

Основе континуалног управљања енергетским претварачима

Превод приручника
Electronic Control Engineering Made Easy
An Introduction for Beginners
By Friedrich Frohr

1. Шта подразумева контрола процеса?

Први важан корак у разумевању проблема контроле процеса је упознавање са значењем и употребом основних појмова и приступа.

Постоје два главна приступа при решавању проблема одржавања неке физичке величине, нпр. брзине погона, на задатој вредности. Који од њих одабрати зависи пре свега од услова под којима склоп треба да ради. Да ли се очекују спољашњи поремећаји који могу утицати на регулисану променљиву, колики је ниво тог утицаја и да ли су проузрокована одступања регулисане променљиве од задате вредности таква да она остају у дозвољеним границама или излазе изван њих?

Избор приступа зависи од одговора на ова питања. У једном случају може се применити

отворена повратна спрега

док се у другом мора употребити

затворена повратна спрега.

У наставку ће бити разматране разлике између у два прилаза. Као примера, који ће послужити да се опишу све битне појаве, примењен је следећи погон.

Бушилице и глодалице (слика 1) су алати који се користе за обраду машинских делова различитих димензија и материјала. Брзина алата за обраду мора бити подешена према предмету обраде како ни алат не би трпео превелика напрезања ни обрађена површина била превише груба. Ово захтева погон са променљивом брзином.

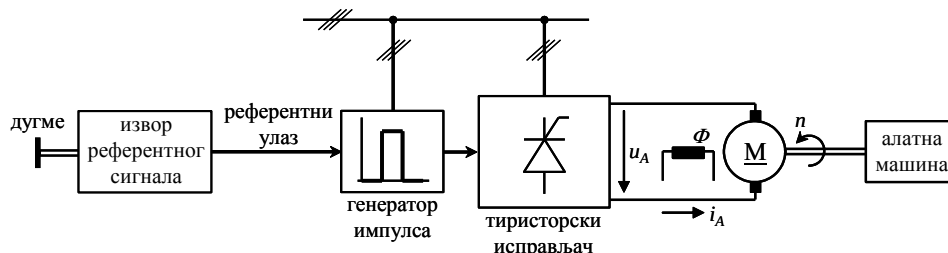
Једносмерна машина (слика 1) је врло погодна за ову примену; њена брзина се може лако подешавати у широком распону управљањем напоном ротора, при чему је промена ових величина и врло приближно сразмерна. Да би се обезбедио променљив једносмерни напон на крајевима машине најчешће се примењују тиристорски мрежом комутовани исправљачи. У неким случајевима промена брзине преко управљања побудом машине такође може бити примењена, било самостално или у спрези са управљањем напоном ротора. Ипак, овде тај тип управљања неће бити разматран.



Слика 1. Глодалица, једносмерна машина и примери тиристорских исправљача

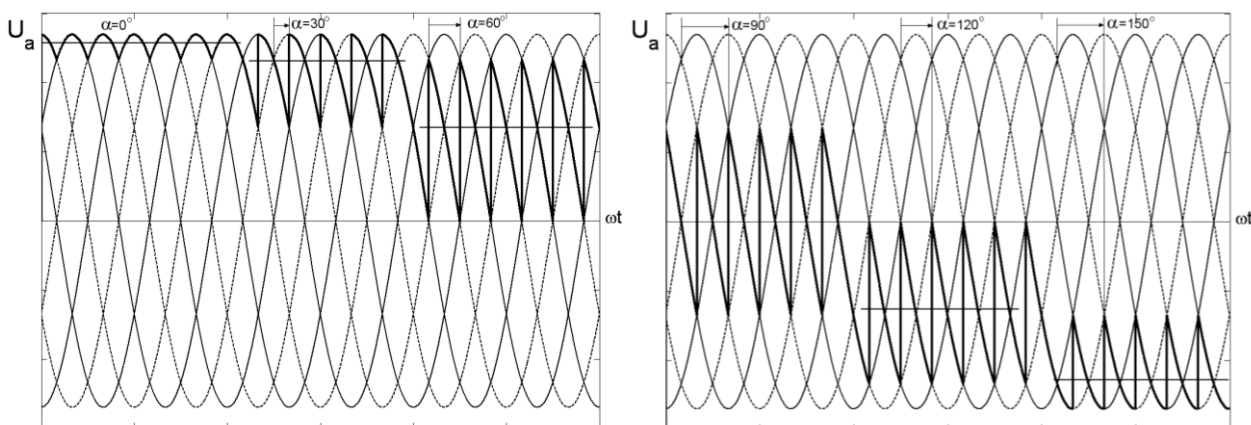
Отворена повратна спрега

Изглед управљачке структуре приказан је на слици 2.



Слика 2. Управљање брзином обртања погона у отвореној повратној спреси

Референтни улазни сигнал добија се из извора референтног сигнала, чији се ниво код континуалних система управљања обично подешава једним дугметом причвршћеним на осовину потенциометра. Генератор импулса, на основу напона потенциометра, одређује угао укључења тиристора α , односно временски помера импулсе за окидање тиристора у мосту исправљача релативно према наизменичном напону напајања. Ово доводи до тога да је излазни напон исправљача сачињен од низа одсецака мрежног напона (слика 3). Што су импулси за окидање више закашњени, то ће средња вредност напона на излазу исправљача u_A бити мања. Значи, промена положаја осовине потенциометра резултује у одговарајућој промени u_A , а тиме и у промени брзине машине n .



Слика 3. Средња вредност напона на излазу исправљача за неколико вредности угла укључења α

Ниво струје кроз једносмерну машину i_A зависи, између осталог, од напона u_A на њеним крајевима. Међутим, промена u_A не доводи истовремено до сразмерне промене и i_A : одзив струје i_A биће закашњен. Момент једносмерне машине настаје узајамним деловањем струје i_A и флукса Φ ($m \approx i_A \cdot \Phi$) и проузрокује обртање ротора. Осовине машине и алата сада ротирају брзином која је подешена помоћу потенциометра.

Када је брзина подешена на оптималну вредност за обраду одређеног комада материјала, пожељно би било да она остане непромењена током процеса обраде и да се приликом поновног подешавања положаја дугмета у исти положај алат обрће истом брзином.

Утицај промене положаја дугмета се, у овом управљачком склопу, преноси редом кроз следеће његове делове:

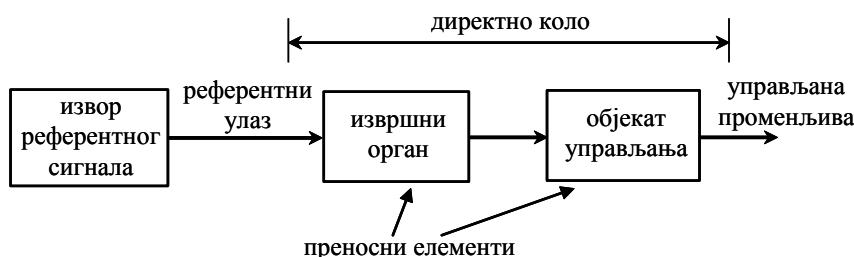
- извор референтног сигнала
- генератор импулса

тиристорски исправљач
једносмерна машина.

Коначно он стиже до алата машине. Ток сигнала у обрнутом смеру није могућ у овој структури. Овај низ елемената управљачког склопа назива се *директно коло*, а елементи су *преносни елементи*. Они преносе одзив (излаз) претходног елемента на улаз наредног елемента у колу.

На улазу директног кола задаје се жељена вредност брзине алата, нпр. 600 o/min . Ово је *референтни улаз*. Ова наредба се преноси од једног преносног елемента до наредног док не стигне до последњег елемента у колу где се појављује као *управљана променљива*: алат се обрће брзином од приближно 600 o/min . Директно коло чини више преносних елемената који су повезани на ред, што омогућује управљање физичком величином задавањем референтног улаза да би се остварила одговарајућа вредност управљане променљиве, тј. брзине алата. Такође потребно је да остварена брзина остане у жељеним границама одступања при промени спољашњих утицајних величина.

Једносмерни мотор и алат имају улогу *објекта управљања*, а генератор импулса са тиристорским исправљачем *извршног органа*. Објекат управљања и извршни орган чине директно коло. У њему управљачки сигнал мале снаге управља излазним сигналом велике снаге, нпр. напоном ротора u_d . Структура система у отвореној повратној спрези приказана је у уопштеном облику на слици 4.



Слика 4. Структура система у отвореној повратној спрези

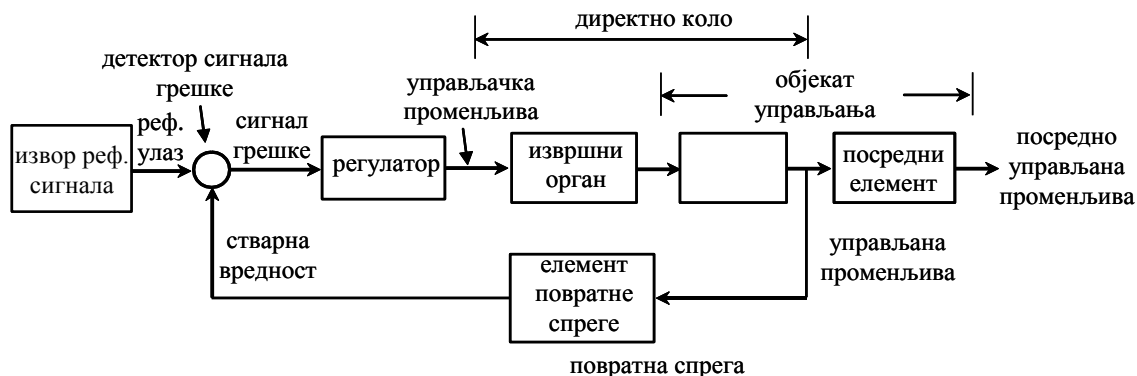
Нека је на пример брзина машине од 600 o/min најпогоднија за обраду датог материјала. Ако дугме у извору референтног сигнала остане у истом положају, али се материјал за обраду замени чвршћим, оптерећење мотора ће се повећати и проузроковати пад брзине обртања. Промена чврстине материјала представља спољашњи *поремећај* за уређај. Спољашњи поремећај је проузроковао промену управљане променљиве, у овом случају брзине обртања алата. У случају да ова промена не премаши задате границе одступања, управљачки систем у отвореној повратној спрези задовољава захтеве управљања објектом и може се применити као решење.

Затворена повратна спрега

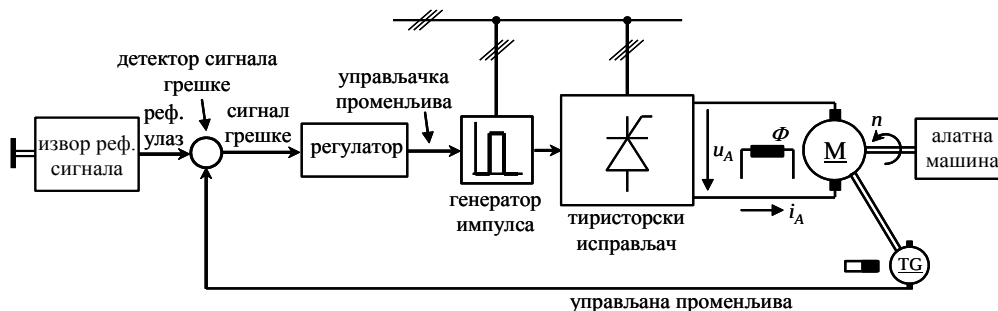
У претходном делу примећено је да у управљачком систему у отвореној повратној спрези спољашњи поремећај може значајно утицати на управљану променљиву. Наиме ова може под утицајем довољно снажног поремећаја битно одступити од жељене вредности. Ако поремећај може наступити у произвољном тренутку и имати променљиви интензитет, он ће проузроковати одступање управљане променљиве изван задатих граница, па управљачки систем у отвореној повратној спрези не представља прихватљиво решење. Према томе, неопходно је мерити управљану променљиву, и обрадити резултат мерења (појачање,

филтрирање исл.) ако је неопходно, како би се могла упоређивати са референтним сигналом. Ово *поређење* даје сигнал разлике између *жељене* и мерене, *стварне*, вредности излаза.

Добијени сигнал разлике користи се да врати управљану променљиву у границе одсупања и задржи је ту при свим условима рада. Добијен је регулациони систем са затвореном *повратном спрегом* приказан на слици 5, а на слици 6 дат је пример регулисаног погона једносмерне машине погођене тиристорским исправљачем.



Слика 5. Структура система у затвореној повратној спрези



Слика 6. Регулисан погон једносмерне машине погођене тиристорским исправљачем

Значи, ако постоји могућност да управљана променљива буде потиснута изван граница толеранције, постаје неопходна примена *повратне спреге* по управљаној променљивој. Поређењем референтне и стварне вредности добијени сигнал грешке мора утицати на промену вредности *управљачке променљиве* (улаза у извршни орган) на такав начин да управљану променљиву врати на ниво задан референтним сигналом и одржава га на истом нивоу.

Шта је, према томе, потребно да се систем у отвореној повратној спрези прошири у систем са затвореном повратном спрегом?

1. Потребно је мерење управљане променљиве и, ако је потребно, обрада добијеног сигнала. Мерење се врши мерним уређајем - мерним претвараčem.

У разматраном погону брзина алата је посредно управљана променљива. Како се спрега између алата и осовине једносмерне машине може сматрати крутом, уобичајено се мери заправо брзина машине и то тахогенератором причвршћеним на њену осовину. Излазни напон тахогенератора је сразмеран брзини обртања машине обезбеђујући њену *стварну вредност* у структури система.

Овај пример показује да мерење не мора увек бити вршено на месту где се заправо жели добити задата вредност излазне величине, те се ова назива *посредно управљана променљива*.

2. Следи поређење *референтног*, или *жељеног* сигнала, са сигналом из мерног претварача, или *стварне вредности*. Ово захтева *детектор сигнала грешке* који производи *сигнал грешке*, односно:

сигнал грешке = *референтни сигнал* - *стварна вредност*.

У конкретном уређају сигнали референтне и стварне вредности су обично напони који се крећу у одговарајућем опсегу, нпр. од 0 до 10V код погона који се обрће само у једном смеру, или од -10V до 10V код погона који се обрће у оба смера.

У системима управљања постоји потреба и за контролом нивоа, притиска, температуре итд. Такође сигнали у тим системима осим напонским нивоом могу бити представљени интензитетом струје, обично у опсегу од 0 до 20mA или у опсегу од 4 до 20mA.

3. Сигнал грешке је потребно обрадити у *регулатору* тако да делујући у директној грани доведе управљану променљиву на референтну вредност:

што пре могуће

што тачније

са што мање осцилација у прелазном процесу

након промене у нивоу референтног сигнала или по дејству спољњег поремећаја. Сигнал који делује на директну грану назива се *управљачка променљива*. Регулатор најчешће садржи пропорционално дејство, тј. прослеђује појачан сигнал грешке ка свом излазу. Може садржати и временски зависно (нпр. интегрално или диференцијално) дејство у функцији сигнала грешке, или комбинација оба дејства. Тиме се постиже одговарајући одзив система током прелазног процеса и у устаљеном стању.

