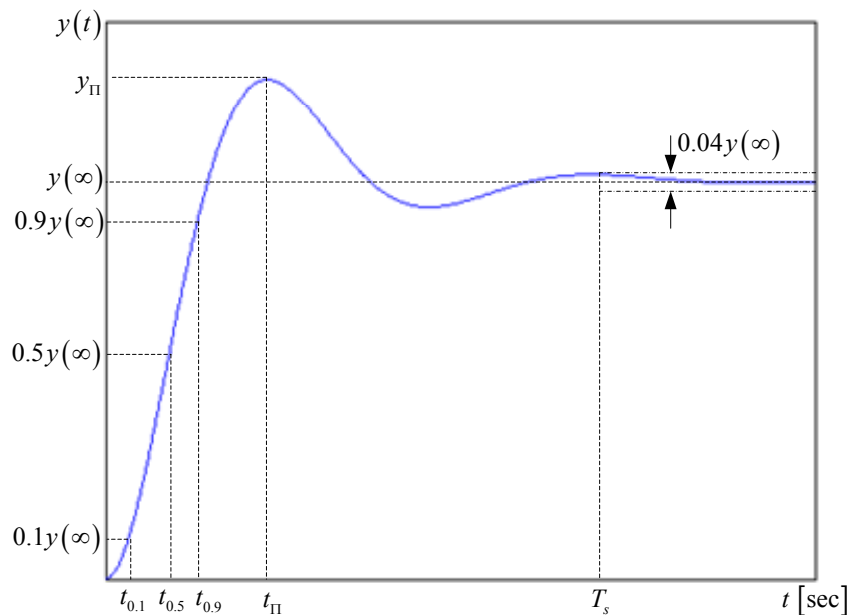


9. Karakterizacija kontinualnih sistema u prelaznom režimu

Postoji veći broj parametara koji karakterišu ponašanje sistema u prelaznom režimu. Ovi parametri pripadaju različitim prostorima u kojima se sistemi mogu analizirati (vremenski, frekvencijski ili kompleksni). U okviru ovog izlaganja biće definisana većina ovih parametara i biće objašnjena priroda njihovog uticaja na karakter prelaznog režima, dok će na kraju ovog odeljka biti izvedena funkcionalna veza za neke od njih.

Karakteristični parametri iz vremenskog domena

Kada se karakteriše prelazni režim sistema, uobičajeno je da se posmatra jedinični odskočni odziv relaksiranog sistema, dakle sistema čiji su svi početni uslovi bili jednaki nuli. Jedan takav, karakterističan odskočni odziv prikazan je na slici 4.1.



Slika 4.1: Tipičan odskočni odziv relaksiranog sistema

Pod pretpostavkom da smo sa $y(t)$ označili jedinični odskočni odziv sistema, moguće je uočiti neke karakteristične tačke na dijagramu prikazanom na slici 4.1. Prvo, sa $y(\infty)$ je označena vrednost odziva sistema u stacionarnom stanju. Dalje, sa t_{Π} je označen vremenski trenutak u kome odskočni odziv ima svoj maksimum a sa y_{Π} je označen vrednost tog maksimuma:

$$t_{\Pi} : y(t_{\Pi}) = \max_{0 \leq t < \infty} y(t) = y_{\Pi} \quad (4.1)$$

Na osnovu ovog parametra moguće je definisati prvu važnu karakteristiku prelaznog režima u sistemu koja se naziva **preskok**. Preskok se obeležava sa Π , obično se izražava u procentima a definiše na sledeći način:

$$\Pi = \frac{y_{\Pi} - y(\infty)}{y(\infty)} 100\% \quad (4.2)$$

Jasno je da je prilikom projektovanja sistema cilj da preskok bude što je moguće manji, jer je on indikator velikih, neželjenih iako prigušenih oscilacija u sistemu. Vrednost preskoka za stabilne sisteme može uzeti vrednosti u intervalu $[0,100)\%$, pri čemu već preskok os 100% indicira da je sistem na granici stabilnosti, o čemu će biti reči kasnije. Takođe, veći preskok ima za posledicu i

veću brzinu sistema, što je dobra osobina, tako da se prilikom projektovanja sistema upravljanja mora tražiti kompromis između ova oprečna zahteva.

