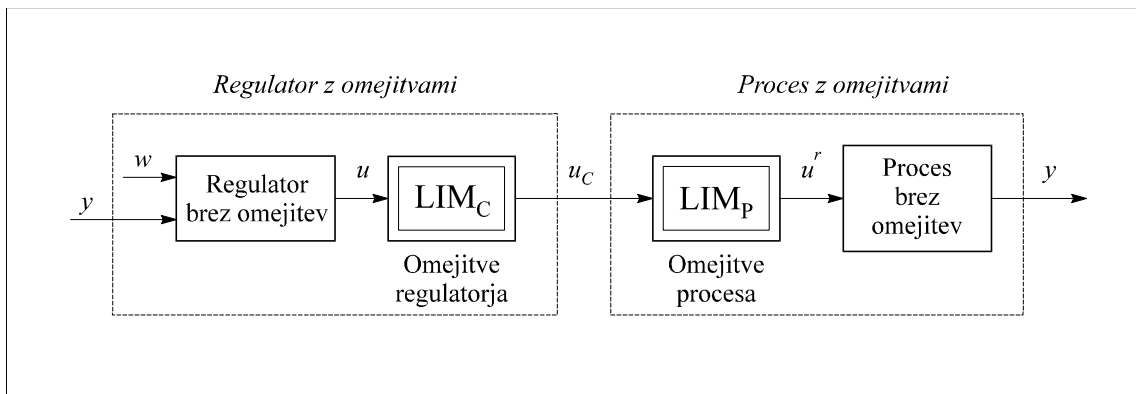


Povzetek

Vsak obstoječi industrijski sistem je omejen. Na primer, regulator deluje v omejenem napetostnem oz. tokovnem obsegu (0-10V, 0-20mA,...), ventil ne more odpreti več kakor 100% in manj od 0%, motorno gnani izvršni členi imajo omejeno hitrost delovanja, itd. Zaradi omenjenih omejitev lahko pride v zaprtozančni regulaciji, pri spremembi reference oziroma motnjah, do velikih prevzponov in dolgih nastavitvenih časov krmiljenega procesa. Večina uporabljenih regulatorjev v industriji je PI in PID tipa, do omenjenih težav pa pride zaradi visokih vrednosti integrirnega (I) člena, zato imenujemo ta pojav **integralski pobeg** (*windup*).

Podobne težave nastopijo takrat, ko preklopimo regulator iz ročnega v avtomatski način delovanja. Med ročnim režimom delovanja regulator ne more vplivati na proces in tako odpravljati regulacijski pogrešek. Le-ta povzroči, da integrirni člen zavzame visoke vrednosti in posledica je, da se ročna in avtomatska regulirna veličina močno razlikujeta. Pri preklopu iz ročnega v avtomatski režim delovanja tako pride na vходу v proces do velike spremembe signala, ki ga imenujemo **udarni preklop** (*bump transfer*). Zaradi visokih vrednosti integrirnega člena pride do dolgih nastavitvenih časov procesa.



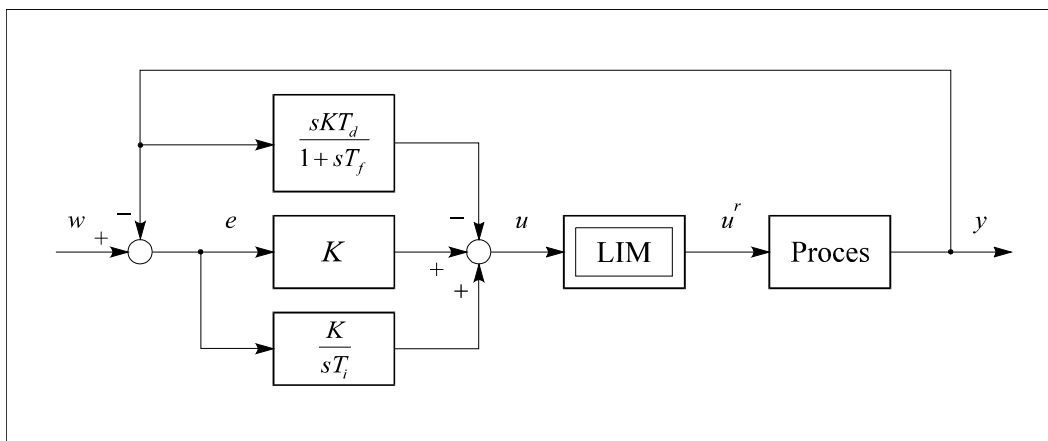
Slika 1: Regulator in proces z omejitvami

Preprečevanje integralskega pobega in udarnega preklopa je predstavljeno v skoraj vsaki knjigi s področja osnov vodenja, vendar sta pojava pogosto nejasno predstavljena in

napačno interpretirana. Na primer, veliko avtorjev trdi, da je cilj preprečevanja integralskega pobega v tem, da zmanjšamo prevzpon na izhodu iz procesa pri skočni spremembi signala reference ali, da je preprečevanje integralskega pobega sinonim za brezudarni preklop ali da je najboljši preklop iz ročnega v avtomatski režim brezudarni preklop, itd. Eden od namenov pričujočega dela je ovreči takšne trditve.

