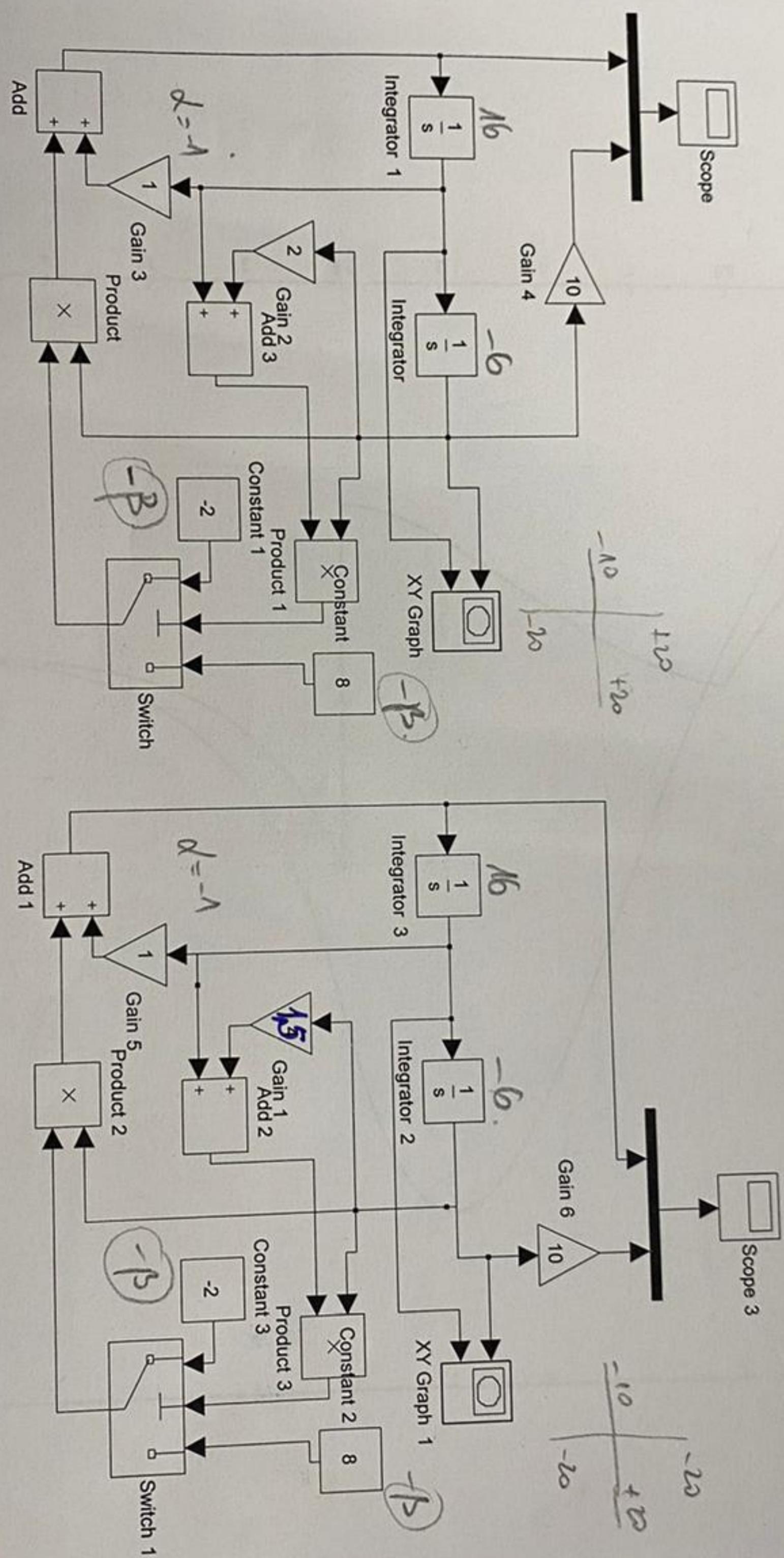


VSS modulator std 111.

$$\text{poate } \begin{cases} +2,48 \\ -1,48 \end{cases}$$



$$\beta_{1,2} = \frac{-\dot{\beta}}{\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}$$

$$\beta_{1,2} = \begin{cases} +1,19 \\ -1,686 \end{cases}$$

Figura 1 Sisteme

a) În cazul sisteme de reie. În an regim autooscil n cazul sistec ionat cu mo istfel trei subs entru ($|\varepsilon| < \varepsilon^*$)

SSV

Robustetea sistemelor (SSV) cu facturare
in mod glisant:

Realizarea SSV. a) comutator "stărui" (coficiat)
b) comutator "generează".

{ Modelarea : a) ca comutator ("switch")
 modificarii structurii b) ca rele ("Relay").

1. "Dreapta" de comutare.

$$S(\underline{x}) = \left(\frac{dx}{dt} + h \right)^3 \cdot \underline{x}$$

$$u = i \cdot x_2 + h x_1 = 0; \quad x_2 + \xi \cdot x_1 = 0.$$

ξ = parametru de acord.

2. Condiție de stabilitate în mod glisant:

$$S(\underline{x}) \cdot \dot{S}(\underline{x}) < 0.$$

3. Comanda $u(t)$:

$$u = K \cdot \text{sign}(S(\underline{x})).$$

In aplicatii:

$$u = -(\alpha(\underline{x}) + M) \cdot \text{sign}[S(\underline{x})];$$

= pt. facturare in Mod-glisant. ($M >$ perturbație)

41. Robustetea⁽²⁾:

Or se poate $\ddot{x} + \alpha \dot{x} + \beta \cdot x = 0$. ec diferențială
 $x^2 + \alpha x + \beta = 0$ ct. caracteristice

Caracterul "viscozii", $x_2 = f(x_1)$: dat de
caracterul vărsăriilor ec. caracteristice
= tipul "viscozii": dat de caracterul
permăturii singulari din pleură
fizice (nod, urcif...)

Variante.

II. $(\alpha; \beta)$ = variabile. $\rho = \rho^* = \text{fix}$ (permi-

Evoluție a) $(C^I \rightarrow S(x)) \rightarrow$ depende
de. (α, β) .

b) pe. $S(x)$ în mod firesc
depende doar de (C^*) .

21. Spatul sănătății:

apari coeficienți (p_{x_i}):

$(p_{x_i} > \alpha_i)$

= variante (α_i) derive mesurătoare -

3) Reglare autoasă de proces... ③

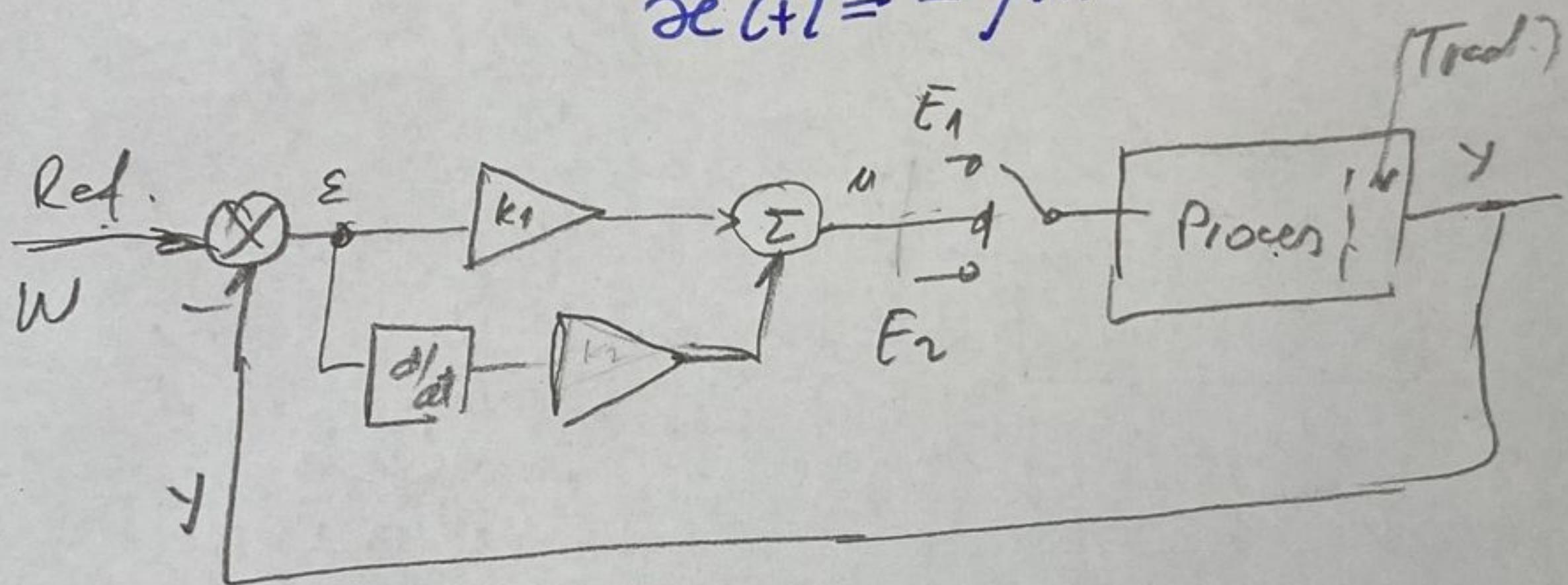
= se defineste starea $\dot{x}(t)$ cu erare.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n \dot{x}_i(t)$$

= se calculeaza $\dot{x}(t+1) - \dot{x}(t) = (R_{ref} - y)$:

= urmatorul R_{ref} = ~~heaptă~~; $R_{ref} = 0$.

$$\dot{x}(t+1) = -\dot{y}(t+1)$$



L_0 (UTC - buck): $(L^*, C^*, R_{joc}) \rightarrow y = U_0$

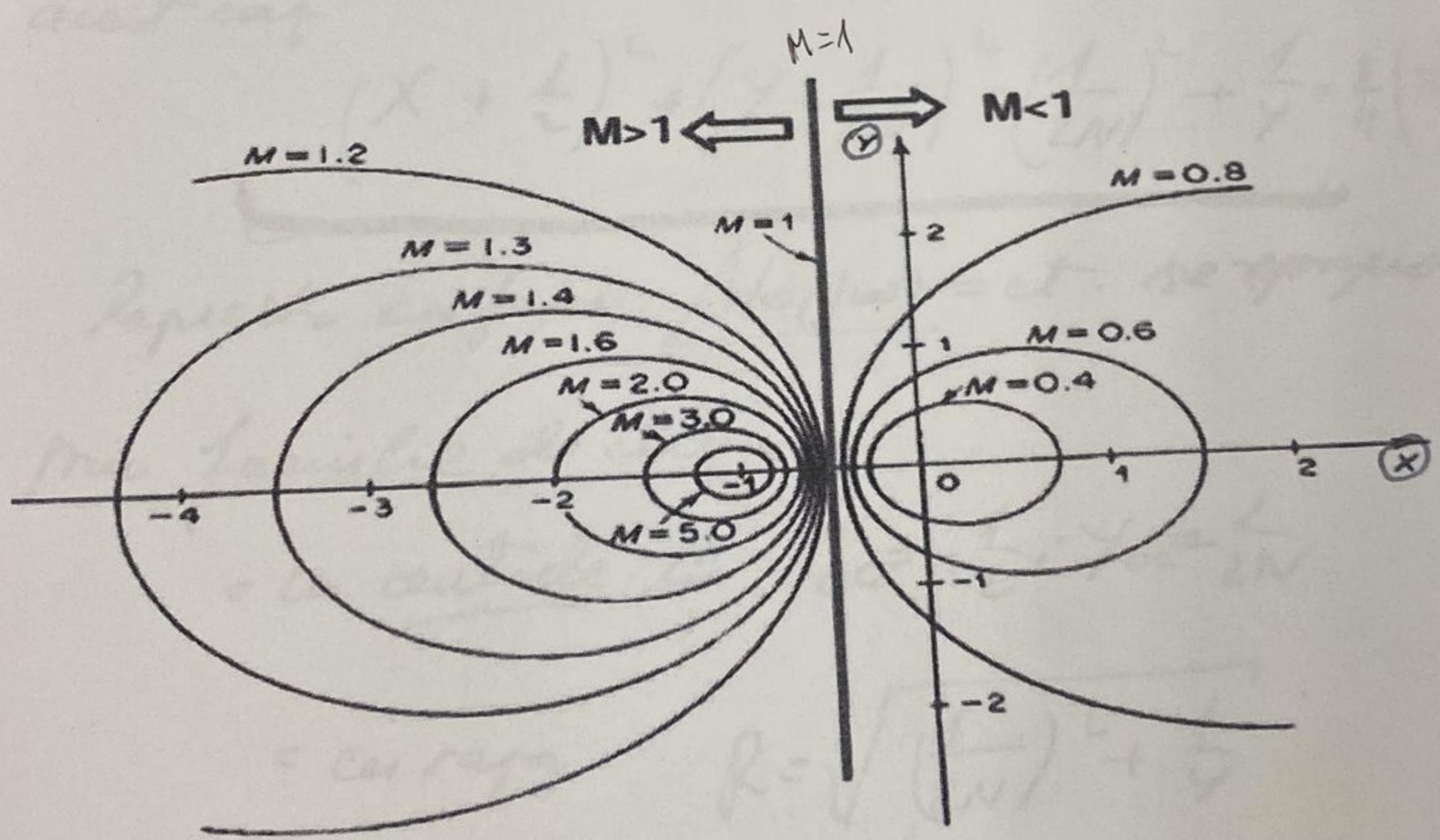
$$I_C = C \cdot \frac{dU_0}{dt}$$

- un lucru "derivativ" și folosil (ic).
prin condensatorul de filtrare.