Како се детектор сигнала грешке и регулатор често остварују у оквиру једног електронског кола, понекад се регулатором назива веза оба ова елемента, тако да регулатор у овом случају поседује два улаза, референтни и улаз стварне вредности, и један излаз, управљачку променљиву. Поменуто електронско коло које остварује функцију регулатора у континуалним системима управљања, по правилу је један *операциони појачавач*.

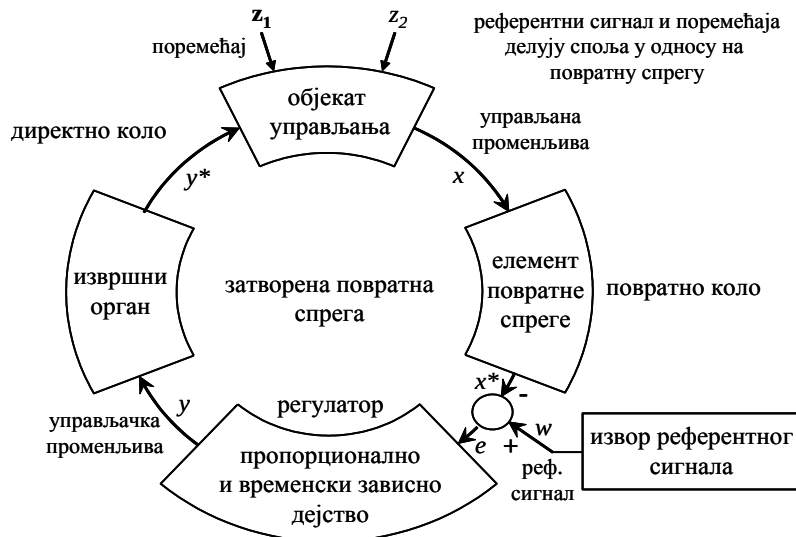
Шта је повратна спрега?

У наредном делу више пажње биће посвећено питањима управљања. У примеру алатне машине, погона управљаног по брзини, сваки преносни елемент утиче на наредни елемент и захваљујући повратној грани, која прослеђује сигнал управљане променљиве, цео се процес одиграва у затвореној петљи, тј.

у затвореној повратној спреси,

при чему *директно коло*, *повратно коло* и *регулатор* формирају ову петљу (слика 7).

Управљана променљива x је излаз објекта управљања. Мерни претварач је преводи у физичку величину коју регулатор може обрађивати као стварну вредност x^* . Вредности x и x^* се могу посматрати као релативне вредности, тј. као делови максималне или називне вредности. Ако је нпр. максимална вредност брзине 1000o/min тада за брзину од 600o/min, x односно x^* имају 60% или 0,6 своје максималне вредности.



Слика 7. Принцип повратне спреге

Као што је раније примећено, посредно управљана променљива и управљана променљива могу бити различите ствари. Ипак, она величина која се мери представља увек управљану променљиву. Повратно коло осим мерног претварача обухвата и све елементе који обрађују стварну вредност до улаза у регулатор.

Да би се анализирао принцип затворене повратне спреге у неком регулационом систему, сматрајмо да управљачка променљива u представља полазну тачку. Управљачка променљива u и излаз извршног органа y^* се такође могу посматрати као релативне вредности. У примеру система називна вредност управљачке променљиве је $10V$, а називна вредност излаза извршног органа је једнака називној вредности напона роторског намотаја u_d . Посматрано у релативним вредностима једина разлика између ових променљивих је у нивоу снаге. Излаз извршног органа мора омогућити снагу захтевану од стране објекта управљања.

Управљаки сигнал је одређен регулатором и сигналом грешке e . Треба приметити да се овај след утицаја одиграва дуж линија преноса од једног елемента до наредног у затвореној петљи.

Са друге стране, различити *поремећаји* могу са спољне стране утицати на повратну спрегу. То може бити промена оптерећења машине, промена у извору напајања, у температури околине или нека друга утицајна величина. У ранијој анализи примећено је да поремећај z најпре утиче на управљану променљиву (промена материјала обраде је утицала на промену брзине обртања алата) и да је стога било потребно увести повратну спрегу. У зависности од тачке деловања, поремећај се простире најпре кроз одређен део објекта управљања да би затим проузроковао одступање управљане променљиве од референтне вредности. Само онда када утицај поремећаја, простирући се кроз контуру преко мерног претварача, досегне регулатор, управљачка променљива може реаговати у смислу да коригује управљану променљиву x .

Вредност на коју је потребно довести управљану променљиву и на којој ју је потребно одржавати, задата је референтним улазним сигналом w . Ово је такође релативна вредност која се, попут стварне вредности x^* и управљачке променљиве u , може посматрати релативно према називној вредности од $10V$.

Референтни улазни сигнал w делује са спољне стране на повратну спрегу на начин сличан поремећају z .

Међутим, тачка у контури у којој референтни сигнал делује је повлашћена пошто је то заправо један од улаза регулатора. Наиме, сигнал грешке $e=w-x$ одмах потом обрађен даје управљачку променљиву у која затим делује у директној грани да би поставила управљану променљиву x на вредност захтевану референтцом w .

Према томе, како се може објаснити разлика између отворене и затворене повратне спреге?

За систем у отвореној повратној спрези важи следеће:

На систем, пре свега, утиче референтни сигнал добијен из извора референце. Очекује се да ће се управљана променљива усталисти на овој жељеној вредности у складу са физичком природом система. Управљана променљива не може утицати повратно на улаз управљачке структуре. Из тог разлога, спољни поремећаји могу проузроковати знатна одступања управљане променљиве од жељене вредности.

Систем са затвореном повратном спрегом може бити објашњен на следећи начин:

Управљана променљива је регулисана тако да остане што могуће ближе референтној вредности независно од утицаја спољних поремећаја. Са променом референце потребно је да управљана променљива заузме нову задату вредност, а да се при настанку поремећаја врати на почетну

- што пре могуће
- што тачније
- уз што пригушенији прелазни процес.

За разлику од система са отвореном повратном спрегом, овде сигнал грешке утиче на управљану променљиву. Ово омогућује регулациона структура у облику затворене петље, тј. затворене повратне спреге. У оквиру петље преносни елементи утичу једни на друге само у једном смеру, промена смера утицаја није могућа.

Затворена регулациона структура, са повратном граном преко мерног претварача до улаза у регулатор, омогућује управљаној променљивој да се само-подешава.

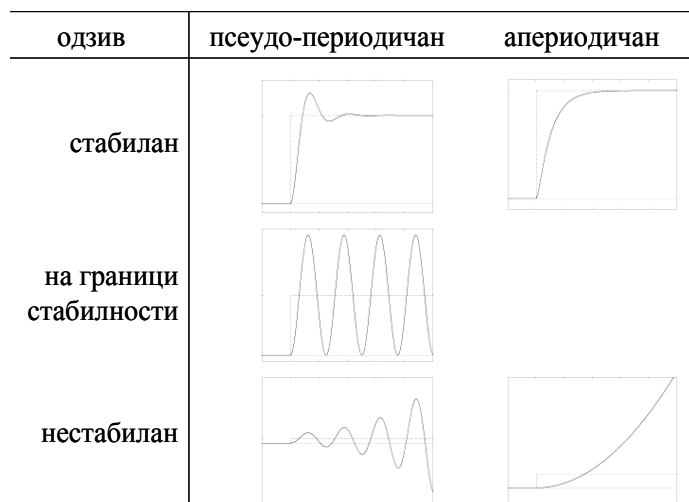
Облик прелазног процеса у управљаној променљивој

Повратна спрега је сачињена од више различитих преносних елемената. Сви они захтевају одређено време одзива од тренутка промене на улазу. У наредном делу више пажње биће посвећено управо анализи временског понашања елемената система континуалног управљања.

С обзиром на природу одзива директне и повратне гране, као и регулатора, повратна спрега може се понашати као негативна или позитивна. Код негативне повратне спреге укупно појачање у петљи је мање од јединице у целом фреквенцијском опсегу. Или другачије речено, све компоненте у спектрима сигнала у повратној грани и из извора референце се одузимају на улазу регулатора. Са друге стране, код позитивне повратне спреге неке од компоненти спектра ових сигнала се сабирају проузрокујући кумулативно повећање појачања до максималне вредности на тим учестаностима. У овом случају последица је осциловање система на овим учестаностима. Код резонантних кола, односно осцилатора, позитивна повратна спрега се примењује за добијање осцилација на тачно одређеној учестаности.

Спољни поремећај проузроковаће промену у управљаној променљивој x , али је природа овог прелазног процеса такође одређена особинама преносних елемената унутар контуре. Могу се разликовати два основна типа прелазних процеса; управљана променљива x може достићи

нову вредност или се вратити на почетну било са осцилацијама у прелазном процесу или без осцилација. Према томе постоји псеудо-периодичан и апериодичан одзив. За оба ова случаја одзив система може бити стабилан, нестабилан или на граници стабилности (слика 8).

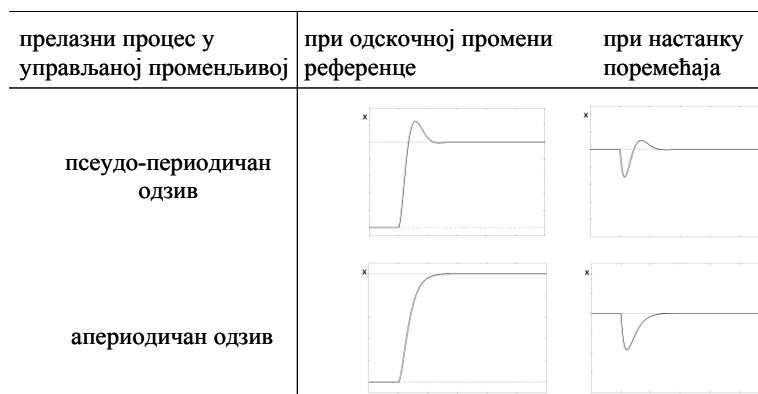


Слика 8. Основни типови прелазног процеса. Приказ одговара јединичној одскочној промени референтног сигнала.

Свака тежња регулационе структуре ка нестабилности или осцилаторном прелазном процесу може бити спречена одговарајућим подешавањем регулатора, тј. његовог појачања (пропорционалног дејства) и временски зависне компоненте (интегралног и евентуално диференцијалног дејства). Начини на који је могуће одредити параметре регулатора тако да се добије оптимално статичко и динамичко понашање система биће разматрани у наредним поглављима.

Нестабилан рад или рад на граници стабилности нису прихватљиви у системима управљања. Стабилан псеудо-периодичан одзив је врло често прихватљив под условом да је прескок у управљаној променљивој ограничен и да је број приметних прелазних осцилација близак јединици. Најчешће се ипак захтева апериодичан одзив уз услов да је при настанку поремећаја прескок или пропад у управљаној променљивој ограничен временски и по амплитуди на дозвољен ниво.

Да би се обезбедило правилно подешавање регулатора (слика 9) према постављеним захтевима, потребно је снимати одзив система уз понављање настанка поремећаја и уз могућност подешавања његовог интензитета. Међутим, у пракси подешавање уређаја већ повезаног у неки сложенији систем на овај начин најчешће није могуће или није погодно јер би захтевало додатну опрему и могућност приступа тачкама спољашњег утицаја, а да се при томе не угрози сам систем.

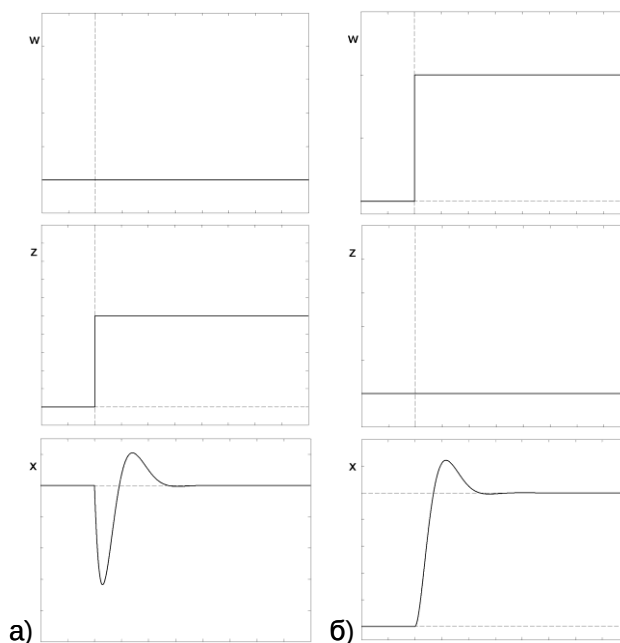


Слика 9. Прелазни процес у управљаној променљивој при промени референце и настанку поремећаја

Раније је примећено да, осим утицаја спољних поремећаја на управљану променљиву, промена референце такође представља спољни поремећај за регулациону петљу (слика 7). Према томе, природа одзива система ће бити иста без обзира у којој тачки петље поремећај, односно референца, делују (слике 10 и 11).



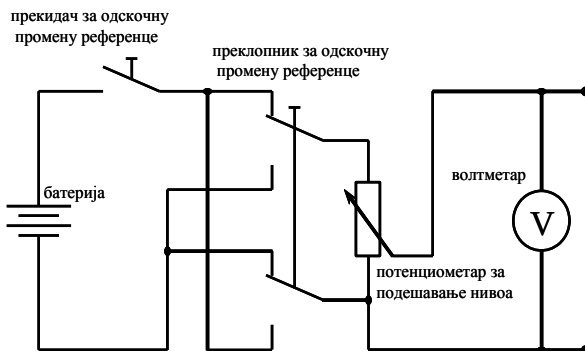
Слика 10. Место утицаја референце и поремећаја у регулационој петљи



Слика 11. Одзив система x на одскочну промену а) поремећаја z и б) референце w

У разматраном регулационом склопу референтни сигнал (тј. излаз из извора референце) представља напонски ниво. Према томе, промене референце могу бити једноставно произведене; конкретно у облику одскочне промене која може бити са довољном тачношћу

понављана. Све што је потребно је батерија (нпр. од 12V), потенциометар, волтметар и један преклопник (слика 12). Уз помоћ овог кола систем може бити подешен променом параметара регулатора док се не добије оптималан облик одзива управљане променљиве на одскочну промену референце. Са сигурношћу се може очекивати да ће ово оптимално подешење такође дати задовољавајуће резултате при настанку спољњег поремећаја.



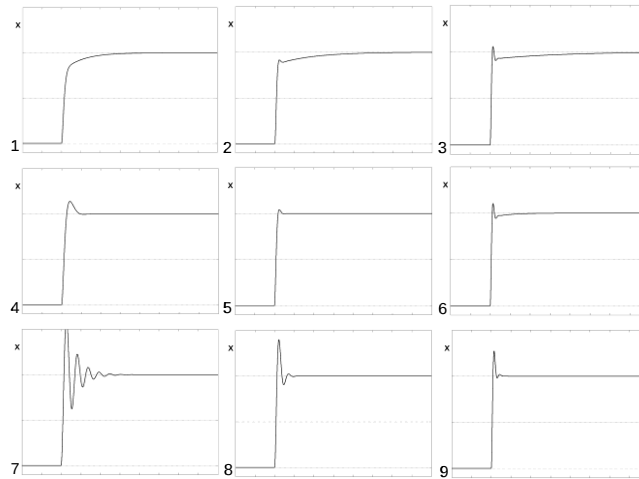
Слика 12. Коло за производњу одговарајућег референтног улаза током поступка подешавања регулатора

Какав се облик прелазног процеса у управљаној променљивој на одскочну промену референце може очекивати и који је облик оптималан? Ово може бити одређено једино праћењем промене управљане променљиве и то њеним мерењем помоћу одговарајућег мерног претвращача и инструментом за графички приказ мерења.

