiune de alimentare (U_i)

$$\bar{U}_i = k_u \cdot E_{2i} = k_u \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{2i} [V]$$

$$\bar{U}_1 = k_u \cdot E_{21} = 10,02[V]$$

Unde (k_u) este coeficientul de tensiune în gol (A.3.2.3)

4) Tensiune maximă de alimentare

$$(\bar{U}_i)_{max} = \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{2i}$$

$$(\bar{U}_1)_{max} = 11,31[V]$$

5) Tensiunea nominală de ieșire

$$\bar{V}_o = \mu_o \cdot \bar{U}_i = 0,5 \cdot \bar{U}_i [V]$$

$$\bar{V}_{o1} = \mu_o \cdot \bar{U}_1 = 4[V]$$

6) Curentul nominal de sarcină:

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

$$(\bar{I}_o)_1 = \frac{\bar{V}_{o1}}{R_{SN}} = 3[A]$$

7) Variația curentului prin bobina variatorului coborător:

$$\Delta \tilde{I}_L \cong (0,20 \div 0,30)(\bar{I}_o)_N [A] \Rightarrow 0,25$$

$$\Delta \tilde{I}_{L1} = 0,25(\bar{I}_o)_1 = 0,75[A]$$

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

$$\tilde{V}_{o1} = 4\% \cdot \bar{V}_{o1} = 16[V]$$

9) Frecvența de comutație

$$f_c = 15 [kHz]$$

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

1. Din relația

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

$$\text{cu } \Delta \tilde{I}_L \cong (0,20 \div 0,30)(\bar{I}_o)_N = (0,20 \div 0,30) \frac{\bar{V}_o}{R_{SN}} = 0,25 * 3 = 0,75$$

(0.25)

rezultă valoarea minimă a inductanței de filtrare (L):

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

$$L_1 = \frac{((\bar{U}_1)_{\max} - \bar{V}_{o1}) \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{I}_{L1}} = 0.961[H] = 961[mH]$$

$$L > L_1 = 0.96$$

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:

$$C = \frac{\Delta \tilde{I}_L \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O} = \frac{0,5 \cdot \Delta \tilde{I}_L}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O}$$

$$C_1 = \frac{\Delta \tilde{I}_{L1} \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_{o1}} = 0.0016[\mu F] = 16 \cdot 10^{-8}(F)$$

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

- O tensiune anodică: $U_A \geq 1,25 \cdot (\bar{U}_i)_{\max}$
 $U_{A1} \geq 1,25 \cdot (\bar{U}_1)_{\max} = 14,14[V]$
- Un curent anodic: $I_A \geq 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N$
 $I_{A1} \geq 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_1 = 4.5[A]$

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: $U_{tranzistor} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{21}$
 $U_{tranzistor1} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{21} = 22.62[V]$
- Un curent de sarcină: $I_{tranzistor} = 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N$
 $I_{tranzistor1} = 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_1 = 4.5[A]$

B1b. Calculul circuitului de comandă a variatorului coborât

Structura dată în figura 7 corespunde unei prime variante

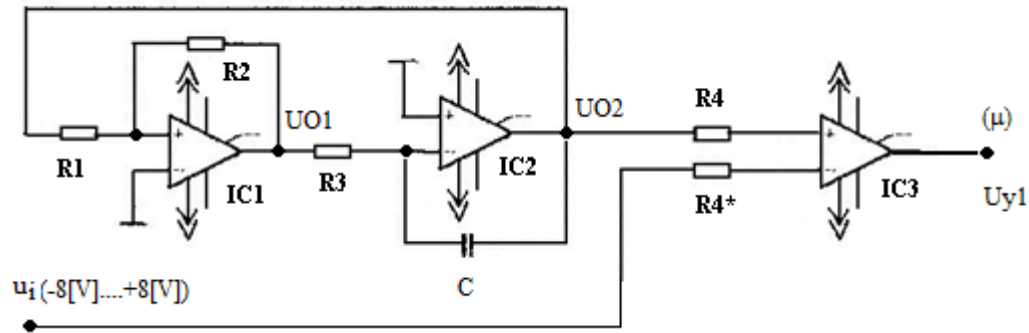


Figura 7. Structura modulatorului în durată (variantă)

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 $R_2=2 \cdot R_1$. Alegând $R_2=20[k\Omega]$, rezultă $R_1=10[k\Omega]$.