Kot je že bilo omenjeno, je vsak realni sistem omejen. Omejeni so tako regulatorji, kot tudi izvršni členi na vhodu v proces. Omejitve so lahko **amplitudne** (regulatorji, ventili, črpalke, kompresorji, ...) ali **hitrostne** (izvršni členi s servo motorji). Obe vrsti omejitev lahko povzročijo, da pride do razlik med dejanskim signalom na vhodu v proces (u') in izračunanim regulirnim signalom u (glej sliko 1).

Predpostavimo, da imamo PID regulator ter omejen sistem, kot je prikazano na sliki 2, kjer LIM predstavlja omejitve tako regulatorja, kot tudi procesa.

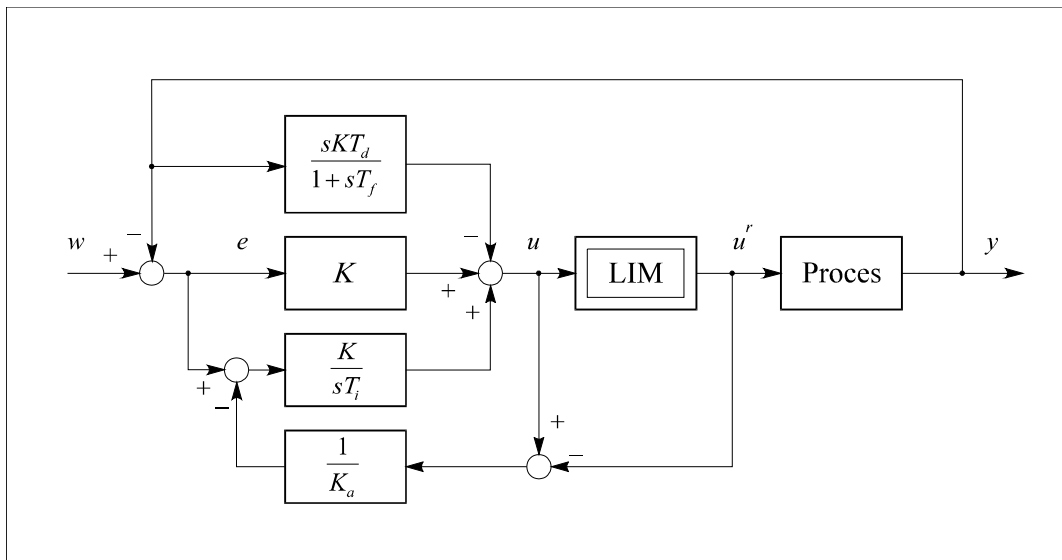


Slika 2: Omejen sistem s PID regulatorjem

Pozitivna sprememba referenčnega signala (w) povzroči skok signala u . Predpostavimo, da je u tako visok, da ga člen LIM (amplitudna in/ali hitrostna omejitev) limitira in u' postane manjši od u . Zaradi manjšega signala na vhodu v proces (u'), se y povečuje počasneje kakor v primeru, če sistem ne bi bil omejen. To povzroči počasnejše zmanjševanje regulacijskega pogreška (e). Zaradi večjega e narašča integrirni del veliko bolj kakor v neomejenem sistemu in postane izredno visok. Tudi ko se izhod iz procesa (y) približa referenci (w), ostane u še vedno omejen ali pa zelo visok zaradi visokih vrednosti integrirnega dela. Le-ta upade šele, ko je regulacijski pogrešek dovolj dolgo negativen. To povzroči precejšnje prevzpone na izhodu iz procesa ter dolge nastavitvene čase.

Da preprečimo preveliko naraščanje integrirnega dela med tem, ko je sistem omejen ($u \neq u'$), lahko uporabimo povratni kompenzator od u in u' do vhoda v integrirni del (glej

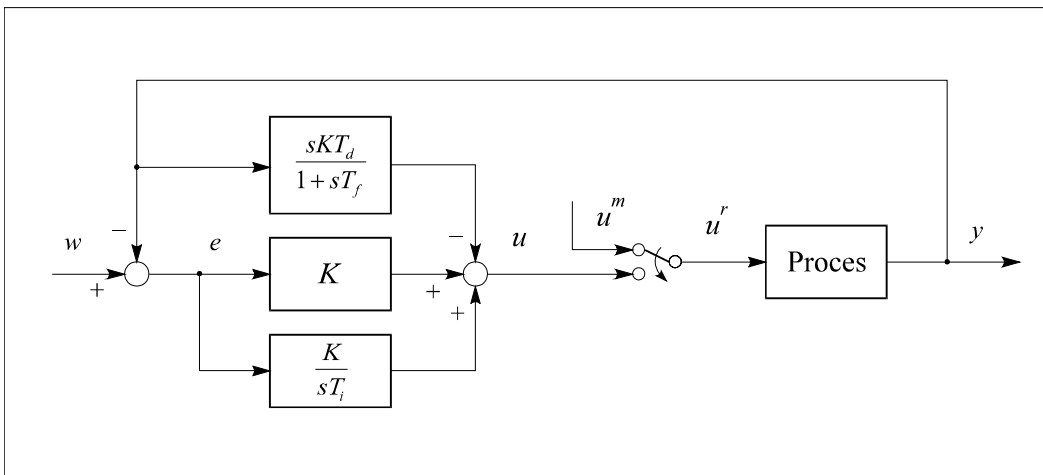
sliko 3). Tovrstna rešitev zmanjšuje učinek integralskega pobega in se zato imenuje **zaščita pred integralskim pobegom** (*anti-windup*).