На почетку је потребно подесити одскочну промену референце тако да она може бити примењена произвољан број пута. Природа и облик прелазног процеса управљане променљиве зависи у потпуности од подешавања регулатора. У највећем броју примена оптималан облик одзива би требало да:

- има што стрмији могући прелаз из једног устаљеног стања у ново
- не показује, или има минималан, прескок при достизању нове задате вредности
- достиже нову вредност са што мањим бројем осцилација
- не наставља да споро достиже задату вредност пошто јој се нагло приближила у првом маху.

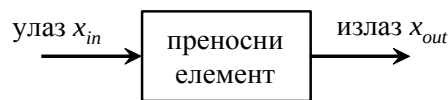
Примери дати на слици 13 показују девет могућих облика прелазног процеса. Ипак, уважавајући претходне захтеве, само један указује на оптимално подешене параметре регулатора, а то је одзив 5. Време пораста до нове вредности је врло кратко, постоји само минималан прескок и нема осцилација и постепеног преиближавања новој вредности у крајњој фази процеса. Касније ће овакав начин подешавања система бити назван *модулно правило*.



Слика 13. Одзив управљане променљиве x за различите вредности параметара регулатора

Преносни елементи - уопштено разматрање

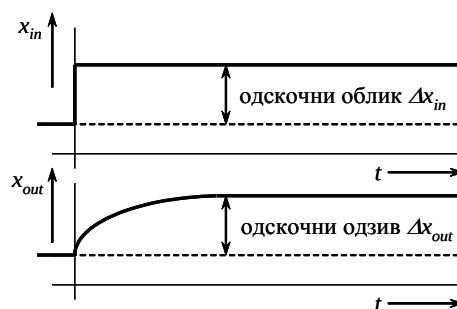
Сваки елемент у регулационој петљи може се сматрати једним преносним елементом. Сваки елемент је засебна јединица која се одазива на побудни сигнал, улазни сигнал, слањем физички исте или различите величине на свом излазу, тј. излазног сигнала (слика 14). Да би се ово ближе разумело разматрајмо мерни претварач тахо-генератор. На улаз претварача који долази преко осовине, тј. брзину, он одговара слањем друге физичке величине на свој излаз, напона.



Слика 14. Дефиниција преносног елемента

Одзив преносног елемента може бити пропорционалан улазу, тј. садржати појачање, бити временски завистан од улаза, или и једно и друго.

Да би се испитала временски зависна особина преносног елемента потребно је довести на улаз сигнал са одскачком променом (слика 15), тј. наглу промену улазног сигнала са једног на други ниво. У исто време потребно је снимати временски облик излаза, тзв. одскачни одзив, помоћу одговарајућег мерног инструмента. Ако је неопходно, биће потребно пропустити излазну величину кроз одговарајући мерни претварач како би се она могла мерити инструментом. Из одлика добијеног одзива могуће је издвојити временски зависне особине преносног елемента, тј. временске константе.



Слика 15. Временска зависност преносног елемента

Сличан приступ се може применити и при мерењу појачања преносног елемента. Мери се одскачна промена на улазу Δx_{in} , а затим разлика између почетне вредности излаза и нове вредности након што се излаз усталио Δx_{out} . Однос промене на излазу према оној на улазу се назива пропорционални члан, или појачање K_P :

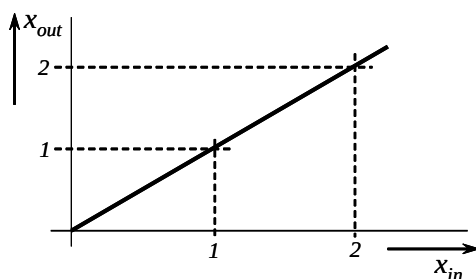
$$\frac{\Delta x_{out}}{\Delta x_{in}} = K_P.$$

Ово појачање може бити веће или мање од јединице ако су улазна и излазна величина исте физичке природе. Ако то није случај, пропорционалан члан ће поседовати јединицу која уважава различиту природу ових величина. У случају тахо-генератора, нпр. јединица појачања је $V/(o/min)$.

У циљу уопштеног разматрања понашања неког преносног елемента, улазна величина се може сматрати улазним сигналом x_{in} , а излазна величина излазним сигналом x_{out} ако се оне представе релативним величинама према својим називним или максималним вредностима.

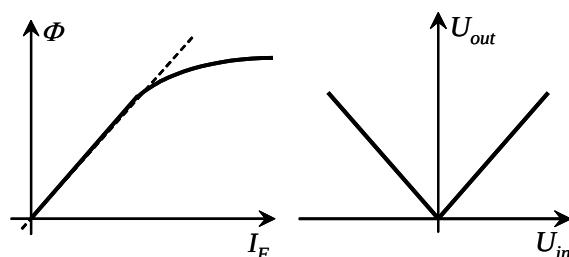
До сада разматрани преносни елементи су *линеарни преносни елементи*. Осим њих постоје и *нелинеарни преносни елементи*. У наставку ће пажња бити посвећена разликама између њих.

Ако се на улаз линеарног елемента доведе двостуко већа вредност x_{in} на излазу ће се, након што се устали, добити такође двостуко већа вредност x_{out} у односу на почетну. Ако се поново узме тахо-генератор као пример, то значи да повећање брзине обртања осовине са $300o/min$ на $600o/min$ узрокује удвостручење излазног напона са на пример $20V$ на $40V$. Ако се нацрта преносна функција излаза x_{out} од улаза x_{in} и повежу добијене радне тачке, добиће се права линија као карактеристика тахо-генератора (слика 16). Ова права линија без сумње указује на линеаран преносни елемент.



Слика 16. Преносна функција линеарног преносног елемента

Ако преносна функција садржи кривине или нагле прелазе, ради се о нелинеарном преносном елементу. Ако се узме пример електромагнета, познато је да се повећањем струје која тече кроз његове намотаје I_F изнад одређене границе не добија сразмерно повећање флуksа Φ због појаве засићења. Представљајући ову зависност у графичком облику види се изражена закривљеност карактеристике (слика 17). Други пример нека буде коло исправљачког моста. Његова карактеристика има две гране, једну за позитивне вредности улазног напона U_{in} и другу за негативне вредности. Обе гране су врло приближно линеарне, али у нули оне мењају правац јер је излазни напон U_{out} увек позитиван (слика 17). Карактеристике ових преносних елемената су стога нелинеарне и елементи се називају *нелинеарни елементи*.



Слика 17. Примери преносних функција нелинеарних елемената

Особине преносних елемената

Из ранијег је јасно да ће управљана променљива x одступити од жељене вредности у тренутку настанка поремећаја. Улога регулационе петље је да на оптималан начин врати x на жељену вредност, што захтева оптимално подешен регулатор. Међутим, ово је могуће остварити само ако су особине свих преносних елемената у петљи познате.

Особине неких од елемената могу бити утврђене само мерењем. За многе су, ипак, основне особине познате преко облика одзива који дају на свом излазу, па је према томе познат и облик њихових преносних функција. Тада је једино потребно установити стварне вредности параметара. Њих је могуће одредити довођењем на улаз одскочне промене и снимањем добијеног одскочног одзива.

Особине најбитнијих линеарних елемената су обједињене у табели I у облику њихових одскочних одзива уз краћи опис. У наставку ће сваком од њих бити посвећена пажња и објашњен начин одређивања карактеристичних параметара.

Табела I. Најбитнији линеарни преносни елементи

опис елемента	ознака	одскочни одзив	облик одзива x_{out}
пропорционални елемент	P		без временског кашњења и пропорционалан са x_{in}
интегрални елемент	I		временски интеграл x_{in}
елемент 1. реда	P-T ₁		пропорционалан са x_{in} али закашњен у облику функције 1. реда
елемент 2. реда	P-T ₂		пропорционалан са x_{in} али закашњен у облику аperiодичне или псеудо-периодичне функције
кашњење	P-T _t		пропорционалан са x_{in} али закашњен за одређен временски интервал

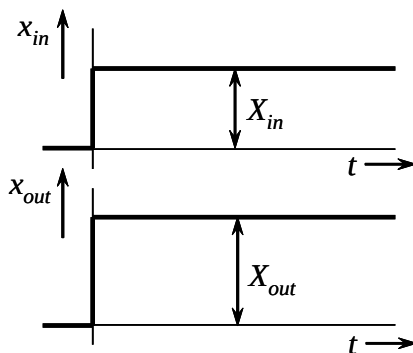
Пропорционални елемент

Излаз пропорционалног елемента x_{out} прати улаз x_{in} ; не постоји било какво изобличење узроковано временском зависношћу одзива. Једина разлика између две величине је у

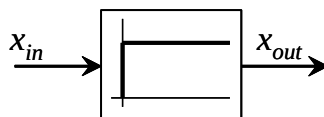
њиховим амплитудама, та да се у општем случају оне разликују (слика 18). Ако је x_{in} одскочни, излаз x_{out} је такође одскочни и важи:

$$x_{out} = K_P \cdot x_{in}.$$

K_P се назива појачање или фактор пропорционалности. У блок дијаграмима система аутоматског управљања овај елемент се означава симболом који потиче од облика његовог одскочног одзива (слика 19).



Слика 18. Одскочни одзив пропорционалног елемента



Слика 19. Ознака пропорционалног елемента

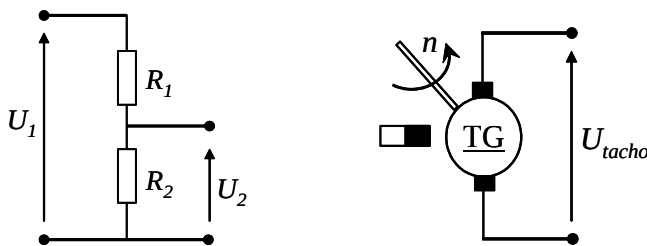
Мерни претвараач, на пример, који мери управљану променљиву, требао би бити чисто пропорционалне природе како би регулатор био обавештен што тачније могуће и што пре могуће о последицама спољних и унутрашњих поремећаја на управљану променљиву.

Када су улаз x_{in} и излаз x_{out} исте физичке природе, K_P је бездимензиона величина. Може бити мања, једнака или већа од јединице. За разделник напона (слика 20), на пример, кога чине отпорници R_1 и R_2 коефициент појачања је мањи од јединице и износи:

$$K_P = \frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Са друге стране, ако је улаз x_{in} тахо-генератора (слика 20) брзина n изражена у o/min , а излаз x_{out} напон у волтима V , K_P има димензију $V/(o/min)$. Ако нпр. брзини од $1000o/min$ одговара напон од $60V$,

$$K_P = \frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{60V}{1000o/min} = 0,06V/(o/min).$$

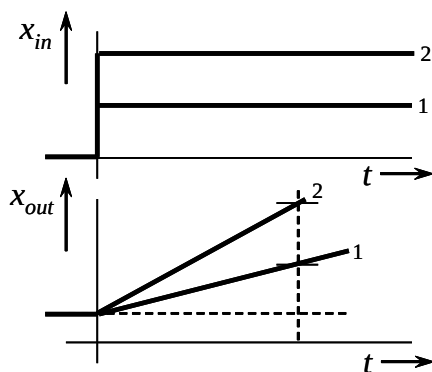


Слика 20. Примери пропорционалних елемената: напонски отпорнички разделник и тахо-генератор

Интегрални елемент

Излаз x_{out} интегралног елемента се мења само када је улаз x_{in} различит од нуле. За $x_{in}=0$ излаз остаје на претходно достигнутој вредности x_{out-0} ; за $x_{in} \neq 0$ излаз се мења тим брже што је x_{in} веће амплитуде (слика 21). Амплитуда улаза одређује брзину којом интеграљење мења излаз, а интеграљење улаза се наставља све док је он различит од нуле. Особина овог елемента се назива интегралном и може бити изражена следећим изразом:

$$x_{out} = K_I \int_0^t x_{in} \cdot dt + x_{out-0}.$$



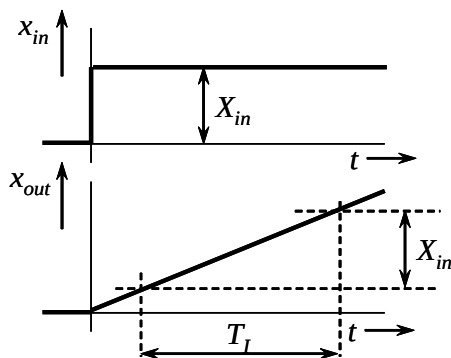
Слика 21. Одскачни одзив интегралног елемента

Параметар који описује овај елемент је фактор интеграције K_I . Такође, врло често се користи и период интеграције T_I који се према K_I односи као:

$$T_I = \frac{1}{K_I}.$$

Члан x_{out-0} је вредност излаза пре почетка интеграције, тј. у нултом тренутку.

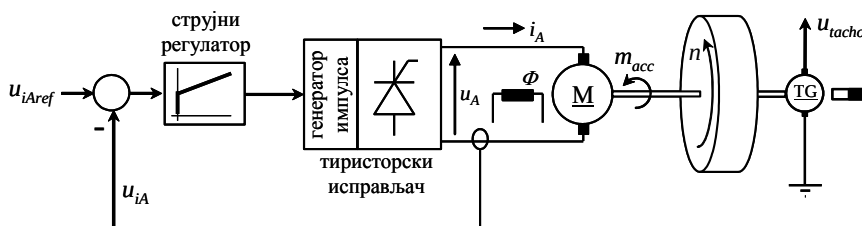
Период интеграције T_I се може једноставно одредити ако су x_{in} и x_{out} исте физичке природе (слика 22). Одзив на одскачну побуду показује да ће се за промену на улазу од X_{in} , x_{out} променити за исти износ у времену једнаком периоду интеграције T_I . Ова чињеница се може искористити за одређивање параметра T_I мерењем на следећи начин. Потребно је повезати инструмент за снимање одскачне побуде x_{in} и одзива x_{out} . Одзив интегралног елемента је растућа или опадајућа функција. Поређењем сигнала добија се да x_{in} пресеца x_{out} тачно T_I секунди након тренутка промене на улазу.



Слика 22. Одређивање периоде интеграције T_I

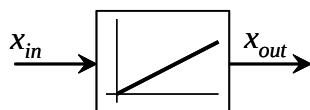
Ипак, уобичајено, улаз x_{in} и излаз x_{out} нису исте физичке природе. У тим случајевима користи се мерни претварач којим се ове величине преводе у сличне. Као пример може се узети

механичко оптерећење погоњено струјно регулисаном једносмерном машином. Овакво оптерећење је интегрални елемент са брзином машине n као излазом (слика 23). Улаз овог елемента је електромагнетни момент машине m_{acc} . Ако се побуда машине одржава константном, m_{acc} је пропорционалан струји ротора i_A . Довођењем одскочне промене референце струје ротора u_{iAref} , добиће се врло приближно одскочна промена струје ротора, а самим тим и електромагнетног момента. Регулациона петља струје ротора има много бржу динамику од брзине машине, па се промена момента може сматрати тренутном. Потребно је измерити механичку временску константу овог једносмерног погона, тј. његов период интеграције T_I . Користи се тахо-генератор као мерни претварач. Мери се напонски скок у референци струје u_{iAref} и одзив на излазу тахо-генератора u_{tacho} . Сада су обе величине исте физичке природе и T_I се може одредити на претходно описан начин.



