



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: Kovács Attila-Levente

Grupa: 30133/1

2021-2022



Scop:

Actualul proiect își propune să ilustreze etapele și activitățile necesare pentru a projecța 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;



Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:

**SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE**

Partea A.

**Proiectarea surselor nestabilizate de
curent continuu**

Student: Kovács Attila-Levente

Grupa: 30133/1

2021-2022

A.1. Calculul și analiza unui transformator de rețea

Datele inițiale se referă la:

- tensiunea primară de alimentare (U_1);
- $U_1 = 380V$
- tensiunile și curentii nominali secundari
 - $U_{21N} = 14V$
 - $I_{21N} = 2A$
 - $U_{22N} = U_{23N} = 30V$
 - $I_{22N} = I_{23N} = 6A$
- date despre miezul magnetic;
- date despre bobinaj (material, solicitări);

A.1.1 Schema electrică a transformatorului

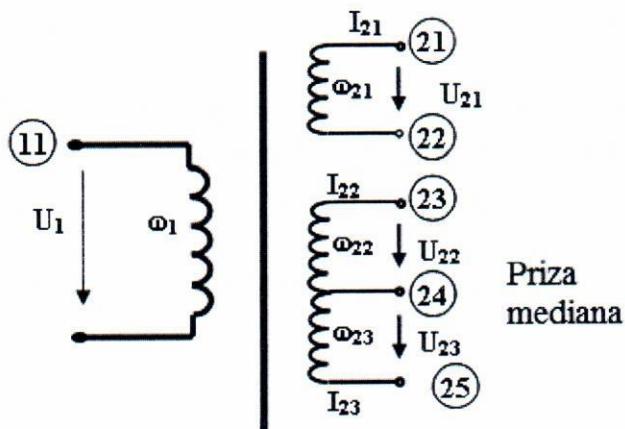


Fig. 1.

A.1.2. Etapele de calcul al transformatorului

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

$$P_2 = S_2 = \sum_{i=1}^3 (U_{2iN} \cdot I_{2iN}) = 388 \text{ [W]}$$

A.1.2.2 Puterea de gabarit (de calcul):

$$P_g = \frac{P_2}{2} \left(1 + \frac{1}{\eta_{tr}}\right) = 402,6 \text{ [W]}$$

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

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:

$$S_{Fe} = (1,1 \dots 1,5) \sqrt{P_g \frac{1 + \eta_{tr}}{J \cdot \eta_{tr}}} = 38,8 \text{ [cm}^2\text{]}$$

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 confectionate 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.

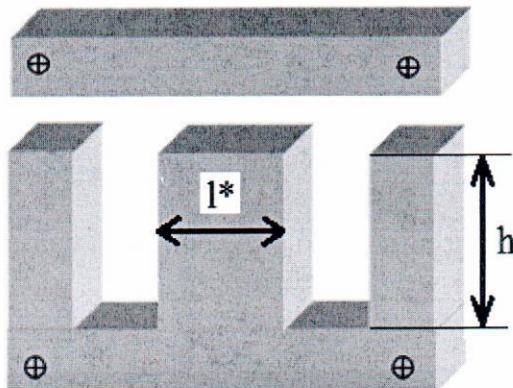


Fig. 2 Tole de tip E + I

In practica se va încerca, pe cat 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 perimetru minim). Astfel, se face economie de conductor și totodată se reduc pierderile de energie prin cădere de tensiune pe rezistență chimică a înfășurărilor.

Se încearcă:

$$S_{Fe} = l \cdot b \cong l^2 \text{ cu } l = b, \text{ deci } l \cong \sqrt{S_{Fe}} = 6,22 \text{ [cm]}$$

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:

$$= 62,2 \text{ mm} \rightarrow 60 \text{ mm}$$

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

Tabel nr.2

$l[\text{mm}]$	=10	=12,8	=16	=20	=25	=28	=32	=36	=40	=50	=60
----------------	-----	-------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

In cazul proiectului, s-a ales tola: E.60

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

$$b^* = (1,10 \div 1,25)b = 75 \text{ mm}$$

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

$$N_{\text{tole}} = \frac{b[\text{mm}]}{0,35} = 172 \text{ tole}$$

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

$$S_{\text{Fe}}^* = l^* \cdot b^* = 45 \text{ cm}^2$$

A.1.2.5. Lungimea spirei medii

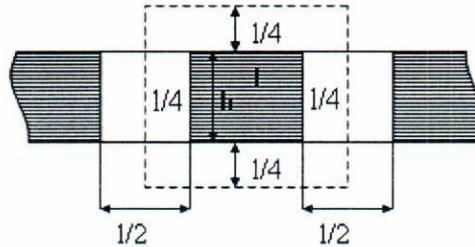


Fig. 3 Secțiunea miezului de fier

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

$$l_{\text{med}} \approx 8 \cdot \frac{l}{4} + 2l^* + 2b^* = 4l^* + 2b^* = 39 \text{ cm}$$

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:

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

$$S_{Cu,21} = \frac{I_{21N}[A]}{J(A/mm^2)} = 1,6 [mm^2]$$

$$S_{Cu,22} = S_{Cu,23} = \frac{I_{22N}[A]}{J(A/mm^2)} = \frac{I_{23N}[A]}{J(A/mm^2)} = 1,8 [mm^2]$$

- diametrul spirelor:

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

$$d_{2,1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,21}}{\pi}} = 1,627 [mm]; \rightarrow 1,5 \text{ mm}$$

$$d_{2,2} = d_{2,3} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,22}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu,23}}{\pi}} = 1,472 [mm]; > 2$$

$S_{Cu,22} \rightarrow 2 \cdot 2,4 \text{ mm}^2 \quad d_{22} = 1,748 \text{ mm}$
 Pentru înfășurarea primara:
 pas de 2 ori
 $\rightarrow 1,8 \text{ mm}$

- curentul primar:

$$I_1 \approx \frac{P_g}{U_1} = 1,06 [A]$$

- aria secțiunii conductorului:

$$S_{Cu1} = \frac{I_1}{J} = 0,848 [mm^2]$$

- diametrul spirei:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi}} = 1,039 [mm] \rightarrow 1 \text{ mm} \quad (0,039 \text{ e puțin})$$

Câteva diametre tipizate ale conductorilor 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:

$$d_{21}^* = 1.5 \text{ mm} \quad d_{22}^* = 1.8 \text{ mm} \quad (\text{de 2 ori})$$

$$d_{23}^* = 1.8 \text{ mm} \quad (\text{de 2 ori}) \quad d_1^* = 1 \text{ mm}$$

(exemplul cu borcan)

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

$$e = 4.44 \cdot f \cdot B \cdot (0.9S_{Fe}^*) \cdot 10^{-4} = 0.1989 \text{ [V/spira]}$$

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

Numărul de spire :

- pentru înfășurarea primară:

$$w_1 = \frac{U_1}{e} = 385 \text{ [spire];}$$

- pentru înfășurările secundare:

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

$$w_{21} = \frac{U_{21N}}{e} = 15 \text{ [spire]}$$

$$w_{22} = w_{23} = \frac{U_{22N}}{e} = \frac{U_{23N}}{e} = 31 \text{ [spire]}$$

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 cat 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:

$$R_1 = w_1 \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,1}} = \dots,046\dots [\Omega].$$

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 în metri, iar ($S_{Cu,i}$) în mm^2 .

- pentru infășurările secundare:

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

$$R_{21} = w_{21} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,21}} = \dots,0629\dots [\Omega]$$

$$R_{22} = R_{23} = w_{22} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,22}} = w_{23} \cdot \rho \frac{l_{med}}{S_{Cu,23}} = \dots,0433\dots [\Omega]$$

- Rezistențele secundare „raportate” (totale) sunt:

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

$$R_{21}^* = R_{21} + R_1 \left(\frac{w_{21}}{w_1} \right)^2 = \dots,0675\dots [\Omega]$$

$$R_{22}^* = R_{23}^* = R_{22} + R_1 \left(\frac{w_{22}}{w_1} \right)^2 = R_{23} + R_1 \left(\frac{w_{23}}{w_1} \right)^2 = \dots,063\dots [\Omega]$$

- Rezistențele de sarcină „nominale”:

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

$$R_{SiN} = \frac{U_{SiN}}{I_{SiN}} = \dots,7\dots [\Omega];$$

$$R_{S2N} = R_{S3N} = \frac{U_{S2N}}{I_{S2N}} = \frac{U_{S3N}}{I_{S3N}} = \dots,5\dots [\Omega];$$

A.1.2.7. Recalcularea numărului de spire ale infășurărilor secundare

Potrivit metodologiei de calcul prezentate până acum, înfăşurările secundare vor prezenta tensiunile (nominale) (U_{2i}) doar în gol (pentru $I_{2iN} = 0$) întrucât $U_{2i} = e_{2i}$. Datorită rezistențelor totale ale înfăşurărilor 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 înfăşurări secundare este dată în figura 4a. Caracteristicile de sarcină pentru o înfăşurare secundară sunt prezentate în figura 4.b.

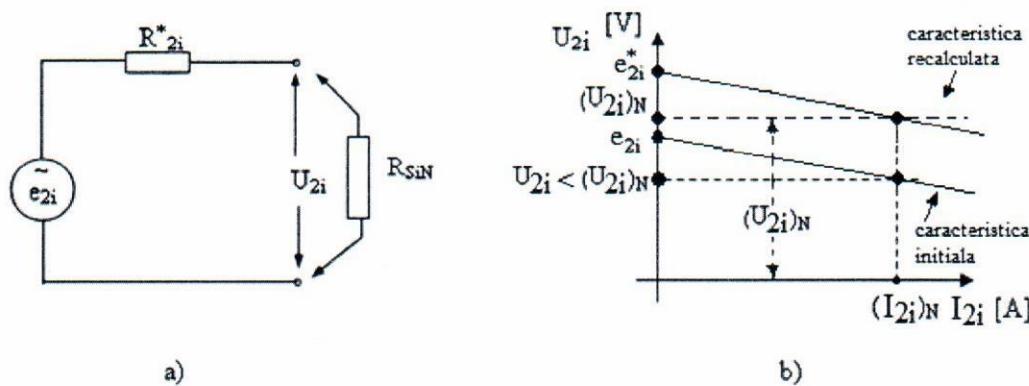


Fig. 4 a) Schema echivalentă a infasurărilor secundare

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

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

$$\tilde{e}_{21} = \frac{w_{21}}{w_1} \cdot U_1 = 14,805 [V]$$

$$\tilde{e}_{22} = \tilde{e}_{23} = \frac{w_{22}}{w_1} \cdot U_1 = \frac{w_{23}}{w_1} \cdot U_1 = 20,587 [V]$$

Valoarea reală a tensiunii în sarcină va fi:

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

$$U_{21} = \tilde{e}_{21} - R_{21}^* \cdot I_{21} = 14,67 [V]$$

$$U_{22} = U_{23} = \tilde{e}_{22} - R_{22}^* \cdot I_{22} = \tilde{e}_{23} - R_{23}^* \cdot I_{23} = 20,219 [V]$$

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:

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

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

Este necesară o tensiune electromotoare de gol (\tilde{e}_{2i}^*) mărită și care se poate obține măringind 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 numarul recalculate de spire:

$$w_{2i}^* \cong \frac{U_{2iN}}{e} + \frac{R_{2i}^* \cdot I_{2iN}}{e} = w_{2i} + \frac{R_{2i}^* \cdot I_{2iN}}{e} = 15,136 \text{ [spire]}$$

$$w_{22}^* \cong w_{23}^* \cong w_{22} + \frac{R_{22}^* I_{22N}}{e} = w_{23} + \frac{R_{23}^* I_{23N}}{e} = 31,38 \text{ [spire]}$$

*notă: nu trebuie mărit numărul spirel fiindcă valoarea reală a tensiunii este corectă (am rotunjit inițial la calculul nr. spirelor în sns)

A.1.3 Calculul expeditiv al transformatoarelor de mică putere folosind nomograme \rightarrow nu se tratează

Pentru transformator 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:

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

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

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

A.1.3.2 Calculul înfășurărilor transformatorului

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

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

Numerele de spire necesare vor fi deci :

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

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

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

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

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}			$[\text{cm}^2]$
Tensiunea / spiră e		-----	$[\text{V/spiră}]$
Nr. spire / volt (primar) N_0	-----		$[\text{spire/V}]$
Nr. spire / volt (secundare) N_{0II}	-----		$[\text{spire/V}]$
Nr. de spire: primar w_1			$[\text{spire}]$
Nr. de spire: secundar w_{21}			$[\text{spire}]$
Nr. de spire: secundar w_{22}			$[\text{spire}]$

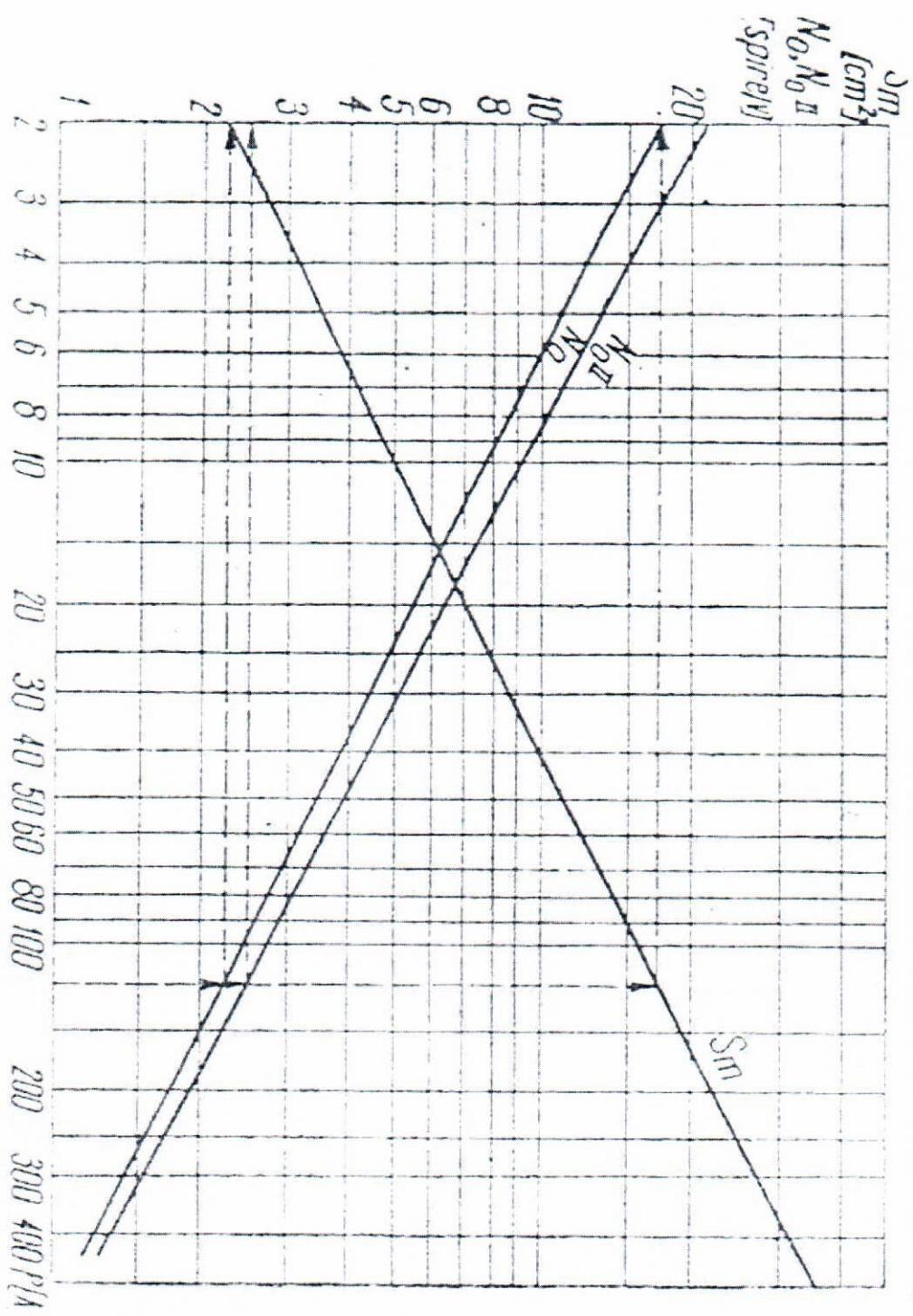


Figura A.1.3. Diagramă pentru calculul rapid al transformatorilor de retea.