Slika 3: Sistem z zaščito proti integralskemu pobegu

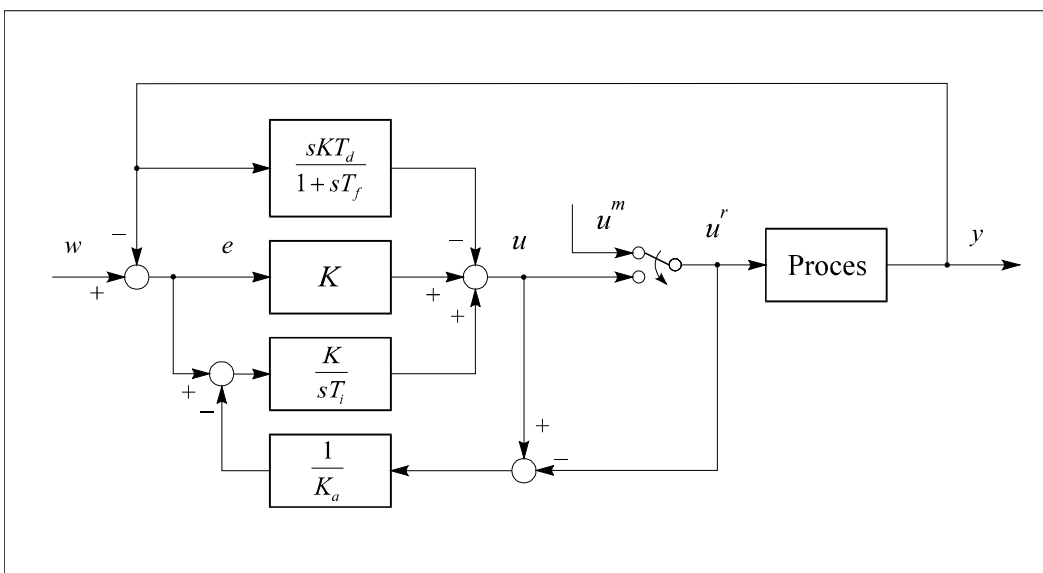
Tako kot problematika integralskega pobega, je bil omenjen tudi udarni preklap. Predpostavimo, da imamo takšen PID regulator, ki omogoča preklap med ročnim in avtomatskim načinom vodenja, kot je prikazano na sliki 4. Predpostavimo, da se nahajamo v ročnem načinu vodenja ($u^r = u^m$) in da je u^m takšen, da je regulacijska napaka nekaj časa večja od nič ($e > 0$). Takrat postane integrirni del regulatorja zelo visok. Zaradi tega postane visoka tudi regulirna spremenljivka u in s tem postane precej večja od ročne spremenljivke u^m . Nato predpostavimo, da preklopimo stikalo iz ročnega v avtomatski način delovanja ($u^r = u$). Tedaj, tudi če ni regulacijskega pogreška ($e = 0$), nastopi na vhodu v proces (u^r) velika sprememba zaradi visokih vrednosti integrirnega dela. Le-ta zniža vrednost le v primeru, ko je regulacijski pogrešek dovolj dolgo negativen ($e < 0$). To povzroči dolge nastavitvene čase procesa.

Podobno kot pri integralskem pobegu, uporabimo kompenzator od u in u^r na vhod v integrirni del (glej sliko 5) in tako zmanjšamo učinek udarnega preklopa. V odvisnosti od vrednosti kompenzatorja (konstante K_a), ločimo dve vrsti preklopa ročno-avtomatsko, in sicer **brezudarni preklap** (*bumpless transfer*) in **pogojeni preklap** (*conditioned transfer*).



Slika 4: Preklop med ročnim in avtomatskim načinom vodenja

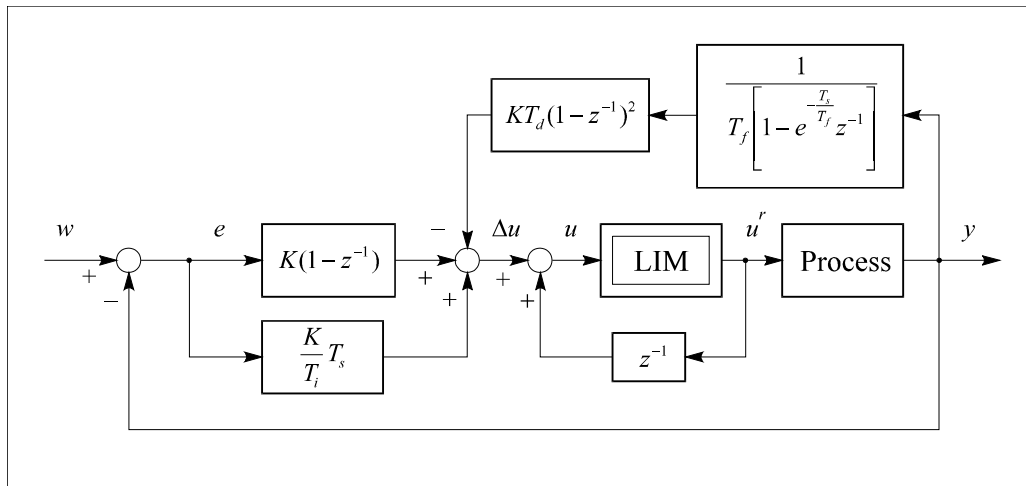
Pri brezudarnem preklopu kompenzator $1/K_a$ stalno prilagaja regulirno spremenljivko u , da sledi ročni vrednosti u^m ($u=u^m$). V trenutku preklopa iz ročnega v avtomatski način vodenja tako ne pride do spremembe na vohodu v proces (u^r).