Слика 23. Пример мерења периода интеграције T_I

Симбол интегралног елемента указује на облик његовог одскочног одзива и приказан је на слици 24.

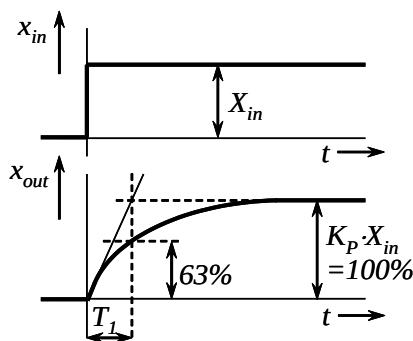


Слика 24. Ознака интегралног елемента

Елемент првог реда

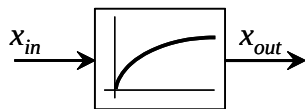
Код овог елемента излаз x_{out} прати промену улаза x_{in} али не тренутно него постепено. Једном када улаз x_{in} престане да се мења, x_{out} се коначно усталаује на вредности која је пропорционална улазној.

Слично одзиву интегралног елемента, у почетном делу одзив елемента 1. реда је растућа функција чији раст благо успорава (слика 25). Почетни нагиб одзива зависи од временске константе T_I која управо описује елемент 1. реда. Пошто се одзив елемента усталио, елемент поприма чисто пропорционално дејство описано пропорционалним фактором, или појачањем, K_P . Осим мерења нагиба одзива, T_I се може одредити и на следећи начин. Ако се посматра прелазни процес од почетног стања до крајње вредности, тј. $X_{in} \cdot K_P$, тада ће вредност x_{out} након времена T_I бити врло приближно једнака 63% своје крајње вредности.



Слика 25. Одскочни одзив елемента 1. реда

Математички, временско понашање овог елемента описује диференцијална једначина 1. реда, па одатле и његов назив. Ознака елемента, приказана на слици 26 опет указује на облик одскочног одзива.

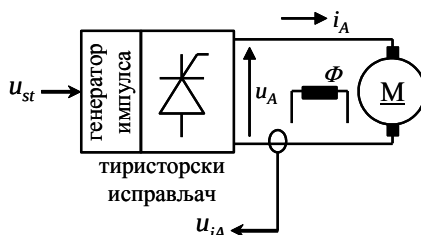


Слика 26. Ознака елемента 1. реда

Као пример послужиће електрично коло једносмерне машине које показује особине елемента ове врсте. Ако се доведе одскочна промена напона на улазу у генератор импулса тиристорског исправљача, излазни напон исправљача, заправо напона ротора u_A , промениће се такође одскочно. Струја ротора i_A , међутим, не прати тренутни облик u_A , њен одзив је успорен индуктивношћу ротора. За опис понашања портебно је одредити, измерити, временску константу T_1 која се у овом случају назива и временска константа ротора.

Скок у контролном напону Δu_{st} проузрокује скок напона ротора Δu_A (слика 27). За мерење струје ротора i_A потребан је мерни претварач који даје напон на свом излазу u_{iA} сразмеран i_A . Посматрањем прелазног процеса овог сигнала одговарајућим мерним инструментом може се одредити време до проласка кроз 63% укупне промене Δu_{iA} што представља временску константу ротора. Појачање у колу овог једносмерног погона је:

$$K_p = \frac{\Delta u_{iA}}{\Delta u_A}.$$

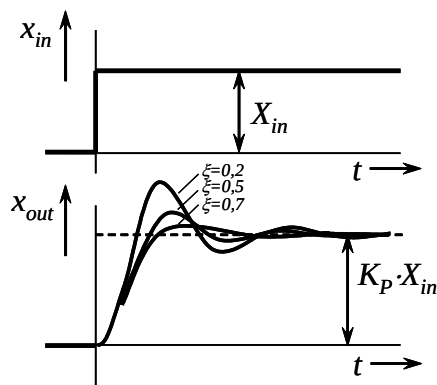


Слика 27. Електрично коло погона једносмерне машине као пример елемента првог реда

Елемент другог реда

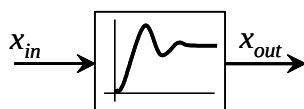
Елемент другог реда се математички може описати диференцијалном једначином другог реда. Елементи ове групе се могу понашати на два различита начина током прелазног процеса. Прва група реагује на улазну одскочну промену са одзивом x_{out} псеудо-периодног облика, друга група са апериодичним обликом. Ово се може објаснити посматрајући њихове типичне одскочне одзиве. Посматрајмо прво елемент са псеудо-периодичним одзивом. Кад год преносни елемент садржи два физички различита облика складиштења енергије при чему је могућа размена енергије између њих, облик излаза x_{out} ће бити осцилаторан након поремећаја на улазу (слика 28). Таква два облика складиштења енергије могу бити на пример потенцијална енергија и кинетичка енергија у маси обешеној о опругу. Други пример су индуктивност и капацитивност које чине једно осцилаторно коло. У оба случаја енергија се периодично пребацује из једног медијума складиштења енергије у други. Енергија укључена у овај ток се постепено троши на губитке кроз процес пригушења. Што је јаче пригушење, енергија се брже троши. У електричном колу отпорност је узрок пригушењу. Према томе, једна од особина која описује елемент 2. реда је фактор пригушења ξ . За псеудо-периодичан одзив вредност овог фактора се креће између нула и један. Нулти фактор пригушења значи подржане периодичне осцилације, што представља такође границу стабилног рада система и

није од интереса у системима управљања. Фактор пригушења једнак 1 представља границу између псеудо-периодичног и апериодичног одзива.



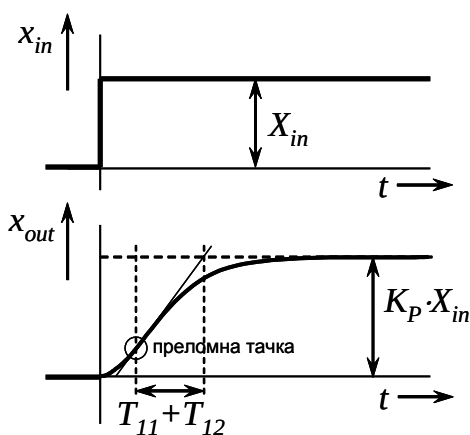
Слика 28. Одскочни одзив елемента 2. реда са псеудо-периодичним одзивом

Други фактор који описује овај елемент је доминантна временска константа. Њено мерење у случају елемента са псеудо-периодичним одзивом није једноставно и овде неће бити разматрано. Осим тога, њено мерење често и није могуће. Ознака елемента је приказана на слици 29.



Слика 29. Ознака елемента 2. реда

Када је фактор пригушења већи од јединице, излаз x_{out} је апериодичан (слика 30). У поређењу са псеудо-периодичним одзивом овде не постоји прескок у односу на крајњу устаљену вредност. У овом случају елемент 1. и 2. реда понашају се на сличан начин.



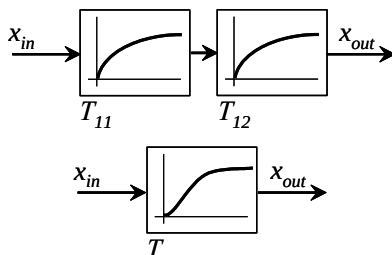
Слика 30. Одскочни одзив елемента 2. реда са апериодичним одзивом

Треба приметити код одскочног одзива елемента 2. реда, без обзира да ли је псеудо-периодичан или апериодичан, да на самом почетку нема одзива на скок на улазу. Потом, се он постепено удаљава од почетне вредности. Математички, може се рећи да у моменту довођења промене на улазу, излаз има хоризонталну тангенту.

По достизању новог устаљеног стања излаза примећује се да је промена на излазу пропорционална промени на улазу без обзира на врсту одзива. Према томе, потребно је одредити и трећи описни члан, фактор појачања K_P , на исти начин као и раније.

Постоје случајеви када се два преносна елемента у регулационој петљи, при чему су оба 1. реда, не могу посматрати одвојено. Тада редна веза ових елемената чини један елемент 2. реда који ће увек бити апериодичног одзива (слика 31). При временским константама T_{11} и T_{12} , фактор пригушења ξ биће увек већи од јединице:

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{11}}{T_{12}} + 2 + \frac{T_{21}}{T_{11}}}.$$

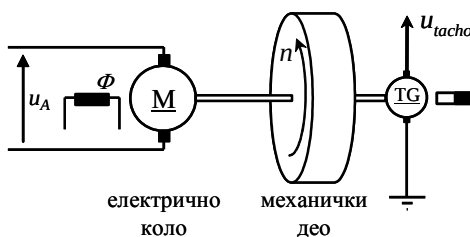


Слика 31. Преносни елемент 2. реда сачињен од два елемента 1. реда

Често је једна од временских константи много мања тако да је њен утицај мало изражен. Тада је, ако се посматра одзив, почетна закривљеност облика врло мала. Осим тога у овом случају може се оправдано сматрати да се ради о преносном елементу 1. реда чија је временска константа једнака доминантној.

Ако су, са друге стране, T_{11} и T_{12} приближних вредности, може се прилично једноставно установити износ њихове суме. Апериодичан одскочни одзив поседује овде изражену преломну тачку. Ако се повуче тангента на криву одзива x_{out} кроз преломну тачку, време мерено од те тачке до тачке пресека тангенте са крајњом вредношћу представља суму две временске константе (слика 30). Пошто се често познаје једна од константи, макар приближно, може се одредити друга.

У неким случајевима, посебно када је једносмерна машина мале снаге, она се може сматрати елементом 2. реда. Улаз је напон ротора u_A , а излаз је брзина обртања осовине n . На осовину је повезан и тахо-генератор чији је излаз u_{tacho} слика промене брзине n (слика 32). Под условом да је механичка временска константа T_M много већа од временске константе ротора T_A ($T_M > T_A$), фактор пригушења ξ биће већи од јединице, елемент ће имати апериодичну природу одзива и брзина неће осциловати.



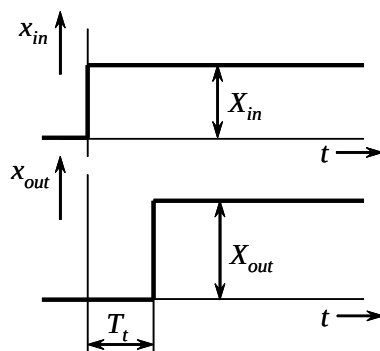
Слика 32. Једносмерни погон као пример елемента 2. реда

Елемент мртвог времена

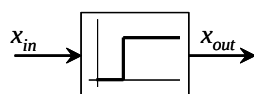
Ако у систему постоји елемент чији излаз x_{out} потпуно прати улаз x_{in} али са временским кашњењем T_t (слика 33), такав елемент се назива елемент мртвог времена. Наравно, могуће је да је однос x_{out} и x_{in} везан појачањем или пропорционалним чланом K_P као код обичног пропорционалног елемента. По истеку мртвог времена опет постоји однос:

$$x_{out} = K_P \cdot x_{in}.$$

Понашање описано мртвим временом се јасно може видети у одскочном одзиву елемента из којег потиче и његова ознака (слика 34).

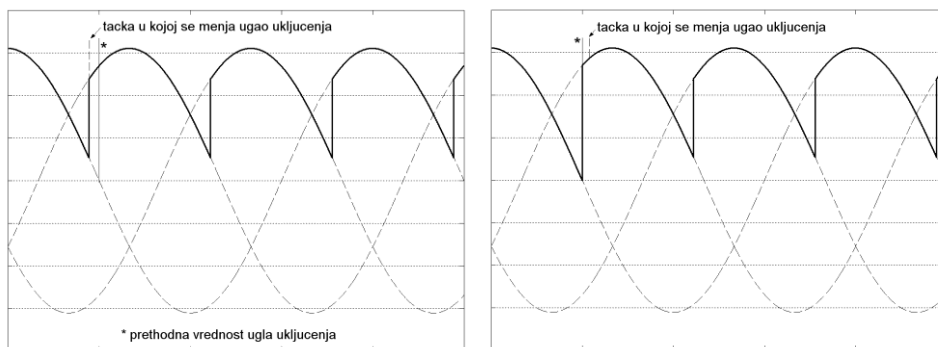


Слика 33. Одскочни одзив елемента мртвог времена



Слика 34. Ознака елемента мртвог времена

Покретна трака је добар пример елемента мртвог времена. Улаз x_{in} је количина материјала постављена на крај за предају робе. Овај материјал стиже као излаз x_{out} на место за пријем робе после времена T_t . Други пример: Напајање за брзински регулисану једносмерну машину са регулацијом напона ротора се уобичајено остварује тиристорским исправљачем. Овај је такође потребно разматрати као елемент мртвог времена јер исправљач не може променити излазни напон u_d у истом моменту када је и улазни управљачки напон у исправљач u_{st} промењен (слика 27); потребно је да протекне време до тренутка окидања новог тиристора у мосту (слика 35). Код тропулсног тиристорског моста са 50Hz мрежним напајањем ово мртво време се креће од 0ms до у најгорем случају $6,67\text{ms}$ (слика 35). При моделовању овог исправљача обично се узима средња вредност мртвог времена од $3,33\text{ms}$. За трофазни пуно-управљиви шестопулсни исправљач мртво време је највише $3,33\text{ms}$. Средња вредност је $1,67\text{ms}$.



Слика 35. Тропулсни тиристорски исправљач: случај мале вредности мртвог времена када команда за промену вредности угла укључења долази непосредно пре укључења новог тиристора (лево) и случај велике вредности мртвог времена када команда долази непосредно по укључењу новог тиристора (десно)

Преносни елементи у регулационој петљи

Уопштено, регулациона петља садржи већи број преносних елемената; врло се ретко среће да постоји само један елемент. Обично су сви они различитих особина.

У анализи регулационе петље битно је утврдити да ли она садржи интегрални елемент. Ако га поседује, и улаз x_{in} је различит од нуле, излаз x_{out} ће наставити да се мења због интегралног дела. У том смислу природа петље је одређена присуством интегралног елемента. Интеграција ће престати када x_{out} достигне граничну, или вршну вредност својствену за петљу.

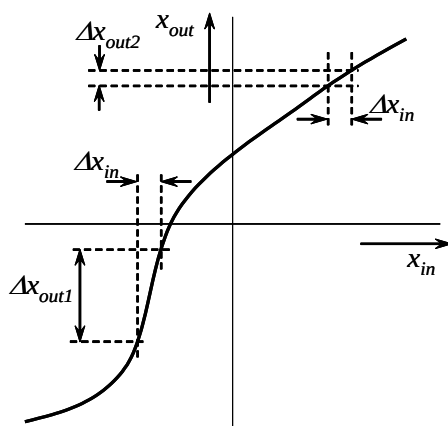
Ако петља не садржи интегралне елементе и улаз x_{in} је различит од нуле, излаз x_{out} ће се усталити по истеку прелазног периода на новој усталеној вредности. И овде, ипак, излаз x_{out} може расти до граничне вредности, али само ако усталена вредност лежи ван опсега регулације.