A.2. Calculul circuitelor de redresare

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
- capacițile estimate ale condensatoarelor de filtraj

A.2.1. Scheme de redresare

Redresorul dublă alternanță convertește ambele polarități ale undei 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.

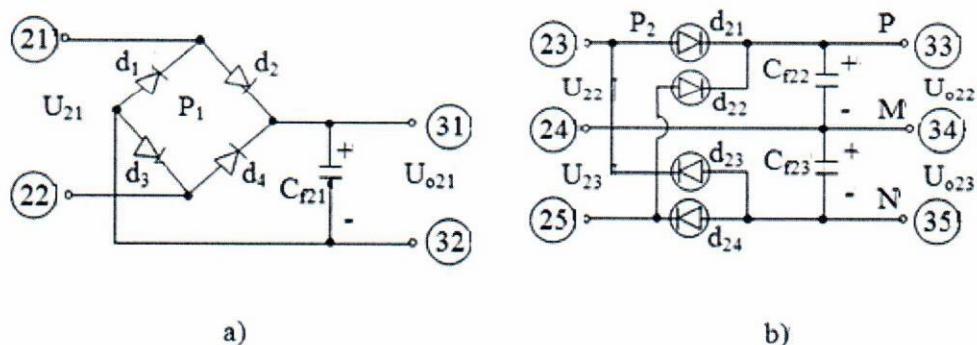


Fig.6

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]	Usat=D _{UAK} =DUD[V]	I _p ² Δt [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) MONOFАЗАТЕ				
TIP	I _d [A]	U _{inv} max[V]	I _p ² Δt [A ² s]	U _{ef} max [V]
1PM	0,5	1,2 A	50	4.5
	1		100	
	2		200	
	4		400	
3 PM	0,5	3,2 A	50	24
	1		100	
	2		200	
	4		400	
10 PM	0,5	10 A	50	162
	1		100	
	2		200	
	4		400	

A.2.2. Etape de calcul pentru alegerea redresoarelor

A.2.2.1 Coeficient de siguranță

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

A.2.2.2. Tensiunile inverse

→ de aici sau o mai mare în valoare al doilea secundar
și al treilea din transformator, sau multe din prima.

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

$$U_{\max 21} = \sqrt{2} \cdot U_{21} = 19,799 [V]$$

- 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, tinând cont de coeficientul de siguranță $\sigma \approx 1,5$, valorile acoperitoare de catalog se referă la valorile:

$$U_{\max 21}^* = 1,5 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{21} = 2,12 \cdot U_{21} = 29,698 [V]$$

- 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:

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

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

$$\bar{I}_{21}^* = 1,5 \cdot 0,7 \cdot \tilde{I}_{21} = 1,05 \cdot \tilde{I}_{21} (A), și anume$$

$$\bar{I}_{21}^* = 2,1 [A]$$

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

Se vor alege din catalog:

- puntea de tip 3PM015 cu valorile $nd = 0,4$

$$U_{inv1} = 50 [V] > U_{\max 21}^* [V]$$

$$I_{d1} = 3,2 > \bar{I}_{21}^* [A]$$

Din catalog se aleg și valorile solicitărilor termice:

$$I_p^2 \cdot \Delta t = 24 (A^2 \cdot sec)$$

și diodele de tip: cu

$$U_{inv2} = \dots > U_{\max 22}^* [V]$$

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

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) și ale curentului redresat (\bar{I}_0).

Tabel nr. 7

\bar{I}_0 [A]	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
\bar{U}_0 [V]															
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

$$C_f = 4,4 \text{ mF} = 0,0044 \text{ F}$$

Valoarea curentului „de pornire” este aproximată prin relația:

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

în care:

$$I_{pi} = \dots \text{ [A]} \quad I_{p1} = 22,823 \text{ [A]}$$

$$I_{p2} = I_{p3} = \dots \text{ [A]}$$

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)

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 [Ω]	4	1.7	1.2-3.75	0.4	0.24	0.12

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

$$\Delta t_1^* = \dots \text{[sec]}; \quad \Delta t_1^* = 0,0038 \text{ sec} = 3,8 \text{ ms}$$

$$\Delta t_2^* = \Delta t_3^* = \dots \text{[sec]};$$

Solicitarea termică a diodei la încărcarea inițială corespunde relației:

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

Aceste valori trebuie să fie mai mici decât valorile

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

alese din catalog pentru puntea și diodele alese inițial

$$I_{pi}^2 \Delta t_1^* = 1,8882$$

$$I_D^2 \cdot \Delta t > (I_{pi}^2 \cdot \Delta t^*).$$

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

- Tip.....3PM0,5..... pentru figura 6.a, cu
 $(U_{inv})_{max} = \dots 50 \text{ [V]} > (U_{inv21}^*) \text{ [V]}$;
 $I_D = \dots 3,2 \text{ [A]} > I_{D21}^* \text{ [A]}$ și
 $(I^2 \cdot \Delta t) = \dots 24 \text{ (A}^2 \text{ sec)} \geq (I_{pi}^2 \cdot \Delta t)_{21} \text{ [A}^2 \text{ sec]}$
- Tip..... pentru figura 6.b., cu

$$(U_{inv})_{max} =[V] > U_{inv22}^*[V];$$
$$(I_D) =[A] > I_{D22}^*[A] \text{ și}$$
$$(I^2 \cdot \Delta t) =[A^2 \text{ sec}] > (I_p^2 \cdot \Delta t)_{22}[A^2 \text{ sec}]$$

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 pulsărie* (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 (\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 pulsărie** (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:

$$\bar{U}_{21} \cong 0,9 \cdot e_{21}^* - 2\Delta U_D$$

iar pentru figura A.2.1.b:

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

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

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

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

$$q = \frac{p_i}{p_o} = \dots \quad (>>1)$$

A.3.2.2. Calculul rezistențelor echivalente

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

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

$$R_{rt1} = \dots$$

$$R_{rt2} = R_{rt3} = \dots$$

se poate calcula valoarea necesară a condensatorului de filtrare.

A.3.2.3. Calculul condensatorului de filtrare folosește relația:

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

$$C_{f1}^* = \frac{1600 \cdot q (R_{rt1} + R_{SiN})}{R_{rt1} \cdot R_{SiN}} = \dots \overset{1,736 \cdot 10^4}{=} 17,36 \text{ mF}$$

$$C_{f2}^* = C_{f3}^* = \frac{1600 \cdot q (R_{rt2} + R_{SiN})}{R_{rt2} \cdot R_{SiN}} = \dots \quad [\mu F]$$

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

$\hookrightarrow 4 \cdot 4,4 \text{ mF}$

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:

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

aşa încât, în cazul figurii 6.a:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r = R_{rt1} = R_{21}^* + k \cdot r_d = \dots \text{ (0,8675)} \\ R_o = R_{sin} = \frac{U_{21}}{I_{21}} = \dots \text{ (7)} \\ k_r = \frac{R_r}{R_o} = 0,1239 \\ \omega = 314(\text{rad/sec}); C_o = C_f^* = 17,6 \quad (\text{tabelul nr 7}) \text{ on F (4,4,4 mF)} \\ E_{oi} = 1,41 \cdot e_{21}^* - k \cdot \Delta U_D = 19,617, k = 2 \checkmark \end{array} \right.$$

iar în cazul figurii 6.b:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r = R_{rt2} = R_{22}^* + k \cdot r_d = \dots \\ R_o = R_{s2N} = \frac{U_{22}}{I_{22}} = R_{s3N} = \dots \\ k_r = \frac{R_r}{R_o} \\ \omega = 314(\text{rad/sec}); C_o = C_{f2}^* = C_{f3}^* = \dots \quad (\text{tabelul nr 7}) \\ E_{o2} = 1,41 \cdot e_{22}^* - k \cdot \Delta U_D = E_{o3} = \dots, k = 1 \end{array} \right.$$

Evident, relaţiile anterioare se aplică pentru fiecare înfăşurare secundară şi rezultă **coeficientul de tensiune în sarcină**:

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

aşa încât, în sarcină, (la $\bar{I}_{0i} = \bar{I}_{2i}$), tensiunea pe condensatoarele de filtrare va fi:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{o1N}^* &= k_{u1}^* \cdot \bar{E}_{oi} \\ \bar{U}_{o1N}^* &= k_{u1}^* \cdot \bar{E}_{oi} = 14,0773V \\ \bar{U}_{o2N}^* &= \bar{U}_{o3N}^* = k_{u2}^* \cdot \bar{E}_{o2} = \dots \end{aligned}$$

Caracteristicile liniarizate de sarcină vor fi cele din figura 7

$$k_u = 0,1239$$

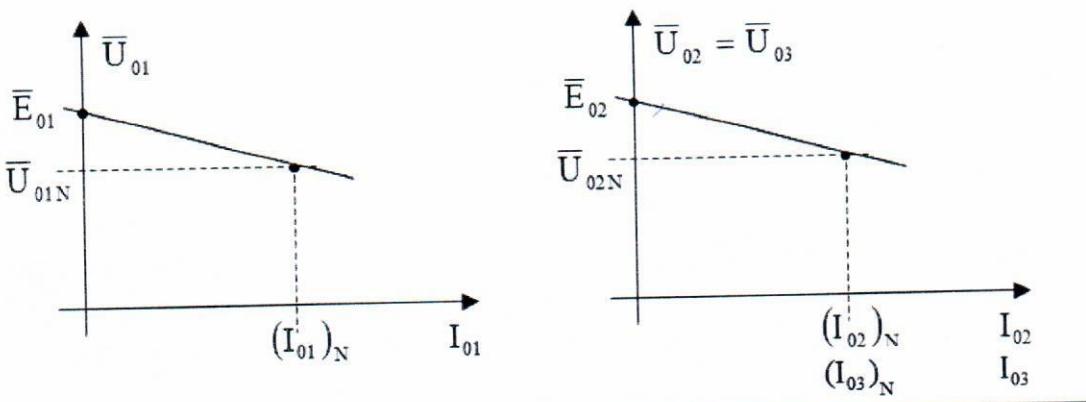


Figura 7 Caracteristicile liniarizate de sarcină ale transformatorului

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

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

$$k_u = 0,725 \quad R_o = R_{SiN}; R_r = R_{rti} = R_{2i}^* + k \cdot r_d, k_r = \frac{R_r}{R_o} \quad k_n = \frac{0,8675}{7} = \\ \text{rezultă din monograma dată în figura 10. produsul } (\omega C_o R_o) \text{ și deci} \quad = 0,1239$$

$$C_o = C_f^{**} = \frac{(\omega C_o R_o)}{\omega R_o} [F] = 18,2 \text{ mF}$$

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

$$\bar{C}_f = \frac{C_f^* + C_f^{**}}{2} = 17,9 \text{ mF}$$

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

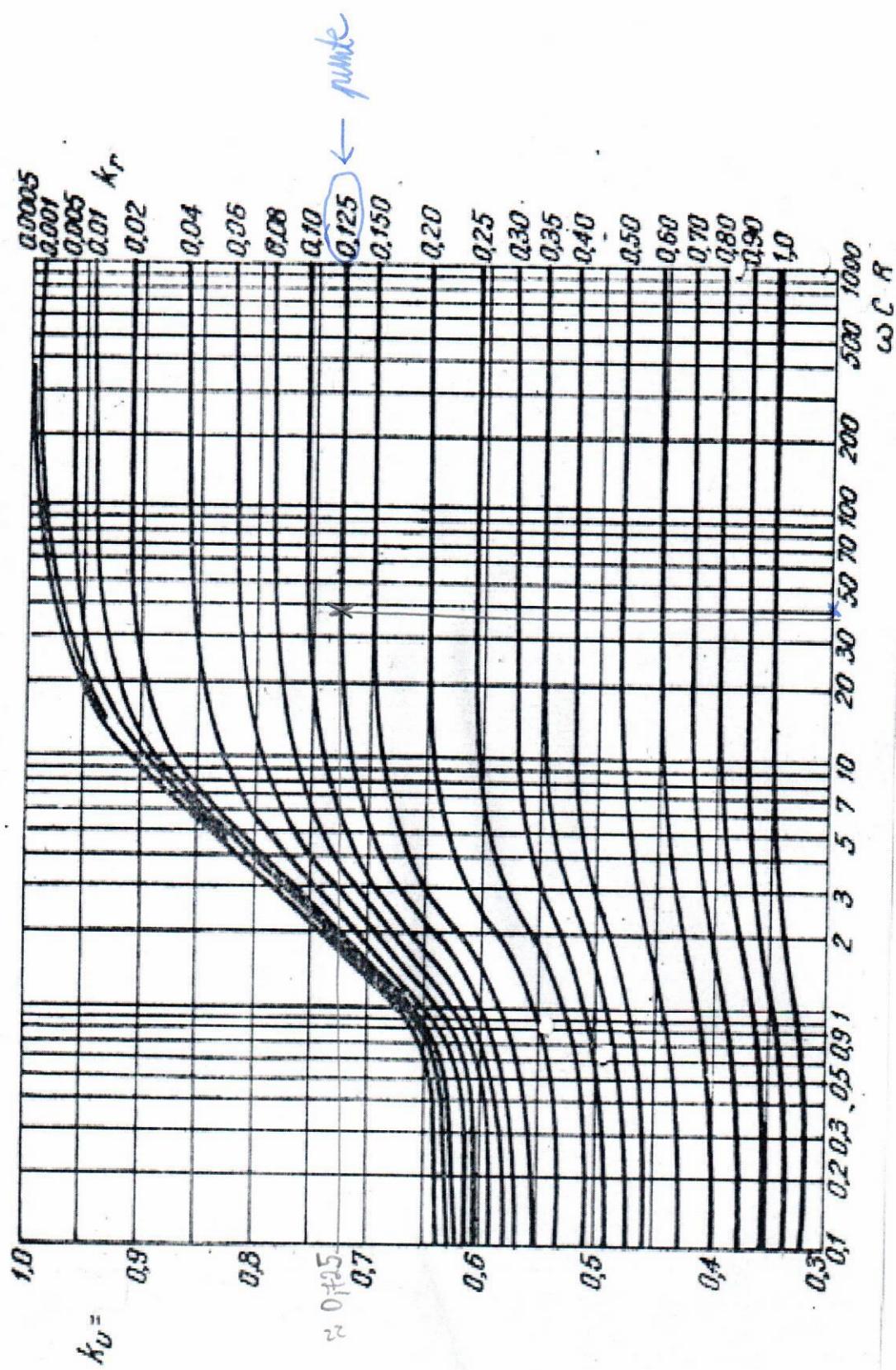


Figura 9. Variația coeficientului de tensiune în gol în funcție de $\omega C_0 R_0$ pentru redresorul bialternanță (în punte)

