

4.4. PODEŠAVANJE LINEARNIH REGULATORA

Do sada su obradjeni svi elementi konture i preostalo je da se pokazu postupci za izbor zakona upravljanja (izbor regulatora) i postupci za određivanje parametara podešavanja regulatora, čime se vezuju i posljednji stepeni slobode u konturi.

4.4.1. Izbor zakona upravljanja

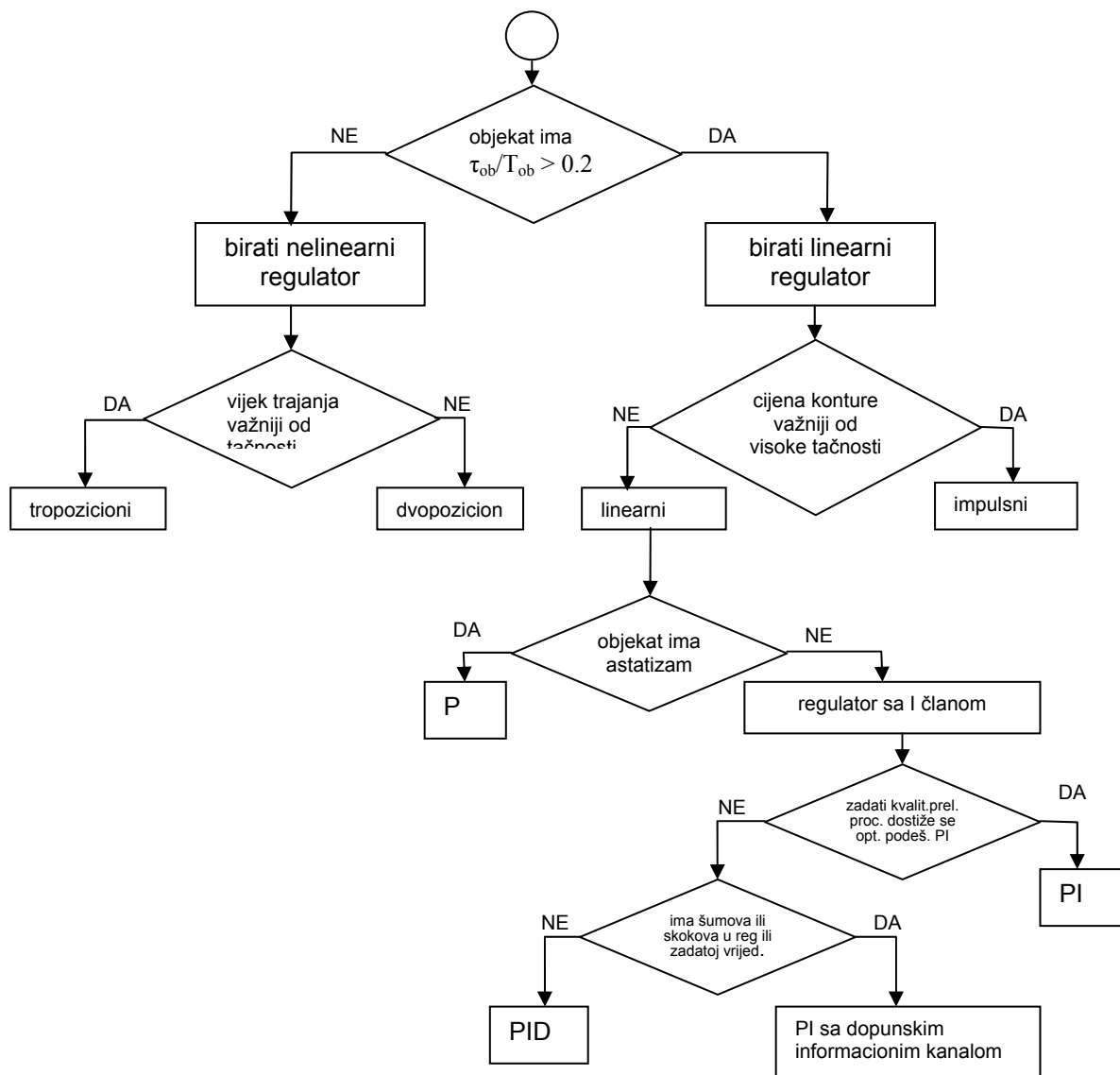
S obzirom da je u savremenim uslovima izvršena značajna tipizacija tehničkih sredstava automatike, i ekonomski razlozi diktiraju što užu nomenklaturu organa za obradu informacija, projektant sistema automatskog upravljanja je ograničen u svome izboru tipova regulatora koje će primjeniti u konturi. Savremeni sistemi tehničkih sredstava automatike stavljaju na raspolaganje regulatore prema tabeli 9, koja ne iscrpljuje svu nomenklaturu jer neki proizvođači iz različitih razloga (obično je u pitanju tradicija) nude i druge tipove regulatora, ali, ono što tabela 9 daje, zadovoljava u ogromnoj većini slučajeva. Zato će i postupci proračuna stepena slobode regulatora biti dati samo za navedene regulatore, u tabeli označene od 1 do 7.