Slika 5: Zaščita proti udarnemu preklopu ročno-avtomatsko

Iz slike 5 je razvidno, da tovrstni preklop lahko dosežemo z močno povratno zvezo preko kompenzatorja $1/K_a$, ki približa u spremenljivki $u^r = u^m$. Rešitev je tako v uporabi zelo majhne vrednosti K_a . V praktičnih izvedbah diskretnih regulatorjev je to avtomatično rešeno z inkrementalno izvedbo regulatorja, predstavljeno na sliki 6.

Cilj *pogojenega preklopa* je v tem, da po preklopu iz ročnega v avtomatski način delovanja, izhod iz procesa sledi referenci w .



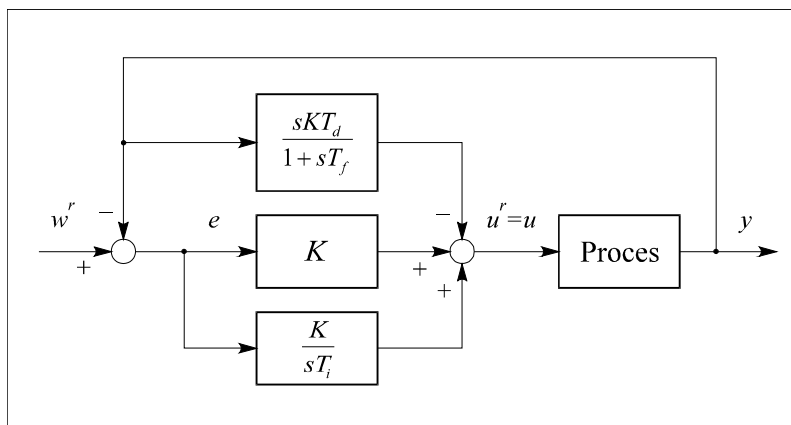
Slika 6: Diskretna realizacija brezudarnega preklopa za PID regulatorje

Postavlja se vprašanje, kako poiskati najboljšo vrednost konstante K_a za preprečitev integralskega pobega in pogojenega preklopa. Kot izredno uporabno orodje se izkaže vpeljava takoimenovane **izvedljive reference** (*realisable reference*).

Predpostavimo, da imamo sistem prikazan na sliki 3 in da spremenimo signal reference (w). Kot rezultat dobimo signale u , u^r in y .

Izvedljiva referenca (w^r) je takšna referenca, ki bi povzročila takšen u , kot je bil u^r pri uporabi reference w . Pri uporabi izvedljive reference (w^r) bi tako u in u^r ostala ista in sistem ne bi bil omejen. Pri tem bi vhod (u^r) in izhod (y) iz procesa ostala enaka kot pri uporabi dejanske reference w .

Ker pri uporabi izvedljive reference sistem ne bi bil omejen, predstavlja slika 7 ekvivalent sliki 3 s stališča procesa (signala u^r in y ostaneta nespremenjena), vendar na sliki 7 sistem ni več omejen, temveč *linearen*. Nelinearnost sistema se skriva v spremenjenem referenčnem signalu (w^r). Ker je takšen sistem linearen, lahko predpostavimo, da proces (y) sledi izvedljivi referenci w^r in ne dejanski (w).



Slika 7: PID regulator v primeru uporabe izvedljive reference (w^r)

Cilj vsakega vodenja je, da omogoči sledenje procesa (y) referenci w , dejansko, zaradi omejitev, pa proces sledi namišljeni izvedljivi referenci w^r . Cilj preprečevanja integralskega pobega postane iskanje takšnega kompenzatorja $1/K_a$ (glej sliko 3), da bo izvedljiva referenca w^r čim bolj podobna pravi referenci w .

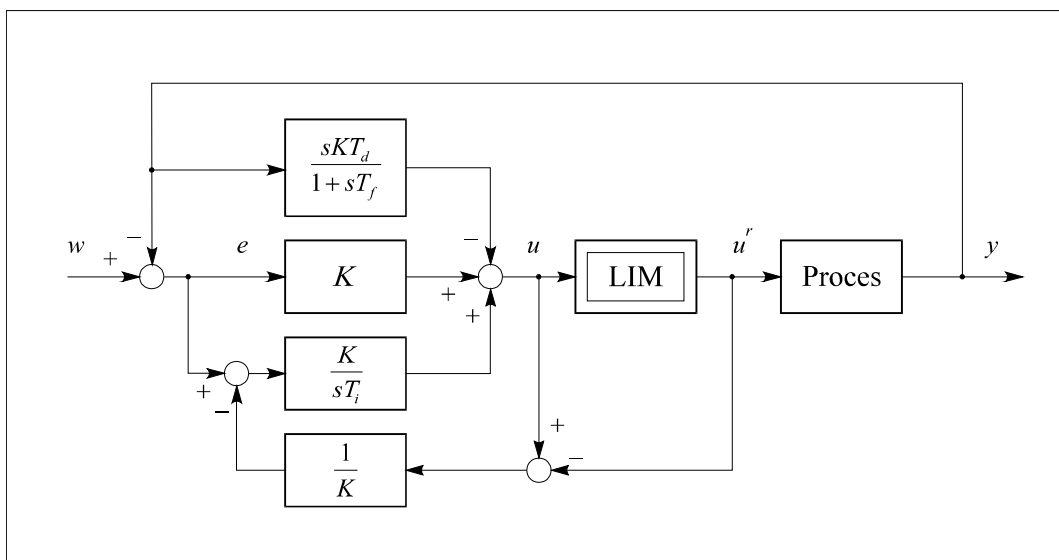
Iz izračuna izvedljive reference sledi, da je v času, ko je sistem omejen, izvedljiva referenca w^r enaka ne glede na vrednost kompenzatorja $1/K_a$. Razlike pri w^r nastopijo od trenutka, ko sistem preneha biti omejen. V splošnem je povezava med $w-w^r$ in $u-u^r$ dinamična. To pomeni, da v trenutku, ko sistem ni več omejen ($u=u^r$), izvedljiva referenca w^r ne postane takoj enaka dejanski referenci w , kar tudi pomeni, da od trenutka, ko sistem preide v linearni režim delovanja, proces (y) ne bo sledil referenci w . Posledice integralskega pobega se tako občutijo tudi, ko sistem preide v linearno območje delovanja.