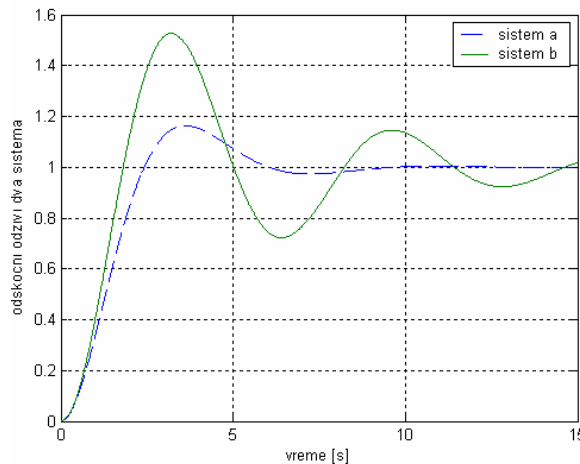
Druga važna karakteristika prelaznog režima, a koja se uočava na osnovu vremenskog odziva sistema, jeste **vreme kašnjenja**. Vreme kašnjenja sistema se obično obeležava sa $t_{0,5}$ ili T_k , u literaturi na našem jeziku, i predstavlja trenutak kada odskočni odziv sistema dostigne 50% svoje vrednosti u stacionarnom stanju:

$$T_k : y(T_k) = 0.5y(\infty) \quad (4.3)$$

Sledeća važna karakteristika sistema jeste **vreme uspona sistema** koje se obično definiše kao vreme koje protekne od trenutka kad odziv dostigne 10% do trenutka kada dostigne 90% svoje vrednosti u stacionarnom stanju. Obično se obeležava sa T_r u literaturi na engleskom ili T_u u literaturi na našem jeziku i formalno se definiše na sledeći način:

$$T_u = t_{0,9} - t_{0,1} ; y(t_{0,1}) = 0.1y(\infty), y(t_{0,9}) = 0.9y(\infty) \quad (4.4)$$

Vreme kašnjenja i vreme uspona su dva parametra koja su direktno vezana za brzinu odziva sistema i obrnuto su proporcionalna preskoku. Što je preskok veći to su ove dve vremenske konstante manje i obrnuto. Na slici 4.2 su prikazana jedinična odskočna odziva dva različita sistema.



Slika 4.2: Odzivi sistema sa različitim preskocima i vremenima uspona

Preciznim izračunavanjima trenutaka $t_{0,1}, t_{0,5}, t_{0,9}$ i t_{Π} za ove sisteme dobija se da je vreme uspona za sistem a $T_{ua} = 1,66s$ a za sistem b $T_{ub} = 1.2 s$, da su vremena kašnjenja $T_{ka} = 1.29s$ i $T_{kb} = 1.13s$, dok su odgovarajući preskoci $\Pi_a = 16.3\%$ i $\Pi_b = 52.6\%$. Dobijeni rezultati zaista potvrđuju da je za sisteme sa većim preskocom karakterističan brži odziv, dakle kraće su vremenske konstante uspona i kašnjenja. Vrlo često se koristi jedna inženjerska aproksimacija koja kaže da je proizvod vremena uspona i učestanosti propusnog opsega sistema konstantna veličina između 0.3 i 0.4:

$$T_u f_0 \approx 0.3 \div 0.4 \quad (4.5)$$

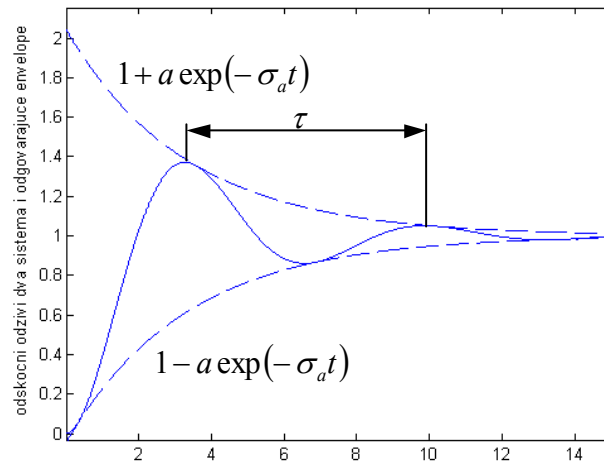
Dakle, za sistem a bi propusni opseg bio oko 0.21Hz, dok bi propusni opseg sistema b iznosio oko 0.29Hz. Naravno, ovo su samo aproksimativne vrednosti, a analitički postupak za izračunavanje propusnog opsega sistema biće objašnjen kasnije.

Sledeći važan parametar koji se koristi za opisivanje rada sistema u prelaznom režimu jeste **vreme smirenja** T_s . Vreme smirenja jeste vremenski trenutak iza koga oscilacije odziva oko stacionarne vrednosti ne prelaze 2% (ponekada se koristi prag 5%) te stacionarne vrednosti. Na slici 4.1. su prikazane dve isprekidane linije, paralelne sa vremenskom osom, na vrednosti od $0.98 y(\infty)$ i $1.02 y(\infty)$. Vreme smirenja je trenutak kada odziv sistema uđe u ovako definisane

gabarite i više ne preseca navedene prave. Egzaktna definicija vremena smirenja je da je to najmanja vremenska konstanta koja zadovoljava sledeće svojstvo:

$$T_s : (\forall t \geq T_s) |y(t) - y(\infty)| \leq 0.02y(\infty) \quad (4.6)$$

Postoje još dva vremenska pokazatelja ponašanja sistema u prelaznom režimu, i ona se najbolje mogu sagledati na osnovu vremenskog odziva prikazanog na slici 4.3.