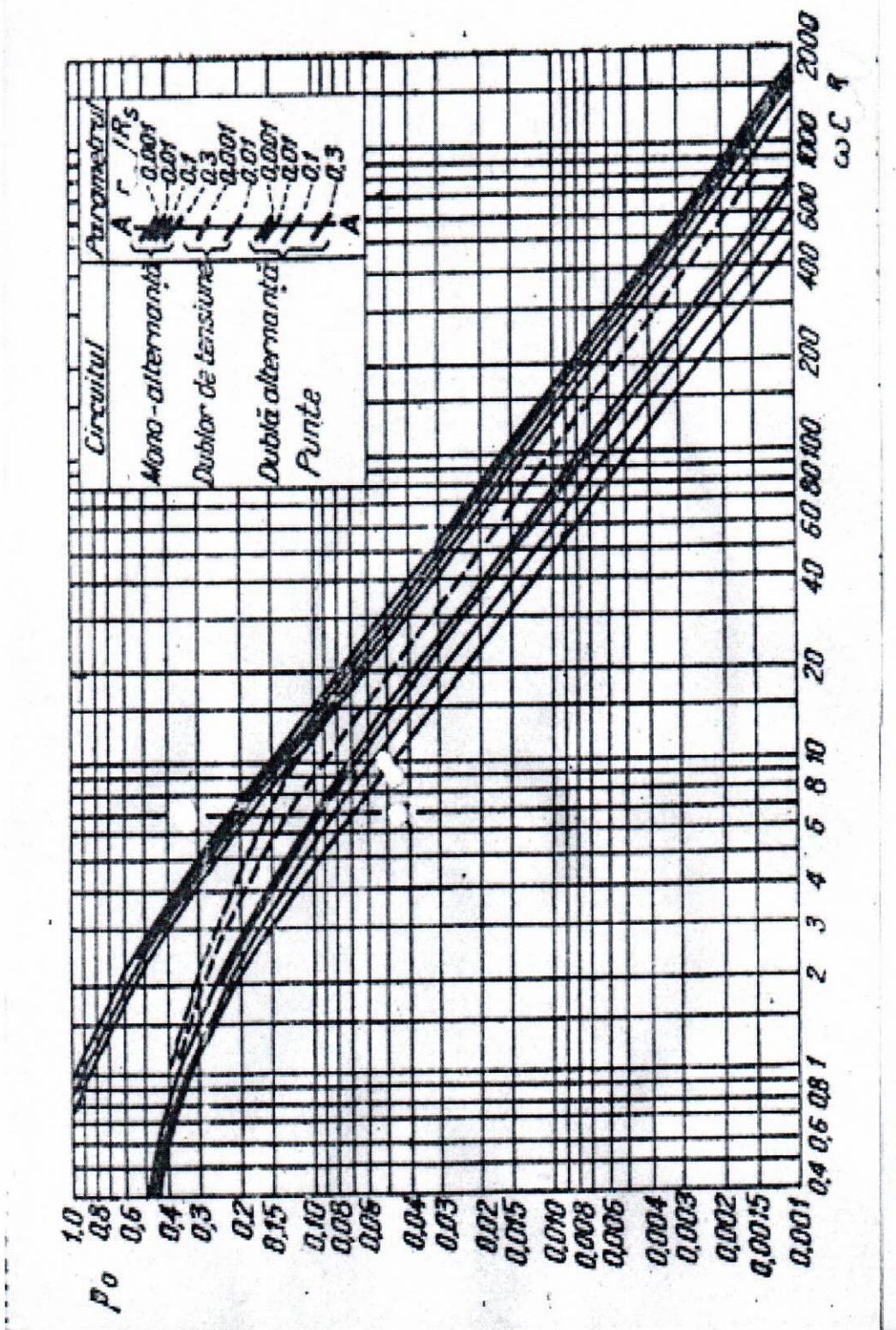


Figura 10. Variația factorului de pulsăție pentru diferite tipuri de redresoare

TRANSFORMERS

General Information

A transformer is an electric device which transfers electrical energy from one circuit to another by magnetic coupling and without requiring relative motion between its components. Usually comprises two or more windings around a common coil. Because the magnetic flux created by one winding ("primary winding") is common to other windings ("secondary windings"), the windings, the "coils", are magnetically coupled. The inductance between coils is the "mutual inductance".

The operation of the transformer may be explained with the principle of the electromagnetic induction:

$$e \sim \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

demonstrated in 1831 by Michael Faraday which built, in a simplified manner, the first transformer.

The principle of transformer operation may be explained by consideration of a simple version, given in figure 1, consisting of a primary and a secondary winding and a core of iron, in order to have a small value of the "resistance" of the magnetic flux circulation, a small reluctance. The primary current generates the magnetic flux and drives it around the magnetic (iron) core, figure 1.

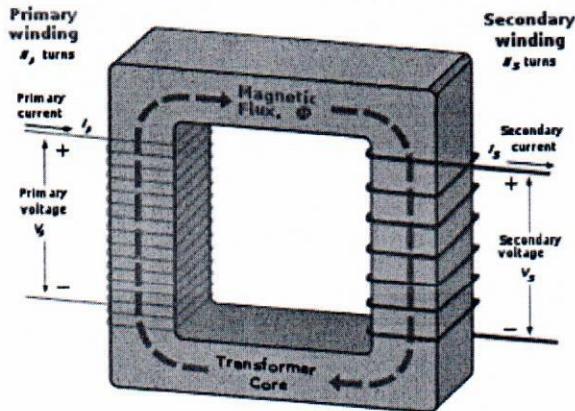


Figure 1. An ideal step-down transformer showing magnetic flux in the core

In accord to the electromagnetic induction principle, the variable flux (Φ) through the core will generate voltages in the secondary windings. In this mode it is easy to explain the operation of the transformer only in AC.

The transformer circuit is given in figure 2, being valid the simplified transformer equations:

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad (2)$$

where (V_P, V_S) are the r.m.s value of the primary and secondary voltages, (I_S, I_P) the r.m.s. values of the secondary and primary currents and (N_P, N_S) wire – numbers.

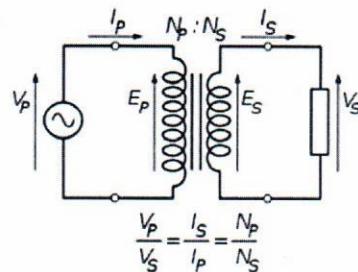


Figure 2. The ideal transformer as a circuit element

The transformer construction may be in “core-type” or in “shell-type” versions, figure 3.

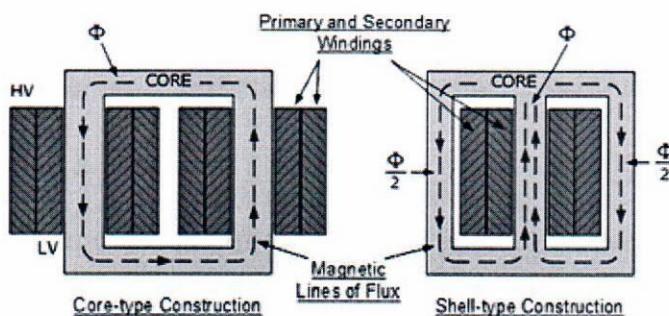


Figure 3. Basic constructions of the small-power transformers

The transformer cores are made of high permeability silicon steel sheets (plates) in order to concentrate the magnetic flux. Usual are E-shaped, C-shaped, L-shaped or others, figure 4.

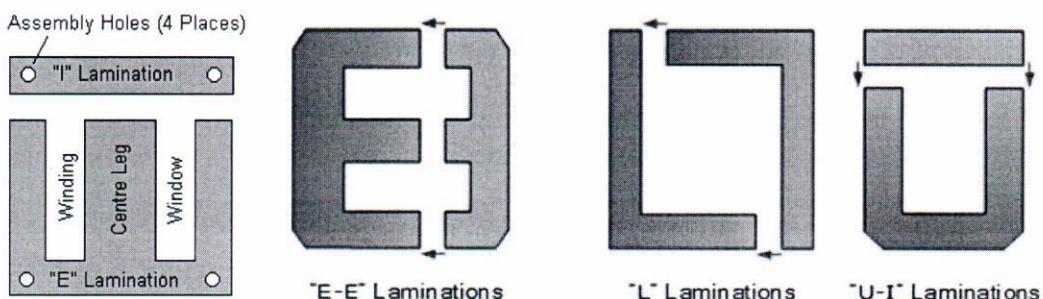


Figure 4. Various shapes of the laminated iron sheets

In order to avoid the air-distances between iron plates, these are mounted like in figure 5.

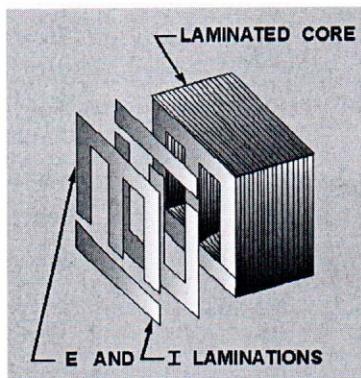


Figure 5. Laminated core

Transformer energy losses

When a transformer transfers power, this is done with real losses, arising in either windings or core.

The power loss is given by the electric resistance of wire windings. The power is dissipated in the form of heat through the resistance of current carrying conductors. ($W=R \cdot i^2$). Usually, these are the significant factors in transformer losses.

Another component of the transformer losses is the power loss due to the magnetic effects in the core. The most significant of these "core losses" is "eddy-current loss", which is a resistive power dissipation given by the passage of induced currents through the iron of the core.

The ability of a substance to carry a magnetic field is called permeability, specific for each material. A magnetic core has a maximum magnetic flux they can handle without saturation.

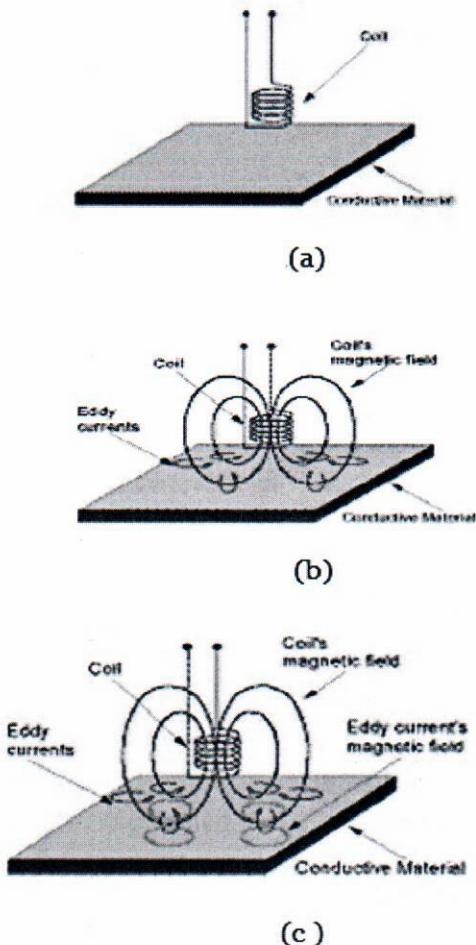


Figure 6. Explanation of the eddy-current arising

When a coil is placed close to a conductive material, figure 6, an alternating current through the coil, generated an alternative field, figure 6b. in accord to the Faraday's law, in the conductive material are generated eddy-currents which interact with the initial magnetic field of the coil. These eddy-current will heat the conductive material, in our case, the transformer core.

The transformer coil is made of steel, a very good current conducting material. Being placed in variable magnetic flux (Φ), the voltage induced in coil generated currents, figure 6.

In order to reduce the eddy-currents - and as consequence, the coil heating - is the use of thin laminated steel plates, figure 7. In order to avoid the possibility to develop eddy-current between plates, each of them are insulated.

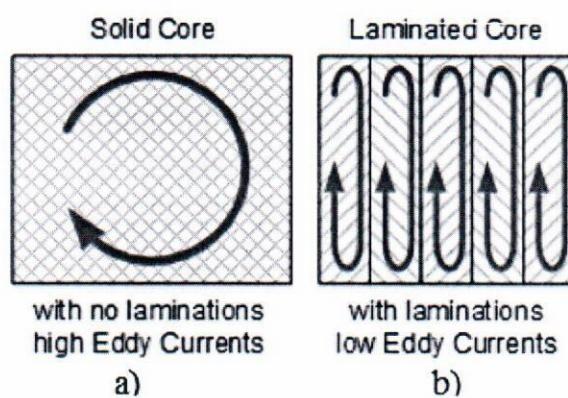


Figure 7. Using steel laminated plates instead of a massive core: a) a massive core, high eddy current; b) laminated core, small eddy currents

For the frequency lower than 200-300 Hz, the usual thickness is about 0.35 mm. For higher frequency (400-500 Hz) are used thinner lamination plates to keep the losses to a desired minimum.

For higher frequency, in order to minimize eddy current losses, the core is based on iron powder. The iron fine granules are individually coated in an electrically insulating material, which makes the core nonconductive, except for within the width of each granule. Powdered iron core are often found in transformers handling radio-frequency currents.

The iron powder is mixed with oxides of metals and pressed in various forms and then sintered (fired) in a kiln. The quality of the ferrite is heavily affected by the sintering process. Ferrite shrinks when sintered. Since the ferrites have very small eddy current loss, they can be used as transformer core at higher frequencies, up to 500 Hz. The maximum permissible flux density is smaller, about (0.3 T).

The transformer core is made of silicon-steel laminated materials. Cold rolled grain oriented Silicon Core is a ferromagnetic material, very sensitive to magnetism and the core starts behaving like a magnet. The magnetism is associated with domains. These domains are arranged in magnetic material in a random manner so that the resultant magnetic field of that material is zero. Whenever a magnetic external field is applied, these initially randomly oriented domains get aligned toward external field direction. When external field is removed, a number of domains come back to their random positions but till some domains still remain unchanged. To bring back these domains to their random position, some external opposite field must be applied. In the case of transformer core, the external magnetic flux is alternating in nature; a loss is associated with each half-wave. This kind of loss is known as hysteresis losses.