NIC/1

,CH

101

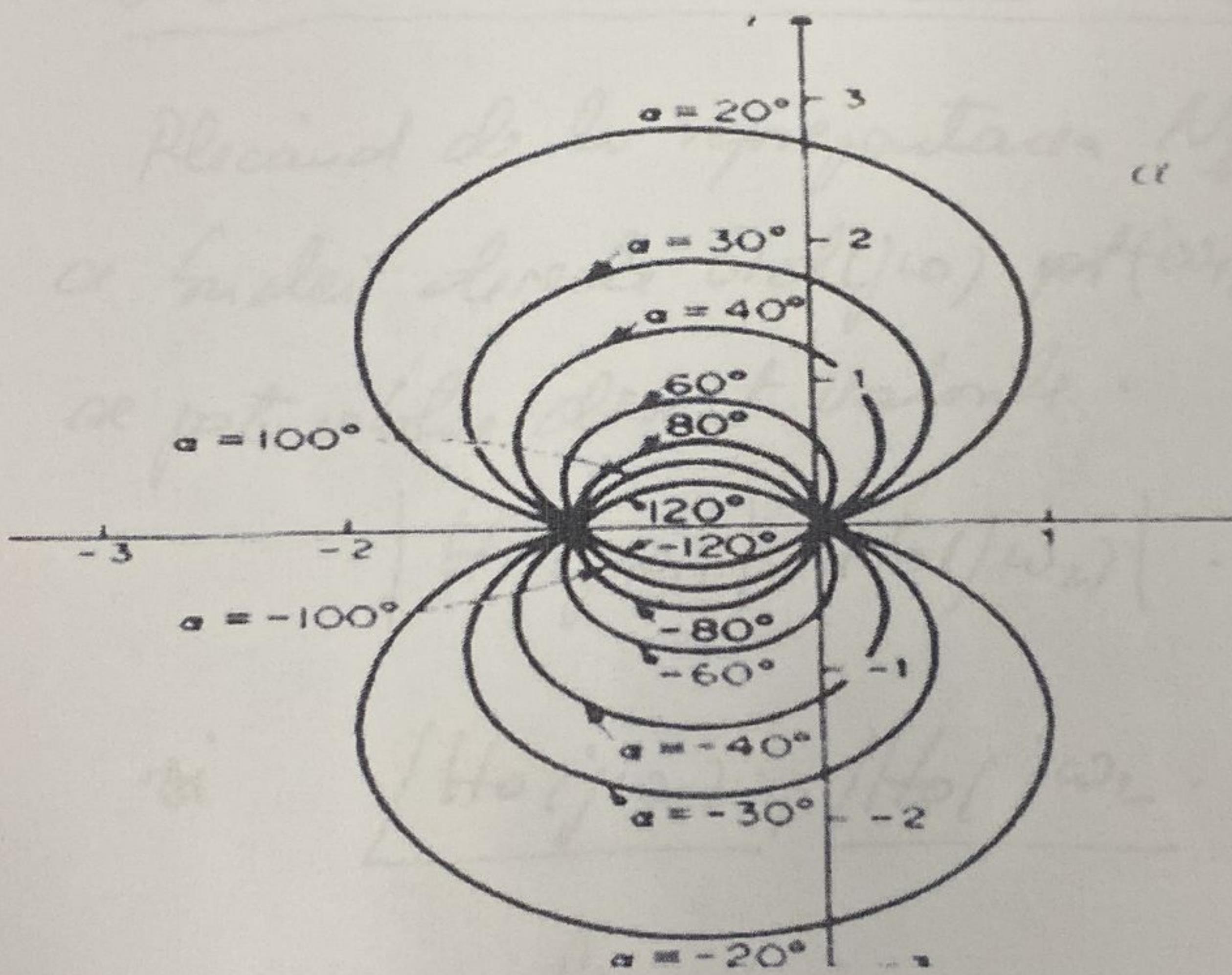


$$M = ct.$$

NIC/1

$\alpha \propto t^m$

NIC/3



$N = ct$

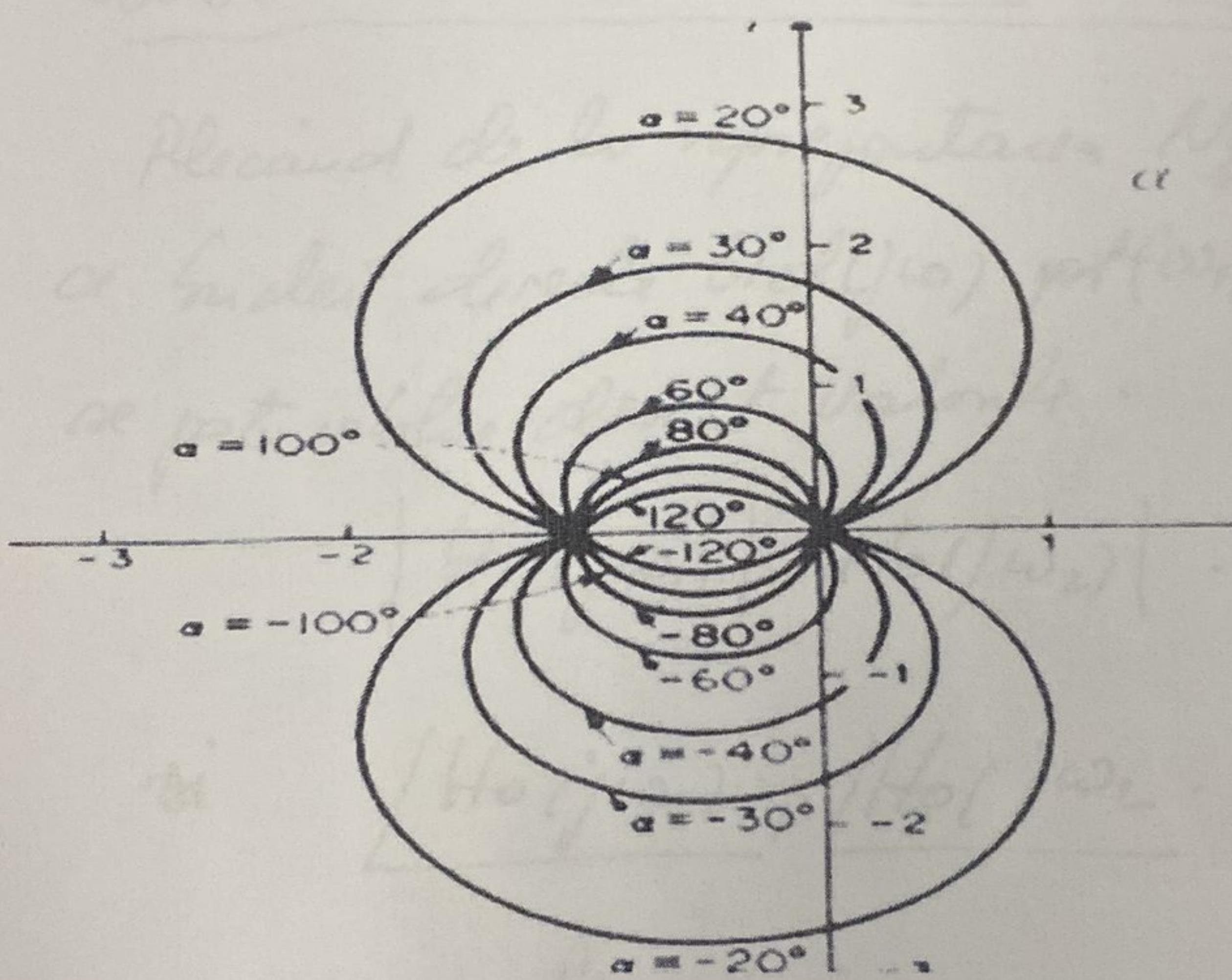
0
Ins

Del

NIC/1

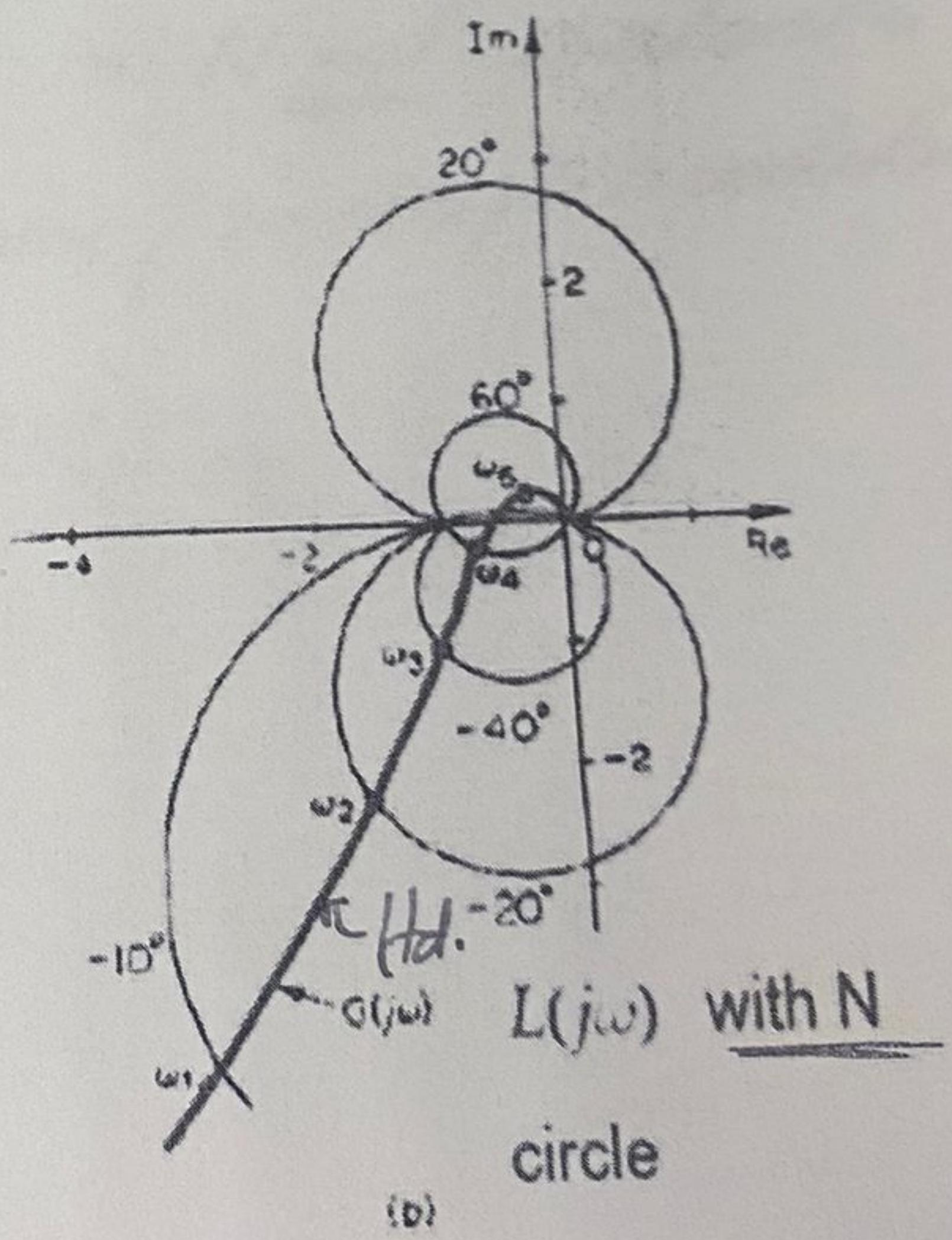
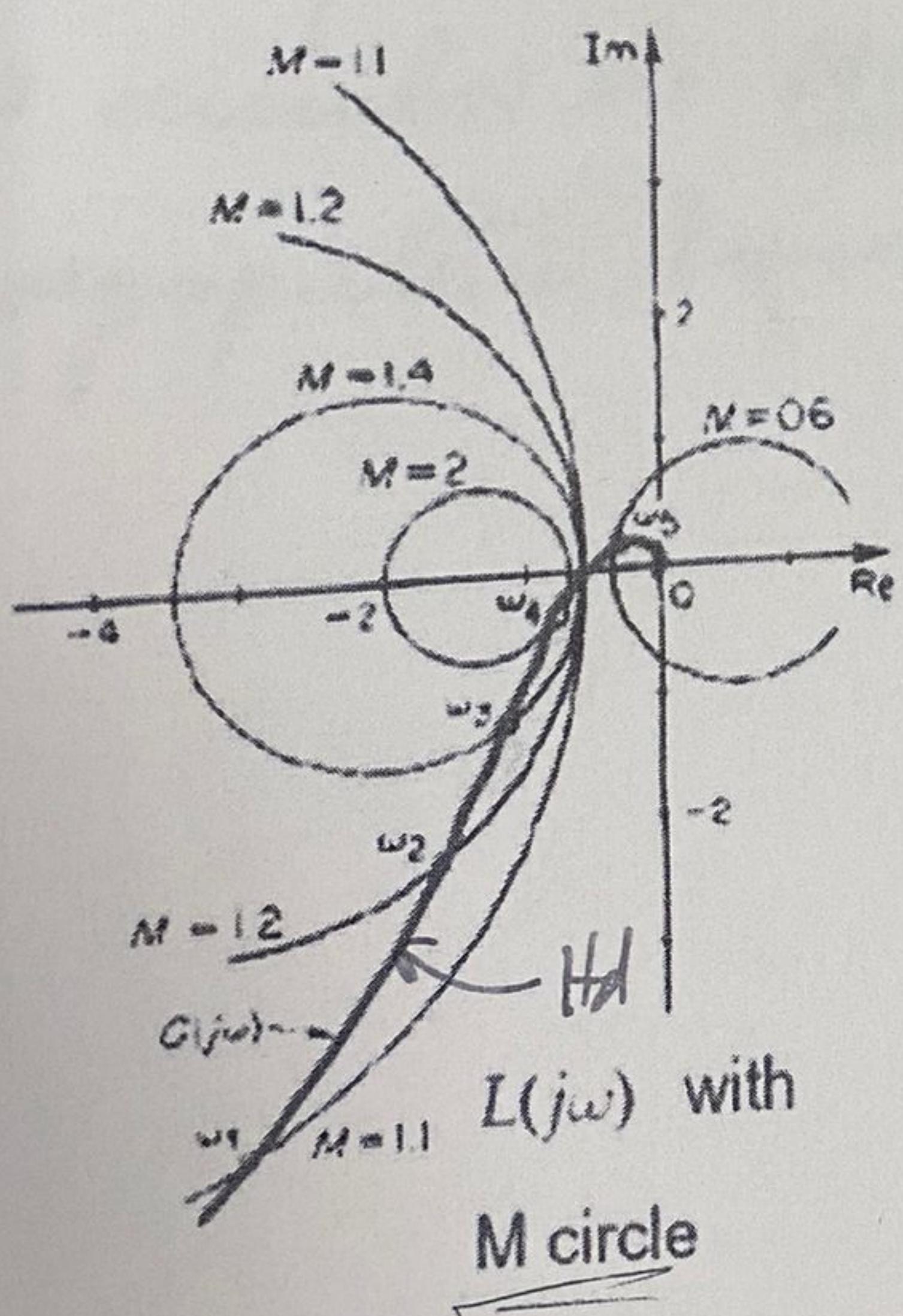
$N = ct/m$