Slika 4.3: Odskočni odziv sistema i odgovarajuće anvelope

Odzivi sistema na odskočni signal imaju formu kakva je prikazana na slici 4.3. Ta je forma takva da se jednostavno mogu postaviti eksponencijalne anvelope koje obuhvataju odziv sa gornje i donje strane. Analitički oblici anvelopa su dati na slici 4.3 a recipročna vrednost parametra σ_a ima značajnu ulogu u karakterizaciji ponašanja sistema i naziva se **dominantna vremenska konstanta** u oznaci T_d :

$$T_d = \frac{1}{\sigma_a} \quad (4.7)$$

Dominantna vremenska konstanta sistema je obično tri do pet puta manja od vremena smirenja. Konačno, u odzivu sistema se uobičajeno pojavljuju prigušene oscilacije, čija je perioda τ prikazana na slici 4.2. Ovaj parametar se naziva **periodom prigušenih oscilacija** i takođe se ponekada koristi za karakterizaciju sistema.

Karakteristični parametri iz frekvencijskog domena

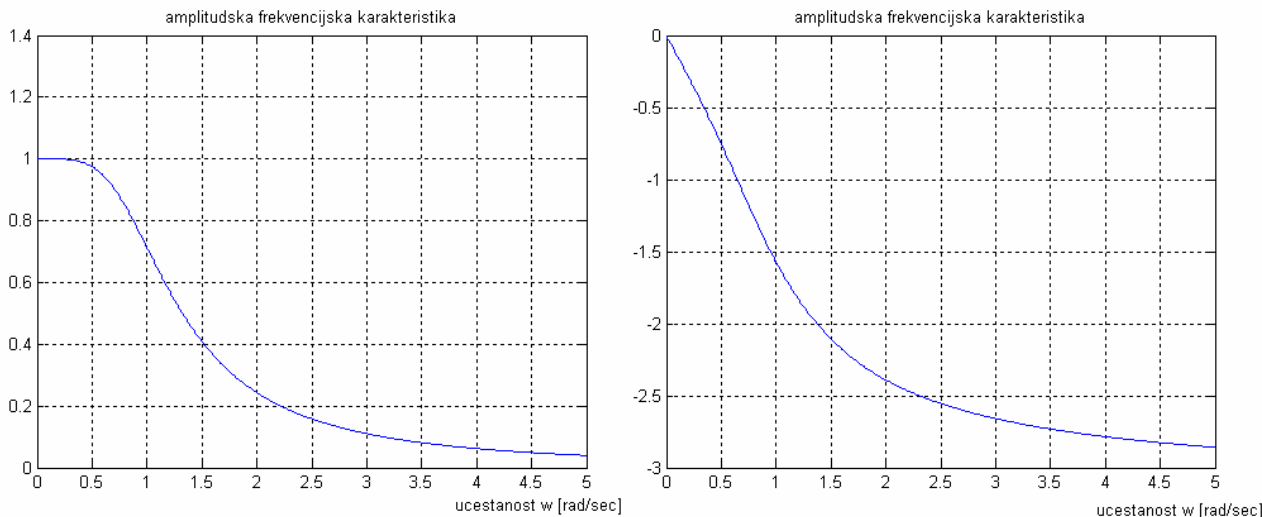
Sledeći skup parametara koji se koristi za opisivanje ponašanja sistem u vremenskom domenu generiše se iz frekvencijskih karakteristika. Ukoliko nam je poznata funkcija prenosa sistema $G(s)$, smenom $s = j\omega$ dobija se funkcija $G(j\omega)$ koja ima svoj moduo i svoju fazu:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j \arg\{G(j\omega)\}} \quad (4.8)$$

Dijagrami na kojima se prikazuju zavisnosti modula i faze od učestanosti ω nazivaju se amplitudskom i faznom frekvencijskom karakteristikom. Na slikama 4.4.a i 4.4.b su prikazane amplitudska i fazna frekvencijska karakteristika jednog sistema NF (niskofrekventnog) tipa. Frekvencijske karakteristike koje se najčešće sreću u teoriji sistema i upravljanja i jesu niskofrekventnog tipa. Ne treba zaboraviti šta je fizičko značenje frekvencijskih karakteristika. One nam govore o tome kako se sistem ponaša ako se na njegov ulaz dovede prostoperiodični signal određene učestanosti. Primera radi, ako posmatramo sistem čija je funkcija prenosa $G(j\omega) = 2/(j\omega + 4)$ i ako na njegov ulaz dovedemo prostoperiodični signal $x(t) = 3 \sin(7t)$, posle

prelaznog režima na izlazu sistema će se generisati takođe prostoperiodični signal $y(t) = Y \sin(7t + \varphi)$, pri čemu je $Y = 3|G(7j)|$ i $\varphi = \arg\{G(7j)\}$.