Dot – Convention of the transformer

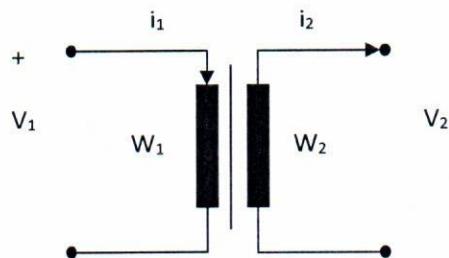
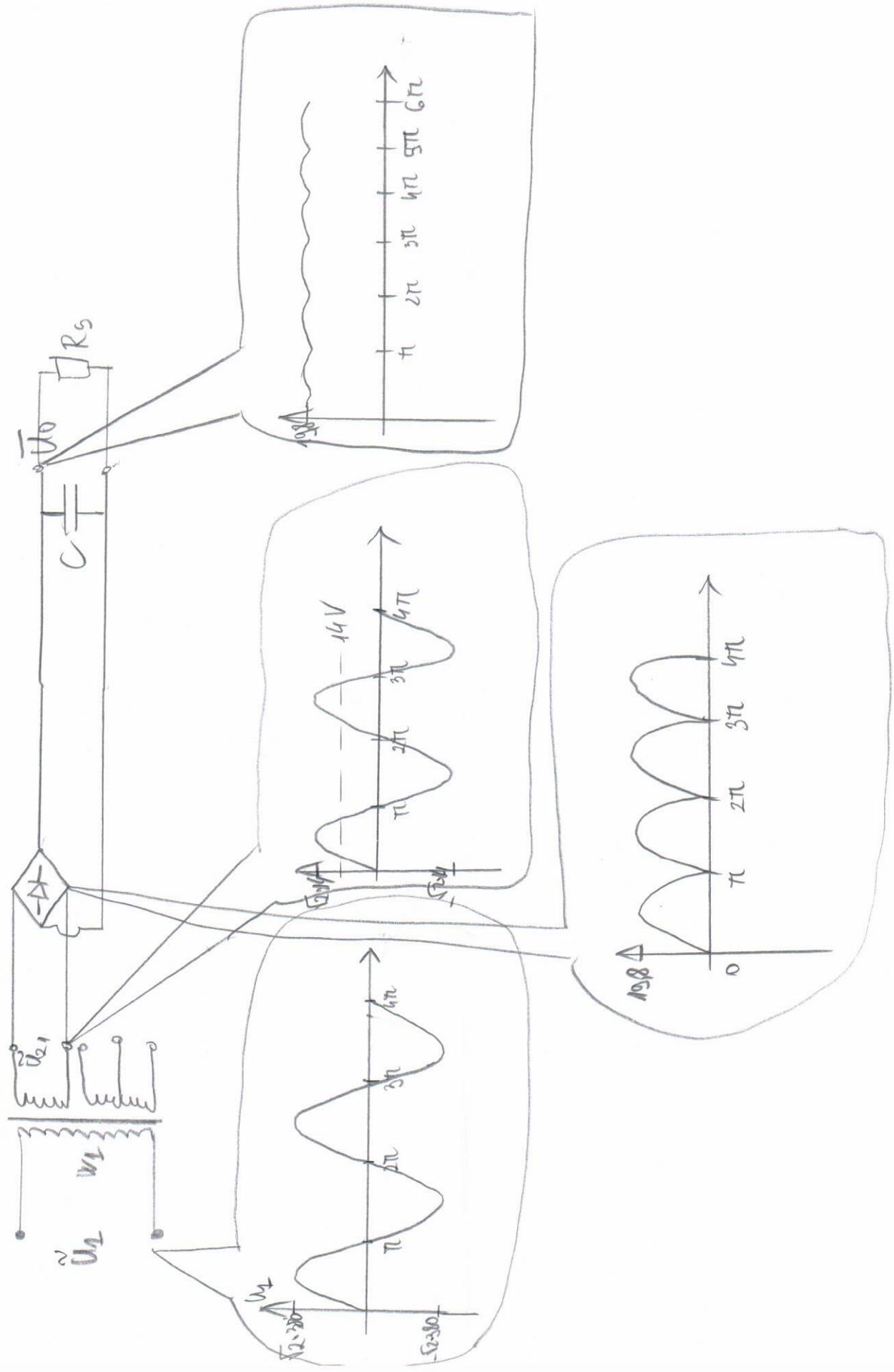


Figure 8. Transformer simplified circuit

Using the transformer equivalent circuit, figure 8, with (V_1) as primary voltage and (V_2) the secondary voltage, if at the dotted end of the primary winding the voltage (V_1) has a positive instantaneous value with respect to the un-dotted end, then the voltage at the dotted end of the secondary winding is also positive with respect to the un-dotted end, figure 8. Also, if the primary current flows into dotted end of the primary winding, current flows out of the dotted end of the secondary winding. Referring to the AC, current (I_1) entering the dot of the primary winding is in phase with current (I_2) exiting the dot.



• Calculurile am realizat cu ajutorul Matlab-ului.

$$U_1 = 380V$$

$$U_{21N} = 14V$$

$$J_{21N} = 2A$$

$$\left. \begin{array}{l} U_{22N} = U_{23N} = 30V \\ J_{22N} = J_{23N} = 6A \end{array} \right\} \rightarrow \text{priză mediană}$$

$$P_2 = \sum_{i=1}^3 (U_{2iN} \cdot J_{2iN}) = 14 \cdot 2 + 2 \cdot (30 \cdot 6)$$

\hookrightarrow puterea totală în secundar

$$P_2 = 388W \quad (\text{puterea utilă})$$

$$P_g = \frac{P_2}{2} \left(1 + \frac{1}{0,93} \right) = 402,6W$$

\hookrightarrow puterea totală

(consumată de la rețea)

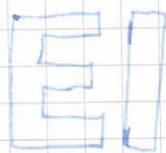
η_{tr} ar fi în interpolare:

$$0,9344 \quad (93,44\%)$$

$$S_{Fe} = (1,1 \dots 1,5) \sqrt{402,6 \cdot \frac{1+0,93}{0,25 \cdot 0,93}} = 38,8 \text{ cm}^2$$

\hookrightarrow deoarece aproximativ prima dată

$$B = 1,1 \text{ Tesla} \quad (\text{inductia admisă})$$



foile de tipul E+1

$$\gamma [A/mm^2] = 125 \quad (\text{ales din tabel})$$

$$l = b \quad ; \quad S_{Fe} = l \cdot b \Rightarrow l \stackrel{!}{=} \sqrt{S_{Fe}} = 6,22 \text{ cm}$$

• Tola 60 mm are dim. cea mai apropiată

62,2 mm

- tabele sunt izolate între ele \Rightarrow
 \Rightarrow primă reață a pachetului:

$$b^* = (1,01 \dots 1,25) b = 1,2 \cdot b = 75 \text{ mm}$$

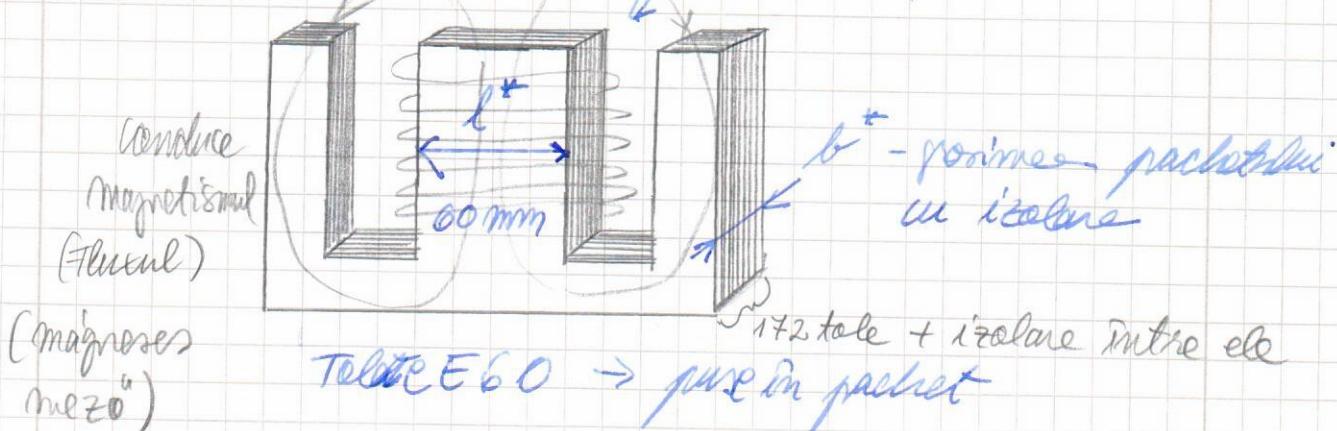
$$N_{\text{tale}} = \frac{60 \text{ mm}}{0,35 \text{ mm}} = 172 \text{ tale}$$

\swarrow
primă unei săptene tale

Strat izolator: lac (de exemplu)

$$b^* = 75 \text{ mm} \quad l^* = 60$$

$$S_{\text{Fe}}^* = 45 \text{ cm}^2 \Rightarrow \text{acum reață}$$



$$l_{\text{med}} = h \cdot b + 2 \cdot 7,5 = 39 \text{ cm} = 390 \text{ mm}$$

înășmări

$$S_{\text{in}21} = \frac{2A}{1,25 \frac{A}{mm^2}} = 1,6 \text{ mm}^2$$

$$S_{\text{in}22} = \frac{6A}{1,25 \frac{A}{mm^2}} = 4,8 \text{ mm}^2$$

$$d_{21} = \sqrt{\frac{h S_{\text{in}21}}{\pi}} = 1,427 \text{ mm} \rightarrow 1,5 \text{ mm dimensiune}$$

- conductoare din cupru emballate

\Rightarrow izolare

• de ce nu avem $d > 2 \text{ mm}$?

Sârma mai grosă nu se ridică cu trelie.

Potrivit să punem 2 fire din sec de 1 =>

\Rightarrow aria totală nu îl poate suporta

$$d_{22} = 2,472 \text{ mm} > 2$$

$$\frac{S_{\text{uri}}}{2} = 2,4 \text{ mm}^2$$

$$d_{22}^* = 1,748 \text{ mm} \rightarrow \text{sârma de } 1,8 \text{ mm.}$$

b)
il pot de 2 ori (pot să sârme săptăm pe
care consider că o săptăm
înălțime)

• emisajare \rightarrow izolare, un strat izolator

$$J_L = \frac{P_g}{A_1} = 2,06 \text{ A}$$

\hookrightarrow curentul primar

$$S_{\text{uri}} = 0,848 \text{ mm}^2$$

$$d_1 = 1,039 \text{ mm} \Rightarrow d_1 = 1 \text{ mm.} (0,03 \text{ mm
pot neglij})$$

$$d_{21}^* = 1,5 \text{ mm} \quad \text{trebuie să fie diametrul}$$

mai mare ca să respectăm
densitatea de curent admisă

$$d_{22}^* = 1,8 \text{ mm}$$

$$d_L^* = 1 \text{ mm}$$

* tensiunea electromotrice indușă într-o spire:

$$e = 4,44 f \cdot B (0,9 \text{ } S_{Fe}^+) \cdot 10^{-4}$$

\downarrow \hookrightarrow densitatea fluxului magnetic
frecvența rotației: 50 Hz

$$B = 1,1 \text{ Tesla} \quad (\text{dat}, \text{a tablor})$$

$$e = 4,44 \cdot 50 \cdot 1,1 \cdot 0,9 \cdot 6,5 \text{ cm}^2 \cdot 10^{-4}$$

$$e = 0,989 \text{ V./spire}$$

$$W_L = \frac{U_1}{e} = 385 \text{ spire}$$

\hookrightarrow nr. de spire pe înfășurare primară

$$W_{21} = \frac{U_{21N}}{e} = 15 \text{ spire}$$

$$W_{22} = \frac{U_{22N}}{e} = 31 \text{ spire}$$

$$l_{med} = 39 \text{ cm} = 0,39 \text{ m}$$

$$R_1 = W_1 \cdot 0,0172 \xrightarrow{\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}} \cdot \frac{0,39 \text{ m}}{0,848 \text{ mm}^2}$$

$$= 385 \cdot 0,0172 \cdot \frac{0,39}{0,848} [\Omega]$$

$$R_1 = 3,046 \Omega$$

$$R_{21} = 15 \cdot 0,0172 \cdot \frac{0,39}{1,6} = 0,0629 [\Omega]$$

$$R_{22} = 31 \cdot 0,0172 \cdot \frac{0,39}{1,8} = 0,0433 [\Omega]$$

* permeabilitatea magnetică = cat de bine conduce
un anumit material fluxul magnetic

\rightarrow ferul conduce de 400 + ore mai bine fluxul
magnetic decât aerul, și de aia utilizăm totale

$$R_{21}^+ = R_{21} + R_1 \left(\frac{W_{21}}{W_1} \right)^2 = 0,0675 \Omega$$

$$R_{22}^+ = R_{22} + R_1 \left(\frac{W_{22}}{W_1} \right)^2 = 0,063 \Omega$$

Resistențele de sarcină nominale:

$$R_{S1N} = 7 \Omega$$

$$R_{S2N} = 5 \Omega$$

Recalcularea numărului de spire (afărajă sec.)

$$\tilde{C}_{21} = \frac{W_{21}}{W_1} U_1 = \frac{15}{385} \cdot 380 = 14,805 [V]$$

$$\tilde{C}_{22} = \frac{W_{22}}{W_1} U_1 = 30,597 [V]$$

Vâlsoarea reală a tensiunii în sarcină:

$$U_{21} = \tilde{C}_{21} - R_{21}^+ \cdot I_{21} = 14,805 - 0,0675 \cdot 2 = \\ = 14,677 [V]$$

$$U_{22} = \tilde{C}_{22} - R_{22}^+ \cdot I_{22} = 30,597 - 0,063 \cdot 6 = \\ = 30,219 [V]$$

nr. recalculat de spire:

$$W_{21}^+ = W_{21} + \frac{R_{21}^+ \cdot I_{21N}}{e} = 15 + \frac{0,0675 \cdot 2}{0,989} = 15,134$$

→ nu merită să răspundem nr. de spire fără să avem în sarcină 14,67 V (a fost anterior redus)

$$W_{21}^+ = W_{21}$$

$$W_{22}^+ = W_{22} + \frac{R_{22}^+ \cdot I_{22N}}{e} = 31 + \frac{0,063 \cdot 6}{0,989} = 31,3822$$

→ nici aici nu merită să răspundem (anterior a fost redus)

$$\text{OK} \rightarrow W_{22}.$$

Călculul circuitelor de rectificare

$T = 1,5$ coeficient de ampliere

(la maximă peribilitate)

→ de aici săn pe U_{21N} vom în considerare
(pe cele 2 celelalte secțiuni vom neglijă)

$$U_{max21} = \sqrt{2} \cdot U_{21} = \sqrt{2} \cdot 14V = 19,799V$$

$$\begin{aligned} U_{max21}^+ &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{21} = 1,5 \cdot 19,799V = \\ &= 29,698V \end{aligned}$$

• curentul median redresat

$$I_{21}^+ = 1,05 \cdot I_{21} = 1,05 \cdot 2 = 2,1A$$

Se alegeră din catalog:

- puntea de tip 3PM0,5 $r_d \approx 0,9\Omega$

- diodele D10N-2 $r_d \approx 0,12\Omega$

Verificarea redresării la curentul de pompă

$$I_{P1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 14}{R_{21} + 2 \cdot 0,9} = 22,823A$$

r_d - rezistența diodeli

k - nr. de diode aflate simultan în conductie
 $k=2$ la punte

$$\bar{U}_o = \sqrt{2} \cdot U_{2IN} = 19,79 V \quad (R = \infty)$$

$$\bar{I}_o = 2,1 A$$

Se alge condensatorul $C_{f_1} = 4,4 mF$

Se aproximeaza durata incarcarii initiale a condensatorului de letraj C_{f_1} ca

$$\begin{aligned}\Delta t_{i^*} &\equiv (R_{2i}^+ + 2 \cdot 0,4) \cdot h,4 mF \\ &= (0,0675 + 0,8) \cdot 0,0044 F \\ &= 0,8675 \Omega \cdot 0,0044 F \\ &= 0,0038 [sec] = 3,8 [\mu s]\end{aligned}$$