NIC/3



$N = ct$

Notes 14th



L(jω) with N
circle

(b)

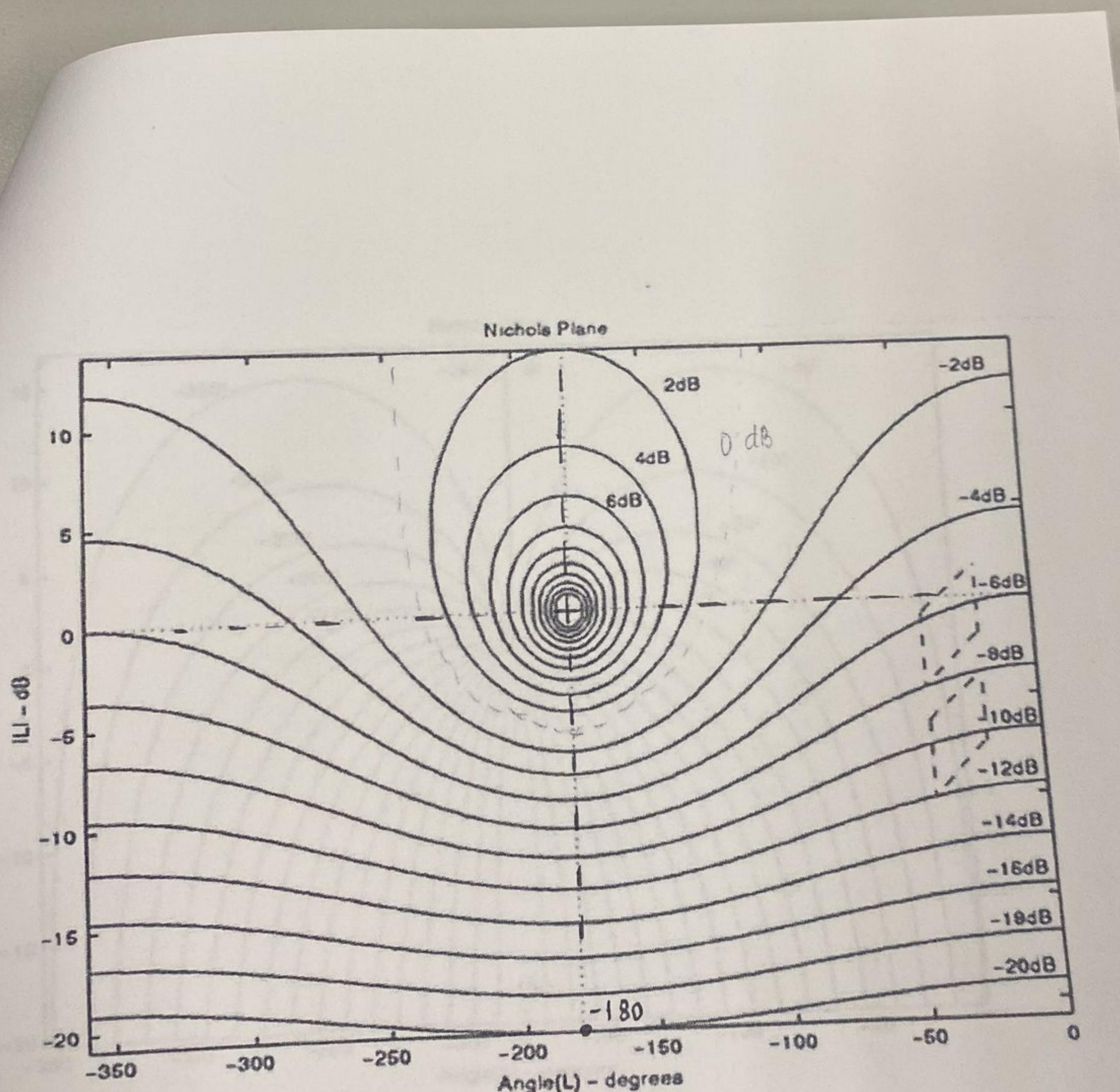
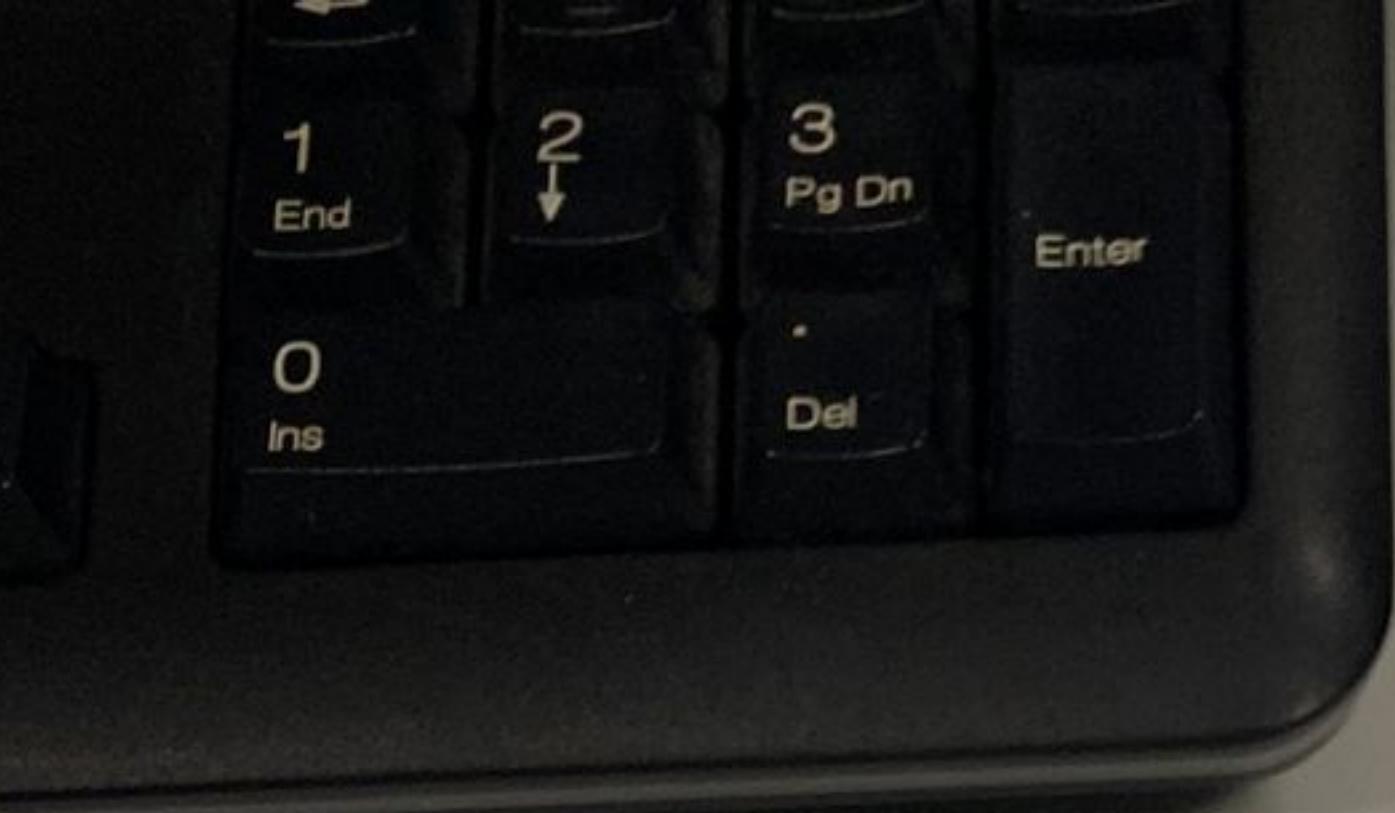


Figure 2. M-Contours in the Nichols plane.

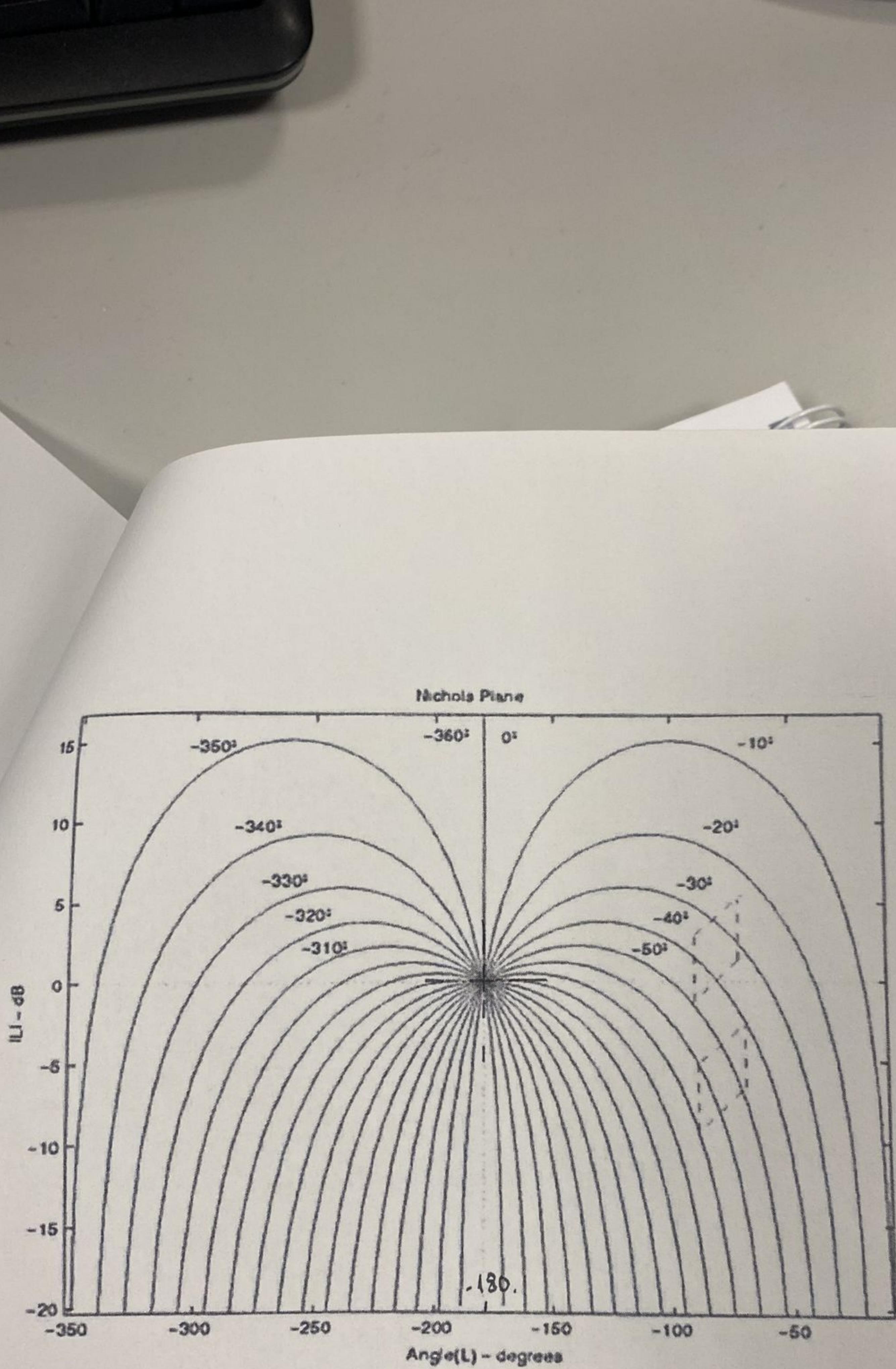


Figure 12. N-contours in the Nichols plane.

*0.55
cos(1,02)
as*

2. Modelul matematic (idealizat) al variatoarelor

Pentru structura din *figura 1* sunt valabile următoarele relații:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu \cdot E = L \frac{di_L}{dt} + U_0 \\ U_0 = U_C \\ i_C = C \frac{dU_C}{dt} = C \frac{dU_0}{dt} \\ i_L = i_C + i_R \\ i_R = \frac{U_0}{R_S} \end{array} \right. \quad (4)$$

Rezultând descrierea specifică spațiului stărilor:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_L = -\frac{1}{L} \cdot U_L + \frac{1}{L} \cdot \mu \cdot E \\ \dot{U}_0 = \frac{1}{C} \cdot i_L - \frac{1}{C} \cdot \frac{U_0}{R_S} \end{array} \right. \quad (5)$$

Reprezentarea grafică a acestor relații corespunde *figurii 3*.

L

Controlul robust al unui variator de tensiune continuă coborâtor ("Buck converter") în strategia de mod glisant

1. Noțiuni introductive

Variatoarele de c.c. funcționează în mod ușual în regim de comutație și conțin un contact static (uzual tranzistor) care comută cu o perioadă fixă (T_c), rămânând activ (închis, "ON") pe o durată (τ).

Se definește factorul de umplere (μ):

$$\mu = \frac{\tau}{T_c} < 1 \quad (1)$$

Care controlează valoarea tensiunii de ieșire a variatorului. Schema variatorului corespunde figurii 1 și conține o sursă de alimentare necontrolată, de valoare constantă (E), tranzistorul (T) în regim de comutație, dioda "de mers liber" (D), inductanța (L), condensatorul de filtrare (C) și rezistența de sarcină (R_S).

Funcționarea variatorului este legată de factorul de umplere (μ) prin relația:

$$U_o = \mu \cdot E \quad (2)$$

Curentul (I_B) care controlează funcționarea tranzistorului (T) are forma unei unde dreptunghiulare de amplitudine (I_B^*) și perioadă (T_c).

$$i_B(t) = \begin{cases} (I_B^*) \text{ pt } (0 < t < \mu \cdot T_c) \\ (0) \text{ pt } \mu \cdot T_c < t < T_c \end{cases} \quad (3)$$

Variatorul constituie o sursă de alimentare în c.c. reglabilă, cu aplicații în cele mai diferite domenii, având o structură convențională prezentată în figura 2 și care cuprinde un transformator (Tr) de adaptare a tensiunii rețelei ($\sim 220V/50Hz$) la valori particulare necesare, o punte redresoare (P) cu diode și un condensator (C_1) de filtrare primară, reprezentând tensiunea (E) de alimentare a variatorului. În majoritatea aplicațiilor este necesară o tensiune continuă de alimentare ajustabilă stabilizată pe valoarea dorită. Variația nedorită a tensiunii (E) este cauzată de doi factori pentru valori importante: variația tensiunii rețelei de alimentare și variația rezistenței de sarcină (R_S).