Takođe, posle ovog primera je jednostavno zaključiti da frekvencijske karakteristike imaju smisla ukoliko je sistem stabilan, jer inače prelazni režim nikada ne prestaje, pa i fizičko tumačenje značenja frekvencijskih karakteristika ne postoji.



Slika 4.4: Amplitudska i fazna frekvencijska karakteristika niskofrekvencijskog tipa

Prvi parametar koji je izuzetno važan za ponašanje sistema, a čita se sa frekvencijskih karakteristika, jeste **propusni opseg sistema**. Zavisno od toga da li su frekvencijske karakteristike crtane u funkciji učestanosti ili kružne učestanosti, propusni opseg se obeležava sa f_0 ili ω_0 i izražava u Hercima ili radijanima u sekundi. Za sisteme NF tipa propusni opseg se definiše kao ona učestanost na kojoj je amplitudska karakteristika $\sqrt{2}$ puta manja u odnosu na njenu vrednost na nultoj učestanosti:

$$\omega_0 : |G(j\omega_0)| = \frac{1}{\sqrt{2}} |G(j0)| \quad (4.9)$$

Propusni opseg (u nekim udžbenicima se obeležava sa B od engleske reči *bandwidth*) je izuzetno važna osobina sistema. On nam govori o brzini odziva sistema. Ako želimo da aproksimativno, bez analitičkog računa, procenimo koliki je propusni opseg jednog sistema, treba da se zapitamo koliko puta je taj sistem u stanju da u jednoj sekundi promeni smer kretanja fizičkih veličina u njemu. Najbrži su optički i optoelektronski sistemi čiji propusni opsezi dosežu vrednosti gigaherza (10^9 Hz), zatim su tu elektronski sistemi pa mehanički. Među mehaničkim sistemima najbrži su pneumatski i hidraulični a najsporiji temperaturni i sistemi koji regulišu nivo tečnosti. Njihovi propusni opsezi se mere desetim delovima herca.

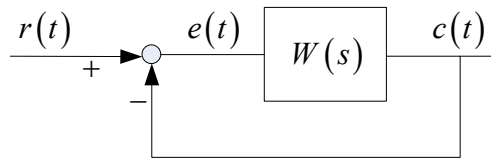
Sledeći parametar koji se može očitati sa fazne frekvencijske karakteristike sistema jeste **vremensko kašnjenje** T_k koje se definiše na sledeći način:

$$T_k = -\frac{d}{d\omega} \arg\{G(j\omega)\} \quad (4.10)$$

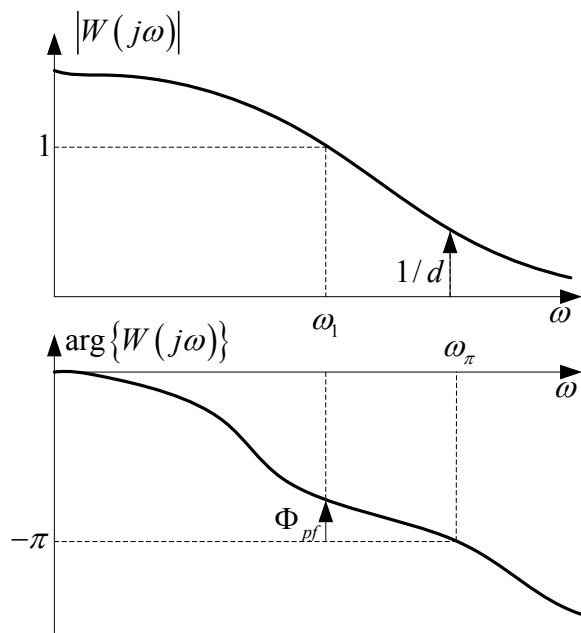
Poslednja relacija zahteva komentar. Prvo, ne treba mešati ovako definisano vremensko kašnjenje sa vremenom kašnjenja definisanim relacijom (4.3), mada ova dva parametra nisu nezavisna. Sa povećanjem jednog povećava se i drugo i obrnuto. Drugi važan komentar vezan za relaciju (4.10) je da izraz na desnoj strani nije konstanta već funkcija učestanosti ω , u opštem slučaju. Samo kada je fazna karakteristika linearna funkcija traženi izvod će biti konstantan. Međutim, ako u opštem

slučaju želimo da odredimo ovaj parametar, uobičajeno je da se fazna karakteristika u posmatranom opsegu učestanosti aproksimira linearnim segmentom, i za njega se potraži nagib.

Sada posmatrajmo sistem koji je realizovan kao sistem sa jediničnom negativnom povratnom spregom (slika 4.5). Moguće je skicirati frekvencijske karakteristike funkcije povratnog prenosa $W(s)$. Amplitudska i fazna frekvencijska karakteristika takvog sistema prikazane su na slici 4.6.