Vendar obstaja določena vrednost kompenzatorja, pri katerem postane povezava med $w-w^r$ in $u-u^r$ statična. V primeru, ko $K_a=K$ (K predstavlja proporcionalno ojačenje PID regulatorja), postane zveza med $w-w^r$ in $u-u^r$ statična. V trenutku, ko sistem preide v linearen način delovanja ($u=u^r$), w^r postane enak w , kar tudi pomeni, da proces (y) sledi referenci w . Sistem ne čuti posledic omejitev od trenutka, ko preide v linearno območje delovanja. Takšni rešitvi pravimo **metoda prilagajanja stanj** (*conditioning technique*).

Razlika med integrirnim pobegom in preklopom ročno-avtomatsko je v tem, da omejitev zamenja stikalo (glej sliki 3 in 5). Tako tudi enačbe za izračun izvedljive reference ostanejo nespremenjene.

Kot je bilo omenjeno, pri *pogojenem preklopu* želimo doseči, da v avtomatskem načinu delovanja sistem sledi referenci w . Z uporabo kompenzatorja $K_a=K$ tako dosežemo, da v trenutku preklopa v avtomatski način ($u=u^r$), sistem sledi referenci w .

Z metodo prilagajanja stanj tako omogočimo najboljše ujemanje med izvedljivo (w') in dejansko referenco (w) pri preprečevanju integralskega pobega in zagotovimo, da sistem sledi dejanski referenci (w), ko preklopimo iz ročnega v avtomatski način delovanja.



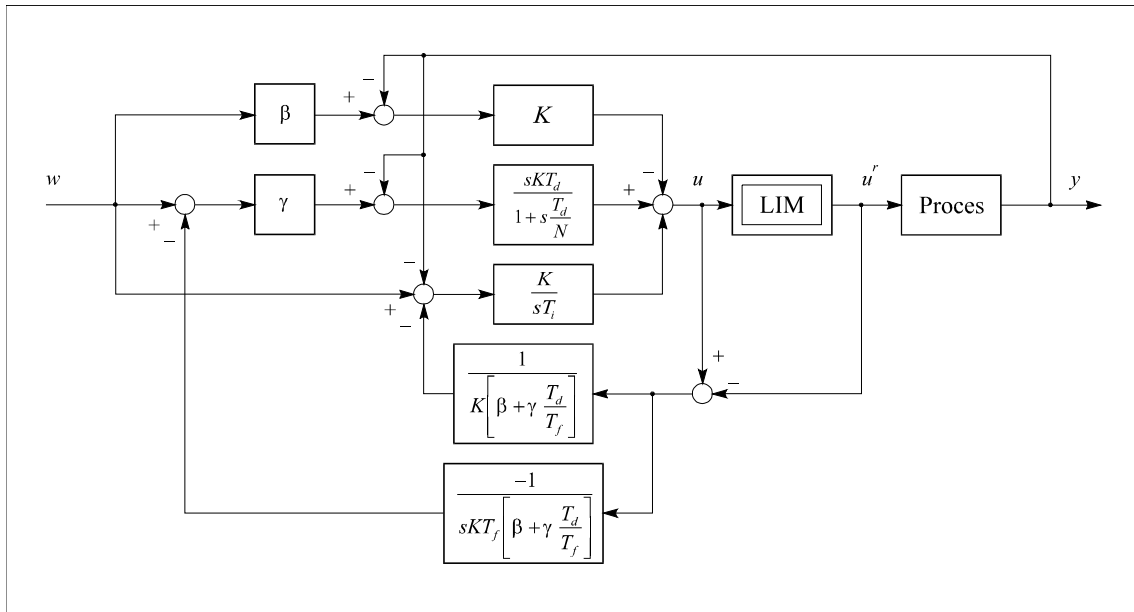
Slika 8: Preprečitev integralskega pobega za PID regulator

Razen za najbolj uporabljeno (industrijsko) obliko PID regulatorja (glej sliko 8), so v delu predstavljene rešitve za preprečevanje integralskega pobega za **splošni PID regulator** (*generalised PID controller*), **regulator opisan s prenosno funkcijo** (*controller with general rational transfer function*) ter **regulator v prostoru stanj** (*state-space controller*).