- a) Ako je objekat višeg reda ($\tau_{ob}/T_{ob} > 0.2$), nema šumove od strane informacionog organa ili zadate vrijednosti, nema skokovite promjene zadate vrijednosti, primarni zahtjev je visoki kvalitet upravljanja a cijena nije bitno ograničenje - bira se PID tip
- b) Ako je situacija ista kao a) ali postoje šumovi od strane informacionog organa ili zadate vrijednosti ili postoje promjene zadate vrijednosti - bira se PI tip 1.
- c) Ako je situacija ista kao a) ali nije primaran vrhunski kvalitet upravljanja nego se traži niža cijena konture na račun određenog žrtvovanja kvaliteta - bira se PID tip 4.
- d) Ako je situacija ista kao b) ali nije primaran visoki kvalitet upravljanja nego se traži niža cijena konture na račun žrtvovanja kvaliteta - bira se PI, tip 3.
- e) Ako je objekat astatičkog tipa, veoma se insistira na niskoj cijeni regulacije, ili ako je objekat statičkog tipa, a ne postavlja se kao bitan uslov visoki kvalitet prelaznog procesa, a pri tome se radi o specijalnom rješenju za konkretni objekat, često uz uslov da je regulator bez pomoćne energije (direktni regulator) - bira se P regulator, tip 5.
- f) Ako je objekat nižeg reda ($\tau_{ob}/T_{ob} < 0.2$), ne postavlja se uslov visokog kvaliteta regulacije, traži se niska cijena konture - bira se dvopozicioni regulator - tip 6.
- g) Ako je situacija ista kao u f), a pri tome se insistira na dugovječnosti izvršnih organa na račun tačnosti držanja zadate vrijednosti, uz žrtvovanje širokog dijapazona promjene zadate vrijednosti - bira se tropozicioni regulator tip 7.

Razlozi za preporuke pri izboru regulatora prema a) do g) nije teško uočiti i bez detaljnijeg obrazloženja (na pr: D član ne podnosi šumove i skokovite pobude; proporcionalni servomotori su skuplji od impulsnih; statički objekti traže I član u regulatoru, a astatički ne jer egzistira u objektu; kvalitetno upravljanje traži da statička greska bude jednaka nuli; itd). Vizuelizirana ova razmišljanja data su na slici 58d u formi organigrama.

TABELA 9.

Tip regulatora	ulazni signal	izlazni signal	primjena	izvršni organ
1	PI	standardni 4-20 mA (0-20mA)	univerzalna	proporcionalni
2	PID	standardni 4-20 mA (0-20mA)	univerzalna	proporcionalni
3	PI	standardni 4-20 mA (0-20mA)	univerzalna	impulsni
4	PID	standardni 4-20 mA (0-20mA)	univerzalna	impulsni
5	P	nestandardni	specijalna	specijalni
6	DVOPOZICIONI	nestandardni	specijalna	rele
7	TROPOZICIONI	nestandardni	specijalna	rele

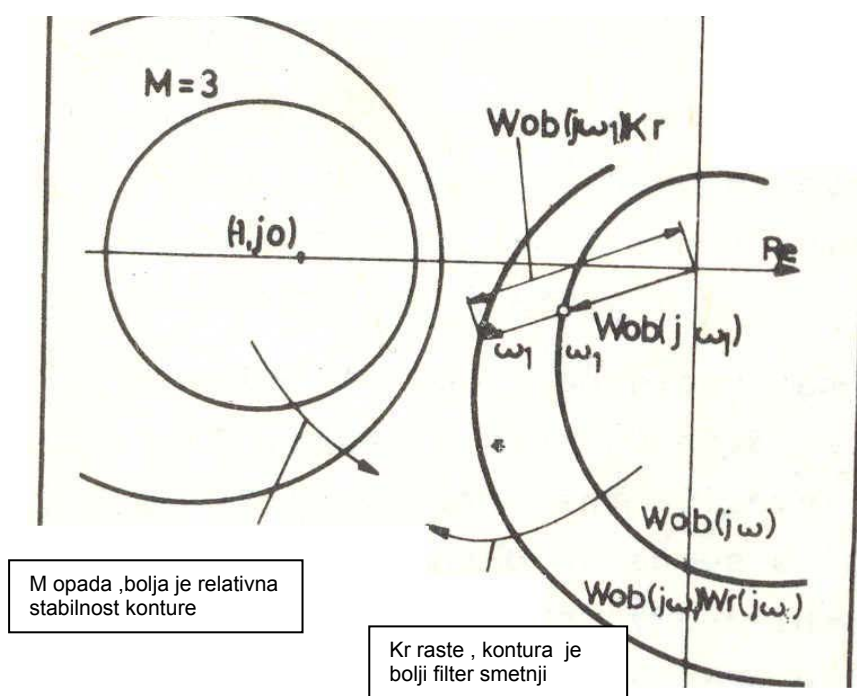


SLIKA 58.d.

4.4.2. Određivanje optimalnog podešavanja linearnih regulatora

U odjeljku 3.4. pokazano je da regulaciona kontura predstavlja optimalni filter smetnji ako je pojačanje regulatora k_r maksimalno moguće, integralno vrijeme regulatora T_i minimalno moguće, odnos k_r/T_i maksimalno moguć, a T_d odgovarajuće odabranom T_i . U odjeljku 2.3. pokazano je da kontura ima zadovoljavajuću relativnu stabilnost ako amplitudno-fazna karakteristika otvorene konture ne prolazi kroz krug sa zadatim indeksom M , koji predstavlja tehnički uslov kvaliteta prelaznog procesa.

Navedena dva zahtjeva su kontraverzna jer, kako to pokazuje sl. 59. nacrtana za P regulator, prvi zahtjev pomiče amplitudno-faznu karakteristiku prema opasnoj tački $(-1, j0)$, a povećani zahtjevi relativne stabilnosti (manji M) ne dopušta ulazak karakteristike u zonu blisku opasnoj tački.



Slika 59.

Očigledno je da se problem izbora parametara podešavanja regulatora svodi na kompromis da se parametri izaberu prema prvom kriterijumu uz ograničenja koja nosi drugi kriterijum.