O sursă stabilizată păstrează tensiunea (U_o) la valoarea ajustată în prezența variației (în limite rezonabile) a tensiunii rețelei și/sau a rezistenței de sarcină. Stabilizarea tensiunii (U_o) rezultă pentru o modificare convenabilă, automată, a factorului de umplere (μ), în mod ușual prin comanda dată de un controller adecvat.

3. Strategii de control al variatorului

În scopul stabilizării tensiunii (U_0) sunt necesare circuite dedicate de control

a. Controlul convențional al variatorului

Componenta specifică din sistemul de control al variatorului este modulatorul în durată (PWM, "Pulse Width Modulator"). Se cunosc mai multe variante de modulatoare, analogice sau digitale. În lucrare se va folosi o variantă simplă, bazată pe o aplicație a ciclului limită, cu structura prezentată în *figura 4*. Prin alegerea convenabilă a parametrilor releului cu histereză (RH), semnalul $y(t)$ va fi o undă dreptunghiulară cu factor de umplere ($\mu_{min} \approx 0,1$), în lipsa semnalului de intrare $x(t)$. Pentru ($x(t) > 0$) factorul de umplere va crește și pentru ($x = x_{max}$), ($\mu \approx 1$). Varianta a fost selectată din considerente de simplitate dar prezintă dezavantajul variației perioadei de comutare (T_C), fapt care nu afectează nici funcționarea și nici performanțele variatorului. Lățimea zonei de histerezis a releului (RH) va deteriora frecvența de comutare a variatorului (alături de alți factori).

Stabilizatorul de tensiune are structura tipică a unui sistem de reglare automată, *figura 5*, controllerul fiind de multe ori de tip proporțional, constanta (K_P) a acestuia constituind un parametru pentru un compromis între precizie și stabilitate.

Structura din *figura 1* operează cu componente idealizate, în realitate apărând o serie de parametri "paraziți": rezistențe interne ale sursei (E), bobinei (L), transportului (T) și diodei (D) etc. Pentru a reprezenta efectele acestor componente parazite s-a imaginat o rezistență internă "echivalentă" (r_i^*) aferentă sursei (E), reprezentând schema din *figura 6* în care:

$$E^* = E - r_i^* \cdot \bar{i}_L = E - r_i^* \cdot \bar{i}_R \quad (6)$$

Întrucât valoarea medie (\bar{i}_L) a curentului prin inductanță (L) este egală cu valoarea medie (\bar{i}_R) a curentului de sarcină:

$$\bar{i}_L = \bar{i}_R \quad (7)$$

Deoarece ($\bar{i}_C = 0$).

b. Aplicarea unui controller în mod glisant

Derivata tensiunii (V_o) a sursei de la valoarea dorită este cauzată aşa cum s-a precizat, de perturbații externe, de exemplu variația tensiunii rețelei de alimentare și de perturbații de structură, parametrice: rezistența de sarcină (R_S), variația inductanței (L) ca urmare a saturăției miezului sau a încălzirii bobinajului etc. Se justifică astfel necesitatea unui controller robust, de exemplu din categoria sistemelor cu structură variabilă (SSV) și cu funcționare în mod glisant.

Se aleg variabilele de stare sub forma:

$$\begin{cases} x_1 = U_0 - U_0^* \\ x_2 = \alpha \cdot \dot{x}_1 \end{cases} \quad (8)$$

În care (U_0^*) este valoarea de referință (dorită) a tensiunii sursei. Folosind relațiile (4) și (5) rezultă pentru $(U_0^* = \text{const})$:

$$x_2 = \alpha \cdot \dot{x}_1 = \alpha \cdot U_0 = \alpha \cdot U_C = \frac{\alpha}{C} \cdot \bar{i}_C \quad (9)$$

Alegând $(\alpha = C)$ rezultă variantele:

$$x_2 = C \cdot \dot{U}_0 \quad (10)$$

$$x_2 = i_C \quad (11)$$

Presupunând îndeplinite condițiile de atingere a dreptei de comutație $[\sigma(\underline{x})]$, aceasta este dată de relația:

$$\sigma(\underline{x}) = (x_1 + x_2) = [(U_0 - U_0^*) + (C \cdot \dot{U}_0)] = 0 \quad (12)$$

Legea de comandă corespunde relației:

$$u(t) = \begin{cases} E & \text{pentru } \sigma(\underline{x}) < 0 \\ 0 & \text{pentru } \sigma(\underline{x}) > 0 \end{cases} \quad (13)$$

Și poate fi implementată cu un releu, figura 7, cu caracteristică "nesimetrică".

Structura sistemului de control al variatorului în strategia de mod glisant este prezentată în figura 8, fiind de menționat următoarea observație.

Eroarea (ε_u) de forma:

$$\varepsilon_u = (-U_0^* + U_0) \quad (14)$$

Sugerează cazul unui sistem cu reacție pozitivă. Reacția negativă (în realitate) este cauzată de caracteristica releului, figura 7, echivalentă cu o inversare de semn pe bucla directă.

5. Analiza circuitelor electronice aferente lucrării

În vederea analizei și validării considerentelor teoretice prezentate au fost construite trei modele electronice.

5.1 Modulul sursă, cu schema din figura 13

Comutatorul (K_2) permite varierea valorii inductanței de filtrare. Rezistorul (ρ_c) va sesiza valoarea curentului (i_c) prin condensatorul de filtrare. Modulul prezintă următoarele conexiuni cu modulele ulterioare:

- Borna (11) pentru alimentarea modulelor ulterioare;
- Borna (14) pentru sesizarea curentului (i_c);
- Borna (13) pentru sesizarea tensiunii (U_0);
- Borna (12) pentru aplicarea comenzi tranzistorului (T);
- Borna (15) pentru asigurarea legării la masă ("GROUND") a modulelor ulterioare;

Rezistența de sarcină poate lua două valori: $(R_{S1} + R_{S2})$ dacă este deschis întreupătorul (K_1) și valoarea (R_{S1}) pentru (K_1) închis.

5.2 Modulul de comandă PWM, figura 14

Coresponde structurii din *figura 4*. Releul cu histerezis este realizat cu tranzistoarele (t_1, t_2), iar elementele de ordinul unu (parametrii k și τ) se bazează pe grupul $(R_6 C_2)$. Valoarea de referință (U_0^*) are o valoare mai mică $(U_0^*)_1$ pentru cazul comutatorului (K_1) deschis și o valoare $((U_0^*)_2 > (U_0^*)_1)$ prin închiderea comutatorului.

Conexiunile cu modulul sursă:

- Borna (1) → borna (11) (+);
- Borna (3) → borna (13) (U_0);
- Borna (2) → borna (12) (i_B);
- Borna (5) → borna (15) (GROUND);

Valoarea instantanea a factorului de umplere (μ) se poate determina pe ecranul unui osciloscop folosind semnalul (U_{PWM}).

5.3 Modulul de comandă în mod glisant, figura 15

Coresponde *figurii 8*. Eroarea (ε_u), corespunzătoare relației (14) apare la borna (x_1), valoarea de referință modificându-se prin intermediul comutatorului (K_3). Releul din figura 8 este realizat cu tranzistoarele (t_1, t_2), variabila (x_2) este reprezentată de curentul (i_c).

4. Simularea funcționării stabilizatorului de tensiune continuă

Simularea funcționării stabilizatorului urmărește următoarele obiective:

- Analiza modului de funcționare al stabilizatorului;
- Compararea performanțelor de funcționare obținute în cazul celor două strategii "PWM" și "Mod glisant";

Simularea variatorului se bazează pe structura prezentată în *figura 3* în care tensiunea (V) aplicată variatorului este generată de structura din *figura 9* folosind fie un comutator în cazul strategiei "PWM" fie un releu și un multiplicator în cazul strategiei "Mod glisant".

a. Simularea funcționării stabilizatorului în cazul perturbațiilor externe

S-au luat în considerare variația referinței (U_0^*) și a tensiunii de alimentare (E) cu o distribuție dată în *figura 10*.

b. Simularea funcționării stabilizatorului în cazul perturbațiilor de structură

S-au luat în considerare variația inductanței de filtrare (L) datorită saturăției miezului sau a încălzirii bobinajului, precum și a rezistenței de sarcină și a rezistenței interne "echivalente". Variația inductanței este controlată prin semnalul (λ) iar a rezistenței de sarcină prin semnalul (ρ), distribuția semnalelor perturbatoare de structură fiind prezentată în *figura 11*.

Simularea comportării variatorului în cazul evidențierii perturbațiilor de structură folosește un model extins al acestuia, bazat pe multiplicatoare, *figura 12*. Tensiunea de alimentare (V) este similită prin structura din *figura 9*. În cazul strategiei "PWM" prin varianta (9a) sau a strategiei de mod glisant prin varianta (9b).

Pentru fiecare strategie de control se realizează schemele de simulare în următoarele variante:

- i. Pentru $U_0^* = (U_0^*)_N$ și $E = (E)_N$;
- ii. Pentru cazul perturbațiilor externe (U_0^* și E variabile);
- iii. Pentru cazul perturbațiilor de structură folosind valorile (λ ; ρ ; r_i);

Conexiunile cu modulul sursă:

- Borna (1) → borna (11) (+);
- Borna (3) → borna (13) (U_0);
- Borna (2) → borna (12) (i_B);
- Borna (4) → borna (14) (i_c);
- Borna (5) → borna (15) (GROUND);

Traекторile de faze (x_1, x_2) pot fi vizualizate pe ecranul unui osciloscop cu două spoturi, urmărind și funcționarea în mod glisant.

6. Aprecieri generale, concluzii

În urma analizei funcționării variatorului în cazul celor două strategii de control, se va verifica caracterul robust al controllerului în mod glisant prin insensibilitatea funcționării în prezența perturbațiilor externe sau de structură, în comparație cu strategia (PWM).

ANEXA I

a. Valori nominale:

- Inductanță (L): $L = 10(mH)$;
- Condensator (C): $C = 50(\mu F)$;
- Rezistență de sarcină: $R_S = 10(\Omega)$;
- Tensiunea sursei: $E = 36(V)$;
- Referință: $U_0^* = 20(V)$;

b. Deviații:

- Inductanță (L): $\lambda = (1 \pm 0,25)$;
- Rezistență de sarcină: $\rho = (1 \pm 0,05)$;
- Sursa: $E = (36 \pm 10)V$;
- Rezistență internă "echivalentă" a sursei: $r_i^* \cong 7,5(\Omega)$;