Slika 4.5: Sistem sa jediničnom negativnom povratnom spregom



Slika 4.6: Amplitudska i fazna frekvencijska karakteristika sistema u otvorenoj sprezi

U želji da definišemo dva vrlo važna parametra koja opisuju ponašanje sistema koji ima strukturu jedinične negativne povratne sprege, potrebno je prvo definisati učestanost ω_1 , koja se naziva **presečna učestanost pojačanja**, a koja predstavlja učestanost na kojoj amplitudska karakteristika ima vrednost 1:

$$\omega_1 : |W(j\omega_1)| = 1 \quad (4.11)$$

Zatim se za ovako određenu vrednost učestanosti očitava vrednost fazne karakteristike, i na osnovu nje se definiše **pretek faze**, ili **fazna margina** na sledeći način:

$$\Phi_{pf} = 180^\circ + \arg\{W(j\omega_1)\} \quad (4.12)$$

Ponekada se fazna margina ili pretek faze označavaju oznakom PM (*Phase Margin*) i može se izražavati ili u stepenima ili u radijanima (u ovom drugom slučaju u relaciji (4.12) umesto 180° treba da stoji π rad). Pretek faze je značajna karakteristika sistema jer ona predstavlja meru njegove relativne stabilnosti. Ako je sistem u otvorenoj sprezi bio stabilan, potreban i dovoljan uslov da sistem u zatvorenoj sprezi bude stabilan je da pretek faze bude veći od nule. Dokaz ovog tvrđenja će biti izveden kasnije, u poglavlju o stabilnosti sistema. Takođe, preterano veliki pretek faze označava

tromost sistema, dok mala pozitivna vrednost preteka faze ukazuje na veliku osetljivost sistema u prisustvu poremećaja. Grafički prikaz određivanja preteka faze dat je na slici 4.6.

Drugi značajan parametar koji ukazuje na osobine ponašanja sistema jeste **pretek pojačanja** ili **amplitudska margina** koju ćemo označavati kao d ili AM (*Amplitude Margin*) a definiše se na osnovu sledeće relacije:

$$d = \frac{1}{|W(j\omega_\pi)|} \quad (4.13)$$

pri čemu je sa ω_π označena takozvana presečna učestanost faze a to je ona učestanost na kojoj fazna karakteristika ima vrednost -180° , odnosno $-\pi \text{ rad}$:

$$\omega_\pi : \arg\{W(j\omega_\pi)\} = -\pi \quad (4.14)$$

Pretek pojačanja je takođe mera relativne stabilnosti sistema, i može se dokazati da je, pod pretpostavkom da je sistem u otvorenoj sprezi bio stabilan, potreban i dovoljan uslov da i sistem u zatvorenoj sprezi bude stabilan, da pretek pojačanja bude veći od 1.

Vrlo često se vrednosti amplitudske karakteristike nekog sistema izražavaju u decibelima:

$$|W(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |W(j\omega)| \quad (4.15)$$

pa se relacije (4.11) i (4.13) mogu napisati u sledećoj formi:

$$\omega_1 : |W(j\omega_1)|_{dB} = 0dB \quad (4.16)$$

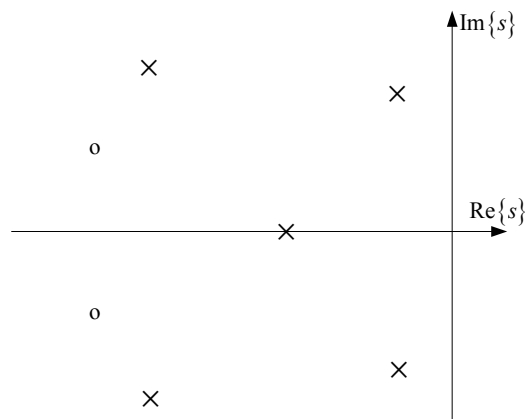
$$d_{dB} = -|W(j\omega_\pi)|_{dB} \quad (4.17)$$

Karakteristični parametri iz kompleksnog domena

Treći skup parametara koji opisuje ponašanje sistema u prelaznom režimu se mogu formirati na osnovu analize sistema u kompleksnom domenu. Ako pođemo od pretpostavke da je sistem opisan funkcijom prenosa, pri čemu je funkcija prenosa realna racionalna funkcija:

$$G(s) = K \frac{P_m(s)}{Q_n(s)} = K \frac{(s - \mu_1)(s - \mu_2) \cdots (s - \mu_m)}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2) \cdots (s - \lambda_n)} \quad (4.18)$$

tada se ova funkcija prenosa na jednoznačan način može opisati pomoću svog pojačanja K i položaja nula $\mu_i, i=1, \dots, m$ i polova $\lambda_i, i=1, \dots, n$. Uobičajeno je da se ovaj raspored nula i polova prikaže u kompleksnoj s ravni, pri čemu se za poziciju polova koristi marker 'x' a za poziciju nula marker 'o'. Primer takvog prikaza sistema sa pet polova i dve nule je dat na slici 4.7.