Na primjeru P regulatora biće pokazan postupak:

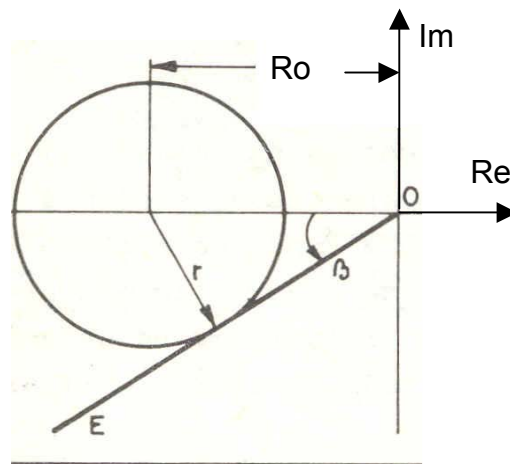
1. Crta se amplitudno-fazna karakteristika otvorenog sistema sa P regulatorom koji ima pojačanje $k_r = 1$ (ta karakteristika se poklapa sa amplitudno-faznom karakteristikom objekta, samo je bezdimenzionalna),
2. Crta se krug sa zadatim indeksom M .
3. Zadavši neku vrijednost za k_r , crta se karakteristika otvorenog sistema. Ako se pokaže da ta nova karakteristika ne tangira M krug, uzima se nova, veća vrijednost za k_r , sve dok se ne obezbijedi tangiranje zadanog M kruga.

Ovaj proces se može pojednostaviti i izbjeći njegova neodređena priroda ako se iskoristi činjenica da bez obzira na mjerilo grafova krug sa indeksom M tangira pravac iz koordinatnog početka pod uglom prema negativnoj realnoj osi od

$$\beta = \arcsin \frac{1}{M} \quad (210)$$

Stvarno sa sl. 60 slijedi

$$\sin \beta = \frac{r}{R_0} \quad (211)$$



Slika 60

Kada se zamjene vrijednosti za r i R_0 prema (144) i (145)

$$r = \frac{M}{M^2 - 1} \quad R_0 = \frac{M^2}{M^2 - 1}$$

dobije se izraz za β u funkciji M .

Prema tome, pri pojačanju k_r koje odgovara određenoj relativnoj stabilnosti izraženoj sa M , krug sa indeksom M mora istovremeno tangirati i amplitudno-faznu karakteristiku otvorenog sistema i pravac OE.

Na taj način dobijena je jedna referenca za crtanje M kruga, koja je invarijantna obzirom na mjerilo grafa. To je korisno jer omogućava da se pode obrnutim postupkom u odnosu na opisanu proceduru kako bi se izbjeglo višestruko crtanje amplitudno-fazne karakteristike $W_{ob}(j\omega) \cdot k_r$ u cilju pronalazjenja k_{ropt} pri tome se ostvaruje tangiranje kruga. U tu svrhu se promjeni mjerilo grafa za k_{ropt} puta, t.j.

1. Crta se amplitudno-fazna karakteristika objekta koja predstavlja istovremeno i karakteristiku otvorene konture pri $k_r = 1$ u bezdimenzionoj formi.
2. Promijeni se mjerilo grafa za k_{ropt} puta i konstruiše se krug sa indeksom M , u promijenjenom razmjeru. Ta konstrukcija je olakšana činjenicom da taj krug, bez obzira na izmjenu mjerila, tangira pravac OE i nacrtanu karakteristiku.

3. Izmjeri se poluprečnik konstruisanog M kruga r , pa se k_{ropt} računa prema izrazu

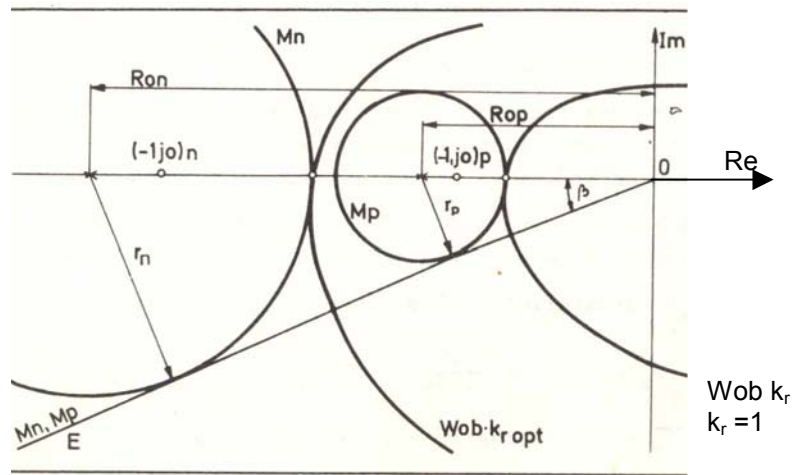
$$k_{ropt} = \frac{1}{r} \frac{M}{M^2 - 1} \quad (212)$$

koji se pojednostavljuje u specijalnom slučaju $M=1,62$

$$k_{ropt} = \frac{1}{r}$$

Posto $M = 1,62$ predstavlja jedan od standardno zahtjevanih kvaliteta prelaznog procesa dalji primjeri će biti uradjeni za tu vrijednost M , pri kojoj je $\psi = 0,9$ a ugao β linije OE je 38° prema negativnoj realnoj osi. Zaista, sa sl. 61. slijedi

$$\frac{W_{ob}(j\omega_{180^\circ}) \cdot 1 + r_p}{r_p} = \frac{W_{ob}(j\omega_{180^\circ}) \cdot k_{ropt} + r_n}{r_n}$$



Slika 61.

nakon kraćenja slijedi

$$k_{ropt} = \frac{1}{r_p} r_n = \frac{1}{r_p} \frac{M}{M^2 - 1}$$

gdje indeksi n i p označavaju normalnu i pomjerenu razmjenu, respektivno.