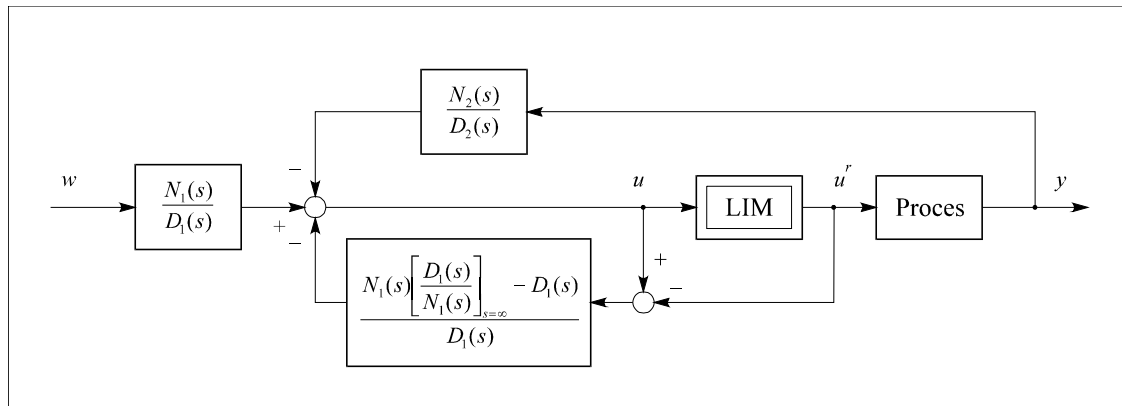
Pri splošnem PID regulatorju ter regulatorju opisanem s prenosno funkcijo smo pokazali, da obstaja več možnih rešitev preprečevanja integralskega pobega, ki omogočajo *statično* relacijo med $w-w'$ in $u-u'$. Vendar metoda prilagajanja stanj da tisto rešitev, pri kateri je zagotovljeno, da s kompenzatorjem ne tvorimo *algebrajske zanke*. To pomeni, da v tej interni povratni zanki obstaja vsaj ena zakasnitev (imenovalec prenosne funkcije zanke je višjega reda od števca). Tako se gotovo izognemo morebitnim oscilacijam pri diskretni realizaciji algoritma za preprečevanje integralskega pobega.

Predlagana rešitev (metoda prilagajanja stanj) za splošni PID regulator je predstavljena s sliko 9, predlagana zaščita proti integralskemu pobegu za regulator, opisan s prenosno funkcijo pa je podana na sliki 10.

Metodo prilagajanja stanj za regulatorje opisane v prostoru stanj kaže slika 11.



Slika 9: Preprečitev integralskega pobega za splošni PID regulator

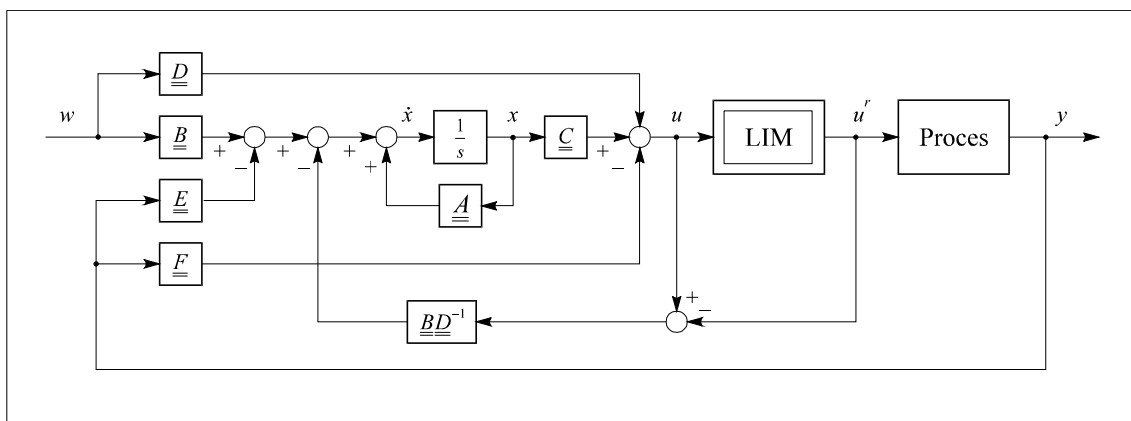


Slika 10: Zaščita pred integralskim pobegom za regulatorje z racionalno prenosno funkcijo

V delu smo prav tako skušali pokazati, da ima brezudarni preklop ročno-avtomatsko številne pomanjkljivosti. Do tovrstne tehnike je najverjetneje prišlo prav zaradi strahu od posledic udarnega preklopa. Pri udarnem preklopu je kot prvi pokazatelj, da bo prišlo do neželenih posledic prav gotovo velik skok (sprememba) regulirne veličine v proces (u^r). Tehnike za odpravo tovrstnih posledic so tako težile k rešitvam, ki so zagotavljale,

da je regulirna veličina u sledila ročnemu signalu u^m . Tako ob preklopu iz ročnega na avtomatski način delovanja ni prišlo do velikih sprememb na vhodu v proces (u^r). Vendar je tovrstna rešitev onemogočala dobro sledenje sistema referenci (w).

Po drugi strani pa skok regulirne veličine u^r ne bi smel biti problematičen, kajti do tega pride vedno pri spremembi reference ali motnje na izhodu iz procesa.