Рад регулационе петље са интегришућим елементом може бити доведен до граничне вредности на исти начин као и код петље без интегришућег елемента. У првом случају ово је одређено временом у коме је x_{in} различито од нуле, а у другом то је вршна вредност x_{in} .

Примећено је такође да преносни елементи у петљи могу бити линеарни и нелинеарни. При разматрању особина преносних елемената, било да су они пропорционални, интегрални, 1. реда, 2. реда или мртвог времена, сматрано је да су они линеарни, тј. удвостучење улаза x_{in} доводи до удвостручења излаза x_{out} , а преносна функција x_{out} према x_{in} је права линија.

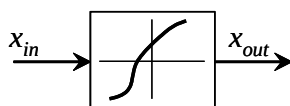
Нелинеарни преносни елементи, са друге стране, имају преносну функцију која је закривљена или садржи прекиде или и једно и друго. Код њих мала промена улаза Δx_{in} може проузроковати различит одзив x_{out} (слика 36). Ниво улаза x_{in} око којег се дешава промена одређује вредност промене Δx_{out} . Нагиб тангенте у свакој радној тачки карактеристике одређује фактор појачања K_P у тој тачки:

$$K_P = \frac{\Delta x_{out}}{\Delta x_{in}}.$$



Слика 36. Пример преносне функције нелинеарног преносног елемента

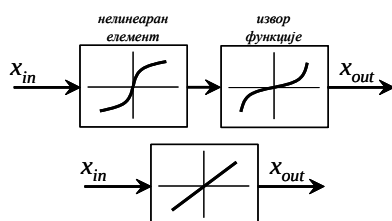
Према томе појачање преносног елемента мења се од тачке до тачке дуж карактеристике. Симбол нелинеарног преносног елемента представља се обликом преносне функције тог елемента (слика 37).



Слика 37. Символ нелинеарног преносног елемента

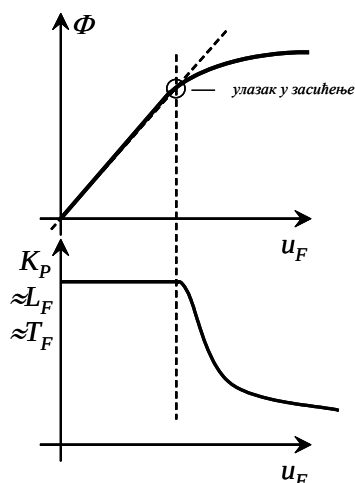
У неким случајевима се нелинеарни елемент може посматрати као линеаран под условом да се користи само део криве функције. Ово може бити примењено када је област рада ограничена на део карактеристике у близини тачке кроз који је повучена тангента.

Други начин рада са нелинеарним преносним елементима је да се у контролну петљу дода други нелинеарни елемент чија је нелинеарност супротна од прве. Преносни елемент додат систему, чија се преносна функција може подешавати од радне тачке до радне тачке се назива *извор функције*. Повезујући *извор функције* редно са нелинеарним елементом доводи до линеаризације укупне преносне функције (слика 38).



Слика 38. Линеаризација преносне функције применом извора функције

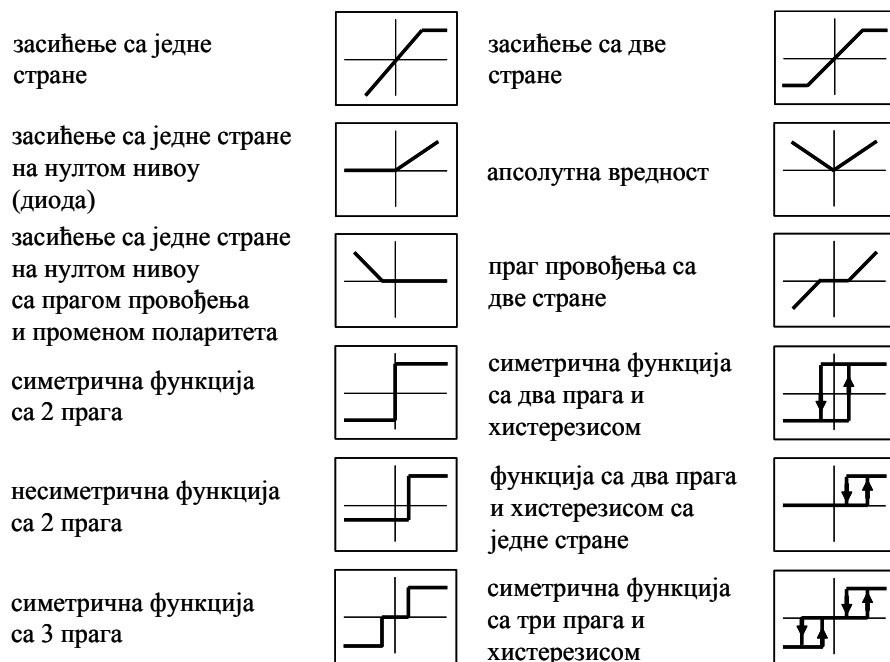
Код нелинеарног преносног елемента појачање K_P и вредност временске константе T_1 често зависе од положаја радне тачке на преносној функцији. Пример је побудно коло једносмерне машине; повећавајући струју, односно напон побудног намотаја, флукс побуде одлази у засићење (слика 39). Како се улази у засићење, флукс Φ перестаје да даље расте сразмерно повећању напона u_F , тј. њихов однос више није линеарна функција. У области засићења магнетно коло побудног намотаја не може прихватити развијену магнето-побудну силу ($N \cdot I$), па се индуктивност L_F побудног намотаја смањује, док отпорност R_F остаје непромењена. Значи, појава засићења проузрокује не само промену појачања $K_P = \Phi / u_F$ у зависности од вредности улазног напона u_F , него и временске константе побудног намотаја $T_1 = L_F / R_F$.



Слика 39. Утицај појаве засићења у побудном намотају на параметре модела

Конечно, ево и неких од преносних елемената чија преносна функција садржи један или више прелома (слика 40). Символи ових елемената указују на њихове особине. Улаз x_{in} је унесен по хоризонталној осі, а очекивани одзив по вертикалној x_{out} . Овакви нелинеарни

елементи не постоје само природно у регулационој петљи, већ могу бити додати са циљем да се остваре одговарајући резултати.



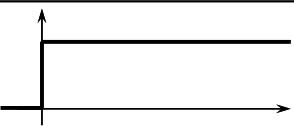
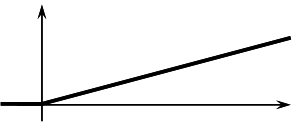
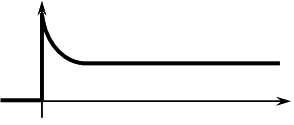
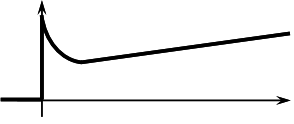
Слика 40. Нелинеарни елементи са преломима у преносној функцији

Избор регулатора

У претходним поглављима разматране су особине најбитнијих преносних елемената у једној регулационој петљи. Ако спољни поремећај учини да управљана променљива изиђе из дозвољених граница одступања, регулатор треба да реагује на начин да је врати на жељену вредност. У разматрањима понашања регулационе петље примећено је да се у највећем броју случајева поремећај простира кроз директну грану пре него што остави утицаја на управљану променљиву на излазу петље, која, за узврат, утиче на регулатор. Овај, затим даје управљачки сигнал који такође мора проћи кроз целу регулациону петљу пре него што врати управљану променљиву на жељену вредност.

Елементи регулационе петље често имају особине елемената 1. или 2. реда или интегришућег елемента које успоравају поступак регулације управљане променљиве. Задатак регулатора је да делује супротно томе својим временски зависним понашањем.

У овој студији биће разматрано пет основних дејстава регулатора (слика 41). Најважније у применама код система управљања је пропорционално-интегрално, па се такав регулатор назива *пропорционално-интегрални регулатор* или скраћено *PI регулатор*. Његово дејство се састоји од пропорционалног дела и интегралног дела. Ипак, прво ће бити разматрани засебно пропорционални *P* регулатор и интегрални *I* регулатор.

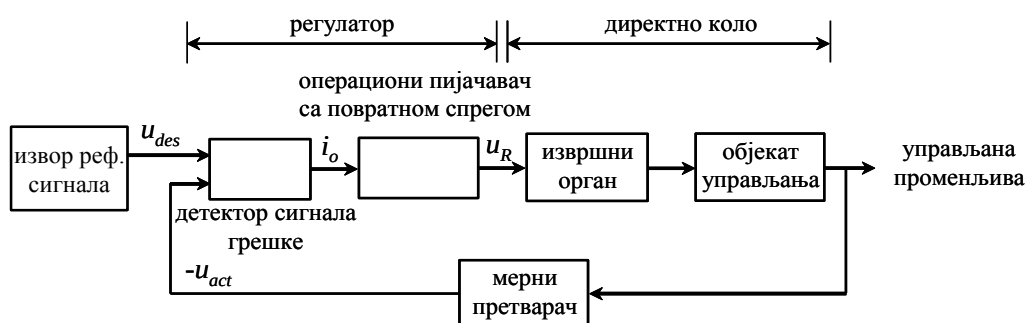
дејство регулатора	одзив регулатора
P	
I	
PI	
PD	
PID	

Слика 41. Пет основних врста дејства регулатора

У системима управљања врло ретко се користи регулатор са диференцијалним дејством. D дејство појачава сваку таласност на свом улазу, што се пресликава на излаз нарочито током прелазног процеса, нарушавајући на тај начин облик промене управљане променљиве. У пракси излазни сигнал готово сваког мерног претварача садржи извесну таласност што значи да ће и излаз регулатора такође садржати таласност. Јасни примери су струја ротора једносмерне машине напајане из тиристорског исправљача, или излазни напон из тахогенератора који садржи таласност услед комутације на учестаности сразмерној брзини обртања осовине. Стога овде неће бити разматрано диференцијално дејство унутар регулатора као што је нпр. PD или PID регулатор.

Један систем аутоматског управљања приказан је поново на слици 42. У њему се може издвојити регулациони део кога чине:

- извор референтног сигнала
- мерни претварач
- регулатор



Слика 42. Систем аутоматског управљања

Извор референтног сигнала се користи и у систему са отвореном повратном спрегом. Излаз извора референце је референтни сигнал w , нпр. напон у опсегу од $-10V$ до $+10V$. Овај напон се може назвати и жељеном вредношћу u_{des} .

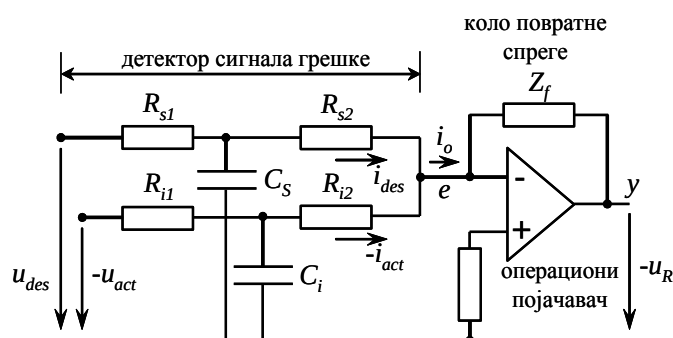
Мерни претварач се користи за мерење управљане променљиве x . У многим случајевима садржи:

- сензор који мери физичку величину која се регулише. Пример је шант за мерење струје ротора i_A .
- појачавач који појачава излаз сензора на ниво прилагођен улазу регулатора, опет би то био напон од $-10V$ до $+10V$.

Овај напон представља стварну вредност u_{act} или сигнал повратне спреге. У великом броју случајева сензор и појачавач се налазе у једном елементу, нпр. тахо-генератору за мерење брзине.

Најчешће, али и у примени која ће се проучавати у овом раду, регулатор се састоји из два дела (слика 43):

- детектора сигнала грешке e као разлике жељене и стварне вредности
- операционог појачавача са колом негативне повратне спреге; користи сигнал грешке e за добијање управљачког сигнала u .



Слика 43. Коло аналогног регулатора

Детектор има два улаза; један је референтни улаз w , или жељена вредност u_{des} ; на други се доводи управљана променљива x , односно стварна вредност u_{act} . Оба канала садрже RC коло као филтар на улазу. Као излази канала могу се посматрати струје i_{des} и i_{act} . Потребно је осигурати да u_{des} и u_{act} јесу супротног поларитета како би произвели сигнал разлике, или грешке e . Струје се сабирају и дају струју разлике i_o :

$$i_{des} - i_{act} = i_o.$$

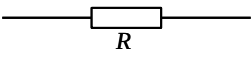
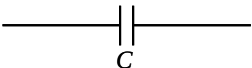
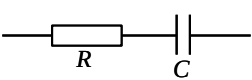
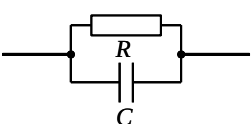
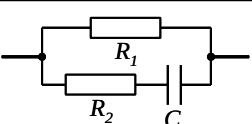
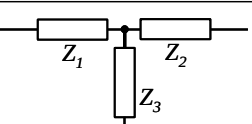
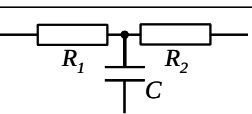
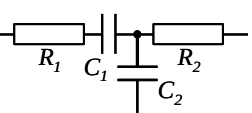
Ако је $i_o = 0$, регулатор је успео да доведе управљану променљиву на жељену вредност. Користећи раније уведене ознаке претходни израз гласи:

$$w - x = e.$$

Операциони појачавач OP са колом негативне повратне спреге чини други део регулатора. Његов улаз је грешка e , овде у облику струје разлике i_o . Реализован је као интегрисано коло које има изузетно велико појачање. То значи да би врло мала вредност улазне струје у OP проузроковала његово засићење. Значи потребан је врло мали део струје разлике i_o да би довео OP у појачавачки режим, док се готово пуна струја i_o прослеђује кроз коло повратне спреге Z_f . Ово коло обликује особине регулатора. Излаз регулатора је напон u_R који представља управљачки сигнал u :

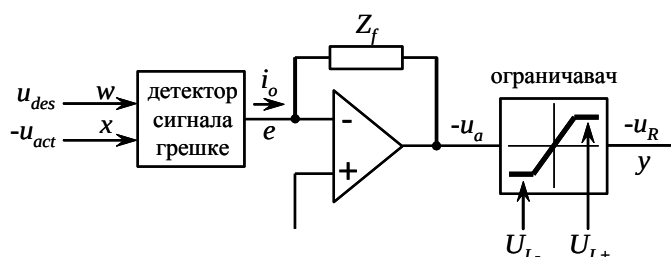
$$u_R = -Z_f \cdot i_o.$$

Могућа је примена више кола у улазном делу детектора сигнала грешке, као и у повратној спрези регулатора. Нека од њих показана су на слици 44. Ипак, пажња ће овде бити посвећена само неколицини од њих.