(Dokaz je izveden za posebni slučaj kada karakteristika tangira krug M na negativnoj realnoj osi, radi jednostavnosti ali vrijedi i u opštem slučaju).

4. Ako se proračun vrši za P regulator, a objekat je statički, pa nema astatizma u konturi, treba uočiti da M ne određuje jednoznačno ψ pošto se

$$A(0) = \frac{k_{ob} \cdot k_{ropt}}{1 + k_{ob} \cdot k_{ropt}} \quad (214)$$

može razlikovati od jedinice. Zato se provjeri odnos $M/A(0)$ i nađe se ponovo odgovarajući ψ . Ako je $\psi < 0,75$ proračun se sprovodi ponovo, usvajajući M manji od $1,62$. Obično je u praksi $A(0)$ blisko jedinici pa korekciju nije potrebno raditi.

Ovaj postupak sa koracima 1 do 4 obezbjeđuje da optimalno pojačanje regulatora bude istovremeno i najveće moguće granično pojačanje za unaprijed određenu relativnu stabilnost.

U svojstvu primjera, korisno je posebno razmotriti slučaj kada je regulator I tipa jer u regulatorima PI i PID se nalazi I član. Amplitudno-fazna karakteristika I regulatora je

$$W_r(j\omega) = \frac{k_r}{T_r \cdot j\omega} \quad (215)$$

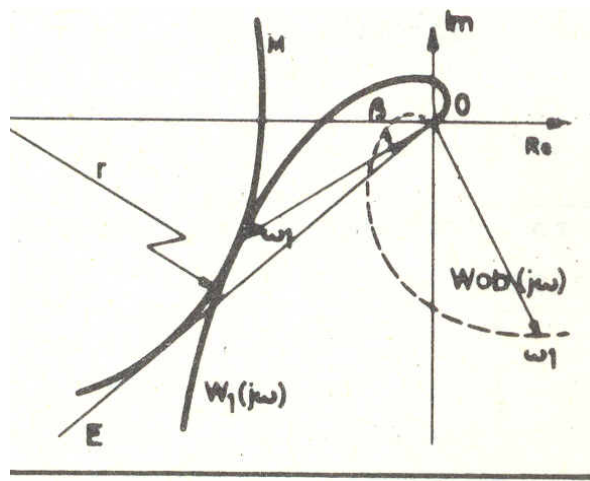
gdje je $\frac{1}{T_i} = \frac{k_r}{T_r} = k_{ir}$ - pojačanje integralnog regulatora.

Postupak se sprovodi u dvije etape:

1. Na osnovu amplitudno-fazne karakteristike objekta konstruiše se amplitudno-fazna karakteristika otvorenog sistema za $k_r=1$ i za neku vrijednost T_r proizvoljno izabranu ali pogodnu za crtanje karakteristike otvorene konture sa jediničnim pojačanjem

$$W_1(j\omega) = \frac{W_{ob}(j\omega)}{T_r \cdot j\omega} \quad (216)$$

Za crtanje te karakteristike slijedi, očigledno, da se svaki vektor amplitudno-fazne karakteristike objekta zakrene za ugao od 90° u smjeru kazaljke na satu i da mu se umanjí iznos za $T_r\omega$ puta, kao na sl. 62.



Slika 62.

Povlači se linija pod uglom β , u ovom primjeru 38° , prema negativnoj realnoj osi, i crta se kružnica sa centrom na toj osi koja istovremeno tangira i pravac i amplitudno-faznu karakteristiku $W_1(j\omega)$. Veličina k_r , koja obezbjeđuje zadatu veličinu maksimuma amplitudno-frekventne karakteristike zatvorene konture određena je prema (213), i prema tome i vrijednost $k_{i\text{opt}}$

$$k_{i\text{opt}} = \frac{1}{T_r \cdot r} \quad (217)$$

Saglasno (154) maksimalno pojačanje $k_{i\text{max}}$ je ujedno i optimalno.

U slučaju PI regulatora, postupak je kombinacija postupaka za P i I regulator.

Amplitudno-fazna karakteristika otvorenog sistema je

$$W(j\omega) = k_r \left(1 + \frac{1}{j\omega T_i} \right) W_{ob}(j\omega),$$

a pri $k_r=1$ ima oblik

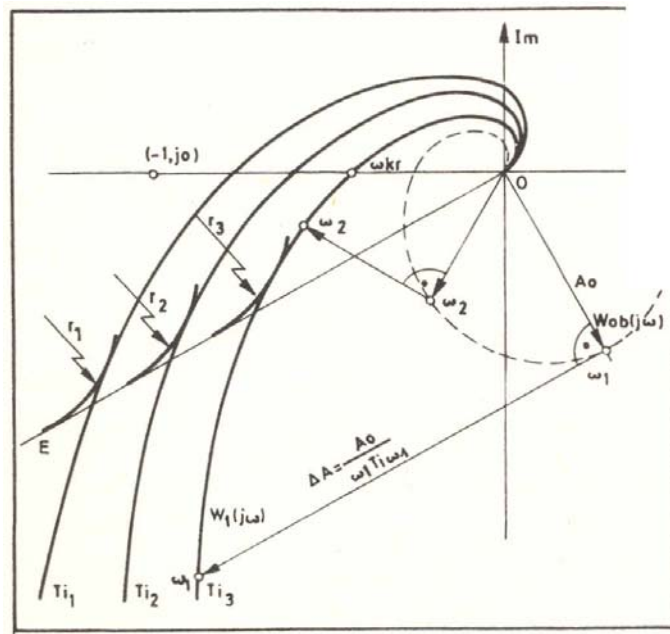
$$W_1(j\omega) = W_{ob}(j\omega) - j \frac{W_{ob}(j\omega)}{\omega T_i}$$

Prema tome, karakteristika za $k_r = 1$ se dobije kada se za neki T_i svakom vektoru od $W_{ob}(j\omega) = A_o$ doda vektor $\Delta A = A_o/\omega T_i$ okrenut za 90° u smjeru satne kazaljke.