Solicitarea termica a diodelor la incarcare initiala:

$$\begin{aligned}J_{P1}^2 \cdot \Delta t_{i^*} &= \frac{2(U_{2i})^2}{(R_{2i}^+ + 2 \cdot 0,4)} \cdot 0,0044 = \\ &= \frac{2 \cdot 19^2}{0,8675} \cdot 0,0044 \\ &= 1,9882 [A^2 sec]\end{aligned}$$

In final, se va alge din catalog puncta monofazata de tip 3PM025.

$$(I_{Dmax})_{max} = 50 A > U_{2max}^+ = 25,7 V$$

$$J_D = 3,2 A > 2,1 A$$

$$(J^2 \Delta t) = 2h [A^2 sec] > 1,9882$$

A.3 Calculul filtrelor de reținere

→ se va calcula valoarea necesară a condensatorului de filtrare

- calitatea filtrării: μ - factorul de pulsare
 q - coeficientul de filtrare

• REDRESARE $\Rightarrow \bar{U}_0 = \bar{U} + \Delta \bar{U}$

\hookrightarrow componentă alternativă "rigole"
 \hookrightarrow componentă continuă

$\Delta \bar{U}$ se approximează cu prima armonică \tilde{U}_1

$$\mu_1 = \frac{\tilde{U}_1}{\bar{U}} \quad - \text{ în lipsa unui condensator}$$

$\mu_1 \approx 67\%$ - fără condensator

$\bar{U} \approx 0,9 \cdot \bar{U}_{ef}$ - fără condensator, neglijând căderile de tensiune pe diode

$$\bar{U}_{21} \approx 0,9 \cdot e_{21}^* - 2 \Delta U_0$$

$\Delta U_0 = 0,75 V$ - cădere pe diode

$$\bar{U}_{21} = 0,9 \cdot 14,835 - 2 \cdot 0,75 = 11,852 [V] \quad (\text{fără } C_f)$$

$$e_{21}^* = U_{21}^+ \cdot e = 15 \cdot 0,989 = 14,835 [V]$$

Prezența condensatorului de filtrare reduce componenta alternativă, mărește valoarea medie (în față de valoarea C_f și R_s)

$$\bar{U}_{21} \approx (0,9 \div 1,41) e_{21}^* - 2 \Delta U_0$$

$$R_s \rightarrow \infty, C_f \rightarrow \infty \Rightarrow \bar{U}_{21} = 1,41 e_{21}^* - 2 \Delta U_0$$

$$R_s \xrightarrow{\text{selez.}} 0, C_f \ll \Rightarrow \bar{U}_{21} = 0,9 e_{21}^* - 2 \Delta U_0$$

Prin folosirea condensatorului, se obține reducerea factorului de pulsare de la $\mu_1 = 67\%$ la

$\mu_0 = 8\% - 10\%$ în condițiile sarcinii nominale

$$R_{SIN} = \frac{U_{21}}{I_{21}} = 7\Omega$$

$$Z = \frac{0,67}{0,08} = 8,375 \text{ - coef. de filtrare}$$

$$\begin{aligned} R_{RL}^* &= R_{21}^* + k_r \cdot 0,4 = R_{21}^* + 2 \cdot 0,4 = \\ &= 0,0675\Omega + 0,8\Omega = 0,8675\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{fl}^* &= \frac{1600 \cdot 8,375 (0,8675\Omega + 7\Omega)}{0,8675\Omega \cdot 7\Omega} = \\ &= 1,7361 \cdot 10^4 \mu F = 1,7361 \cdot 10^4 \cdot 10^{-3} mF \\ &= 17,36 mF \end{aligned}$$

$$R_h = R_{RL} = 0,8675\Omega$$

$$R_o = R_{SIN} = 7\Omega$$

$$k_{cr} = \frac{R_h}{R_o} = \frac{0,8675}{7} = 0,1239$$

numere { $\omega = 314 \text{ rad/sec}$ } \rightarrow în paralel

$$C_0 = C_{fl}^* = 4,4 mF \cdot 4 \rightarrow 17,6 mF$$

$$\begin{aligned} E_{01} &= 1,41 \cdot U_{21}^* - 2 \cdot 0,75 = 1,41 \cdot 14,835 - 1,5 V = \\ &= 19,417 V \end{aligned}$$

$$k_{cr} = \frac{0,8675}{7} = 0,1239$$

$$C_0 = 17,6 mF = 0,0176 F$$

$$W \cdot C \cdot R = 314 \cdot 0,0176 F \cdot 7 \Omega = 3,8684$$

din figura nr. 9 rezulta $k_u = 0,725$

$$k_u = \frac{U_0}{E_0}$$

$$E_{01} = 19,417V \Rightarrow U_0 = 0,725 \cdot 19,417V = \\ = \underline{\underline{14,0773V}}$$

$\overline{U_{0LN}} = 14,0773V$; deci:

$$C_0 = C_F^{**} = \frac{\cancel{38,684}^{40}}{314 \cdot 7} = \frac{40}{2198} = \underline{\underline{17,6 mF}}$$

$$\boxed{C_F = 17,6 mF} \rightarrow 17,6 mF$$

$$U_{lim} = 50V \Rightarrow$$

\Rightarrow tensiunea de lucru a condensatorilor este
50V

$$\bar{U}_0 = 14,077 [V] \text{ (la sarcina nominală)}$$

$$U_0 = 19,79 V \text{ când } R = \infty \text{ (nemic)}$$

$U_0 \rightarrow$ scade brusc (la 0) când $R \rightarrow 0$ (curcuit)

\rightarrow grafic cu mezeliceane



Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:

**SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE**

Partea B.

**Proiectarea surselor controlate de curent
continuu**

Student: Kovács Attila-Levente

Grupa: 30133/1

2021-2022

B. PROIECTAREA SURSELOR CONTROLATE DE CURENT CONTINUU

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

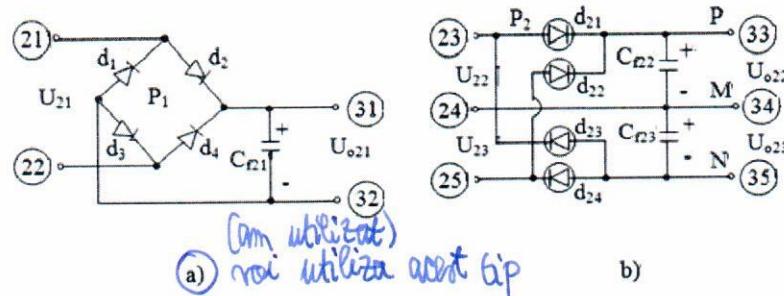


Figura 6. Redresoare necomandate, nestabilizate: a) în punte; b) cu diode și priză mediană

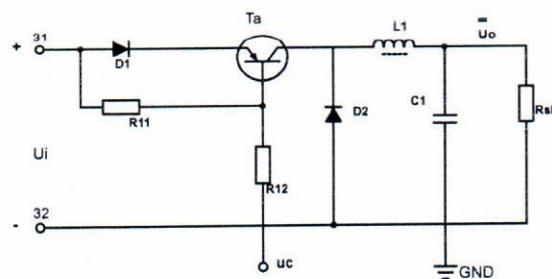
Tensiunea la bornele (31, 32) este monopolară (+ la 31, - la 32), pe când tensiunile din figura 6b sunt: pozitivă (U_{OP}) la borna (33) și negativă ($-U_{ON}$) la borna (35) în raport cu priza mediană, luată ca referință de tensiune ("ground").

B1. Proiectarea unei surse coborâtoare folosind sursa nestabilizată de tensiune (U_{O21})

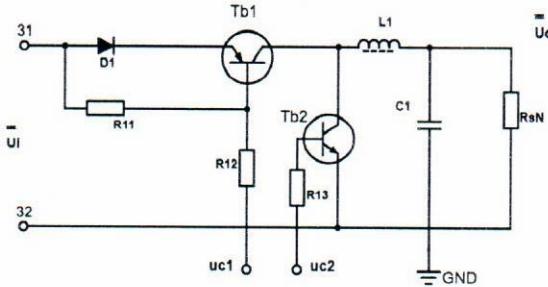
Proiectarea unor surse în comutație, stabilizate de curent continuu constă din două etape:

- 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) alej west mister voronater



b)

Figura B1. Variator coborâtor de tensiune continuă în comutație a) cu diodă de "mers liber"; b) cu tranzitoare în contratimp

B1a. Calculul variatorului de tensiune coborâtor

Pentru proiectare se impun o serie de date inițiale

- 1) $\mu = \mu_0 = 0.5 = \text{constant}$
- 2) Rezistență nominală de sarcină

$$R_{SN} = \frac{\tilde{U}_{2i}}{\tilde{I}_{2i}} [\Omega] = 752$$

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

- 3) Tensiune de alimentare (U_i)

$$\bar{U}_i = k_u \cdot E_{2i} = k_u \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{2i} [V] = 140773$$

Unde (k_u) este coeficientul de tensiune în gol (A.3.2.3) $k_u = 0,725$

- 4) Tensiune maximă de alimentare

$$(\bar{U}_i)_{max} = \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{2i} = 1918 [V]$$

- 5) Tensiunea nominală de ieșire

$$\bar{V}_o = \mu_0 \cdot \bar{U}_i = 0.5 \cdot \bar{U}_i [V] = 1038 [V]$$

- 6) Currentul nominal de sarcină:

$$(\bar{I}_o)_N = \frac{\bar{V}_o}{R_S} [A] = 1,005 [A]$$

- 7) Variația curentului prin bobina variatorului coborâtor:

$$\Delta \tilde{I}_L \cong (0.20 \div 0.30)(\bar{I}_o)_N [A] = 0,3017 [A]$$

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

$$\Delta \tilde{V}_o \cong (2 \div 5)\% \cdot \bar{V}_o [V] = 0,3519 [V]$$

- 9) Frecvența de comutare

$$f_c = 20 \text{ [kHz]}$$

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

10) Din relația

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

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

rezultă valoarea minimă a inductanței de filtrare (L):

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

$$L \geq 0,0011 H = 1,1 mH$$

să iată $L = 1,2 mH$

11) 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:

$$C = \frac{\Delta \tilde{I}_L \cdot \mu_o}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O} = \frac{0,5 \cdot \Delta \tilde{I}_L}{f_c \cdot \Delta \tilde{V}_O} = 2,1434 \cdot 10^{-5} F$$

$$= 2,1434 \mu F \rightarrow 22 \mu F$$

Pentru varianta din figura B1a, dioda (d₂) este o diodă Shottky care trebuie să suporte:

- O tensiune anodică: $U_A \geq 1,25 \cdot (\bar{U}_i)_{max}$
- Un curent anodic: $I_A \geq 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N$

$$U_A \geq 1,25 \cdot 19,8 = 24,75 V$$

$$= 1,5075 [A]$$

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

Dioda (d₁) 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 comutare de până la 20 (kHz) pot fi:

- Tranzitoare bipolare
- Tranzistoare MOSFET
- Tranzistoare IGBT

Acestea trebuie să suporte:

- O tensiune de sarcină: $U_{tranzistor} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \bar{U}_{21} \cong 40 V$
- Un curent de sarcină: $I_{tranzistor} = 1,5 \cdot (\bar{I}_o)_N = 1,5075 [A]$

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

B1b. Calculul circuitului de comandă a variatorului coborâtor

Structura dată în figura 7 corespunde unei prime variante

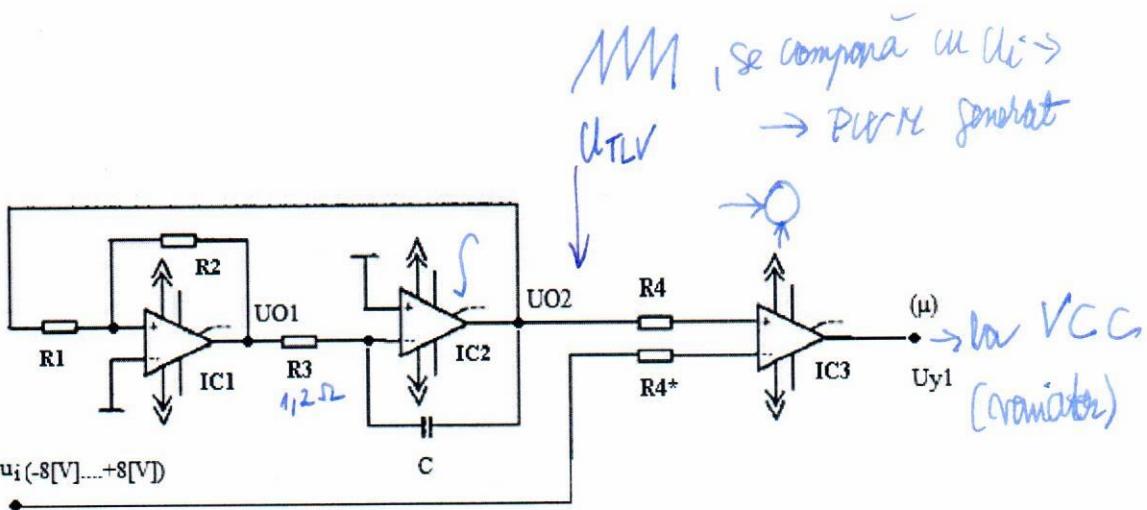


Figura 7. Structura modulatorului în durată (variantă)

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 (linar 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 comutare este dată de relația:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot R_3 \cdot C}$$

Alegând inițial valoarea (C) a condensatorului, la o valoare impusă a frecvenței de comutare, 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:

$$\mu = \frac{u_i + 8}{2 \cdot A} \leftarrow \text{pe care o scoate}$$

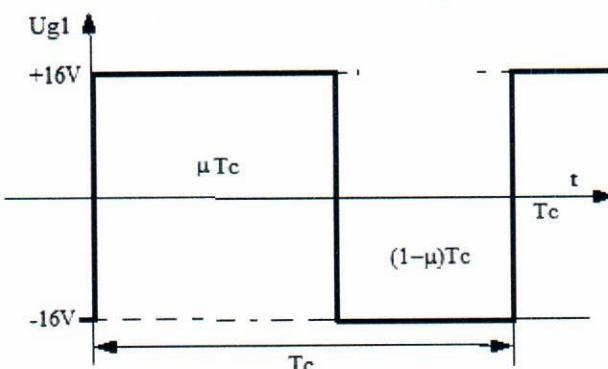


Figura 8. Evoluția tensiunii modulată în durată

Caracteristica statică a modulatorului PWM este dată în figura 8.

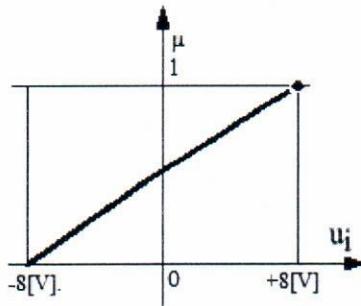


Figura 9. Variația factorului de umplere (μ)

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

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

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 modulatoare.
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.