отпорност	
капацитивност	
редна веза	
паралелна веза	
мешовита веза	
Т мрежа, општа	
Т мрежа, ниско фреквентни филтар	
Т мрежа, 2. реда	

Слика 44. Кола на улазу детектора сигнала грешке и у повратној спрези регулатора

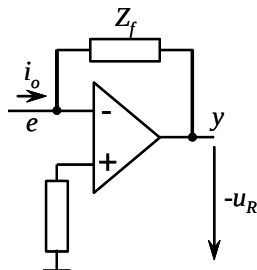
Осим поменута два основна дела регулатора, о којима је управо било речи, често је потребно додати и трећи део. Да би се спречило да управљачки напон u_R (односно сигнал y) изађе ван одређених граница, постављених техничким захтевима погона, извршног органа и објекта управљања, потребно је додати *коло за ограничавање* (слика 45). Тада напонски нивои U_{L+} и U_{L-} одређују граничне вредности излаза регулатора са горње и доње стране. Ако је на пример $U_{L-} = -5V$, а $U_{L+} = 8V$ излазни напон регулатора u_R се може кретати само у тим границама. Ако би захваљујући превисоком сигналу грешке, u_R тежио да изађе ван тих граница, ограничаваач ће га задржати на тим нивоима. Тада је регулатор у *стању прекорачења* и више не делује у смислу регулације.



Слика 45. Ограничаваач управљачке променљиве u_R

Регулятор

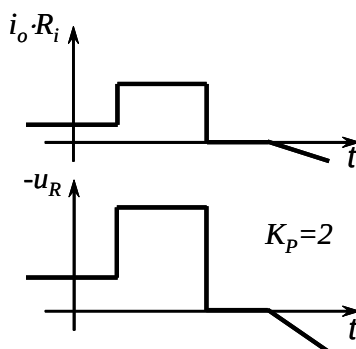
У структури регулатора примећено је да је операциони појачавач са колом повратне спреге редно повезан на детектор сигнала грешке (слика 46). У наставку ће бити посматран утицај OP , тачније кола повратне спреге регулатора, на особине регулатора.



Слика 46. OP са повратном спрегом

Пропорционални регулатор

Пропорционални регулатор, скраћено P регулатор, понаша се на исти начин као пропорционални елемент. Нулти улаз производи нулти излаз (слика 47). Излаз регулатора је различит од нуле под условом да постоји сигнал грешке, потпуно прати његове промене, а амплитуда је једнака сигналу грешке помноженом са пропорционалним појачањем K_P .

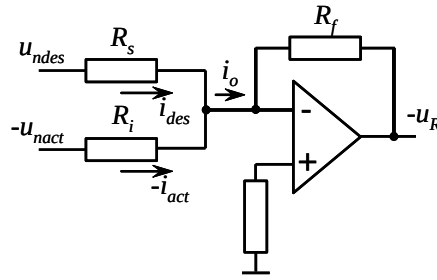


Слика 47. Одзив пропорционалног регулатора

Пропорционално појачање K_P је без димензиони чинилац чија је вредност одређена вредношћу отпорности R_f у колу повратне спреге OP и отпорношћу у колу детектора сигнала грешке R_i (слика 48):

$$R_f = K_P \cdot R_i.$$

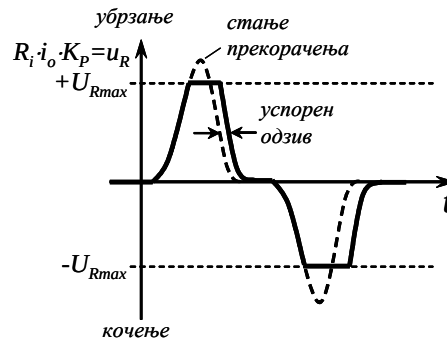
Ако се пореде на улазу регулатора жељена брзина погона u_{ndes} и стварна брзина u_{nact} и разлика износи нула, то значи да тренутну брзину не треба мењати. Излаз P регулатора такође мора покрити све захтеве за убрзањем или кочењем у погону. За u_{nact} једнако u_{ndes} захтевано убрзање износи нула и погон се обрће жељеном брзином без потребе за кочењем или убрзањем. За $i_o \neq 0$ регулатор мора утицати тако да кочи или убрза погон у зависности од знака u_R док се u_{nact} поново не изједначи са u_{ndes} .



Слика 48. Пропорционални регулатор

Наравно не сме се дозволити да момент кочења или убрзања узме било коју вредност. За велике вредности он би могао не само да проузрукује оштећења механичких елемената погона, као што су спојнице, редуктори, осовина, итд., него преоптеретити и електричне делове, извор једносмерног напајања или намотаје мотора. У систему не сме доћи до било механичких, било електричних оштећења, а ово се може остварити задавањем граничних вредности излазном напону регулатора u_R . Ако би грешка e постала толико велика да, због пропорционалног дејства регулатора, излаз производи момент убрзања или кочења већи од дозвољеног, коло за ограничавање ће ограничити u_R на U_{Rmax} тако да ће само дозвољена вредност момента бити доведена погону. Ово је наравно нижа вредност од изворне неограничене вредности момента. Излаз регулатора се зауставио на граничној вредности и ушао у стање прекорачења. Под овим условима, ток промене управљане променљиве је успорен јер се убрзање или кочење одвијају на nižем нивоу од оног који би регулациони склоп поставио да ограничење не постоји (слика 49).

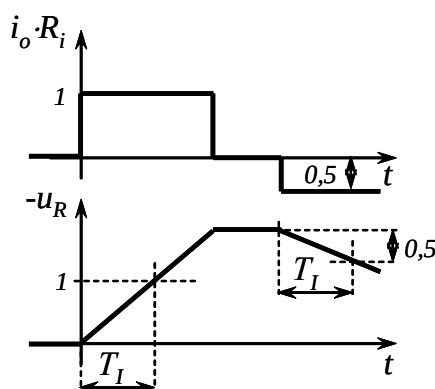
Регулатор ће изаћи из стања прекорачења када производ грешке e и пропорционалног члана K_P дају једнаку или нижу вредност од u_{Rmax} .



Слика 49. Одзив регулатора u_R када је он у једном делу у стању прекорачења

Интегрални регулатор

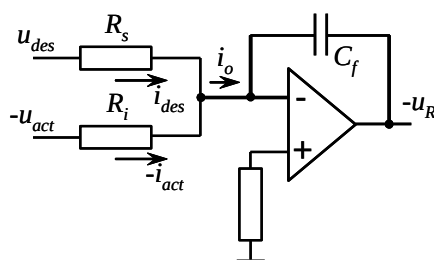
О интегришућем преносном елементу било је речи раније. За разлику од њега, улаз у интегрални (I) регулатор, је струја разлике i_o , а излаз u_R представља управљачки сигнал u . За нулту грешку e излаз регулатора задржава претходно стање и u_{act} је једнако u_{des} (слика 50). Скоковита промена грешке e проузроковаће растућу или опадајућу промену управљачког сигнала u . Нагиб промене је стрмији што је већа вредност грешке e или што је мањи период интеграције T_I регулатора.



Слика 50. Одзив интегралног регулатора

У структури I регулатора може се одредити и подесити период интеграције T_I (слика 51). Пре свега потребно је познавати вредност отпорности R_i . Затим се вредност капацитивности C_f у колу повратне спреге OP може одредити као:

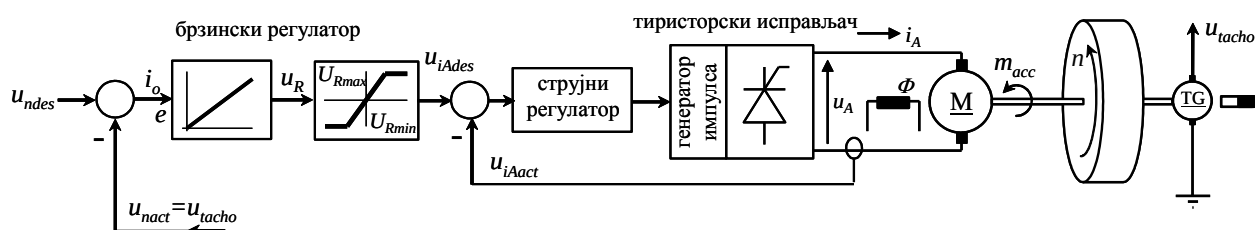
$$C_f = \frac{T_I}{R_i}.$$



Слика 51. Интегрални регулатор

И супротно, периода интеграције T_I се може измерити. Напон на улазу стварне вредности у детектор сигнала грешке u_{act} задаје се у облику одскочне промене, док је $u_{des}=0$. Снимањем излазног напона u_R , период интеграције се може одредити на исти начин као код интегришућег елемента, као временски интервал током којег се u_R промени за износ скока на u_{act} (слика 50).

У наставку следи пример погона који треба да дочара деловање I регулатора (слика 52).



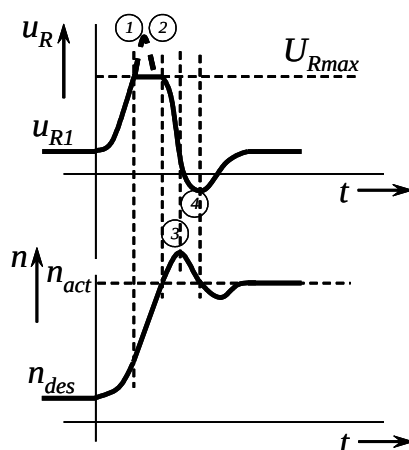
Слика 52. I регулатор брзине једносмерне машине

На улазу у брзински регулатор пореде се напони сразмерни жељеној вредности брзине машине u_{ndes} и стварне вредности u_{nact} која се добија са излаза тахо-генератора. Брзински регулатор на основу сигнала грешке e производи референцу за струјни регулатор у унутрашњој петљи u_{iAdes} , на основу које овај регулише струју ротора u_{iAact} . Како је брзина промена у струјној петљи за ред величине већа од оних у брзинској, може се сматрати током посматрања рада брзинске петље да важи $u_{iAact}=u_{iAdes}$.

Ако је $u_{ndes}-u_{nact}=0$, напон на излазу брзинског регулатора u_R , који задаје струју ротора i_A , не треба да се промени. Тада i_A производи електромагнетни момент машине ($m_{acc}=\Phi \cdot i_A$) који управо уравнива момент оптерећења. Брзински регулатор у главној, надређеној петљи захтева управо ту вредност електромагнетног момента, ни мању ни већу.

Ако се у једном тренутку оптерећење машине повећа, доћи ће до пропада брзине и појаве грешке e . Под тим утицајем I регулатор брзине мења свој излаз u_R повећавајући електромагнетни момент машине m_{acc} док се поново не успостави једнакост жељене и стварне брзине и равнотежа m_{acc} и момента оптерећења.

При значајнијој промени референце брзинског регулатора, тј. жељене брзине u_{ndes} , сигнал грешке e добиће високу вредност, а због релативно споре промене на излазу, он ће остати присутан на улазу I регулатора дуже времена (слика 53).



Слика 53. Одзив I регулатора брзине у стању прекорачења

Под тим условима u_R би могао порасти изнад граничне вредности U_{Rmax} , захтевајући неприхватљиво висок ниво струје на излазу исправљача $i_A > i_{Amax}$. Међутим, захваљујући колу за ограничавање, напон u_R остаје ограничен на U_{Rmax} (1). Сада више није битно колико износи e ; I регулатор је у стању прекорачења. Пошто током стања прекорачења брзинског регулатора погон развија максимално дозвољену вредност момента m_{acc} , одзив брзине је растућа промена са одређеним нагибом, успорена у односу на ситуацију да нема ограничења.

И када после одређеног времена стварна брзина, тј. u_{nact} , достигне жељену вредност u_{ndes} и грешка e постане нула, с обзиром да је одзив I регулатора временски зависна промена, погон ће наставити да повећава брзину обртања што доводи до прескока у брзини (2). Излаз регулатора брзине u_R је пао испод U_{Rmax} и регулатор је изашао из стања прекорачења. Међутим, тек када u_R опадне на вредност која одговара моменту оптерећења, брзина ће почети да опада (3). Током трајања прескока у брзини ($e < 0$), I регулатор смањује u_R тако да погон може ући и у режим кочења ($u_R < 0$) (4). Као што се из овог примера види, последица уласка I регулатора у стање прекорачења је увек праћена појавом нежељених таласања у управљачкој променљивој која могу достигати и неприхватљиво високе вредности.

Поређење између P и I регулатора

Поређење у понашању ових регулатора је важно јер се сви регулатори без интегралног члана понашају на начин сличан обичном P регулатору, док се регулатори који садрже интегрални члан понашају слично I регулатору.

Регулатор може произвести управљачки сигнал у који се креће у опсегу између граничних вредности. Горња и доња гранична вредност су задате колом за ограничење. Ако због

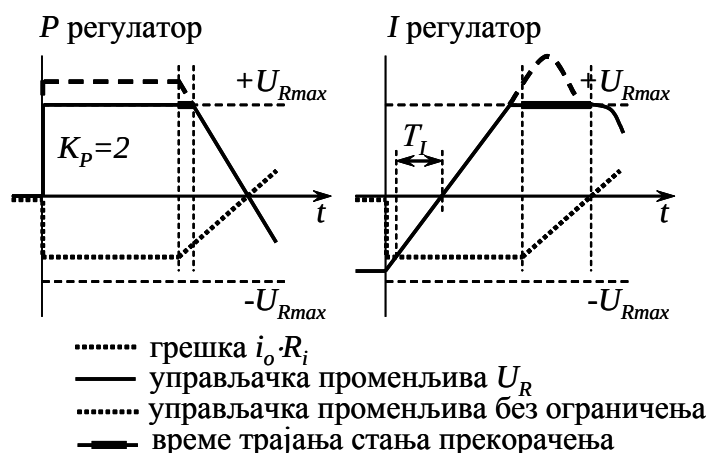
особина регулатора и вредности грешке e излазни напон u_R тежи да узме вредности ван граничних, u_R ће бити ограничен на горњу или доњу граничну вредност; регулатор се налази у стању прекорачења.

Поређење регулатора по природи понашања у стању прекорачења (слика 54) показује:

P регулатор излази из стања прекорачења оног тренутка када производ сигнала грешке e и појачања K_P , тј. вредност неограничене управљачке променљиве, падне испод граничне вредности.

I регулатор остаје у стању прекорачења док сигнал грешке e не промени знак. Ово значи да ће управљачка променљива имати пребачај, а обично и неколико периода таласања.

P регулатор, према томе, излази из стања прекорачења знатно брже и мало је вероватно да ће се дешавати пребачаји у управљачкој променљивој.



Слика 54. Одзив P и I регулатора у стању прекорачења

Поређење регулатора по брзини одзива и грешци стационарног стања (табела II) показује:

Одзив P регулатора на промену референце или поремећаја је врло брз. Он реагује тренутно на промену референце на почетку прелазног процеса. Међутим, у већини примена регулатора, по окончању прелазног процеса управљачка променљива мора задржати одређену вредност, одакле следи да ће у устаљеном стању код овог регулатора постојати ненулта грешка e . То значи да стварна вредност u_{act} никад неће бити једнака жељеној вредности u_{des} .

Познато је, да је код P регулатора управљачка променљива у једнака:

$$y = e \cdot K_P.$$

Посматраће се поново регулатор брзине са P дејством чији излаз мора садржати у устаљеном стању одређену вредност референце струје, тј. електромагнетног момента. То је случај погона који се обрће и оптерећен је неким моментом оптерећења. Струја ротора i_A не може тада бити нула. Пошто се брзина усталила, P регулатор мора радити са одређеном грешком, тзв. грешком стационарног стања e_s , тако да e_s помножена са појачањем K_P обезбеђује потребну референтну вредност струје ротора. Грешка устаљеног стања e_s у регулационој петљи P регулатора је мања што је веће појачање K_P .