Frecvența de comutație este dată de relația:

$$\begin{aligned} R_1 &= 10[k\Omega] \\ R_2 &= 20[k\Omega] \\ f_c &= \frac{1}{2 \cdot R_3 \cdot C} = 15[kHz] \\ C &= 46,24 [F] \end{aligned}$$

Alegând inițial valoarea (C) a condensatorului, la o valoare impusă a frecvenței de comutație, rezultă prin calcul valoare rezistenței R_3 . 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:

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{1}{2 \cdot f_c \cdot C} = 0,7[\Omega] \\ \mu &= \frac{u_i + 8}{2 \cdot A} = \frac{8 + 8}{2 \cdot 8} = 1 \end{aligned}$$

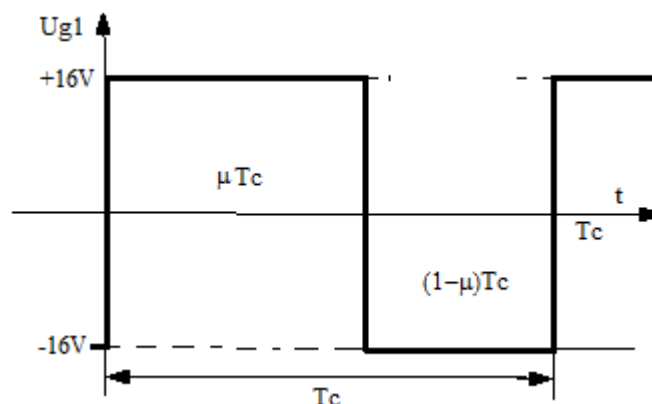


Figura 8. Evoluția tensiunii modulate în durată

Caracteristica statică a modulatorului PWM este dată în figura 8.

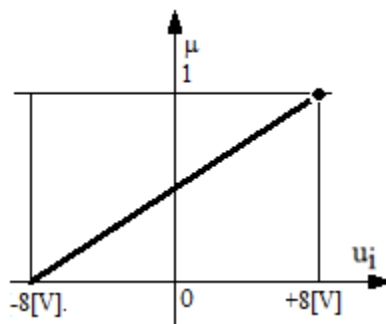


Figura 9. Variația factorului de umplere (μ)

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

$$K = \frac{\Delta\mu}{\Delta u_i} = \frac{1}{2A} = 0,062$$

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 coborâtor

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

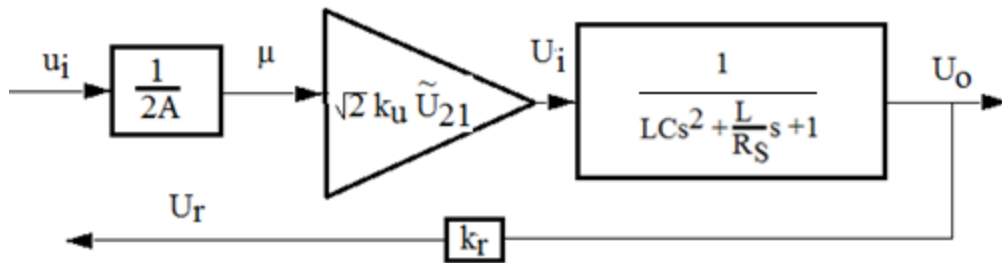


Figura 10. Partea fixată a sursei stabilizate cu funcționare în comutație

Se alege un divizor rezistiv pe reacție cu $k_r=0,2$.

Mărimea de referință a sursei va fi $V_0^* = \mu_0 \cdot k_r \cdot U_i=1,00$

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:
SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

C.
Proiectarea reguletoarelor

Student: Călbează Mihaela-Maria
Grupa: 30135

2021-2022

C. CALCULUL REGULATOARELOR ȘI SIMULAREA FUNCȚIONĂRII SURSELOR CONTROLATE DE CURENT CONTINUU

În secțiunea (B) a fost proiectată o sursă coborâtoare fiind dimensionat atât circuitul de “forță”, cât și circuitul de comandă, determinându-se în final modelul matematic complet al variatorului coborâtor.