Slika 4.7: Prikaz pozicije polova i nula sistema u kompleksnoj ravni

Pri tome ne treba zaboraviti da se za realne sisteme, polovi i nule ili mogu pojavljivati kao realne konstante ili se moraju pojaviti u konjugovano kompleksnim parovima. Takođe, trenutno ćemo analizirati samo stabilne sisteme, dakle podrazumeva se da sistem nema polova u desnoj poluravni s ravni.

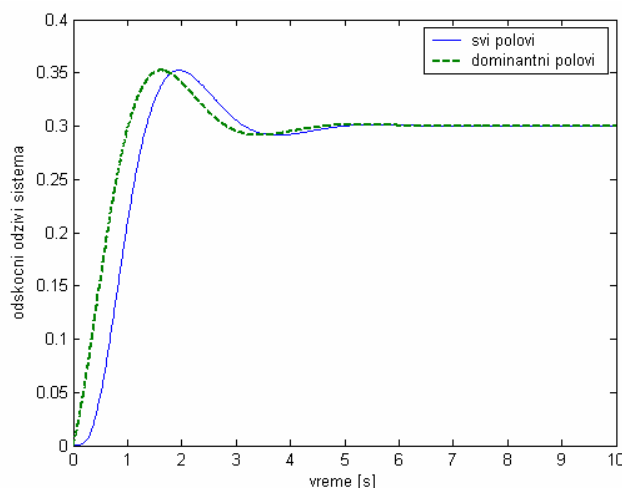
Pojam koji je vrlo važan i koji ćemo sada definisati jeste pojam **dominantnih polova sistema**. Naime, sistemi često imaju veliki broj polova, mogu biti visokog reda, međutim uticaj mnogih od njih je neznatan ili beznačajan i može se zanemariti, dok je uticaj neki drugih polova vrlo značajan pa se takvi polovi nazivaju dominantnim. Da bismo ilustrovali ovo tvrđenje možemo izvesti sledeću jednostavnu simulaciju. Pretpostavimo da posmatramo sistem petog reda opisan sledećom funkcijom prenosa:

$$G_1(s) = 64 \frac{s+6}{(s^2+2s+4)(s+8)(s^2+8s+40)} \quad (4.19)$$

Dalje, posmatrajmo sistem funkcije prenosa $G_2(s)$ koji će od pet polova prethodnog sistema zadržati samo konjugovano kompleksne polove koji su najbliži imaginarnoj osi, nule i odgovarajuće pojačanje (takvo da statičko pojačanje u oba sistema bude jednako, odnosno $G_1(0) = G_2(0)$):

$$G_2(s) = 0.2 \frac{s+6}{s^2+2s+4} \quad (4.20)$$

Posmatrajmo odzive ova dva sistema na jediničnu odskočnu pobudu (slika 4.8).



Slika 4.8: Odstziv sistema petog reda i odziv redukovanog sistema drugog reda

Punom linijom na slici 4.8 je prikazan odskočni odziv sistema petog reda, dok je isprekidanom linijom prikazan odziv sistema funkcije prenosa $G_2(s)$. Sa slike se vidi da je razlika između ova dva odziva neznatna, i isti bi se zaključak mogao izvesti da je bilo kakav signal doveden kao pobuda za ova dva sistema. Pri tome, redukcija reda sistema sa pet na dva nije izvršena slučajno. Dva konjugovano kompleksna pola koja se nalaze najbliže imaginarnoj osi (u levoj poluravni s ravni) su dobar reprezent ponašanja sistema i za sistem $G_1(s)$ oni predstavljaju *dominantne konjugovano kompleksne polove*. Ovaj bi se zaključak mogao i generalizovati na sledeći način: **Za stabilne sisteme pod parom dominantnih konjugovano kompleksnih polova se smatraju konjugovano kompleksni polovi koji su najbliži imaginarnoj osi, odnosno to su polovi čiji je realni deo najveći.** Ovaj zaključak ima nekoliko izuzetaka i ovi se izuzeci mogu kategorisati na sledeći način:

1. Ako sistem ima isključivo realne polove, takav sistem naravno nema par dominantnih konjugovano kompleksnih polova, već se realni pol najbliži imaginarnoj osi smatra dominantnim realnim polom.
2. Ako sistem ima par konjugovano kompleksnih polova, ali postoji realan pol koji je bliži imaginarnoj osi, koji će od njih biti proglašen dominantnim zavisi od prirode sistema i njegove namene. Ukoliko se od sistema očekuje da prevashodno bude brz uz izvesne dozvoljive preskoke u odzivu, realan pol se može smatrati dominantnim. U suprotnom, ukoliko se insistira na malom ili nikakvom preskoku po cenu smanjenja brzine odziva, par konjugovano kompleksnih polova se može smatrati dominantnim parom.
3. Ukoliko sistem ima dva para konjugovano kompleksnih polova koji su približno jednako udaljeni od imaginarne ose, onda se posmatra i njihov imaginarni deo. Ukoliko su imaginarni delovi jednog para konjugovano kompleksnih polova značajno veći od imaginarnih delova drugog para konjugovano kompleksnih polova, tada se oni proglašavaju dominantnim polovima, bez obzira na to koji od njih je bliži imaginarnoj osi.