Poslije konstruisanja amplitudno-fazne karakteristike otvorenog sistema za jedinični stepen pojačanja regulatora i nekoliko konkretnih vremena T_i , povuče se prava pod uglom od 38° i konstruiše se krug sa centrom na realnoj negativnoj osi koji dira i $W_1(j\omega)$ i pravu pod 38° . Granična vrijednost pojačanja regulatora za svaki od odabranih T_i određuje se isto kao za P regulator po formuli

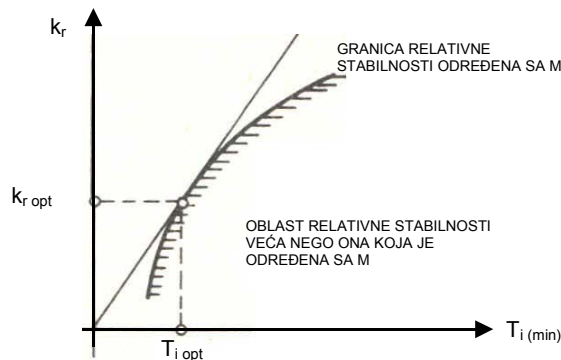
$$k_{i\text{opt}} = \frac{1}{r_{T_i}} \quad (218)$$

Ovdje r ima indeks T_i što označava da za određeni T_i stavlja u formulu ona vrijednost r koja odgovara tome T_i sl. 63.



Slika. 63

Iz rezultata ove konstrukcije u prostoru parametra podešavanja regulatora $k_r - T_i$ nacrtana se granica oblasti u kojoj je zadovoljena zadata relativna stabilnost odziva s obzirom na smetnju koja ulazi u objekat na mjestu gdje i regulaciona veličina.



Slika 64.

Optimalnoj podešenosti regulatora odgovaraće u toj oblasti ona tačka za koju je najveća vrijednost odnosa k_r/T_i . (prema ranije izvedenom izrazu jed. 155).

Nije teško pokazati da tome uslovu odgovara tačka u kojoj prava kroz koordinatni početak tangira granicu oblasti relativne stabilnosti. Pravac kroz koordinatni početak ima nagib određen za k_r/T_i .

Svaki pravac sa većim uglom nagiba ne bi dirao granicu relativne stabilnosti i ta podešenost ne bi odgovarala jer bi sistem bio manje stabilan nego je zadato. Svaki pravac sa manjim uglom nagiba takođe ne bi zadovoljavao jer ne bi bio zadovoljen uslov maksimalne filtracije smetnje, prema jed. (155).

Analogno postupku za PI regulator sprovodi se proračun i za PID regulator. Za PID regulator karakteristika otvorene konture je

$$W(j\omega) = k_r \left(1 + \frac{1}{j\omega T_i} + j\omega T_d \right) W_{ob}(j\omega)$$

a za jedinično pojačanje

$$W_1(j\omega) = W_{ob}(j\omega) + W_{ob}(j\omega) \left(\frac{1}{\omega T_i} - \omega T_d \right) e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

S obzirom na vezanost T_i i T_d t.j. $\alpha = T_d/T_i$ što proizlazi iz kriterijuma optimalnog filtriranja smetnje, konstrukcija se svodi na dodavanje vektoru A_o karakteristike $W_{ob}(j\omega)$ za neko ω dodatka ΔA pod uglom od 90° u smjeru kazaljke na satu

$$\Delta A = \frac{A_o}{\omega T_i} - \alpha A_o \omega T_i \quad (219)$$

Dalji postupak je identičan onome za PI regulator sa razlikom što se sve sprovodi za nekoliko vrijednosti $\alpha = T_d/T_i$ u okolini $\alpha = 0.5$.

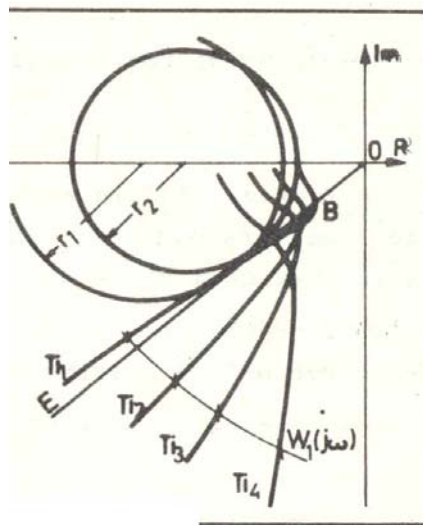
Takođe, u oblasti parametara podešenosti k_r , T_i dobije se familija granica relativne stabilnosti za razne $\alpha = T_d/T_i$.

Iz razmotrenih postupaka mogu se ocijeniti efekti koje daju I član i D član regulatora. Uvodjenje I člana vodi ka tome da amplitudnofazna karakteristika otvorene konture dobija dodatno fazno kašnjenje, t.j. približava se opasnoj tački $(-1, j0)$.