Următoarea etapă în proiectarea unei surse în comutație, stabilizate de curent continuu constă în calculul unui regulator adecvat care să satisfacă anumite performanțe impuse.

Pentru a calcula regulatorul $H_R(s)$, figura 11, este necesar modelul matematic al variatorului coborâtor, partea fixată (figura 10).

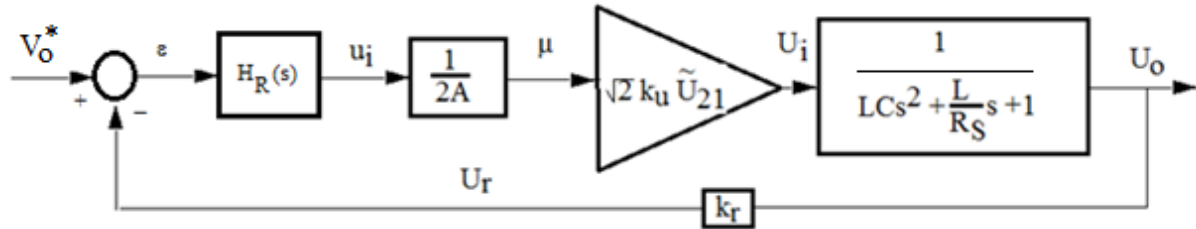


Figura 11. Structura simplificată a sursei stabilizate

Se determină funcția de transfer a părții fixate:

$$H_f(s) = \frac{1}{2A} \sqrt{2} \cdot k_u \cdot \tilde{U}_{21} \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R_S}s + 1}$$

$$H_f(s) = \frac{1}{2 \cdot 8} \cdot \sqrt{2} \cdot 0.88 \cdot 8 \cdot \frac{1}{0.961 \cdot 0.0016s^2 + \frac{0.961}{1.33}s + 1} = \frac{0.6265}{0.001537s^2 + 0.7226s + 1} = \frac{407.6}{s^2 + 470.1s + 650.6}$$

Pe baza funcției de transfer a părții fixate se vor calcula 3 regulatoare (P, PI și PD) folosind o metodă potrivită care să asigure marginea de fază impusă $\gamma^*=50^\circ$:

Funcțiile de transfer a reguletoarelor P, PI și PD sunt:

$$H_P = V_R; \quad H_{PI} = V_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right); \quad H_{PD} = V_R \left(\frac{T_D s + 1}{T_N s + 1} \right) = V_R \left(\frac{T_D s + 1}{\frac{T_D}{10} s + 1} \right);$$

După determinarea parametrilor reguletoarelor se va utiliza mediul de simulare Matlab/SIMULINK pentru implementarea structurii simplificate a sursei în comutație, stabilizate de curent continuu și verificarea performanțelor obținute cu fiecare regulator.

Structura prezentată în figura 12 este o variantă de implementare analogică a regulatorului proporțional (P) determinat bazat pe amplificatorul operațional (IC4):

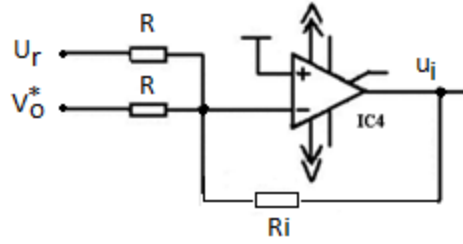


Figura 12. Schema unui regulator (P) analogic

În acest caz, factorul de amplificare (V_r) rezultă din relația:

$$U_c = \frac{R_i}{R} (V_o^* - U_r) = V_r (V_o^* - U_r)$$

în care $V_r = \frac{R_i}{R}$.