Sada, pošto smo definisali šta su dominantni konjugovano kompleksni polovi, pretpostavimo da je neki proizvoljni sistem dovoljno dobro aproksimiran svoji dominantnim konjugovano kompleksnim polovima i predstavljen funkcijom prenosa drugog reda:

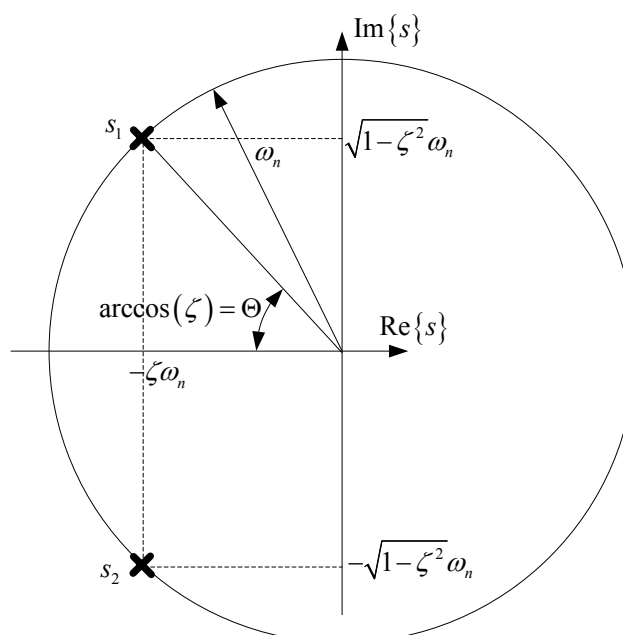
$$G(s) = \frac{K}{(s-s_1)(s-s_2)} \quad (4.21)$$

Uobičajeno je da se polinom u imeniocu predstavi u sledećoj formi:

$$(s-s_1)(s-s_2) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4.22)$$

pri čemu se parametar ζ naziva **faktorom relativnog prigušenja para dominantnih konjugovano kompleksnih polova** a parametar ω_n **neprigušenom prirodnom učestanošću para dominantnih konjugovano kompleksnih polova**. Traženjem nula polinoma (4.22) dobija se položaj dominantnih polova:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n \quad (4.23)$$



Slika 4.9: Položaj dominantnih konjugovano kompleksnih polova

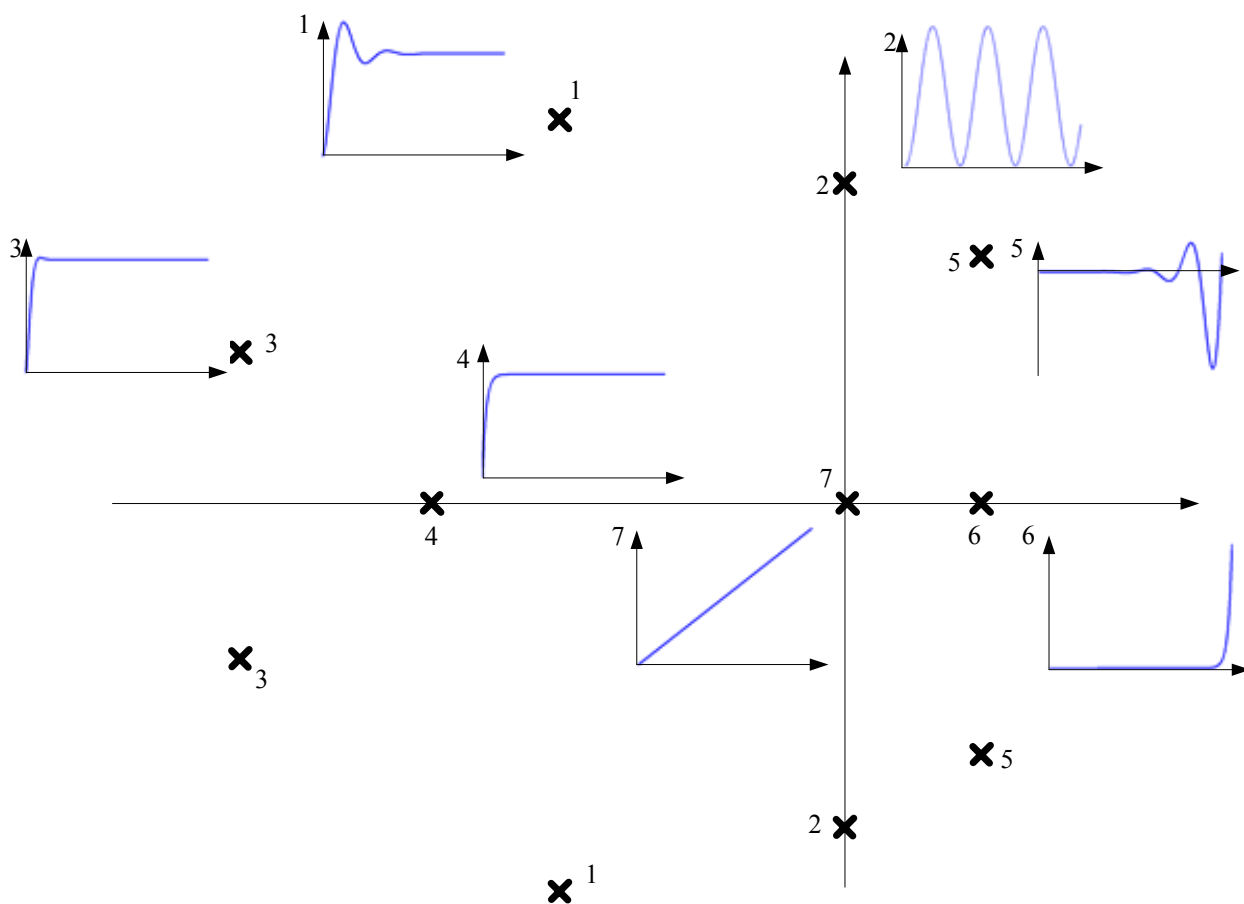
Parametri ζ i ω_n jednoznačno određuju položaj dominantnih polova. Na slici 4.9 su u s ravni prikazani ovi polovi, i na osnovu slike se lako zaključuje da se dominantni polovi nalaze na kružnici poluprečnika ω_n a da je kosinus ugla koji zaklapa poteg od koordinatnog početka do dominantnog pola sa negativnim delom realne ose jednak parametru ζ .