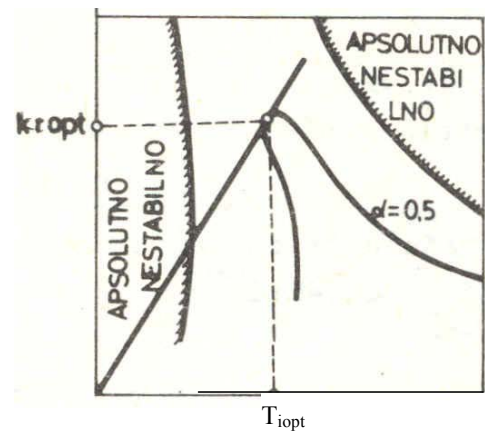
Na taj način, uvođenje I člana pogoršava relativnu stabilnost sistema. Ali, on se uvodi posto njegovo prisustvo obezbjeđuje anuliranje statičke greške u sistemu.

Uvodjenje D člana u zakon upravljanja daje fazni pomak unaprijed, te time kompenzira neugodnu popratnu pojavu uvođenja I člana, te se popravljaju relativna stabilnost konture. Medjutim treba imati u vidu da preveliki T_d može dovesti takođe do pogoršanja stabilnosti jer pri višim frekvencijama drugi član jed. (219) može postati veći od prvog i s obzirom da se pri višim frekvencijama karakteristika nalazi u I i IV kvadrantu Re Im ravni, orijentacija vektora ΔA može biti takva da $W_1(j\omega)$ dobije tendenciju ulaska u M krug, nakon što ga je tangirala na nižim frekvencijama. Zato je potrebno održavati sklad između T_i i T_d tj. držati se preporučenog a blisko 0.5. S1. 65. pokazuje postojanje koljena u tački B karakteristike $W_1(j\omega)$ pri višim frekvencijama, kada je upotrebljen D član što daje dvoznačno rješenje za k_r . Zbog toga se u ravni

parametara podešavanja k_r , T_i dobije dvoznačno rješenje za k_r u funkciji T_i . Optimalne vrijednosti se dobiju kao i za PI regulator, tangiranjem pravcem iz koordinatnog početka granice relativne stabilnosti, slika 66.



Slika 65



Slika 66

4.4.3. Približna metoda za dobijanje optimalne podešenosti linearnih regulatora

Cesto, osobito u procesu predpodešavanja prije puštanja sistema u rad, ne raspolaže se dovoljnim vremenom pa da se podešavanje izvede metodom opisanom u 4.4.2. U tom slučaju ne preostaje ništa drugo nego zadovoljiti se približnim postupcima koji daju dobre rezultate u jednokonturnim shemama, ukoliko se sa uvjerenošću može pretpostaviti da objekat ima tipična svojstva izražena mogućnošću da se prikaže kao objekat prvog reda statičkog ili astatičnog tipa sa čistim kašnjenjem.

$$W_{ob}(s) = \frac{k_{ob}}{T_{ob}s + 1} e^{-s\tau_{ob}} \quad (220)$$

$$W_{ob}(s) = \frac{\bar{k}_{ob}}{s} e^{-s\tau_{ob}} \quad (221)$$

Pri tome se uvodi normalizacija

$$\Omega = \omega \tau_{ob} \quad (222)$$

čime se frekvencija prevodi u bezdimenzioni oblik.

Da se ilustruje ovaj postupak biće razmotren slučaj I regulatora na statičkom objektu, (Slučaj I regulator - astatički objekat neće biti razmatran jer se I regulator može koristiti samo na statičkim objektima),

Otvorena kontura u tom slučaju je

$$W_{ob}(j\omega) = \frac{k_{ob}}{T_{ob}j\omega + 1} e^{-s\tau_{ob}} \cdot \frac{k_r}{j\omega}$$

Uvođenjem smjene $\Omega = \omega \tau_{ob}$ dobija se

$$W_{ob}(j\Omega) = \frac{k_{ob}\tau_{ob}k_r}{j\Omega} \cdot \frac{e^{-j\Omega}}{1 + j\Omega \frac{T_{ob}}{\tau_{ob}}} \quad (223)$$

što omogućuje da se prvi dio (223) posmatra kao I regulator sa prenosnom funkcijom

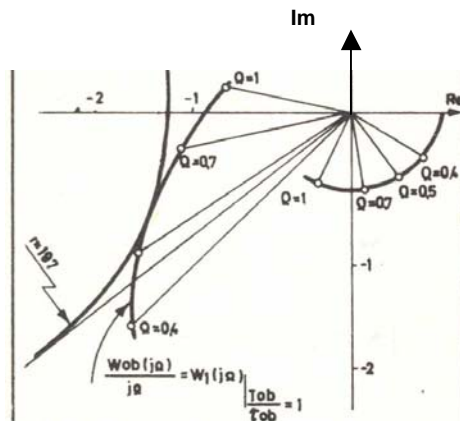
$$W_r(j\Omega) = \frac{k_{ob}\tau_{ob}k_r}{j\Omega} \quad (224)$$

a drugi dio istog izraza kao objekat

$$W_{ob}(j\Omega) = \frac{e^{-j\Omega}}{1 + j\Omega \frac{T_{ob}}{\tau_{ob}}} \quad (225)$$

pa se proračun može svesti na izbor optimalne kombinacije (k_{ob} k_r τ_{ob}) pri različitim vrijednostima odnosa T_{ob}/τ_{ob} .

Taj proračun se može sprovesti postupkom pokazanim u 4.4.2. U svojstvu primjera na sl.67. pokazana je konstrukcija grafova za slučaj $T_{ob}/\tau_{ob} = 1$, a za svaku drugu vrijednost toga odnosa potrebno je ponoviti postupak, a rezultat se mogu prikazat dijagramom na sl.68.