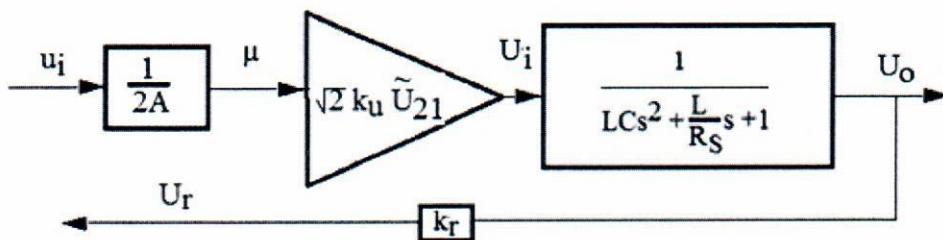


Figura 10. Partea fixată a sursei stabilizate cu funcționare în comutație

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

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

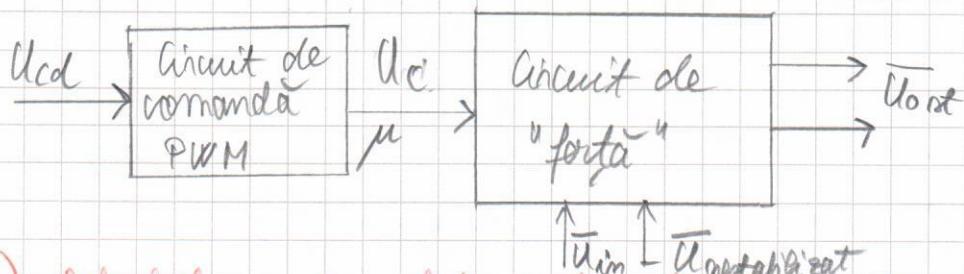
B. proiectarea mreilor controlate de curent continuu

În secțiunea A. am prezentat o sursă de curent continuu stabilizată.

Vom proiecta o sursă stabilizată folosind sursa stabilizată de tensiune prezentată anterior.

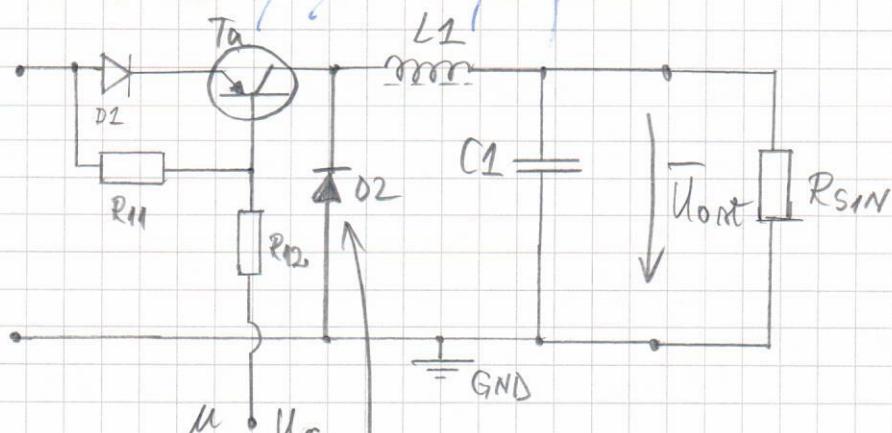
→ Sursă în comutare, stabilizată, de curent continuu

a.) Variator de tensiune continuă care controlează tensiunea de ieșire (U_{out}) - "element de execuție, de activator"



b.) Calculul unui regulator adecvat care să satisfacă anumite perf. impuse

Circuitul de "forță" va fi:



diodă de "mieră liber"

Calculul variatorului de tensiune colector

1.) $\mu = \mu_0 = 0,5$ (ct.)

2.) $R_{SN} = 7 \Omega$

3.) $\bar{U}_i = k_u \cdot \sqrt{2} \cdot \tilde{U}_{21}[V] = 0,725 \cdot \sqrt{2} \cdot$

\bar{U}_i - semirea de "alimentare" a variatorului
colector, adică tensiunea de ieșire din
sursa stabilizată

$\bar{U}_i = 14,0773 V$ (la sarcină nominală)

$k_u = 0,725$ - coeficientul de tensiune la ieșire

4.) $(\bar{U}_i)_{max} = 19,8 V$

5.) $\bar{V}_o = 0,5 \cdot \bar{U}_i = 7,038[V]$

6.) curentul nominal de sarcină:

$$(\bar{I}_o)_N = \frac{\bar{V}_o}{R_S} = \frac{7,038}{7} = 1,005[A]$$

7.) Variatia curentului prim secundar:

$$\Delta \tilde{I}_L \approx (0,2 \div 0,3) (\bar{I}_o)_N = 0,201 \div 0,3017 A$$

8.) Variatia tensiunii de ieșire

$$\Delta \tilde{V}_o \approx 2-5\% \bar{V}_o = 0,1408 V \div 0,3518 V$$

9.) $f_c = 4 kHz$ (am ales asta)

după, noi alegem $f_c = 20 kHz$

Valearea minima a inductantei de filtrare trebuie să fie

$$L \geq \frac{(19,8 - 7,038) \cdot 0,5}{4000 \text{ Hz} \cdot 0,3017} = 0,0053 \text{ H}$$

$$L \geq 5,3 \text{ mH} \quad (\text{multi henri})$$

$$C = \frac{0,5 \cdot 0,3017}{4000 \cdot 0,3519} = 1,0717 \cdot 10^{-4} \text{ F} =$$

$$= 1,0717 \cdot 10^{-4} \cdot 10^3 \text{ mF} = 0,107 \mu\text{F}$$

$$= 107 \mu\text{F}$$

Dacă alej frecvența de comutare maximă,

$$f_c = 20 \text{ kHz}$$

$$L \geq \frac{(19,8 - 7,038) \cdot 0,5}{20000 \cdot 0,3017} = 0,0011 \text{ H}$$

$$L \geq 11 \text{ mH}$$

$$C = \frac{0,5 \cdot 0,3017}{20000 \cdot 0,3519} = 2,1434 \cdot 10^{-5}$$

$$C = 2,1434 \cdot 10^{-5} \cdot 10^6 \mu\text{F} = 21,43 \mu\text{F}$$

- hincințelor, alej condensatorul disponibil să mai
apereze de valoarea calculată

Rida Shottky trebuie să suporte:

$$\cdot U_{+/-} = 1,25 \cdot 19,8 \text{ V} = 24,75 \text{ V}$$

$$\cdot I_{+/-} \geq 1,5 \cdot 1,005 = 1,5075 \text{ A}$$

Circuitul de comandă a varistorului

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega ; R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$f_c = \frac{1}{2R_3 C}$$

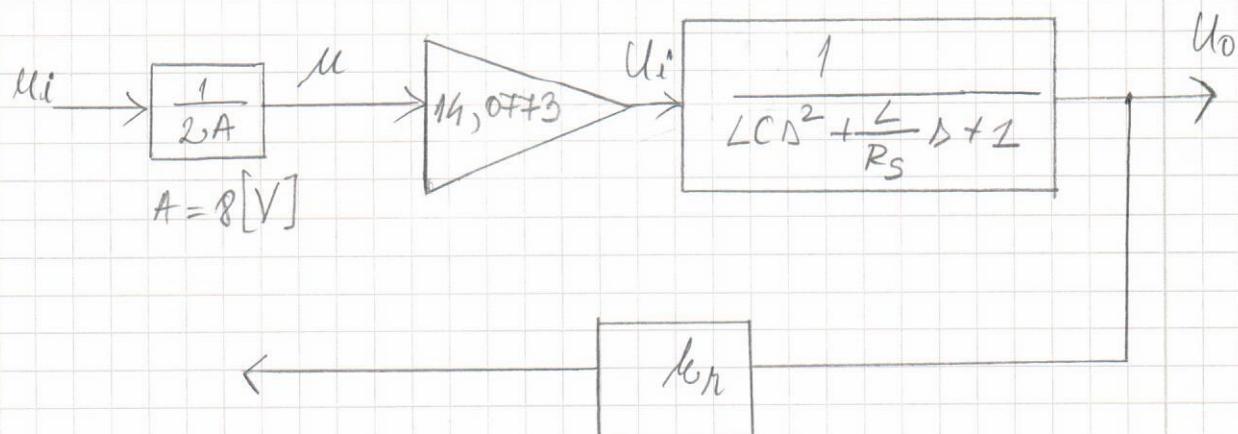
$$R_3 = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

$$f_c = 20000 \text{ Hz}$$

$$C = 2,1434 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{1}{2 \cdot 2,1434 \cdot 10^{-5} \cdot 2 \cdot 10^4} = \\ &= \frac{1}{4,2868 \cdot 10^{-2} \cdot 2} = 1,1664 = \underline{\underline{12 \text{ k}\Omega}} \end{aligned}$$

Partea fixată: (sursa nestabilizată + varistorul rotitor):



diminu rezistin pe reactie

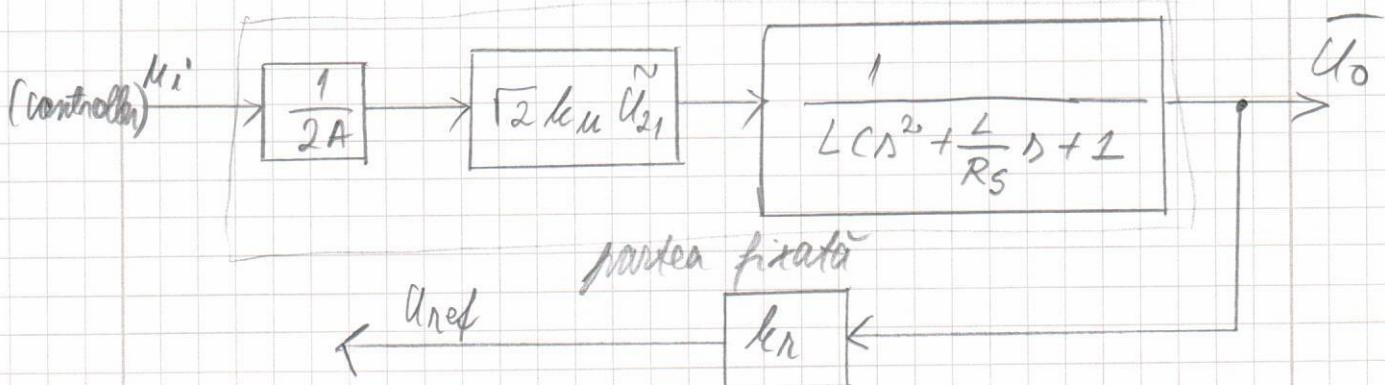
$$R_h = 0,2 \Omega$$

$$R_s = 7 \Omega \text{ (nominal)}$$

$$L = 1,2 \text{ mH} = 0,0012 \text{ H}$$

$$C = 22 \mu\text{F} = 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

Modelul matematic al variației cărătorii:



- În practică, controlerul este de tip P.
- Noi vom marca ca diferențe controlere: $P, P_1, (P_2)$
Sistemul trebuie să fie stabil la răspunsul individual
și să rezipece perturbațiile → sursă stabilizată

Limitarea comportării la perturbații:

- variația termenii restantei
- variația rezistenței de sarcină

$\frac{1}{2A}$ - modulatorul PWM



Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Facultatea de Automatică și Calculatoare

Proiect:

SURSE STABILIZATE DE CURENT CONTINUU
CU FUNCȚIONARE ÎN COMUTAȚIE

Partea C.

Proiectarea regulațoarelor

Student: Kovács Attila-Levente

Grupa: 30133/1

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).

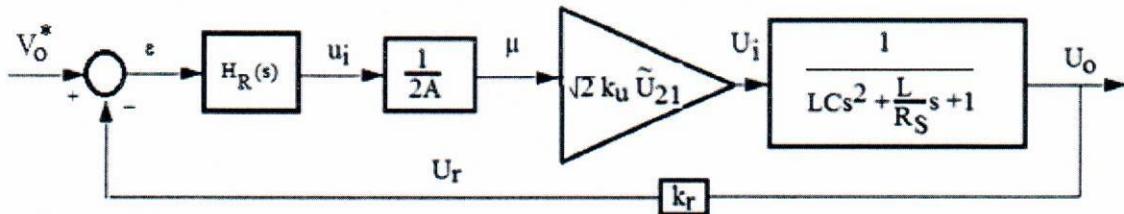


Figura 11. Structura simplificată a sursei stabilizate

Se determină funcția de transfer a părții fixate:

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

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 $\gamma^* = 75^\circ$. Funcțiile de transfer a regulatoarelor P, PI și PD sunt:

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

După determinarea parametrilor regulatoarelor 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):

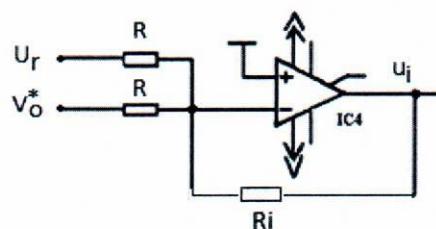


Figura 12. Schema unui regulator (P) analogic

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):

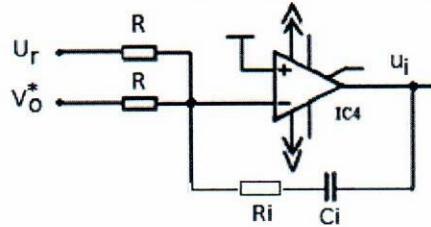


Figura 13. Schema unui regulator (PI) analogic

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 $T_i = R_i C_i$

Alegand o anumită valoare pentru rezistența R_i se obținem o valoare corespunzătoare a capacitatii 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):

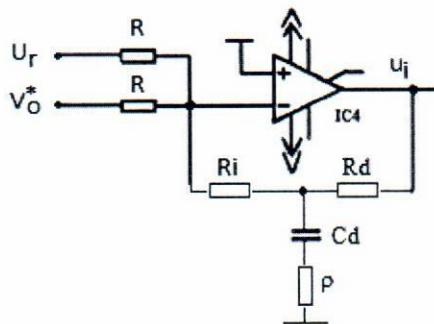


Figura 14. Schema unui regulator (PD) analogic ($R_i \gg R_d$)

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 regulațoarelor determinate precum și rezultatele obținute.
2. Se va realiza schema completă (circuit de "fortă", circuit de comandă) a sursei în comutație, stabilizate de curent continuu incluzând și sursa primară (nestabilizată).