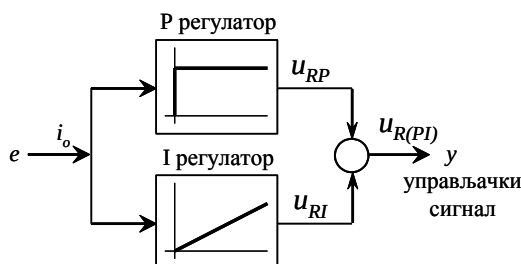
По промени референце или поремећаја I регулатор ће престати да мења вредност управљачке променљиве у тек пошто је управљана променљива x достигла вредност задату референцом w . Када је ово остварено, грешка e је нула ($u_{act}=u_{des}$). Са друге стране, грешка e не може бити снижена тако брзо као P регулатором јер је потребно да протекне време за интеграцију.

Одзив I регулятора на почетку прелазног процеса је врло спор, заправо, у самом тренутку када дође до појаве грешке e није приметан икакав утицај регулятора на управљачку променљиву. Особине оба регулятора су упоређене у табели II.

Табела II. Поређење P и I регулятора по брзини одзива и грешци стационарног стања

Поређење регулятора по		
регулатор	брзини одзива	грешци стационарног стања
P	Реагује тренутно. Одзив је у складу са појачањем.	Увек присутна грешка стационарног стања. Она је тим мања што је појачање веће.
I	Реагује споро. Одзив је временски интеграл грешке.	Грешка стационарног стања је нула. Процес интеграције се прекида када $e=0$.

Из претходног се види да се на почетку прелазног процеса P регулатор понаша боље, али на крају процеса понашање I регулятора је повољније. Унапређење особина могло би се остварити ако би оба регулятора радила истовремено у петљи. Ово је могуће ако би сигнал грешке утицао на регулатор P дејства и у исто време на I регулатор и ако би се оба управљачка сигнала u_{RP} и u_{RI} сабрала да чине укупну управљачку променљиву у (слика 55). Веза ове врсте би садржала предности оба регулятора, а такође поништила њихове недостатке. Добијен је пропорционално-интегрални регулатор.



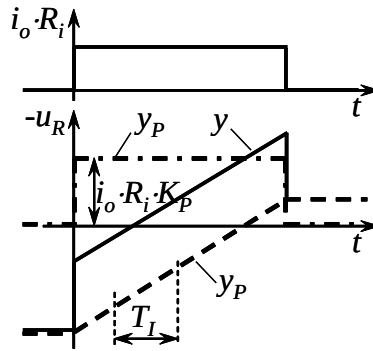
Слика 55. Веза PI регулятора

Пропорционално-интегрални регулатор

Најчешће коришћени регулатор у погонима је пропорционално-интегрални регулатор, или краће PI регулатор. Његове особине садрже оне интегралног и пропорционалног регулятора.

Као што је претходно било речено код P регулятора са нултом грешком e на улазу управљачки сигнал u_P је нула; код I регулятора u_I се задржава на претходно достигнутој вредности. Слично важи и за P и I део PI регулятора. Једном када је регулатор успео да доведе управљану променљиву x на референтну вредност w , P део у управљачком сигналу нестаје ($u_P=0$) и I део у потпуности чини управљачки сигнал.

Само када је $e \neq 0$ управљачки сигнал ће садржати P део u_P сразмеран са e . Оба дела сабрана чине јединствен управљачки сигнал u (слика 56). PI регулатор се понаша боље у регулационој петљи него сам I регулатор због P удела за време док је $e \neq 0$. Тада P члан доприноси више у управљачкој променљивој него I члан. По истеку прелазног процеса када сигурно важи $u_{act}=u_{des}$ и $i_o \cdot R_i=0$, P члан нестаје.



Слика 56. Одзив PI регулатора

Параметри PI регулатора су они P регулатора и I регулатора. P регулатор уноси пропорционално појачање K_P :

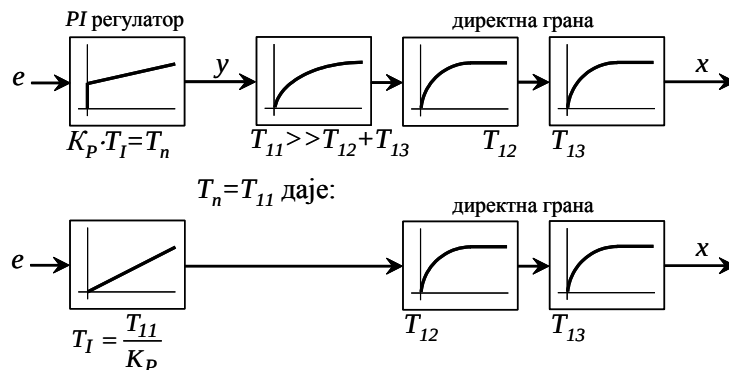
$$e \cdot K_P = y_P.$$

Параметар I регулатора је период интеграције T_I . Што је T_I веће спорија је промена управљачког дела y_I . Ове напомене везане за параметре важе и код PI регулатора.

Осим ова два параметра, код PI регулатора, може се увести и трећи зависан параметар, време реакције PI регулатора T_n . Наиме PI регулатор уноси пол у нули и нулу на учестаности $1/T_n$ ¹ па се током поступка одређивања параметара регулатора могу разматрати нпр. време реакције T_n , уместо периода интеграције T_I , и појачање K_P :

$$T_n = K_P \cdot T_I.$$

У наставку следи један једноставан пример поступка одређивања параметара. Ако регулациона петља садржи елемент 1. реда са изразито великом временском константом T_{11} , може се учинити, подешавајући време реакције PI регулатора T_n , да T_n буде једнако T_{11} и да нула коју уноси PI регулатор поништи пол елемента 1. реда (слика 57). Укупно посматрајући систем, тада преостају само мале временске константе T_{12} и T_{13} што значи да је одзив система убрзан.



Слика 57. Подешавање параметара регулатора поништавањем највеће временске константе

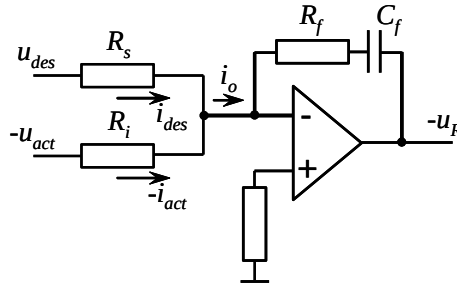
На основу одређених параметара времена реакције T_n и појачања K_P потребно је прорачунати отпорности и капацитивности у колу повратне спреге OP (слика 58). Појачање K_P одређује отпорност R_f :

¹ функција преноса PI регулатора $G_{PI}(s) = K_P + \frac{1}{T_I \cdot s} = \frac{1 + K_P \cdot T_I \cdot s}{T_I \cdot s} = \frac{1 + T_n \cdot s}{T_I \cdot s}$

$$R_f = K_p \cdot R_i.$$

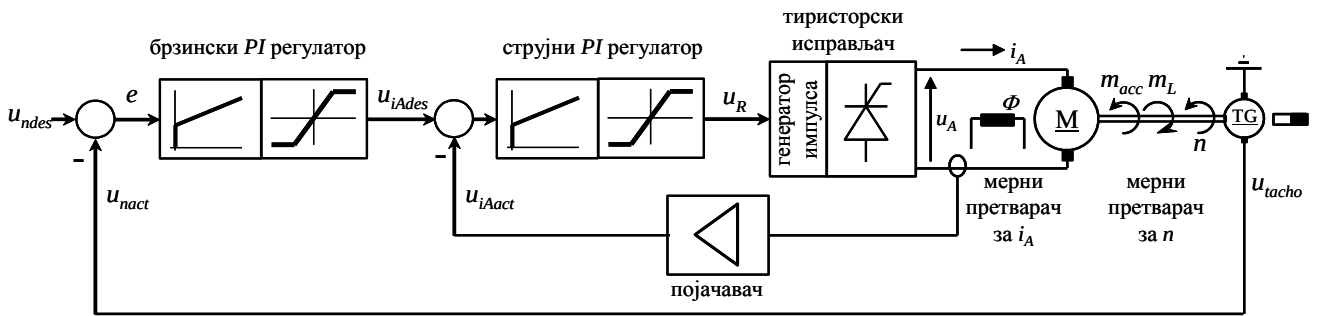
Од раније је познато да је период интеграције T_I одређен капацитивношћу $C_f = T_I / R_i$. Користећи T_n као параметар наместо T_I добија се:

$$C_f = T_n / R_f.$$



Слика 58. *PI регулатор остварен са ОП*

У наредном делу опет ће бити размотрен рад погона једносмерне машине и исправљача, али сада са примењеним *PI* регулатором струје ротора у унутрашњој, подређеној петљи и брзине у спољној, надређеној петљи (слика 59.). Такође биће дато више конкретних детаља везаних за регулацију самог погона.



Слика 59. *Погон једносмерне машине регулисан по брзини са унутрашњом регулационом петљом по струји*

Посматраће се садржај и понашање *PI* регулатора брзине. На његове улазне крајеве повезани су сигнал жељене брзине u_{ndes} и сигнал стварне вредности брзине u_{nact} добијен са тахогенератора. Ако су оба ова сигнала једнака, а због дејства I члана у регулатору, његов излаз ће остати на претходно достигнутој вредности, што значи да се погон обрће задатом брзином. Нема потребе за убрзавањем или кочењем. Електромагнетни момент који развија машина $m_{acc} = \Phi \cdot i_A$ управо уравнотежава момент оптерећења m_L .

Сматрајући да се побудни флуks Φ не мења, излаз *PI* регулатора брзине, у овом случају, не задаје електромагнетни момент већ струју ротора i_A која одговара овом моменту. Излазни напон брзинског регулатора u_{iAdes} даје референцу за унутрашњу струјну петљу.

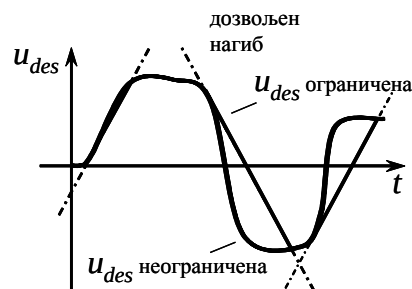
Свака мала промена момента оптерећења или референце проузроковаће појаву грешке $e \neq 0$. Ово проузрокује тренутно реаговање P члана у брзинском регулатору које затим утиче на унутрашњу струјну петљу да реагује врло брзо са променом напона на ротору u_A . Како се процес регулације наставља, I члан регулатора брзине осигурава да се грешка e сведе на нулу. За добар резултат спрегнутог деловања брзинског и струјног регулатора, потребно је подесити да брзина реаговања струјне регулационе петље буде пет до осам пута већа од исте брзинске петље. Са добро пројектованим погоном и оптималним подешањем параметара

регулятора може се очекивати да се при промени референце брзине ново задата вредност достигне за мање од $200ms$.

Мотор је способан да, у кратком периоду током процеса успостављања брзине на жељену вредност, поднесе струју и неколико пута већу од називне. Обично машине могу прихватити прекорачење струје од 1,5 пута, али машине са потпуно ламинираном конструкцијом, које су посебно развијене за управљане погоне, могу прихватити прекорачење и до 4 пута веће од називне струје. Стога је потребно унети коло за ограничавање у регулациону структуру које би ограничило излаз регулятора брзине u_{iAdes} , а који чини референцу за струјну петљу. Ако се узме да је дозвољено струјно прекорачење 4 и $u_{iAdes(max)}=10V$ тада нивоу називне струје одговара $u_{iAdes}=2,5V$. Вршна вредност од $10V$ за u_{iAdes} не сме бити премашена. Ово се односи за струју ротора при убрзавању и при кочењу.

Ако се сада зада велика одскочна промена референце, грешка e ће тренутно достићи вредност која доводи регулатор брзине у стање прекорачења чији је излаз ограничен на граничној вредности. Чак и велико P дејство може проузроковати прекорачење у PI регулатору. Без обзира да ли је до прекорачења дошло само деловањем P члана, или P и I члана заједно, током његовог трајања I дејство ће преузети граничну вредност излаза регулятора $u_{iAdes(max)}$ на себе. Сви недостаци до којих доводи стање прекорачења I дејства, о којима је било речи, пре свега тежња да доведе до изразитог таласања у управљаној променљивој, и овде остају присутни. Треба се сетити да ће регулатор изаћи из овог стања оног тренутка када грешка e опадне на нулту вредност. Да би се спречило таласање у брзини, у овом тренутку машина би морала тренутно развити момент m_{acc} који делује у супротном смеру, а ово се једино може остварити брзом променом смера струје i_A .

Прекорачење у регулатору брзине, захваљујући наглој промени референце, може се спречити спајањем кола за обликовање референце у извору референтног сигнала које одређује брзину његове промене. Ово коло дозвољава промене референце ограниченог нагиба (слика 60)



Слика 60. Ограничење нагиба промене референце u_{des} колом за обликовање сигнала

Операциони појачавачи се могу користити за остваривање свих кола унутар регулационог склопа: самог регулятора, кола за ограничавање, кола за обликовање референтног сигнала, филтара, итд. Поред тога они пружају потпуну распрегнутост између сваког од ових степени, а тиме и могућност независног подешавања параметара кола.

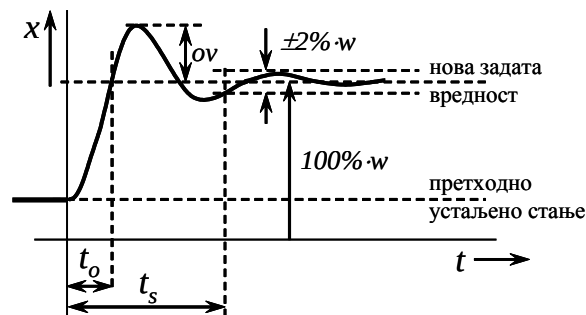
Захтеви при подешавању регулятора

Примећено је раније да регулациона петља може сачињавати и осцилујући склоп. Издвојен је псеудо-периодичан и апериодичан одзив управљане променљиве. Такође, установљена је потреба за управљањем у затвореној повратној спрези да би се отклонио утицај поремећаја на управљану променљиву x и да је за оптимално подешавање система потребно применити одскочну промену референце. Затим се одговарајућим мерним инструментом прати одзив

система. Ово је једини погодан начин на који систем може бити подешен, јер поновљива и мерљива одскачна промена спољњег поремећаја z може се остварити у врло ретким случајевима. Ипак, поред поремећаја z , референца w такође делује споља у односу на систем, а систем даје одзив на поновљиву одскачну промену референце сличан по облику одзиву при промени поремећаја.