Slika 67

Za prikazani slučaj radijus M kruga koji tangira istovremeno i pravu OE pod uglom 38° ($M= 1.62$) i amplitudno-faznu karakteristiku $W_{ob1}(j\omega)$ ima vrijednost $r = 1.95$. Optimalna vrijednost kombinacije (k_{ob} k_r τ_{ob}) je

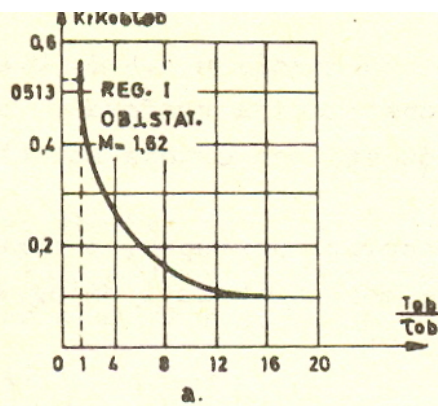
$$(k_{ob} k_r \tau_{ob}) = 1/1.95 = 0.513 \quad (226)$$

slijedi da je

$$k_r = \frac{0,513}{k_{ob}\tau_{ob}} \quad (227)$$

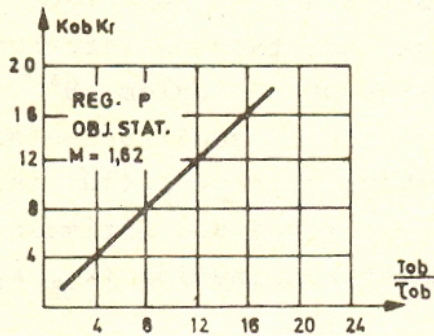
što predstavlja jednu tačku dijagrama sa sl. 68 a, za vrijednost apcise 1.

Dakle, raspoložuci dijagramom sa sl. 68 a. bez ikakvih grafičkih konstrukcija. na osnovu poznavanja τ_{ob} T_{ob} i k_{ob} moguće je naći optimalno podešenje regulatora tipa I na statičkom objektu. U daljem dobijanje dijagrama poput onoga sa sl. 68a ali za druge tipove regulatora na objektima statičkog i astatičkog tipa neće biti izvođen jer je metodika pokazana u primjeru za I regulator (uvodjenje Ω) a takodje i postupci su poznati iz 4.4.2. Slike 68a) do 68d) i jed. 228 do 230 pokazuju rezultujuće dijagrame. Naravno, svi ovi dijagrami i formule su izvedeni za $M = 1.62$. Ukoliko bi bio definisan neki drugi kvalitet prelaznog procesa dijagrami i formule bi se razlikovale od pokazanih (približno translacije krivih).



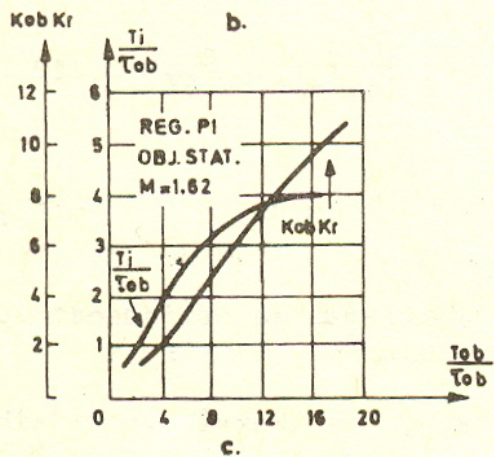
REG. I
OBJ. ASTAT.

NEMOGUĆA
STABILNOST



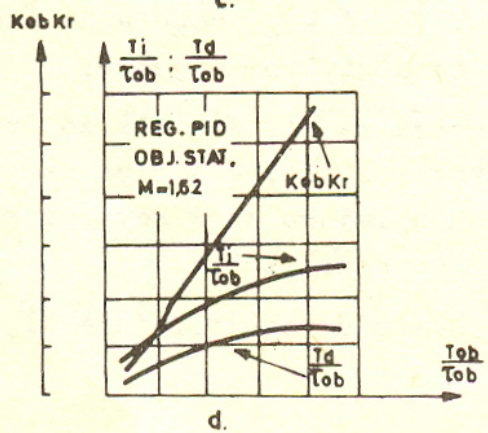
REG. P
OBJ. ASTAT.
M = 1,62

 $K_{ropt} = \frac{0,87}{K_{ob}T_{ob}} \quad (228)$



REG. PI
OBJ. ASTAT.
M = 1,62

 $K_{ropt} = \frac{0,55}{K_{ob}T_{ob}} \quad \left. \vphantom{K_{ropt}} \right\} (229)$
 $T_{iopt} = 5 T_{ob}$



REG. PID
OBJ. ASTAT.
M = 1,62

 $K_{ropt} = \frac{1,1}{K_{ob}T_{ob}} \quad \left. \vphantom{K_{ropt}} \right\} (230)$
 $T_{iopt} = 2 T_{ob}$
 $T_{dopt} = 0,4 T_{ob}$

Slika 68

4.4.4. Podešavanje regulatora kada objekat nije identifikovan

Veoma često nema mogućnosti da se primijeni čak ni uprošćeni postupak opisan u 4.4.3. sa pripadnim dijagramima ili formulama, jer u momentu pristupanja objektu, na koji je već montirana regulaciona kontura, ne raspolaže se podacima o k_{ob} τ_{ob} T_{ob} . U tom slučaju moguće je izvođenjem kratkotrajnih, prostih eksperimenata dobiti neke podatke o objektu i podesiti regulator. U principu, mogu se izvesti dva tipa eksperimenata:

- a) Eksperimentat u otvorenoj konturi
- b) Eksperimentat u zatvorenoj konturi

Eksperimentat a) je ranije već opisan u 1.3.1 kao postupak za dobijanje ω_π . Kako na osnovu rezultata toga eksperimenta podesiti regulator?