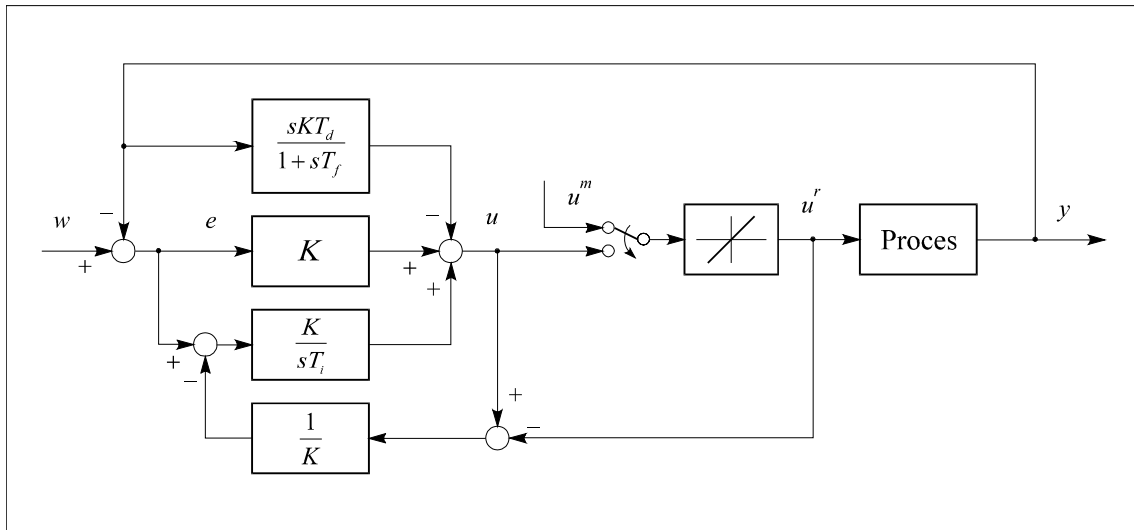


Slika 11: Zaščita pred integralnim pobegom za regulatorje opisane v prostoru stanj

Rešitev, ki bi bila primerna za primere, ko zaradi različnih vzrokov ne toleriramo skoka signala u^r , je v uporabi metode prilagajanja stanj z dodanim *hitrostnim omejevalnikom* na vhodu v proces, kot je prikazano na sliki 12. Takšna rešitev omogoča dokaj dobro sledenje referenci ter brezudarni preklap.

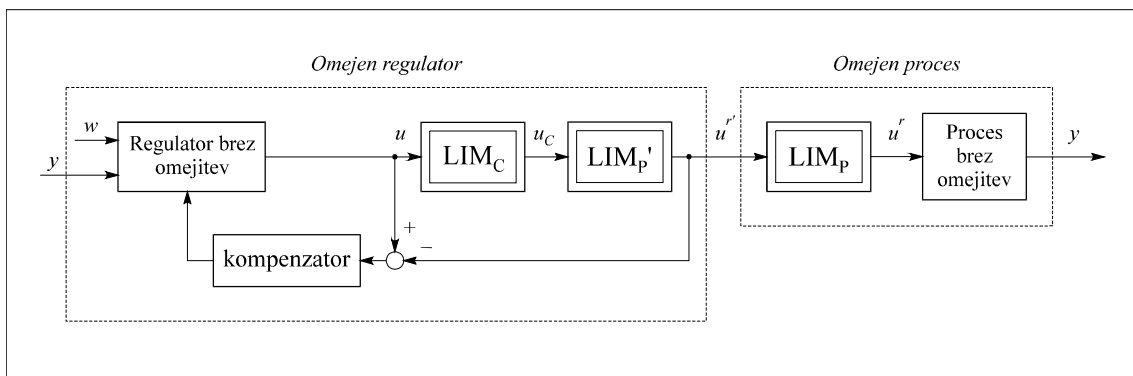
V magistrskem delu smo tudi dodali možno rešitev problema odprave integralskega pobega (in pogojenega preklopa) pri regulatorju opisanem v prostoru stanj, ko regulatorjeva sistemska matrika D ni kvadratne oblike (regulator ima manjše število vhodov od izhodov). Kot rešitev smo predlagali dodatek toliko vhodov v regulator, da matrika D postane kvadratna. Dodani vhodi naj bodo vezani na že obstoječe vhode. Podan je tudi postopek določanja novih matrik D in B .

V delu smo tudi opozorili, da je postopek nastavljanja parametrov regulatorja izredno pomemben. Parametre je potrebno nastaviti tako, da je *neomejen* odziv sistema tak ali podoben zelenemu. Hkrati s postopkom nastavljanja parametrov moramo paziti, da pri običajnih spremembah signala reference oziroma motenj v sistemu, regulacijski signal u ni premočno omejen. V primeru, če sta spodnja in zgornja meja sistema zelo blizu, lahko pride do večkratnih časovno zaporednih nasprotnih omejitev sistema in tudi do pojava nestabilnosti (limitnega cikla).



Slika 12: Pogojeni in brezudarni prekop pri spremembi ročno-avtomatsko

Da to preprečimo, moramo biti že v fazi nastavljanja regulatorja pozorni na omejitve sistema. V nobenem sistemu naj ne bi nastavljali takšne parametre regulatorja, da bi ta povzročal stalno omejevanje signala u . To je razumljivo, kajti v močno omejenem (limitiranem) sistemu ne moremo pričakovati zelo dobrih in hitrih odzivov procesa (npr. z večanjem proporcionalnega ojačenja regulatorja tako ne pridobimo nič, razen zmanjšanja stabilnosti celotnega sistema). V primeru, da parametrov regulatorja ne bi smeli spreminjati, je v nalogi predlagana metoda s spremenljivo vrednostjo kompenzatorja $1/K_a$.