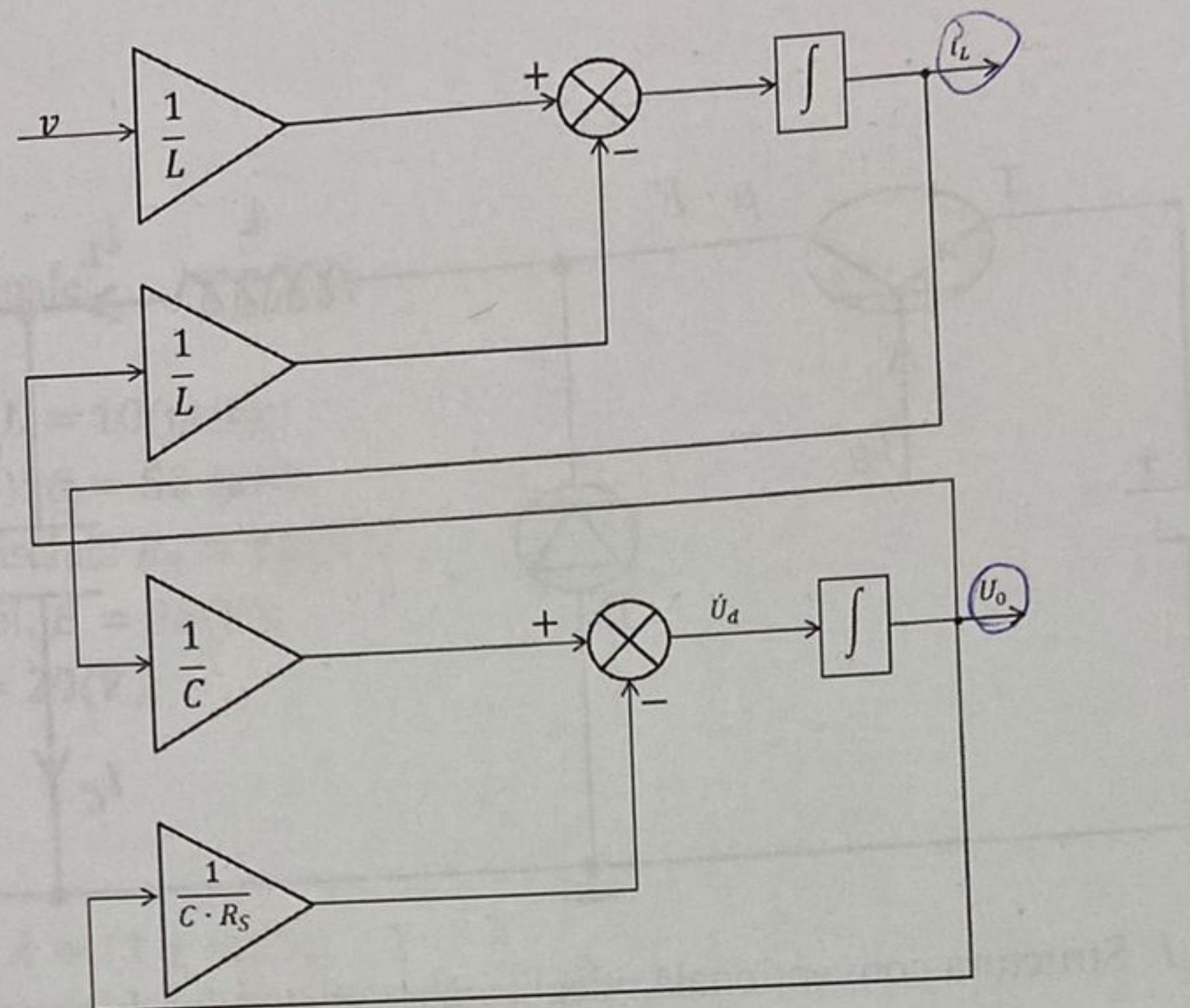


Figura 3. Modelul idealizat al variatorului coborâtor

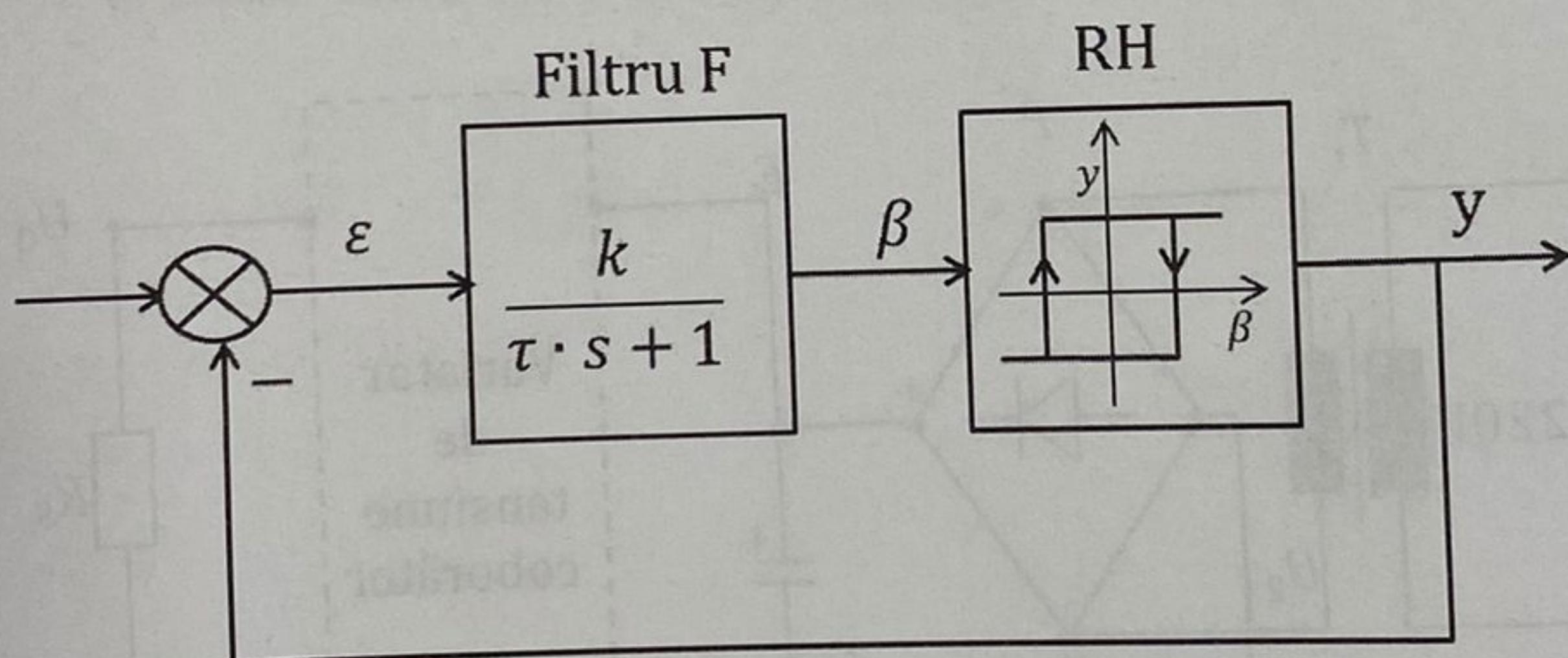


Figura 4. Structura modulatorului în durată "PWM" adoptat

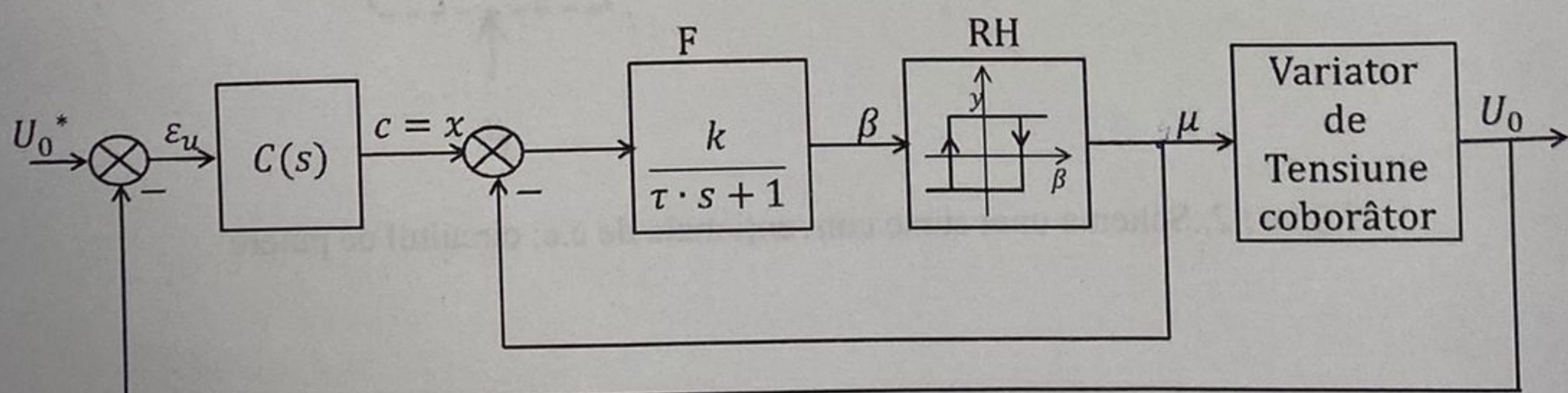


Figura 5. Structura convențională a stabilizatorului de tensiune internă (în comutație)

ANEXA 2

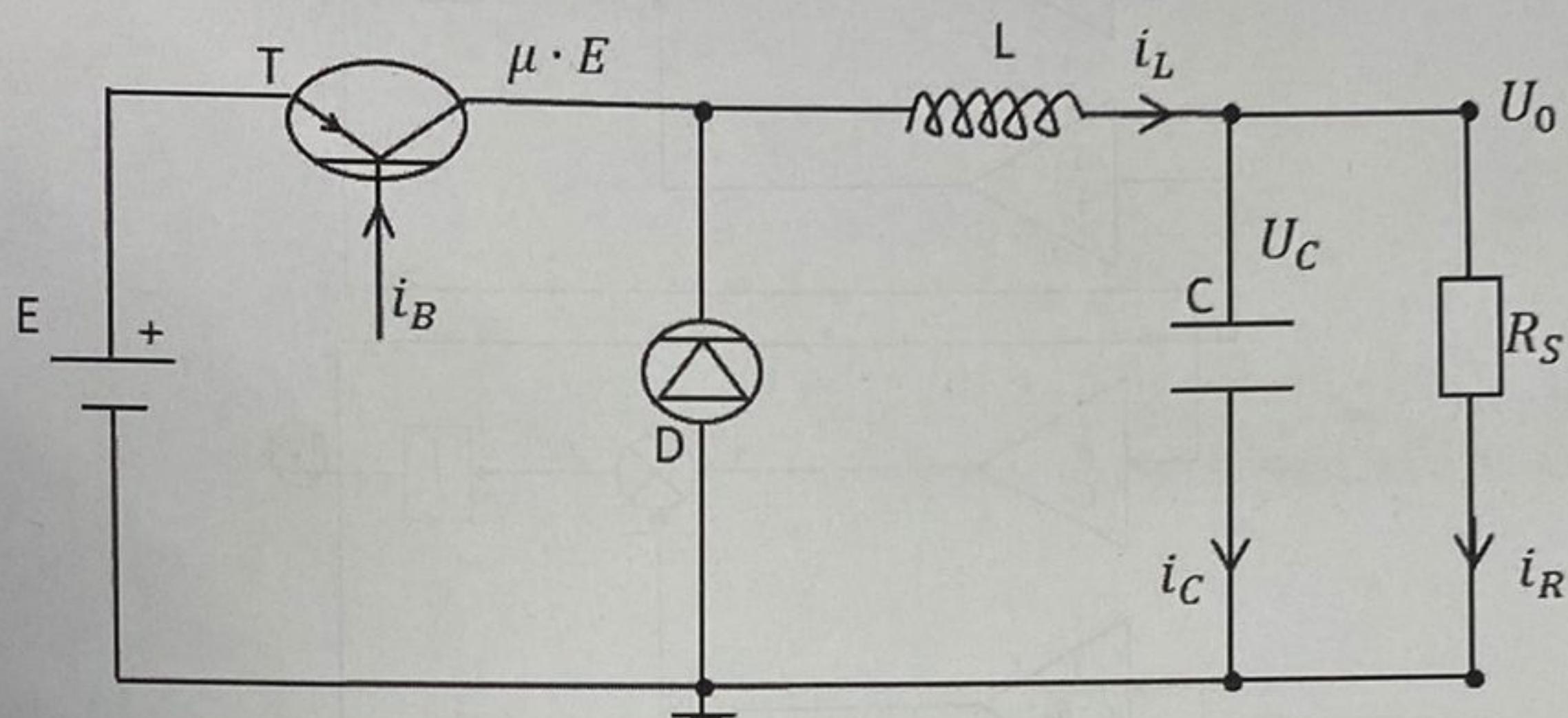


Figura 1. Structura convențională, idealizată a variatorului de c.c coborâtor ("buck converter")

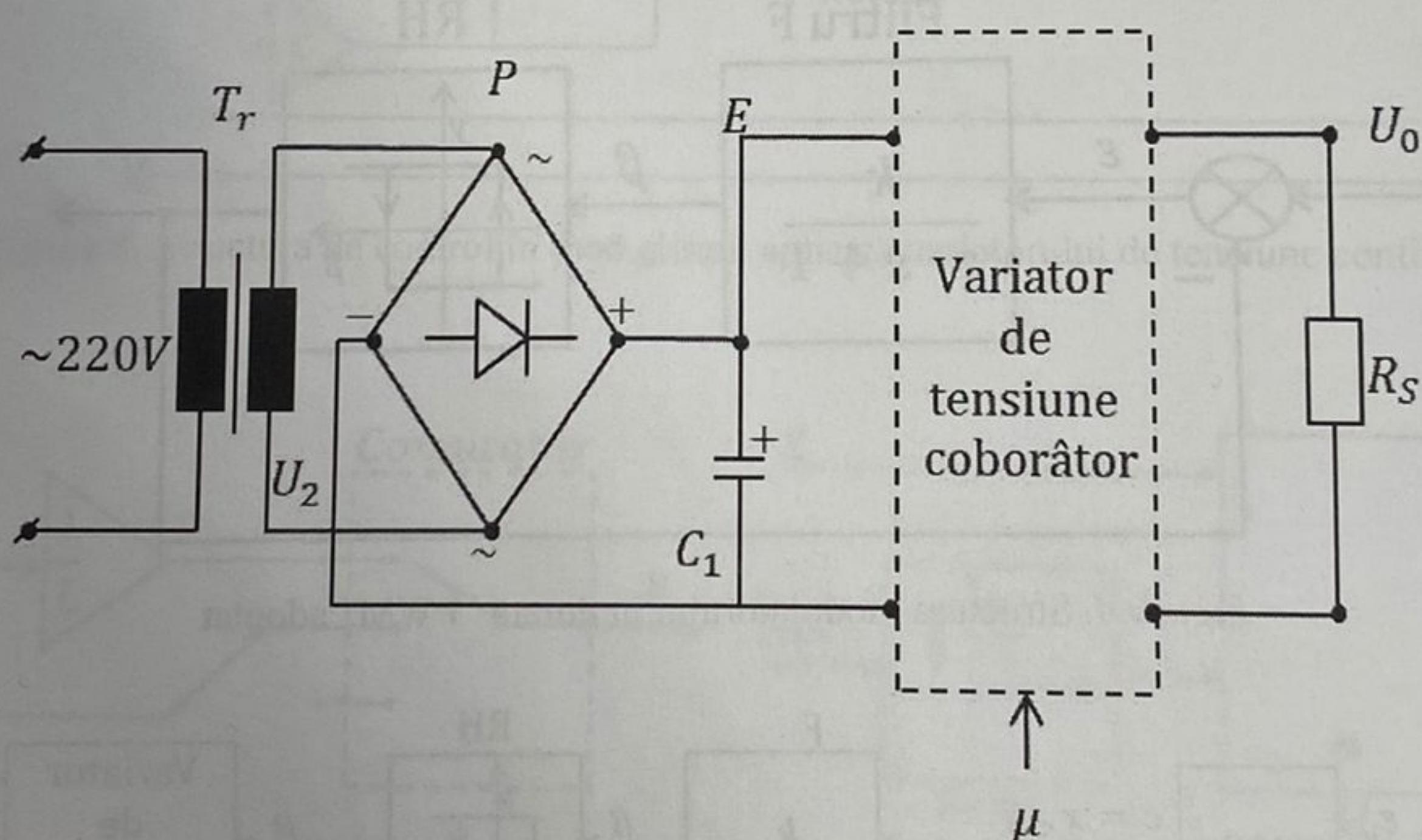


Figura 2. Schema unei surse convenționale de c.c; circuitul de putere

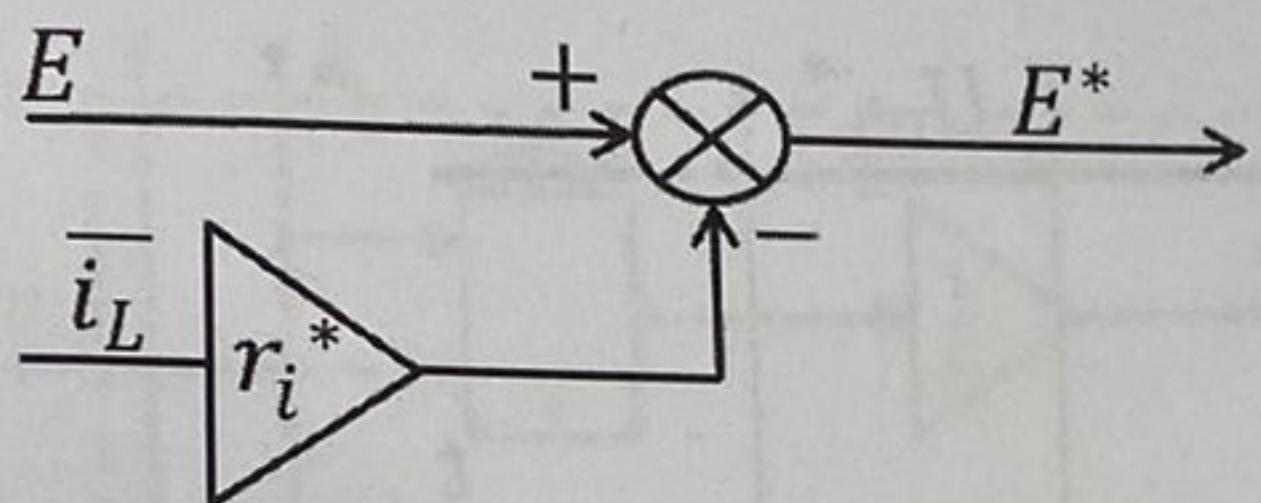


Figura 6. Reprezentarea sursei reale (E^*)