Iz metodike proračuna optimalnog podešavanja regulatora P i PI tipa u 4.4.2, vidi se da za proračun glavnu ulogu igra dio amplitudno-fazne karakteristike objekta koji se nalazi u blizini presjeka sa negativnom realnom osom Re Im ravni. U okolini presječne tačke amplitudno-fazna karakteristika objekta može se aproksimirati karakteristikom integralnog bloka sa kašnjenjem. Ako se modul stvarne amplitudno-fazne obilježni sa R_0 , tada se k_{ob} i τ_{ob} mogu naći iz jednakosti

$$\frac{\bar{k}_{ob}}{j\omega_\pi} e^{-j\omega_\pi \tau_{ob}} = R_0 e^{-j\pi} \quad (231)$$

gdje je $R_0 = \frac{B}{1,27 \cdot 2a}$ (sa slike 14)

Rješenje jednačine (231) po k_{ob} i τ_{ob} je:

$$k_{ob} = R_0 \omega_\pi$$

$$\tau_{ob} = \frac{\omega}{2\omega_\pi}$$

Stavljajući vrijednosti za k_{ob} i τ_{ob} u jed. (228) i (229) slijedi za P regulator

$$k_{ropt} = \frac{0.87 \cdot 2\omega_\pi}{R_0 \omega_\pi \cdot \pi} = \frac{0.56}{R_0} \quad (232)$$

za PI regulator

$$k_{ropt} = \frac{0.35}{R_0} \quad (233)$$

$$T_{iopt} = 5 \frac{\pi}{2\omega_\pi} = \frac{7.86}{\omega_\pi}$$

Odgovarajuće izraze je moguće izvesti i za PID regulator preko jed. 230

Naravno ovi izrazi se mogu dalje prevesti u zavisnosti od direktnih rezultata ω_π eksperimenta koristeći

$$R_0 = \frac{B}{2a \cdot 1,27} \quad (234)$$

$$\omega_\pi = \frac{2\pi}{T_\pi}$$

pa se dobija podešenje regulatora u funkciji ω_π eksperimenta, tj. za P regulator

$$k_{ropt} = 0.7 \frac{2a}{B} \quad (235)$$

za PI regulator

$$k_{ropt} = 0.44 \frac{2a}{B} \quad (236)$$

$$T_{iopt} = 1,25 T_{\pi}$$

Eksperiment b) je 1942. godine preporučen od Ziegler-Nicholsa kao empirijska procedura i poznat je kao "metoda podešavanja regulatora po Ziegler-Nicholsu. U toj proceduri preporučeno je da se regulator bilo kojeg tipa PI ili PID prevede na P (T_i se postavi na maksimalnu vrijednost, T_d na minimalnu), te se posmatra rad konture pri nekom proizvoljnom pojačanju k_r regulatora. Ako kontura radi stabilno, povećava se pojačanje dok kontura ne zaoscilira neprigušenim, nedivergentnim oscilacijama (granični slučaj između stabilnosti i nestabilnosti). Pojačanje regulatora pri kome se to desi naziva se kritično pojačanje k_{rkrit} . Oscilogram ili registrogram ili mjerenje vremena između dva maksimuma istog znaka na oscilacijama regulisane veličine daje podatak o periodu oscilacija T_{krit} . Na osnovu ta dva eksperimentom dobijena podatka, k_{rkrit} i T_{krit} regulator se podešava kako slijedi sa tabele 10

TABELA 10

REGULATOR	OPTIMALNO PODEŠENJE			KVALITET M
	k_r	T_i	T_d	
P	0,55 k_{rkrit}	-	-	1,62
PI	0,35 k_{rkrit}	1,25 T_{ikrit}		
PID	0,6 k_{rkrit}	0,8 T_{ikrit}	0,2 T_{ikrit}	

S obzirom na do sada opisane procedure ovu nije teško dokazati. Uz aproksimaciju da je objekat na tački presjeka njegove amplitudno-fazne karakteristike sa realnom negativnom osom moguće približno izjednačiti sa astatskim objektom sa kašnjenjem u momentu kada nastanu oscilacije. i vodeći računa da je regulator P može se napisati:

$$\frac{\bar{k}_{ob}}{j\omega_{krit}} e^{-j\omega_{krit}\tau_{ob}} \cdot k_{krit} = 1 \cdot e^{-j\pi} \quad (237)$$

gdje je $\omega_{krit} = \frac{2\pi}{T_{krit}}$, odakle se mogu naći nepoznate veličine

$$\bar{k}_{ob} = \frac{\omega_{krit}}{k_{rkrit}} \quad (238)$$

$$\tau_{ob} = \frac{\pi}{2\omega_{krit}}$$

Koristeći ove izraze u jed (228) ili (229), slijedi za P regulator

$$k_{ropt} = \frac{0.87 \cdot k_{rkrit} \cdot 2\omega_{krit}}{\omega_{krit} \cdot \pi} = 0,55 \cdot k_{rkrit} \quad (239)$$

za PI regulator

$$k_{ropt} = 0,35 k_{rkrit} \quad (240)$$

$$T_{iopt} = 5 \frac{\pi T_{krit}}{2 \cdot 2\pi} = 1,25 T_{krit}$$

Treba napomenuti da je ovo najčešće upotrebljavana procedura, navodi se u svim priručnicima, i eventualne razlike među tablicama rezultat su činjenice da autori ne polaze od istog pokazatelja kvaliteta M.