Ukoliko se realni deo konjugovano kompleksnih polova $-\zeta\omega_n$ napiše u formi $-1/T_d$, dobija se dominantna vremenska konstanta koja je već definisana kao parametar koji definiše brzinu promena gornje i donje anvelope u odskočnom odzivu sistema:

$$T_d = \frac{1}{\zeta\omega_n} \quad (4.24)$$

Dva, od tri navedena parametra: faktor relativnog prigušenja, neprigušena prirodna učestanost i dominantna vremenska konstanta, mogu jednoznačno da odrede položaj dominantnih polova.

Na kraju treba reći da i faktor relativnog prigušenja i neprigušena prirodna učestanost mogu uzeti vrednosti iz skupa $[0, \infty)$. Zbog svoje prirode (poluprečnik kruga na kome se nalaze dominantni polovi) nema fizičkog smisla da neprigušena prirodna učestanost bude negativna, a negativna vrednost za faktor relativnog prigušenja bi značila da su polovi u desnoj poluravni desne ravni, odnosno da je sistem nestabilan. Ukoliko je faktor prigušenja iz intervala $[0, 1)$ polovi su konjugovano kompleksni, za vrednost $\zeta = 1$ u pitanju je dvostruki realan pol, dok za $\zeta > 1$ sistem ima dva različita realna pola. Na slici 4.10 su prikazane različite pozicije dominantnih polova i pored njihovih pozicija su prikazani odskočni odzivi koje takvi dominantni polovi generišu.



Slika 4.10: Različite lokacije dominantnih polova i odskočni odzivi koji oni generišu

Slici 4.10. je potrebno dodati neke komentare koji će objasniti zašto parametri ζ i ω_n imaju imena koja imaju. Naime, primetimo da su za slučaj (2) polovi sistema na imaginarnoj osi što odgovara slučaju $\zeta = 0$. U tom slučaju je odziv sistema prostoperiodičan, dakle neprigušen. Kako se polovi sistema pomeraju u levo (slučajevi (1) i (3)) faktor relativnog prigušenja se povećava od nule ka vrednosti 1 i odzivi sistema su sve prigušeniji do slučaja kada faktor prigušenja postaje veći od 1. Tada se polovi sistema nalaze na realnoj osi, i odziv postaje aperiodičan. Drugim rečima, faktor ζ zaista predstavlja meru prigušenja sistema. Otuda i nosi ime faktor relativnog prigušenja. Sa druge strane, kada je sistem neprigušen, dakle kada je $\zeta = 0$, polovi sistema su na imaginarnoj osi, i tada je odziv sistema prostoperiodičan sa periodom ponavljanja ω_n . Dakle, ova učestanost predstavlja periodu oscilovanja sistema u slučaju nultog prigušenja i pri tome će se ovakav oblik pojaviti nezavisno od toga kakva je pobuda na ulazu sistema. Dolazimo do zaključka da je ova učestanost sakrivena u sistemu, ona je ugrađena u njega, njemu prirodna, i zato se naziva neprigušena prirodna učestanost.