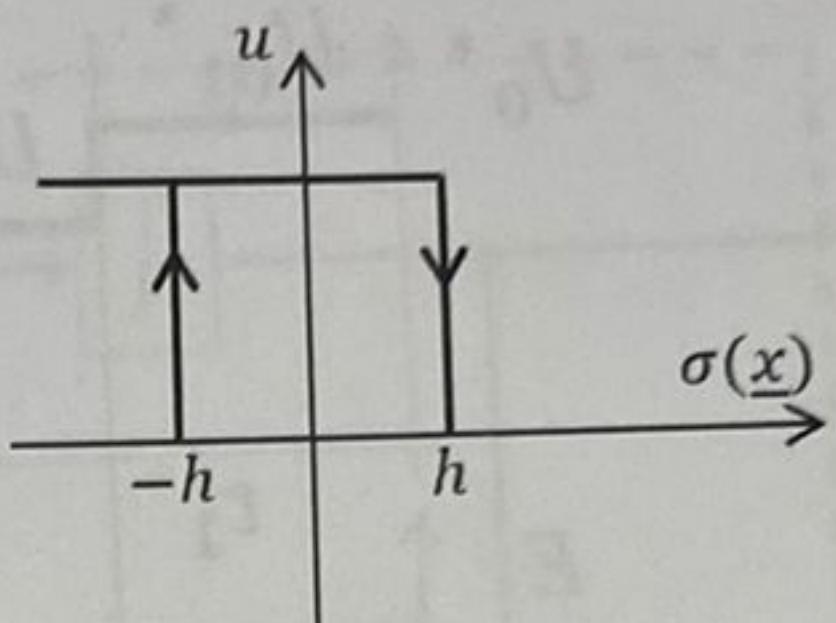


Figura 7. Implementarea legii de comandă la funcționare în mod glisant folosind un releu

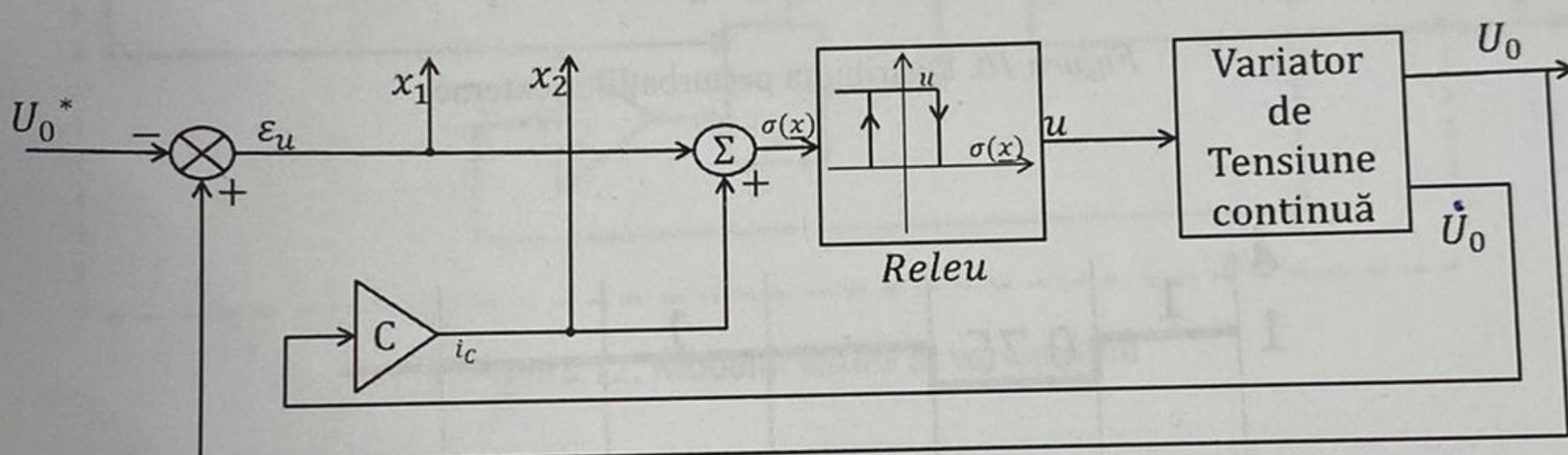


Figura 8. Structura de control în mod glisant aplicată variatorului de tensiune continuă

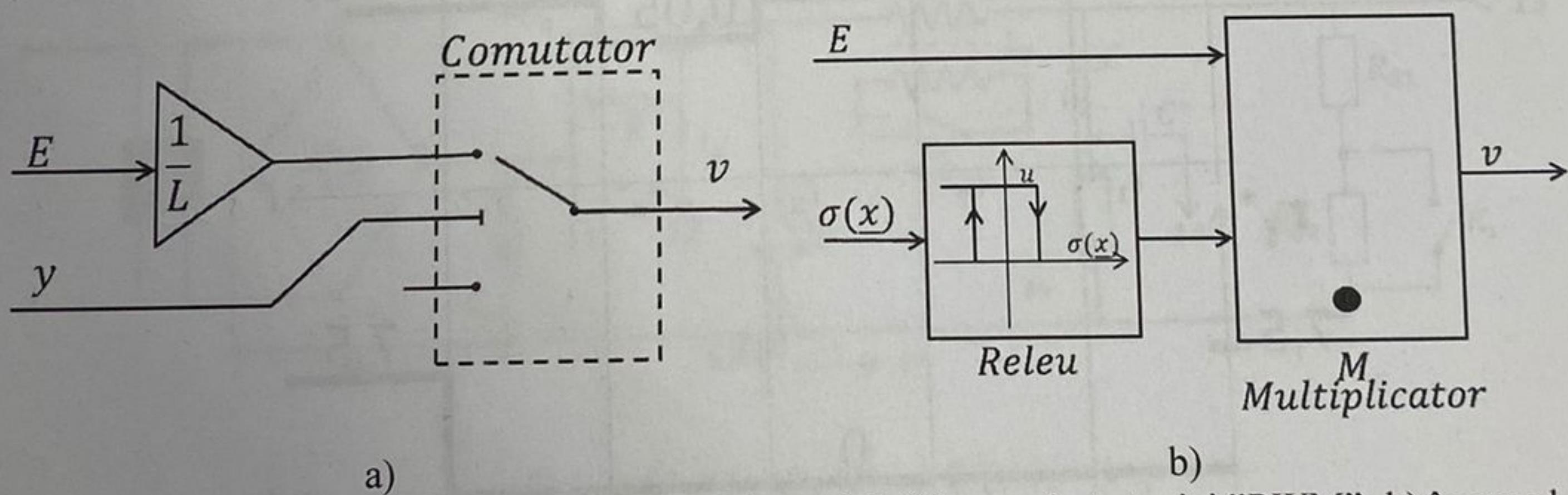


Figura 9. Generarea tensiunii de intrare a variatorului a) în cazul strategiei "PWM"; b) în cazul strategiei "mod glisant"

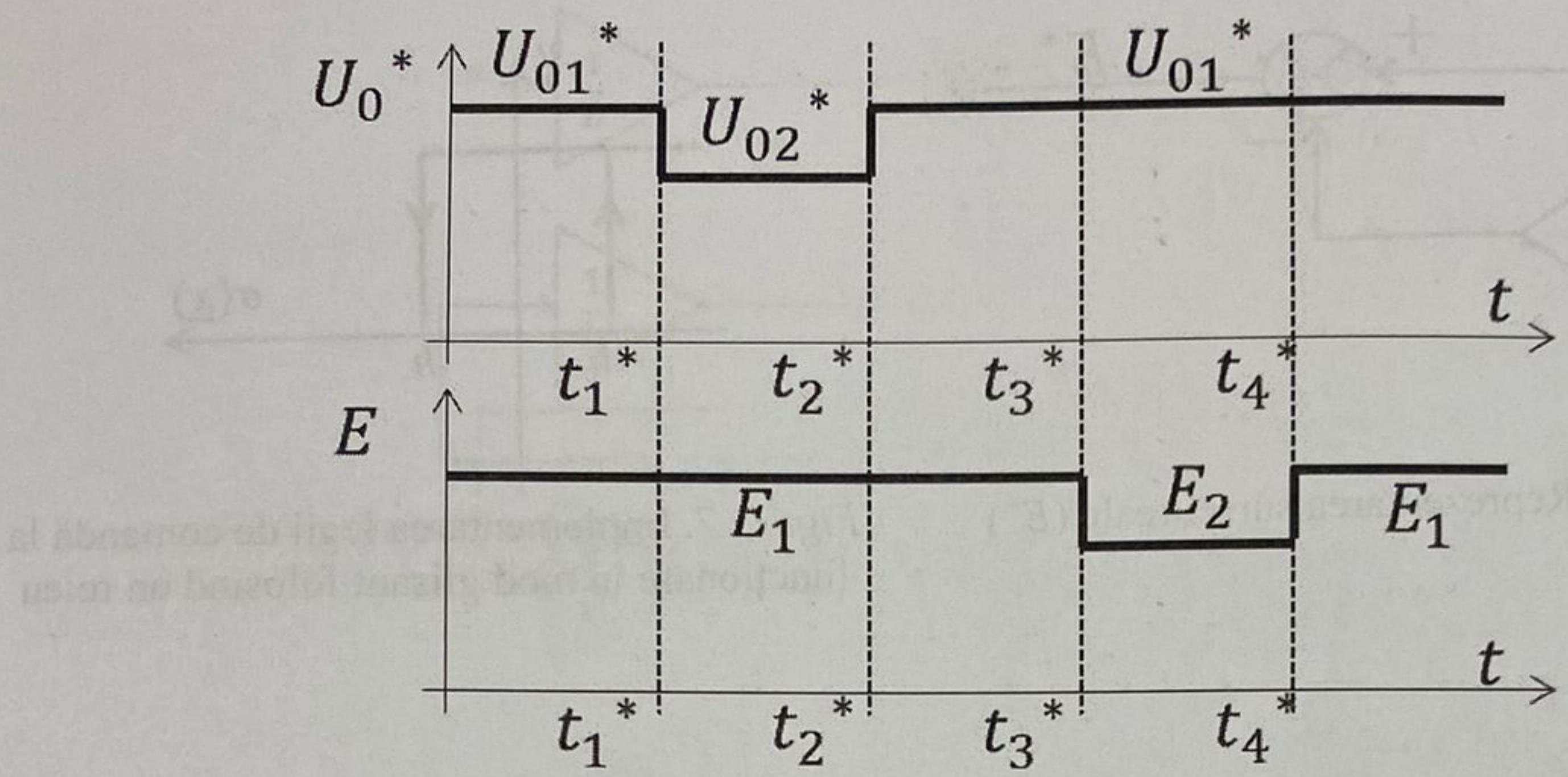


Figura 10. Distribuția perturbațiilor externe

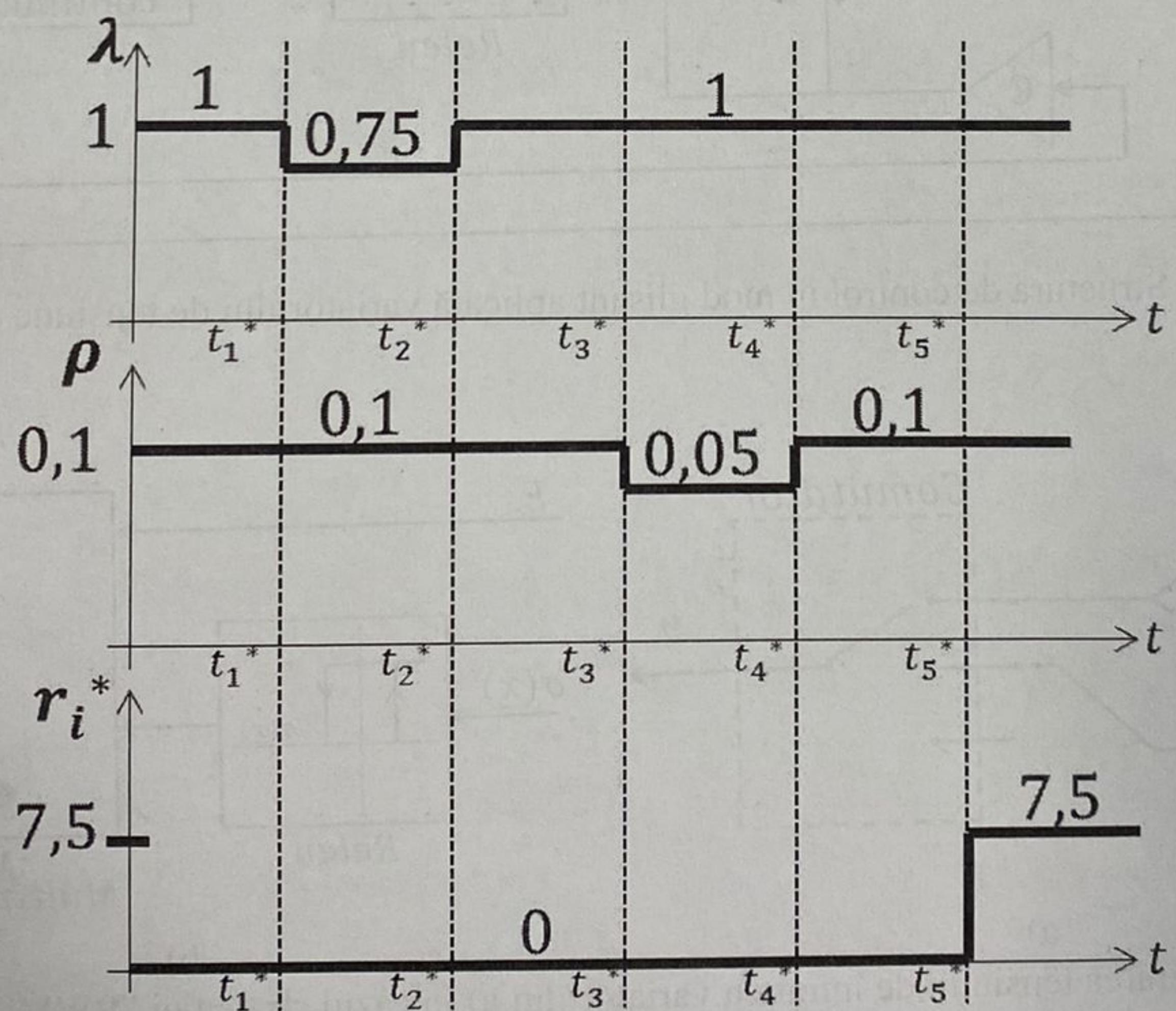


Figura 11. Distribuția perturbațiilor "interne"