Calculul regulatorilor

- proiectarea unei surse de comutatie, stabilizate, de c.c.
 ⇒ avem nevoie de un regulator acordat pentru a putea stabiliza sursa

$H_f(s)$ - regulatorul regulator

$$H_f(s) = \frac{1}{2 \cdot 8} \cdot R_2 \cdot k_0 \cdot \tilde{U}_{21} \cdot \frac{1}{L_{C_0}^2 + \frac{4}{R_S} s + 2}$$

$$H_f(s) = \frac{1}{16} \cdot 14,0773 \cdot \frac{1}{2,67 \cdot 10^{-8} s^2 + 1,7143 \cdot 10^{-4} s + 1}$$

$$H_f(s) = \frac{0,8798}{2,67 \cdot 10^{-8} s^2 + 1,7143 \cdot 10^{-4} s + 1}$$

$$\gamma^* = 75^\circ \text{ (cimpum)}$$

$$H_f(s) = \frac{k}{(T_f s + 1)(T_m s + 1)} = \frac{k}{T_f \cdot T_m s^2 + (T_f + T_m)s + 1}$$

$$H_f(s) = \frac{0,8798}{2,67 \cdot 10^{-8} s^2 + 1,7143 \cdot 10^{-4} s + 1}$$

$$T_f \cdot T_m = 2,67 \cdot 10^{-8}$$

$$T_f + T_m = 1,7143 \cdot 10^{-4}$$

$$H_{PI} = k \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$\frac{V_o}{V_R}$

Se reprezintă $H_f(j\omega)$ pe diagrama Bode:



$$\angle H_{P1} = -15^\circ$$

$$\begin{aligned} \varphi &= -180^\circ + 15^\circ + \gamma^* = -180^\circ + 15^\circ + 75^\circ = \\ &= -90^\circ \end{aligned}$$

$$\omega_t' = 6,12 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$T_c = \frac{4}{\omega_t'} = 6,5359 \cdot 10^{-4}$$

$$\left. \begin{aligned} k_p^{\text{dB}} &= \frac{1}{|H_f(j\omega_t')|} = \frac{1}{-1,53} = -0,6536 \text{ dB} \\ k_p &= 10^{-\frac{-0,6536}{20}} = 0,9275 \end{aligned} \right.$$

$$\text{Din calcul, rezulta } H_{P1}(s) = 0,9275 \left(1 + \frac{1}{6,5359 \cdot 10^{-4} s} \right)$$

$$H_{P1}(s) = \frac{0,9275 (6,5359 \cdot 10^{-4} s + 1)}{6,5359 \cdot 10^{-4} s}$$

$$V_0^+ = \mu_0 \cdot k_h \cdot U_i = 0,5 \cdot 0,2 \cdot 14,0773$$

Rezultate de repline

- perturbarea terminalui de intrare în regulator

$U_{21} [V]$	referință V_0^+	U_0	
14	+	+	- normal
17	+	+	
19	+	+	
16	+	+	
12	+	+	

* minim răpic pe rezultatele

$E_{SSP} = 0 \rightarrow$ rejețeați complet perturbările de
tipul variației termenii netelei

- perturbarea rezistenței de sarcină

(disponibil doar în format de a mai multor
varice)

$V_0^+ = +V$	$U_{21} [V]$	R_S	U_0
	14	7,52	+V
	14	12,52	+V
	14	2,52	+V
	22	2,52	+V
	22	0,52	+V

$$E_{SSP} = 0$$

- sarcina rămâne stabila și la modificarea lui k_h

Acordarea regulatorului P

$$H_P(s) = V_R$$

$$\varphi = -180^\circ + 90^\circ = -90^\circ$$

$$k \text{ dB} = -0,6536 \text{ dB}$$

$$k = 0,9275$$

$$H_P(s) = 0,9275$$

Acordarea unui regulator PD

$$H_{PD} = k_0 \left(\frac{1 + T_d s}{1 + \beta T_d s} \right)$$

$$\beta = \frac{1}{10}$$

$$\varphi^* = 75^\circ \quad \swarrow < H_{PD}$$

$$\begin{aligned} \varphi &= -180^\circ - \arctg \frac{1 - \frac{1}{10}}{2\sqrt{\frac{1}{10}}} + 75^\circ = \\ &= -180^\circ - 54,9^\circ + 75^\circ = -154,9^\circ \end{aligned}$$

$$\omega_t = 1,85 \cdot 10^4 \text{ rad/sec}$$

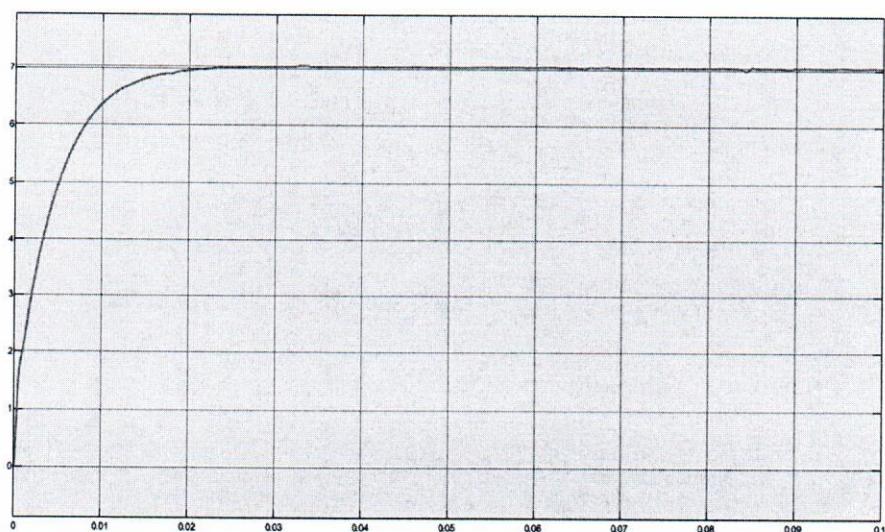
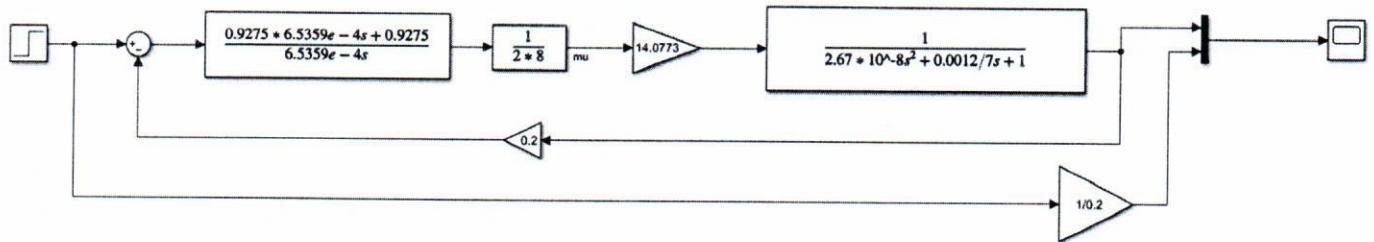
$$|H(j\omega_t)| = -19,9 \text{ dB}$$

$$k = \sqrt{\rho} \cdot |H(j\omega_t)| = \sqrt{\frac{1}{10}} \cdot 0,1012 = 0,032$$

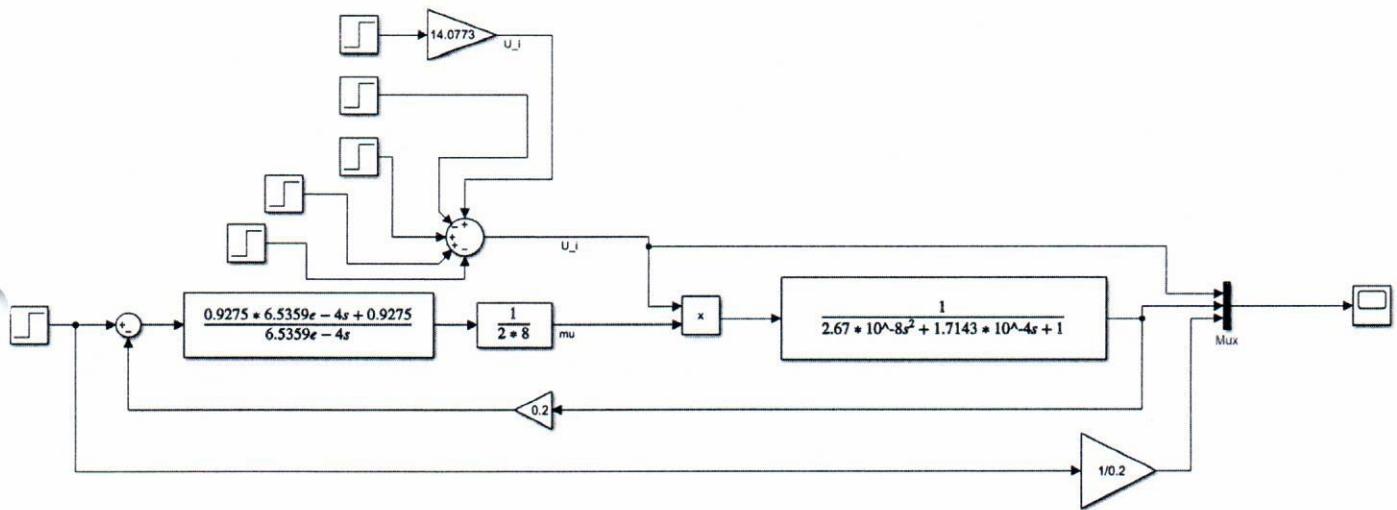
$$T_d = \frac{1}{1,85 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{\frac{1}{10}}} = 1,7093 \cdot 10^{-4}$$

$$H_{PD} = 0,032 \left(\frac{1 + 1,7093 \cdot 10^{-4} s}{1 + \frac{1}{10} \cdot 1,7093 \cdot 10^{-4} s} \right)$$

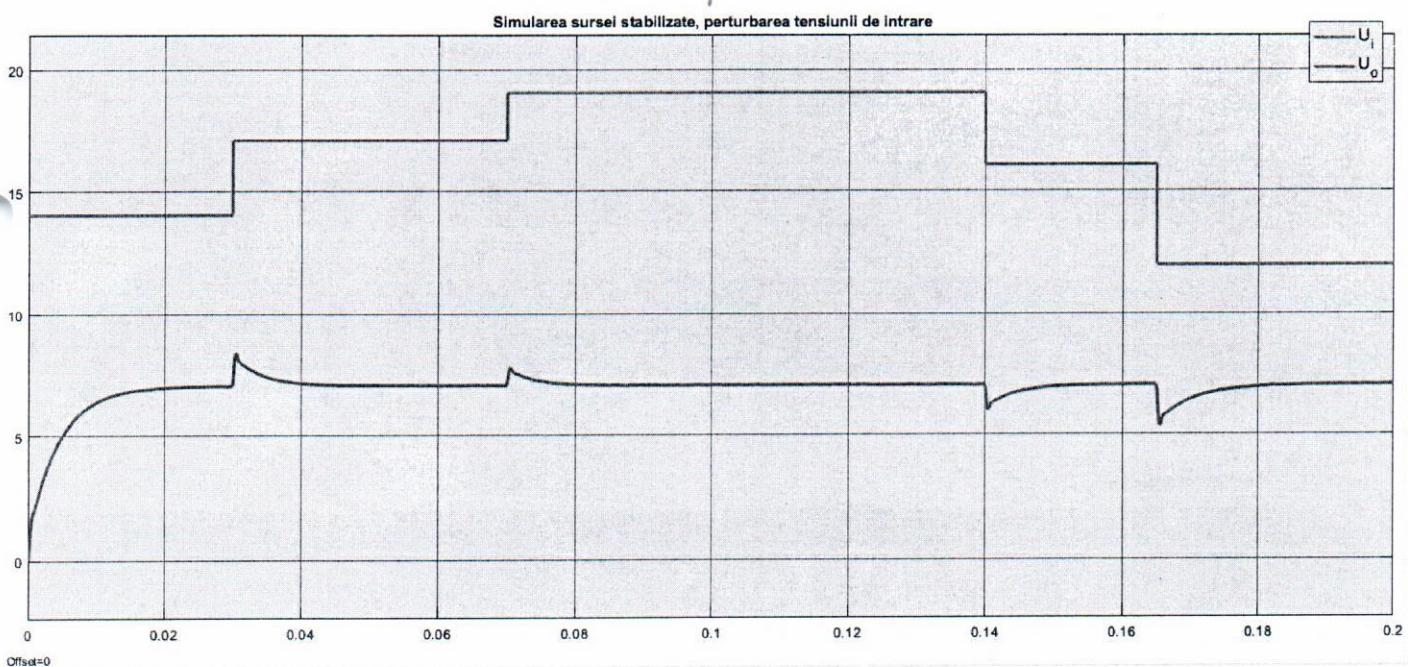
Simularea sursei stabilizate (C) – se simulează separat pentru regulator P, PI și PD. Am utilizat regulatorul PI.



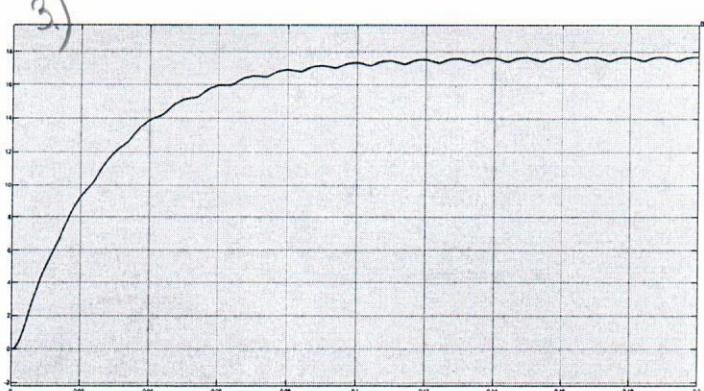
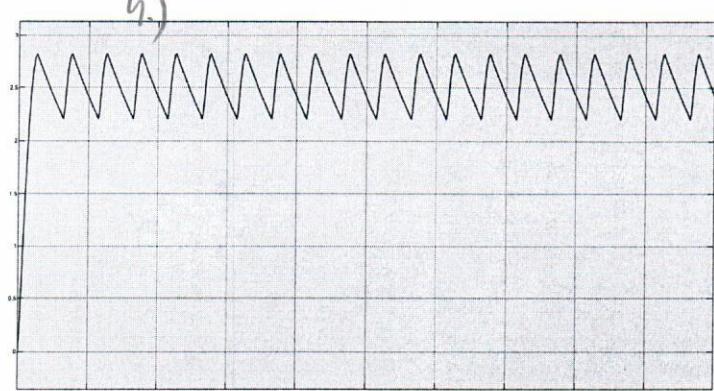
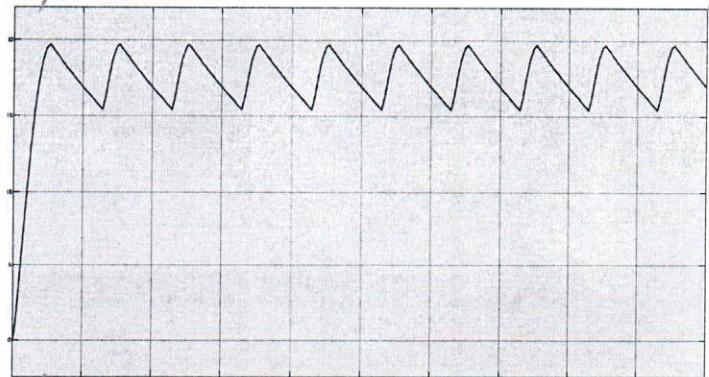
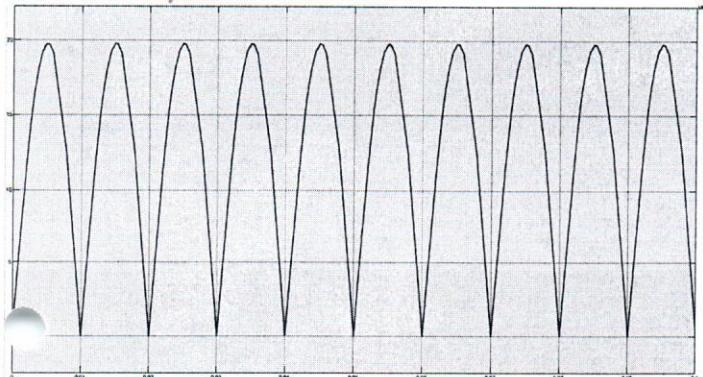
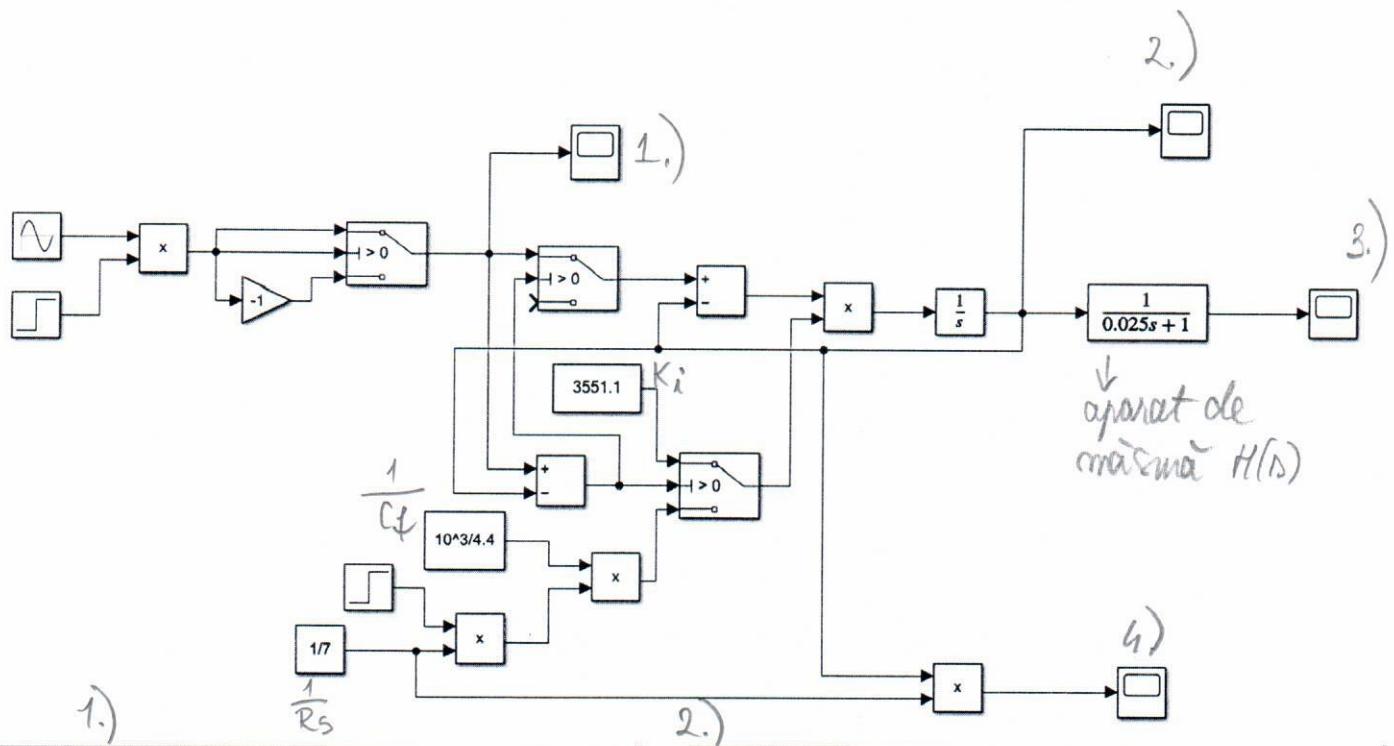
Simularea sursei stabilizate – perturbații în tensiunea de intrare și rezistență de sarcină - regulator PI rejețează cel mai bine