Slika 13: Ocenjena spremenljivka u^r znotraj regulatorja

Pri določanju vrednosti vhoda v proces (u') moramo upoštevati, da ta signal običajno ni direktno merljiv oziroma večina regulatorjev nima dodatnega vhoda, kamor bi u' lahko priključili. Ponavadi dobimo u' z oceno amplitudne in/ali hitrostne omejitve regulatorja in izvršnega člena, ki ju dodamo znotraj regulatorja, kot je prikazano na sliki 13, kjer je LIM_P ocena procesne omejitve (LIM_P), u'' pa ocena spremenljivke u' .

V delu so obravnavane tudi nelinearnosti izvršnega člena oziroma procesa. V splošnem je rešitev pri nelinearnem sistemu podobna kot v primeru omejitev, le zagotoviti moramo, da v ustaljenem stanju (v določeni delovni točki) velja, da je $u=u'$.

Magistrsko delo je razdeljeno na osem poglavij. V **2. poglavju** so podani osnovni pojmi za razumevanje obravnavane problematike. Najprej sta v podpoglavju **2.1** predstavljeni najbolj pogosti obliki *omejitev* (amplitudan in hitrostna), nato pa so v podpoglavju **2.2** predstavljene *oblike regulatorjev*, ki so obravnavane v tem delu, in sicer PID regulator (najpogostejša oblika PID regulatorja), splošni PID regulator, regulator opisan s prenosno funkcijo in regulator opisan v prostoru stanj. V podpoglavju **2.3** so obravnavani osnovni pojmi o *integralskem pobegu* in *zaščiti*. Podpoglavje **2.4** definira pojme *udarni*, *brezudarni* ter *pogojeni preklop*, ter podaja splošno rešitev zaščite proti integralskemu pobegu in udarnemu preklopu.

Poglavje 3 podaja pregled nekaterih načinov preprečevanja integralskega pobega za različne vrste regulatorjev. In sicer podpoglavje **3.1** obravnava preprečevanje integralskega pobega za PID regulator. Metode so razdeljene na dve skupini: *linearne* in *nelinearne*. Med linearnimi obravnava podpoglavje **3.1.1.1** pristop z *estimatorjem stanj* (*observer approach*), podpoglavje **3.1.1.2** *metodo prilagajanja stanj* in podpoglavje **3.1.1.3** *inkrementalni algoritem* (*incremental algorithm*), kot dokaj razširjeno metodo preprečevanja integralskega pobega v diskretni realizaciji regulatorjev. Med nelinearnimi metodami smo obravnavali samo *metodo z zadrževanjem integralskih stanj* (*conditional integration*). V podpoglavju **3.2** smo podali način preprečevanja integralskega pobega za *splošni PID regulator*. Le-ta se lahko razlikuje od rešitve za PID regulator zaradi diferencirnega (D) člena, ki je lahko vezan na signal reference. Podpoglavje **3.3** podaja splošno rešitev za *regulator z racionalno prenosno funkcijo*, podpoglavje **3.4** pa za *regulator podan v prostoru stanj*.

Poglavje 4 definira pojem *izvedljive reference* in s pomočjo njene definicije poišče optimalno rešitev za posamezne oblike regulatorjev. V podpoglavju **4.1** je izračunana izvedljiva referenca za *PID regulatorje*, in sicer: v podpoglavju **4.1.1** za metode za preprečevanje integralskega pobega, v podpoglavju **4.1.2** pa za metode proti udarnemu preklopu. V podpoglavju **4.2** je podana rešitev preprečevanja integralskega pobega za *splošni PID regulator*, podpoglavje **4.3** podaja rešitev za *regulator z racionalno prenosno funkcijo*, podpoglavje **4.4** pa za *regulator opisan v prostoru stanj*.

Poglavje 5 opozarja na nekatere stvari, na katere moramo biti posebej pozorni pri načrtovanju regulatorja. Podpoglavje **5.1** je v bistvu razdeljeno na tri dele. V prvem je prikazano kako pomembno je nastavljanje parametrov za neomejen odziv sistema, v drugem delu pa so podane možne rešitve, v primeru močno omejenega sistema. Tretji del prikazuje kako ocenimo signal na vhodu v proces (u'). Podpoglavje **5.2** obravnava

nelinearnosti v procesu in podaja rešitve za načrtovanje zaščite proti integralskemu pobegu.

Poglavje 6 je namenjeno prikazu rezultatov poizkusov na *modelih procesov* (podpoglavje **6.1**) ter na dveh *laboratorijskih modelnih napravah* (podpoglavje 6.2). Rezultati so prikazani na modelu fazno neminimalnega procesa (podpoglavje **6.1.1**), modela procesa z zakasnitvijo (**6.1.2**), modela procesa s polom v izhodišču (**6.1.3**), modela izmenjevalnika toplote (**6.1.4**), modela destilacijske kolone (**6.1.5**) ter modela nestabilnega procesa (**6.1.6**). Podpoglavje **6.2.1** podaja rezultate dobljene na laboratorijskem procesu dveh rezervoarjev, podpoglavje **6.2.2** pa izmerjene rezultate na nestabilni hidravlični modelni napravi.

Poglavje 7 daje kratek *pregled* nekaterih *pojmov in rešitev* pri preprečevanju integralskega pobega in udarnega preklopa, **poglavje 8** pa podaja *zaključke s smernicami za nadaljnje delo*.