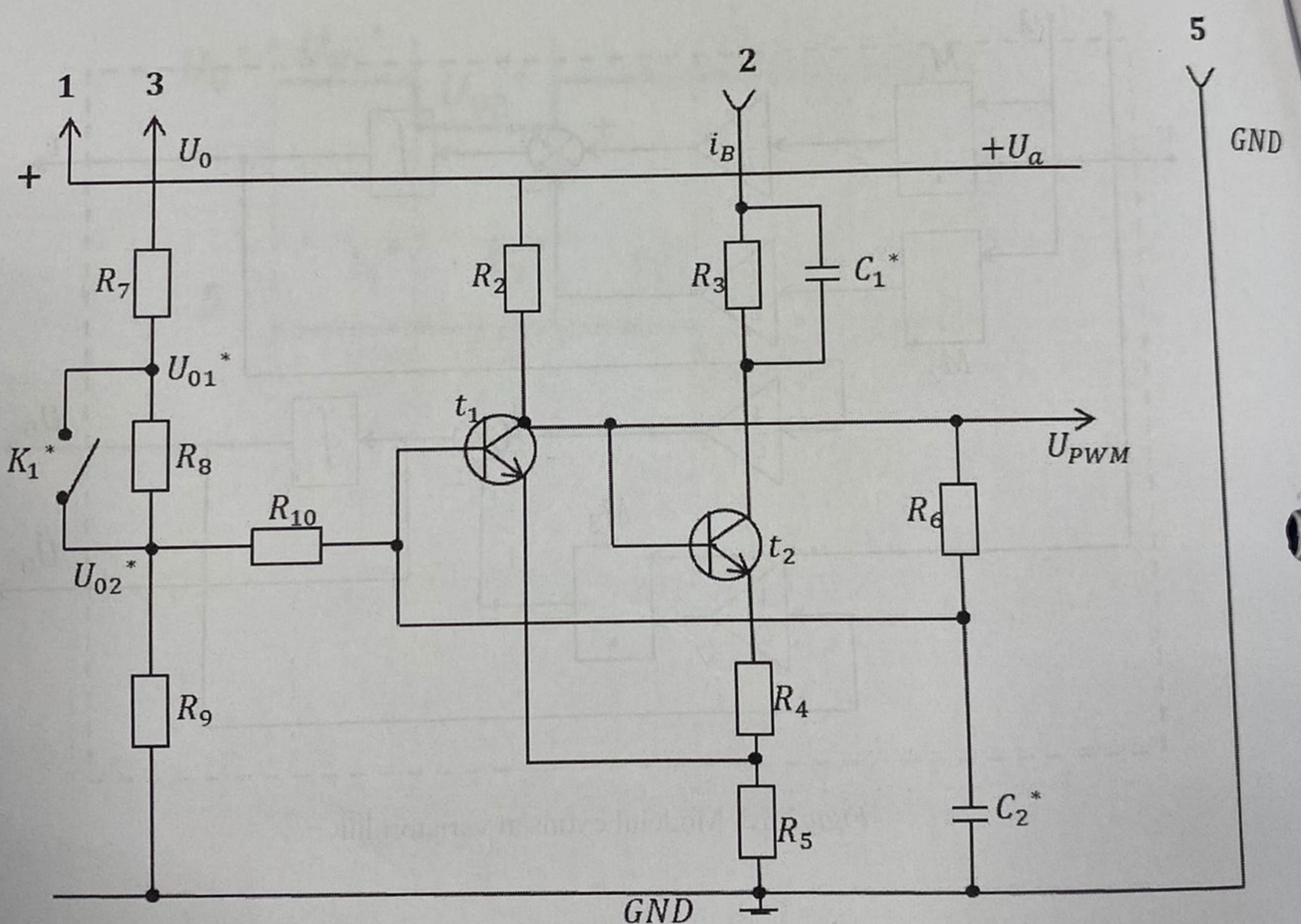


Figura 14. Modul de comandă, strategie "PWM"

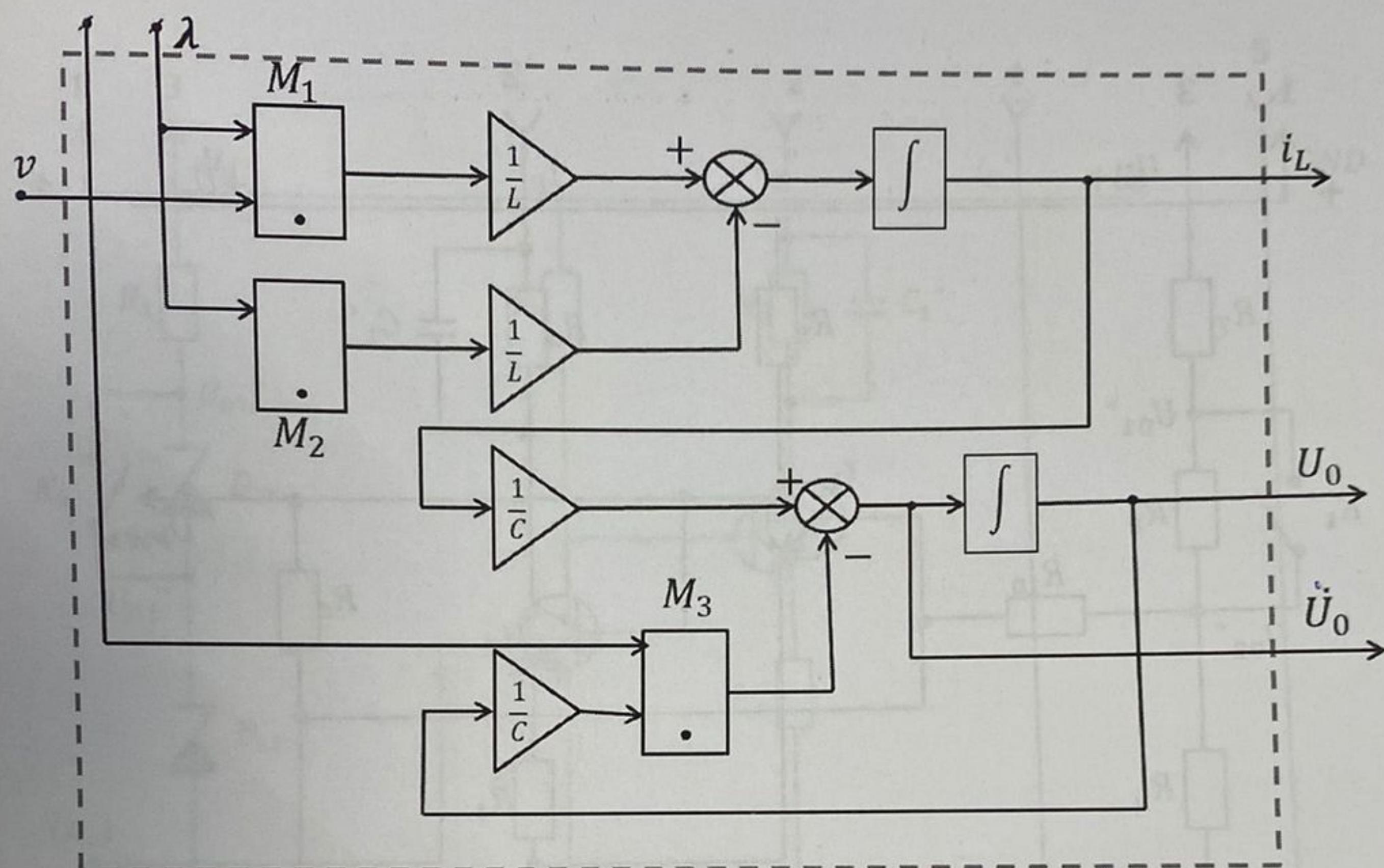


Figura 12. Modelul extins al variatorului

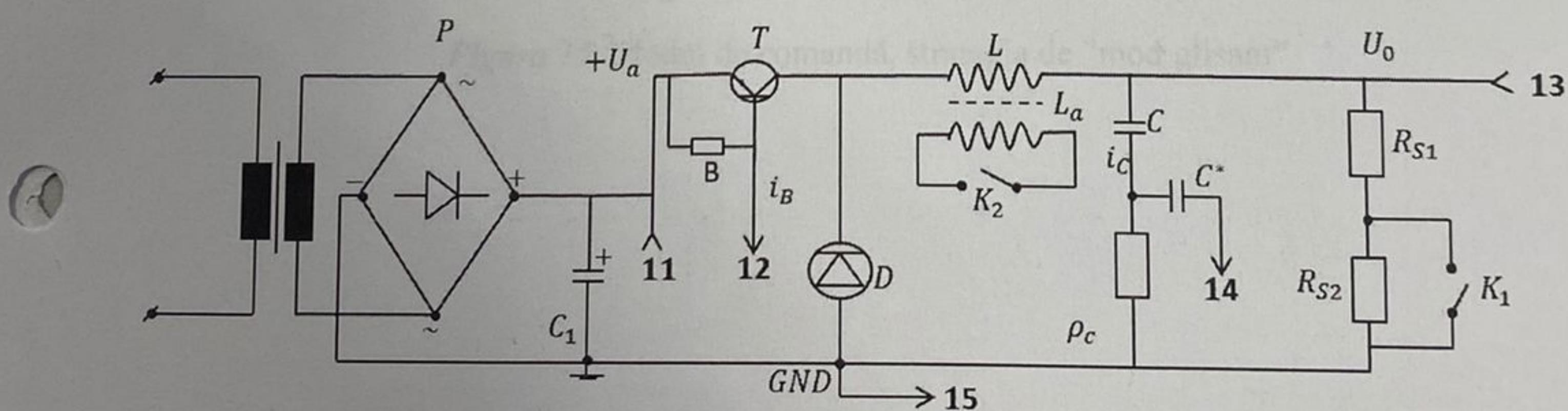


Figura 13. Modul principal (sursă)

de comandă

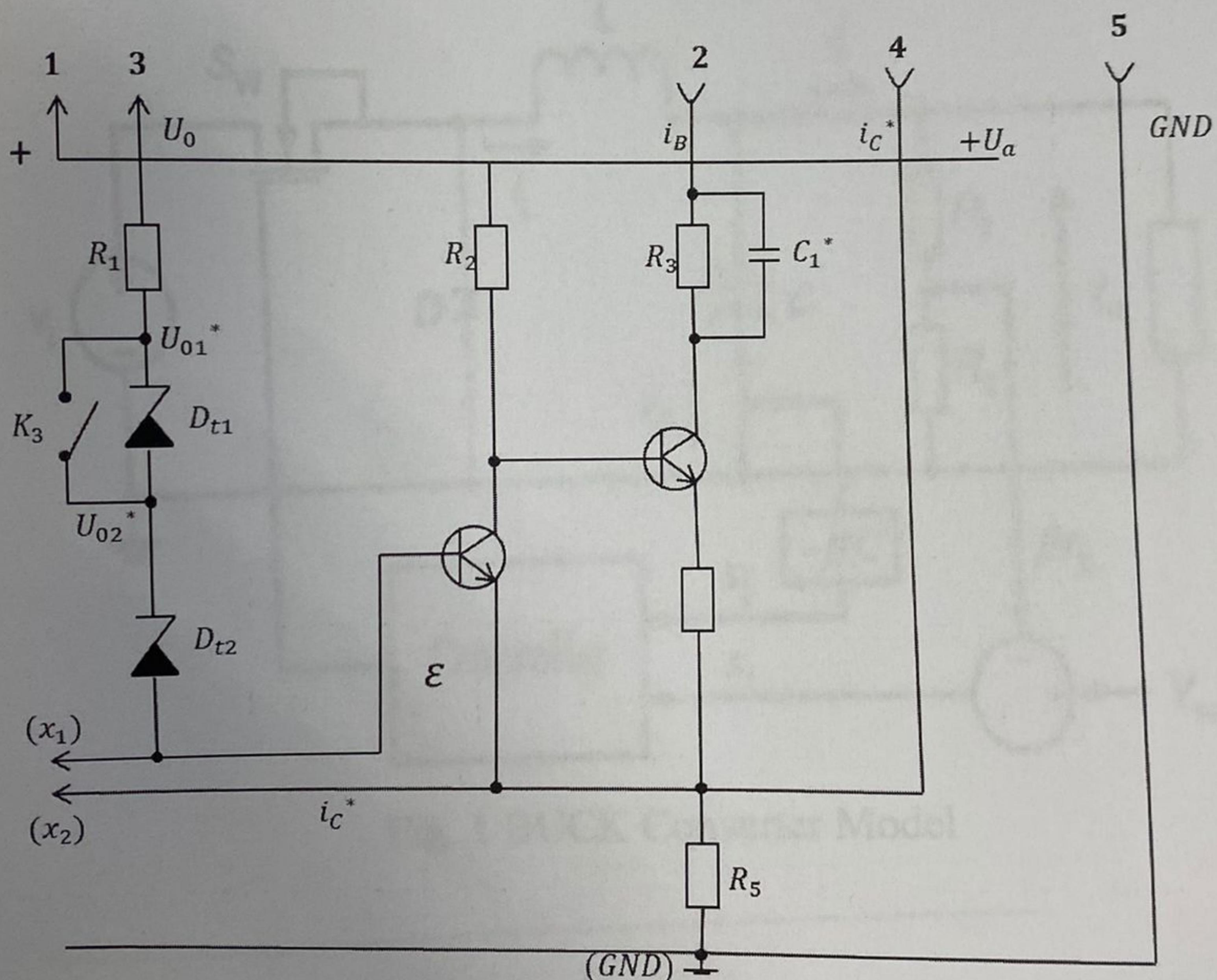


Figura 15. Modul de comandă, strategia de "mod glisant"