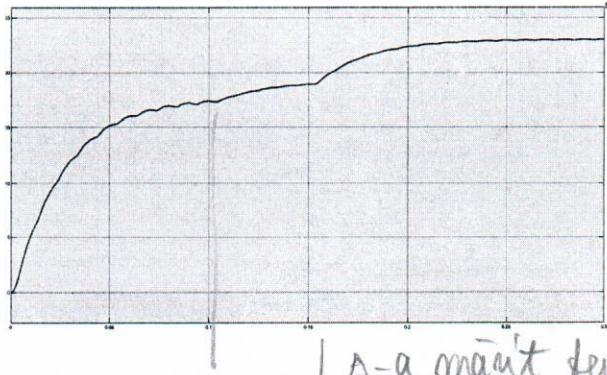
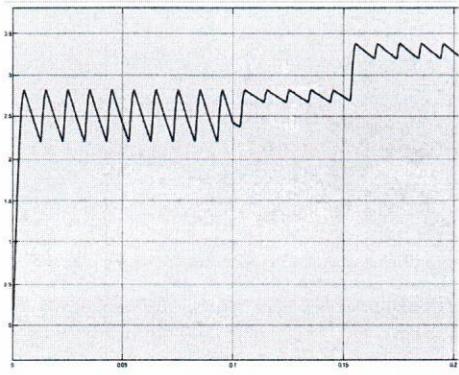
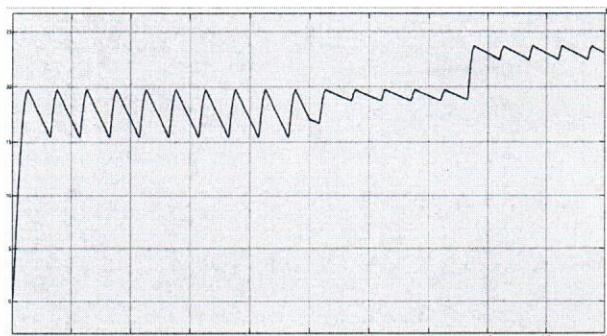
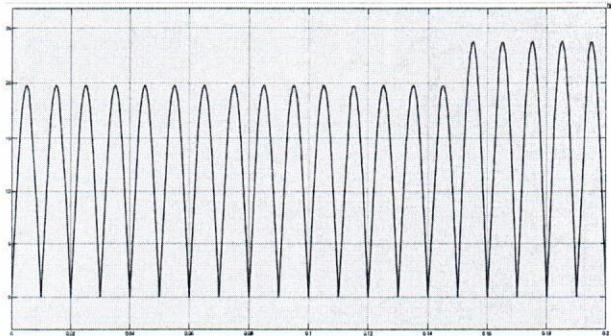


→ rejețează perturbațiile



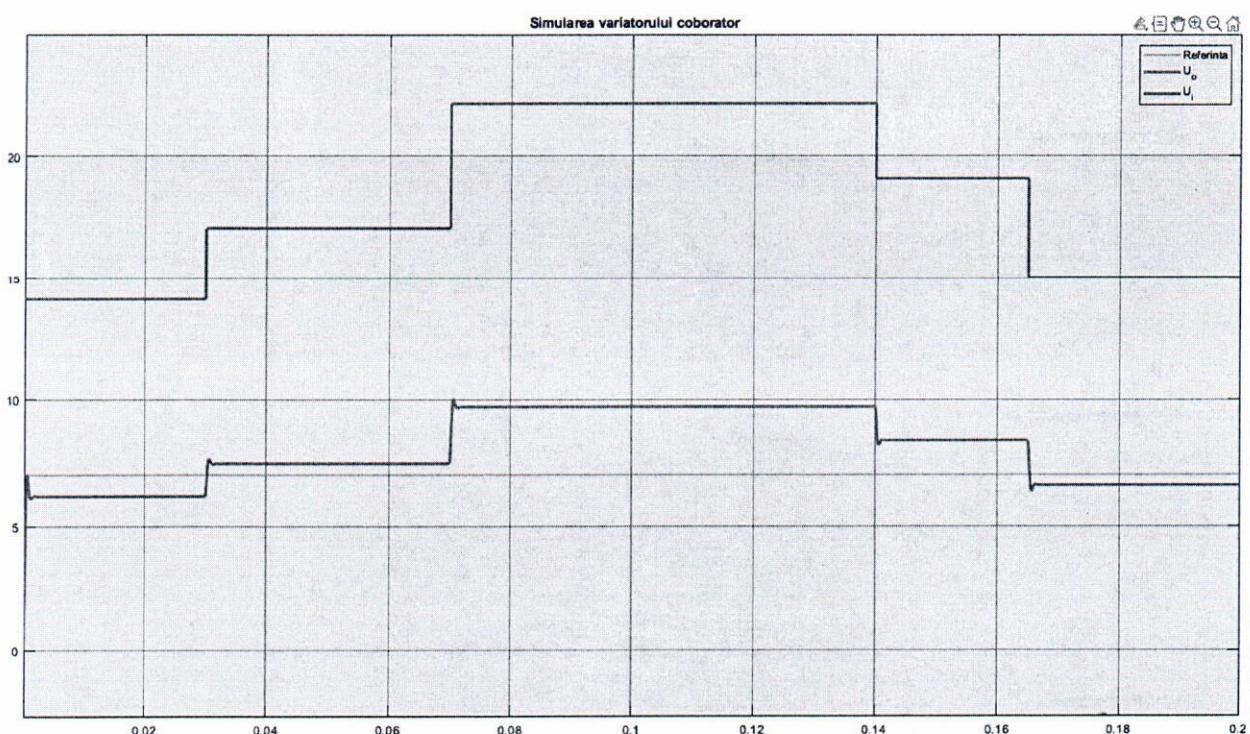
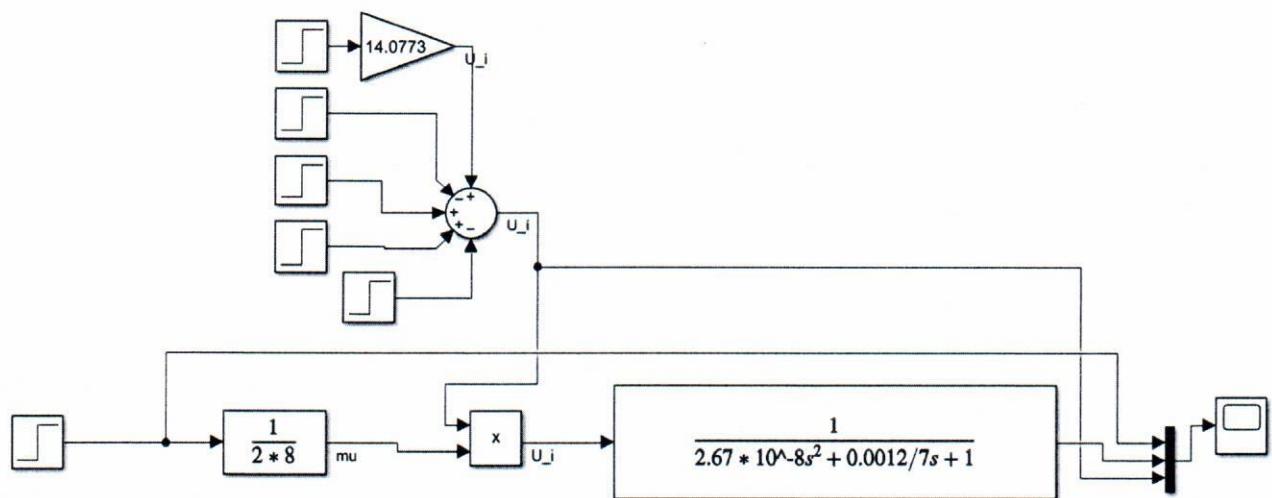
Simularea sursei nestabilizate (A)





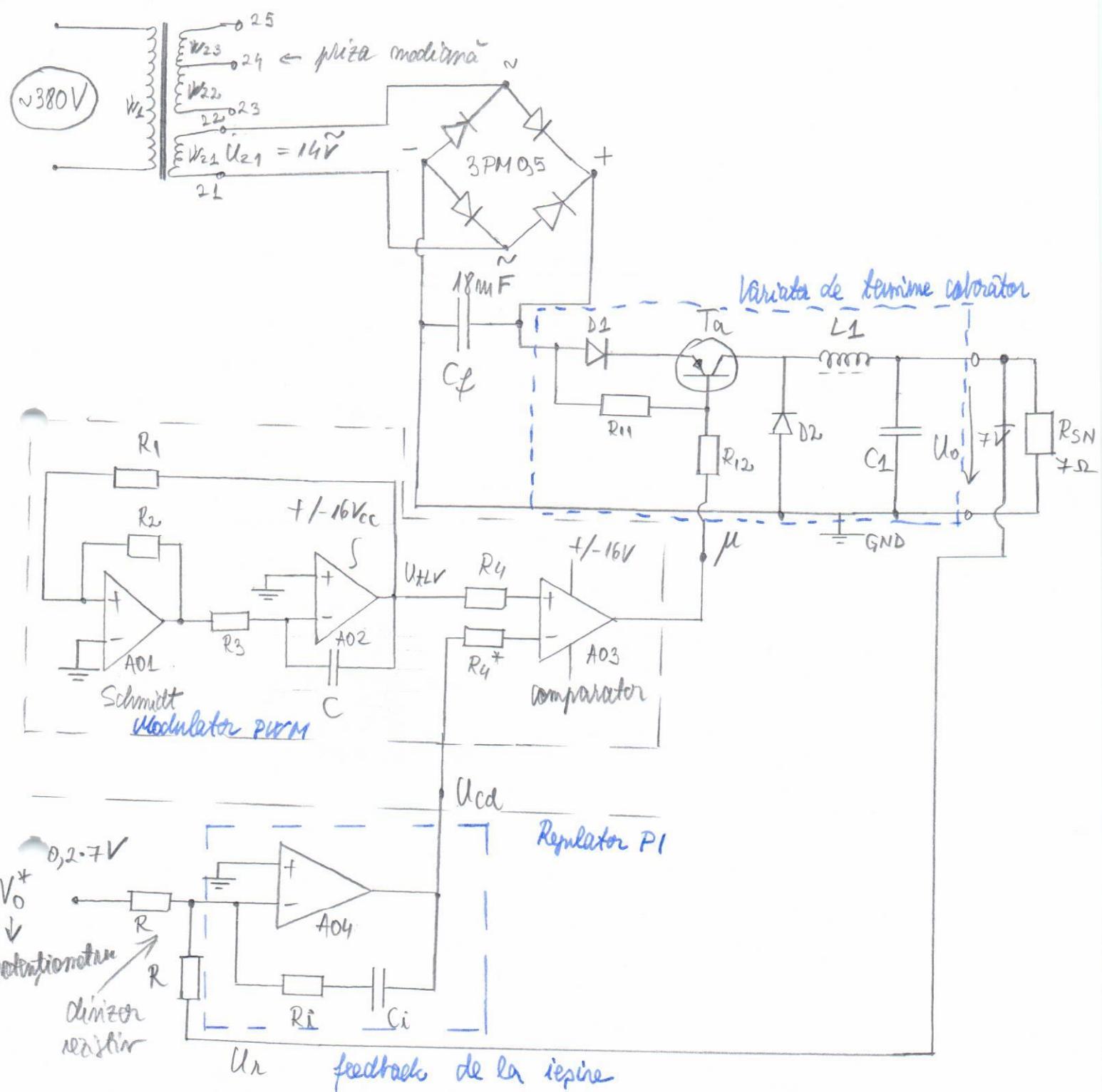
| s-a mărit demulce
S-a refolosi
modificat valoarea rezistenței
(mărit)
→ se modifică α_0

Simularea variatorului coborator (B)



SCHEMĂ ELECTRICĂ COMPLETĂ

Tr.



$$V_o^+ = 0,5 \cdot 0,2 \cdot 14\text{V}$$

\downarrow doar $+V$ la ieșire

Amplificatoarele găsătoare le găsim
în circuitul LM324 (anexa B)