Structura prezentată în figura 13 este o variantă de implementare analogică a regulatorului proporțional integrator (PI) determinat bazat pe amplificatorul operațional (IC4):

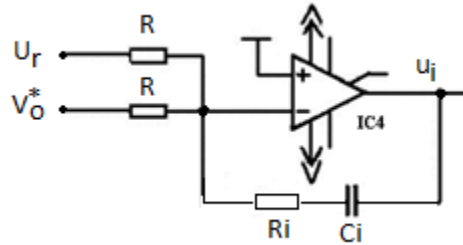


Figura 13. Schema unui regulator (PI) analogic

Se poate deduce că:

$$u_i = \frac{R_i}{R} \left(\frac{R_i C_i s + 1}{R_i C_i s} \right) (V_o^* - U_r) = V_r \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) (V_o^* - U_r)$$

în care $V_r = \frac{R_i}{R}$ și $T_i = R_i C_i$

Alegând o anumită valoare pentru rezistența R_i se obținem o valoare corespunzătoare a capacității condensatorului C_i .

Structura prezentată în figura 14 este o variantă de implementare analogică a regulatorului proporțional derivator (PD) determinat bazat pe amplificatorul operațional (IC4):

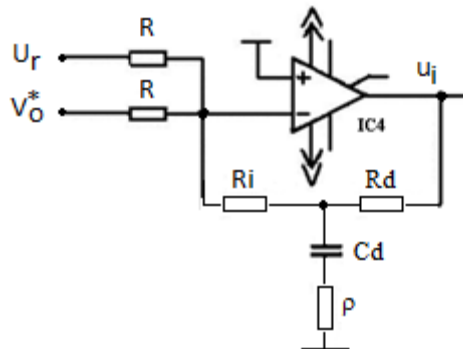


Figura 14. Schema unui regulator (PD) analogic ($R_i \gg R_d$)

În acest caz:

$$u_i = \frac{R_i}{R} \left(\frac{(R_d + \rho)C_d s + 1}{\rho C_d s + 1} \right) (V_o^* - U_r) = V_r \left(\frac{T_d s + 1}{T_N s + 1} \right) (V_o^* - U_r)$$

în care $V_r = \frac{R_i}{R}$, $T_d = (R_d + \rho)C_d$ și $T_N = \rho C_d$

Observații:

1. Se va prezenta schema de simulare utilizată în Matlab/SIMULINK, parametrii reguletoarelor determinate precum și rezultatele obținute.
2. Se va realiza schema completă (circuit de ”forță”, circuit de comandă) a sursei în comutație, stabilizate de curent continuu incluzând și sursa primară (nestabilizată).

Calculul regulatorului PI:

→ impunem marginea de fază $\gamma_k^* = 50^\circ$

$$H_f(j\omega_t) = -180^\circ + \gamma_k^* + \underline{H_{PI}(j\omega_t)} = -180^\circ + 50^\circ + 15^\circ = -115^\circ$$

$$\left| \frac{407.6}{-\omega_t^2 + 470.1j\omega_t + 650.6} \right| = -115^\circ$$

$$\Leftrightarrow -\arctg \frac{470.1\omega_t}{-\omega_t^2 + 650.6} = -115^\circ \mid tg$$

$$\Rightarrow \frac{470.1\omega_t}{-\omega_t^2 + 650.6} = 3$$

$$\Rightarrow 470.1\omega_t = 3(-\omega_t^2 + 650.6)$$

$$\Rightarrow 470.1\omega_t = -3\omega_t^2 + 1952$$

$$\Rightarrow 3\omega_t^2 + 470.1\omega_t - 1952 = 0$$

$$\Rightarrow \omega_t = 4.04 (\omega_t > 0)$$

$$V_R = \frac{1}{|H_f(j\omega_t)|} = \left| \frac{-4.04^2 + 4.04 \cdot 470.1j + 650.6}{407.6} \right| = \left| \frac{667 + 1899j}{407.6} \right| = \frac{\sqrt{667^2 + 1899^2}}{407.6} = 4.93$$

$$H_{PI} = V_R \left(1 + \frac{1}{\frac{4}{\omega_t} \cdot s} \right) = 4.93 \left(1 + \frac{1}{\frac{4}{4.04} \cdot s} \right) = 4.93 \left(1 + \frac{1}{s} \right) = 4.93 + 4.93 \cdot \frac{1}{s}$$

→simulare Matlab/SIMULINK