il de curvanda

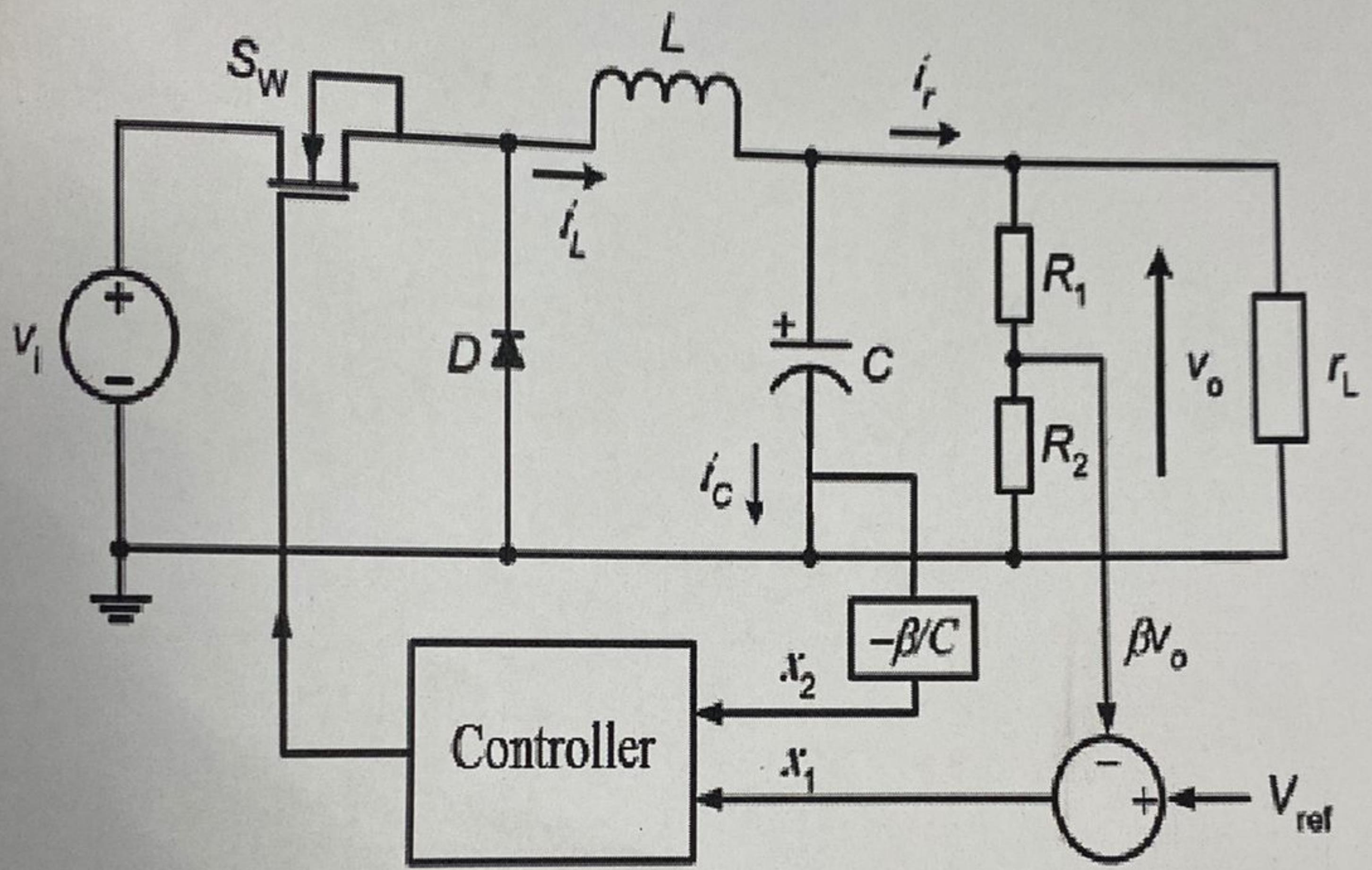
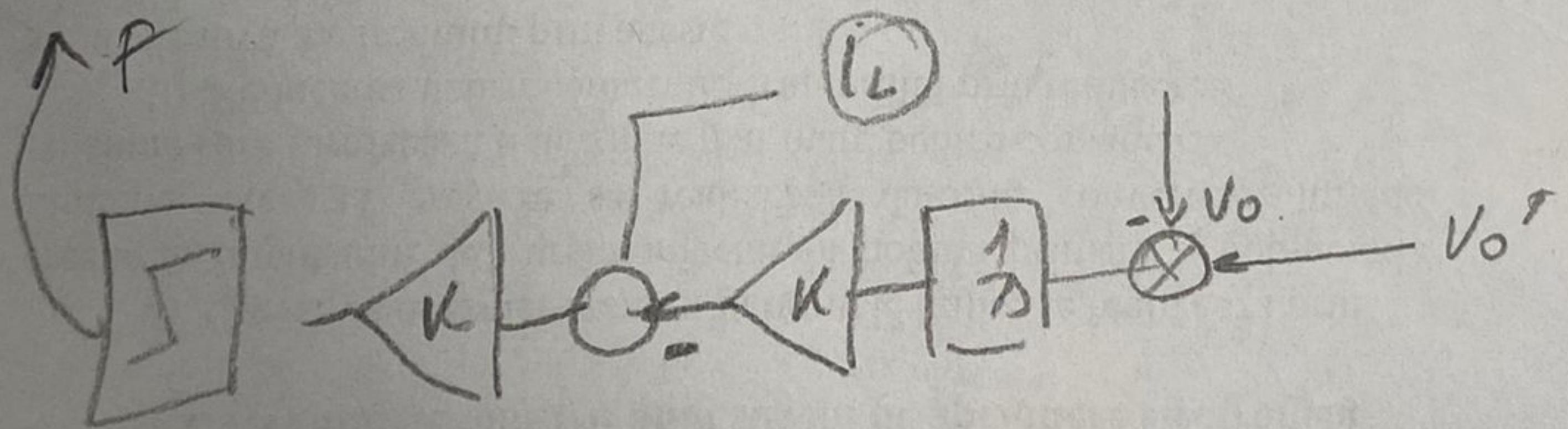


Fig. 1 BUCK Converter Model



Specificatii de proiectare

①

- ⓐ Stabilitate: → "departe" de linia de stabilitate.
 → stab. "relativa": $\min(\mu_K, \gamma_K) \leq$
 determină ($\tilde{\nu}$ = supragn) la răspuns
 judicial.
 → (μ_K, γ_K) - "unăsprea" gradul de
stabilitate".

In proiectare: relatiile cu (μ_K, γ_K) și $H_0, \text{max.}$

$$H_0 = \frac{K \cdot P}{1 + K \cdot P} = \frac{C \cdot G_0}{1 + C \cdot G_0} = W_0 = M.$$

Relatii de proiectare:

1. Factorul de angora (γ_K^o) trebuie să fie

$$(S_{d0})_{\text{max}} \leq \frac{0,50}{\cos \left[\frac{\pi}{180} \left(180 - \gamma_K^o \right) \right]}$$

$$\text{pt } \gamma_K = 60^\circ. \quad W_0 = \frac{0,50}{\cos(0,017 \cdot 60^\circ)} = \frac{0,50}{0,83(1,02)} = \frac{0,50}{0,53} \approx 0,95 = M \approx 0,95$$

Reciproc: dacă $|H_0| = |W_0|_{\text{max}} = M_{\text{max}}$ ~~$\leq 0,95$~~

se aranja

$$\text{a)} \gamma_K = 180 - 2 \left(\frac{180}{\pi} \right) \arccos \left(\frac{0,5}{M_{\text{max}}} \right) \text{ r.}$$

$$\text{b)} M_{\text{max}} = 20 \log \left(1 + \frac{1}{M_{\text{min}}} \right)$$

3). Efort de comandă poate reprezenta perturbație.

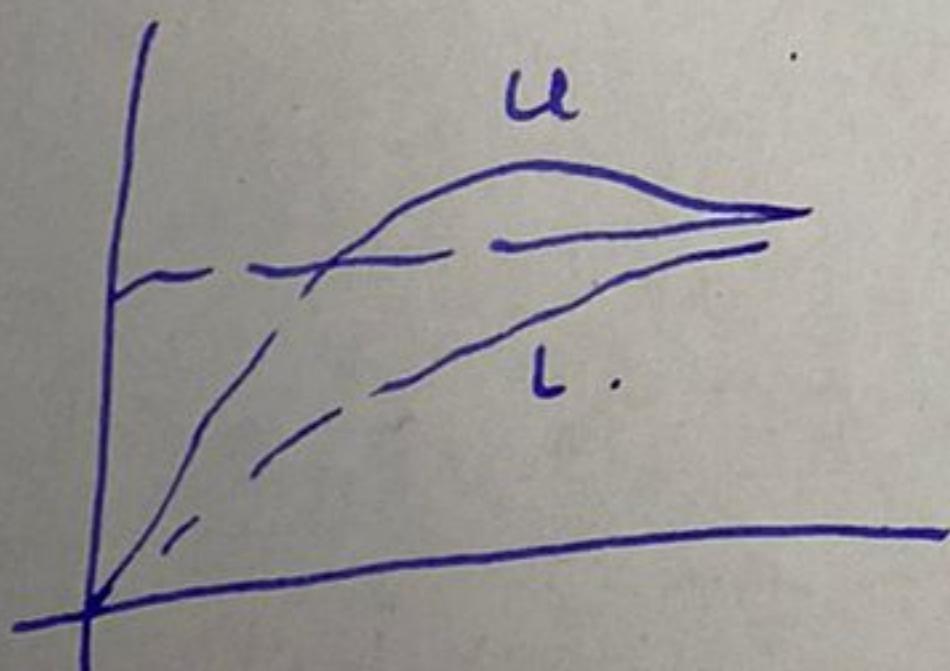
(3)

$$|S_{P3}(j\omega)| = \left| \frac{C(j\omega)}{1 + C(j\omega) \cdot G_0(j\omega)} \right| \leq \sigma_{G_0}(j\omega).$$

4). Urechiile referente:

$$|S_{P4.}(j\omega)| = \left| F(j\omega) \frac{C(j\omega) \cdot G_0(j\omega)}{1 + C(j\omega) \cdot G_0(j\omega)} \right| \leq \sigma_F(j\omega).$$

Variante limite raizos undicial (stab/redat)



$$H_{sup} = H_u = K_u \frac{\alpha + \alpha_1}{\alpha^2 + \alpha\alpha_1 + \beta}.$$

$$H_{inf} = H_L = K_L \frac{1}{(\alpha + \alpha_1)(\alpha + \alpha_2)(\alpha + \alpha_3)}$$

b). Performante cuprins (urst. cu 2. reg. unitare)⁽²⁾

$$= \underline{\text{resiza}} \cdot y = \frac{F \cdot C \cdot G_0}{1 + C G_0} \cdot \text{ref} + \frac{1}{1 + C G_0} \cdot d_o - \frac{C G_0}{1 + C G_0} \cdot n.$$

$$= \underline{\text{comanda}} \cdot M = \frac{F \cdot C}{1 + C G_0} \cdot \text{ref} - \frac{C}{1 + C G_0} \cdot d_o - \frac{C}{1 + C G_0} \cdot n.$$

$$= \underline{\text{chiară}} \quad \Sigma = F \cdot \frac{1}{1 + C G_0} \cdot \text{ref} + \frac{1}{1 + C G_0} \cdot d_o.$$

F = prefeltu, C = controler. G_0 = proces.

Specificatii de proiectare

1). Pt stabilitate:

$$\left| T(j\omega) \right| = \left| H(j\omega) \right| = M \cdot = \left| \frac{C G_0}{1 + C G_0} \right| \leq \sigma_1(\omega) =$$

$$= W_S(\omega).$$

2). Pt rejectare perturbatie:

$$\left| S(j\omega) \right| = \left| \frac{1}{1 + C(j\omega) \cdot G_0(j\omega)} \right| \leq \sigma_3(\omega).$$

Utilizarea specificatiilor de pozitie

(9)

Se cunosc (prin imposere de performanță)

$$\text{Avantajele: } (d_1(\omega) \div d_G(\omega)).$$

Pentru forță: $G_{oc}(j\omega) \rightarrow g(j\omega) e^{j\theta_{r(\omega)}} = g / \theta.$

○ transformare în expresie polară

Pentru cădiile: $C(j\omega) \rightarrow c(j\omega) e^{j\varphi(j\omega)} = c / \varphi.$

Pentru frecvență specifică $d_1(\omega)$ se stabilesc neegalități $|l_i| \leq d_i$.

Exemplu: $\left| \frac{C(j\omega) \cdot G_{oc}(j\omega)}{1 + C(j\omega) \cdot G_{oc}(j\omega)} \right| \leq d_1(\omega) \text{ în dec}$

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1(\omega) = \frac{c(\omega) \cdot (\cos \varphi(\omega) + j \sin \varphi(\omega)) \cdot g(\omega) (\cos \theta_r(\omega) + j \sin \theta_r(\omega))}{1 + c(\omega) g(\omega) (\cos \varphi(\omega) + j \sin \varphi(\omega)) (\cos \theta_r(\omega) + j \sin \theta_r(\omega))} \end{array} \right\}_{>0}$$

De aici:

$$(g(j\omega))^2 \left(1 - \frac{1}{d_1^2(\omega)} \right) (c(j\omega))^2 + 2 g(j\omega) \cdot p(j\omega) \cdot \cos(\theta_r(\omega) + \varphi(\omega)) > 0.$$

Dacă: $p(j\omega) / d_1(j\omega) \geq 0$. care reprezintă

în diagrama Nichols limitările („borduri”, bounds).

Diferență fizică
cu care moare

Fig 13 - switch și

$$M = (X + m) \text{ sign} \\ \rightarrow \text{daca } X > m \text{ harta}$$

există altă harti

derivată - harta

In dioptria Nichols rezultă o nouă
număr de "lunări" se folosesc cu alt
proces de "intersectie" pe un select capul
cel mai dezvoltat, și rezultă o rețea mult
mai simplă de borduri.

Etapa de loop shaping

(6)

Se reprezinta $L_0 = C G_0 = G_a$ pe că $C = 1$, variată care nu va satisface specificații de stabilitate și de performanță.

- se adaugă corecții poli (real, complex), teorici, etc. urmând efectul acestora pe reprezentările successive în diagrame Nichols. Pentru să satisfacă performanțe stabilite:
- reprezentare: a) la "distante" false de: $(\text{odB}; -180^\circ)$.
- b) departe de "tipare".

Pentru să satisfacă ^{st.} performanțelor.