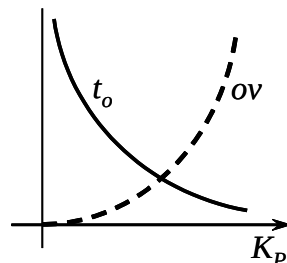
Прво је потребно установити на који начин оценити одзив управљане променљиве x на одскачну промену референце. Сматраће се да је регулатор I или PI . Због присутног I члана реаговање ових регулатора престаје када је грешка e сведена на нулу. Како би систем имао што бржи одзив често је прихватљиво имати и ограничен ниво таласања у излазу x пре него што се устали на новој вредности. За оцену прелазних помена било којег облика уводе се следеће величине (слика 61):

- време до прве нулте грешке (или време до првог пребачаја) t_o : ово је временски период који траје од тренутка одскачне промене референце до тренутка када управљана променљива u_{act} први пут достигне жељену вредност u_{des} .
- време смирења t_s : временски период који започиње у тренутку промене референце, а завршава се када таласање у управљаној променљивој уђе у опсег одређене ширине чија се вредност изражава процентуално у односу на крајњу вредност. Увођење опсега је потребно јер таласање може трајати дуг период (теоријски бесконачно) пре него што се сасвим пригуши. Уобичајена вредност је 2%.
- Прескок ov : је разлика између првог пребачаја у односу на устаљену вредност.



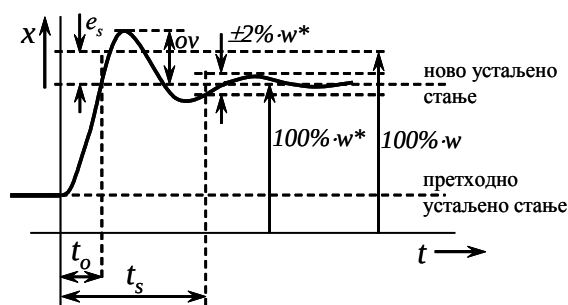
Слика 61. Параметри одскочног одзива система са регулатором који садржи I члан

Оптимално ове вредности (t_o , t_s , ov) би биле што мање могуће. Међутим, кратко време до прве нулте грешке проузрокује дуго време смирења са великим прескоком (слика 62). Због тога мора се прихватити компромис, тј. наћи оптимум, у избору решења.



Слика 62. Утицај појачања K_p на t_o и ov

Ако се користи регулатор без I члана, такође се користе параметри одзива времена до прве нулте грешке t_o , времена смирења t_s и прескока ov да би се оценило подешавање регулатора (слика 63). Међутим, како се одскачни одзив P регулатора увек заврши са грешком устаљеног стања e_s , у овом случају сви подаци су дати у односу на нову устаљену вредности $w^* = w - e_s$, а не жељену.



Слика 63. Параметри одскочног одзива система са регулятором без I члана

Да би се регулатор у систему подесио према оптималном одскочном одзиву управљане променљиве x за промену референце w или спољњег поремећаја z , потребно је применити правила оптимизације.

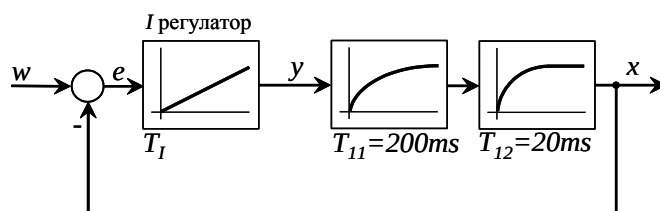
Оптимизација по модуларном правилу (*Absolute Value Optimum* - AVO)

Нека се посматра регулациона петља која садржи само елементе 1. реда и можда кратко мртво време. Код описа рада *PI* регулатора, као карактеристичан параметар уведено је време реакције T_n . Ако се подеси да је оно управо једнако највећој временској константи у регулационој петљи T_{11} , одзив система ће бити знатно бржи.

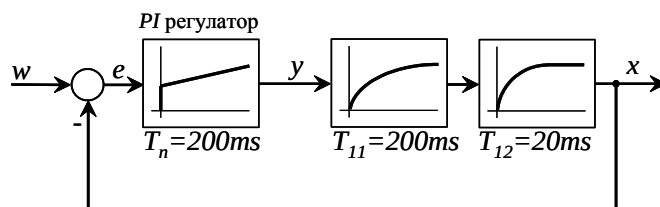
Ово може бити показано кроз пример (слика 64). Нека је највећа временска константа у регулационој петљи $T_{11}=200ms$, а мања временска константа $T_{12}=20ms$. И нека је одабран *I* регулатор. Може се израчунати, на начин који ће бити дат касније, да је за оптимално подешен период интеграције T_I , време до прве нулте грешке $t_0=4,7 \cdot 220ms=1034ms$.

Да би се сада искористила предност *P* дејства коју оно уноси у оквиру *PI* регулатора, потребно је подесити време реакције T_n на $200ms$ (слика 65). Са оптимално одабраним појачањем K_P , време до прве нулте грешке износиће $4,7 \cdot 20ms=94ms$. Значи, примењујући приступ поништавања, регулатор пружа приближно 10 пута бржи одзив.

Поништавање је први начин подешавања по модуларном правилу. Објашњење захтева значајну примену математике што излази из оквира овог рада.



Слика 64. Примена *I* регулатора на систем са два елемента 1. реда



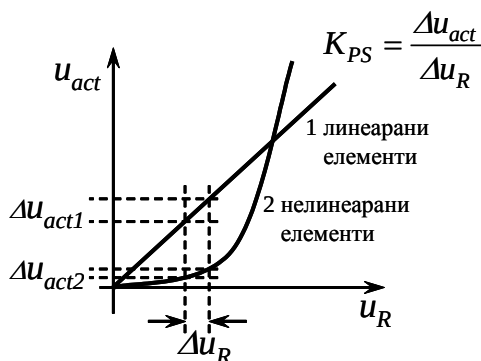
Слика 65. Начин поништавања велике временске константе применом *PI* регулатора

Следи одређивање појачања регулатора по модуларном правилу.

Након одређеног времена реакције T_n преостаје да се одреди пропорционално појачање K_P . Када се после поништавања велике временске константе саберу све мале временске константе добија се укупна временска константа σ .

$$\sigma = T_{12} + T_{13} + \dots$$

За прорачун је потребно одредити и укупно појачање у регулационој петљи K_{PS} од излаза регулатора u_R до мерене вредности излаза u_{act} . Уз присутан нелинеаран елемент у петљи, одређивање K_{PS} би морало да се врши за већи број радних тачака у радном опсегу (слика 66).



Слика 66. Одређивање укупног појачања у регулационој петљи за све линеарне елементе (1) и присуство нелинеарних елемената (2)

Сада се пропорционално појачање у PI регулатору, K_P , може одредити применом модулног правила као:

$$K_P = \frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}.$$

Нека K_{PS} у примеру износи 1,8 (слика 67). Применом модулног правила добија се појачање у PI регулатору:

$$K_P = \frac{200ms}{2 \cdot 1,8 \cdot 20ms} = 2,78.$$

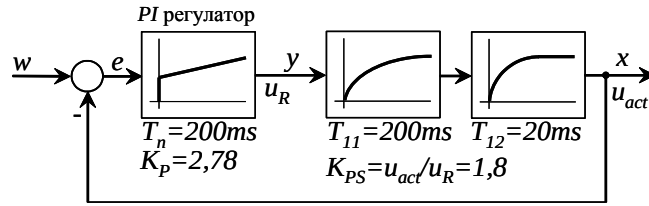
Ако би систем радио са P регулатором, без I дејства (слика 68), појачање K_P по модулном правилу рачуна се на исти начин. У примеру са временским константама $T_{11}=200ms$ и $T_{12}=20ms$ и укупним појачањем у петљи $K_{PS}=1,8$, појачање K_P треба подесити поново на 2,78. P регулатор, као што је познато, ради са грешком стацинарног стања, док год је $u_R \neq 0$. Регулатор брзине, чији излаз треба да обезбеди електромагнетни момент машине, мора према томе имати $u_R > 0$. Грешка стацинарног стања при примени овог правила се приближно може одредити из израза:

$$e_s = \frac{2 \cdot \sigma}{T_{11} + 2 \cdot \sigma}.$$

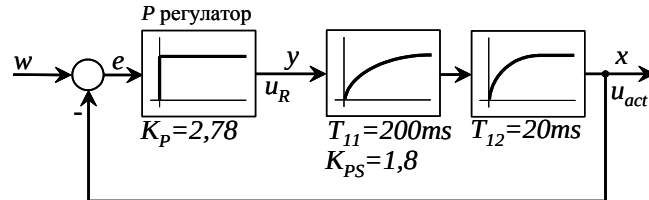
Уврштавајући вредности из примера добија се:

$$e_s = \frac{2 \cdot 20ms}{200ms + 2 \cdot 20ms} = 0,167$$

па се одскочна промена референце w неће одразити у одзиву $x=100\% \cdot w$ него $100\% - 16,7\% = 83\%$ од жељене вредности. Види се да је грешка мања за мањи однос σ/T_{11} .



Слика 67. Параметри PI регулатора подешени по модулном правилу



Слика 68. Примена модулног правила при избору P регулатора

Још неколико речи о ранијем примеру у којем је примењен I регулатор (слика 64). Овде грешка стационарног стања e_s не постоји. Већ је речено да ће одзив бити много спорији него у случају PI регулатора. То је из разлога што је период интеграције T_I I регулатора одређен збиром свих временских константи петље. Велика временска константа чији је утицај могао бити поништен код PI регулатора, мора овде бити укључена у σ . По модулном правилу T_I је потребно подесити на:

$$T_I = 2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma$$

што у примеру износи:

$$T_I = 2 \cdot 1,8 \cdot (200ms + 20ms) = 792ms.$$

У поређењу са периодом интеграције PI регулатора $T_I = T_n / K_P = 200ms / 2,78 = 72ms$ период интеграције је сада 10 пута већи, па систем има знатно спорији одзив.

Оптимизација по симетричном правилу (*Symmetrical Optimum - SO*)

У претходном примеру регулациона петља, без регулатора, није садржавала I елемент. Ако I елемент постоји у петљи не може се применити приступ поништавања. Нека се узме пример регулационе петље која садржи I елемент и један или неколико елемената 1. реда. И овде ће битан параметар бити збир свих временских константи σ . Изабран је, за почетак, PI регулатор. Време реакције T_n регулатора подешено по *симетричном правилу*, тзв. *4 σ правилу*, износи:

$$T_n = 4 \cdot \sigma.$$

За детаљније објашњење и овде је потребна значајна примена математичких извођења.

У ранијим одељцима објашњено је како одредити параметре регулационе петље. Потребно је пронаћи временске константе T_{12} , T_{13} , итд. елемената 1. реда. Затим, потребно је одредити период интеграције T_I . Укупно појачање регулационе петље K_{PS} није могуће одредити када ова садржи I елемент, јер обично није могуће одвојити фактор појачања од периода интеграције. Али они се могу посматрати заједно као период интеграције петље T_{IS} :

$$T_{IS} = \frac{T_I}{K_{PS}}.$$

Поступак мерења T_{IS} је исти онај објашњен у делу посвећеном I елементу.

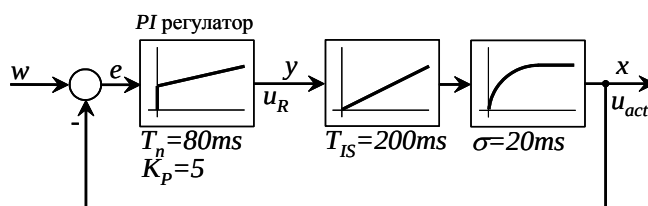
Након што је утврђена вредност за време реакције T_n недостаје да се одреди пропорционално појачање регулатора K_P . Користећи израз сличан оном код модулног правила добија се појачање K_P по симетричном правилу као:

$$K_P = \frac{T_{IS}}{2 \cdot \sigma}.$$

Нека су измерене вредности параметара регулационе петље следеће: период интеграције петље T_{IS} износи $200ms$ и збир временских константи σ је $20ms$ (слика 69). Са овим вредностима могу се прорачунати одговарајући параметри PI регулатора, времена реакције T_n и појачања K_P :

$$T_n = 4 \cdot \sigma = 4 \cdot 20ms = 80ms$$

$$K_P = \frac{T_{IS}}{2 \cdot \sigma} = \frac{200ms}{2 \cdot 20ms} = 5.$$



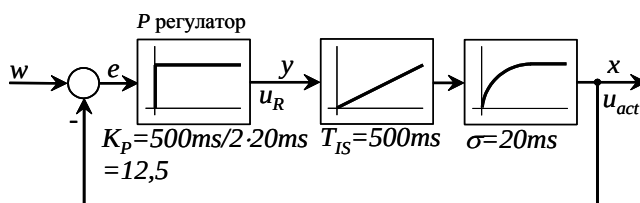
Слика 69. Прорачун параметара PI регулатора по симетричном правилу код петље са I елементом

Код примене модулног правила, време до прве нулте грешке износи $t_0 = 4,7 \cdot \sigma$, па је користећи временске константе из примера $t_0 = 4,7 \cdot 20ms = 94ms$. Код симетричног правила време до прве нулте грешке је краће и износи $t_0 = 3,1 \cdot \sigma$, што у примеру даје $t_0 = 3,1 \cdot 20ms = 62ms$ или 66% оне код модулног правила.

Да ли је могуће регулисати овај систем другом врстом регулатора?

Повезивање I регулатора у петљу која већ садржи I елемент не долази у обзир јер би то дало нестабилан систем.

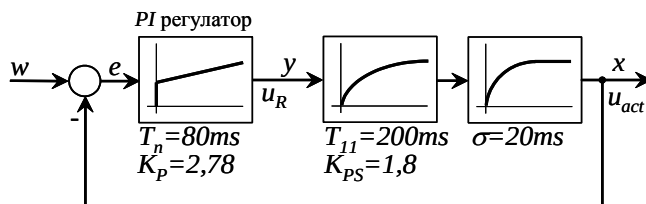
Избор P регулатора (слика 70) уз примену модулног правила је могућа под условом да је период интеграције петље T_{IS} много већи од укупне временске константе σ . Одређивање појачања K_P у овом случају прати исти поступак као код PI регулатора. Ако је на пример период интеграције петље T_{IS} 20 или више пута већи од збира временских константи σ , тада се за појачање K_P P регулатора добија велика вредност: $K_P \geq 10$. Међутим, појачање од нпр. 12,5 значи да грешка у износу 8% од граничне вредности управљачке променљиве u_R јесте довољна да доведе до стања прекорачења: $e \cdot K_P = 8\% \cdot u_R \cdot 12,5 = 100\% \cdot u_R$. Значи свака већа вредност грешке би стога врло брзо довела до прекорачења у P регулатору што није добра особина.



Слика 70. Примена модулног правила за P регулатор у систему са I елементом

Следи још један пример примене симетричног правила (слика 71). Регулациона петља садржи само елементе 1. реда при чему је временска константа једног T_{11} више од 4 пута већа од збира свих осталих σ .

$$T_{11} > 4 \cdot \sigma.$$



Слика 71. Симетрично правило примењено на систем кога чине елементи 1. реда

Оптимално решење и овде пружа 4σ правило примењено на PI регулатор. Време реакције T_n треба подесити на:

$$T_n = 4 \cdot \sigma,$$

а појачање K_P као код модулног правила на:

$$K_P = \frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}.$$

За ранији пример система са $T_{11}=200ms$, $T_{11}=\sigma=20ms$ и $K_{PS}=1,8$ најпре је потребно проверити:

$$\frac{T_{11}}{4 \cdot \sigma} = \frac{200ms}{4 \cdot 20ms} = 2,5$$

(што задовољава примену симетричног правила), а затим следе вредности за време реакције T_n :

$$T_n = 4 \cdot 20ms = 80ms$$

и појачање регулатора K_P :

$$K_P = \frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma} = \frac{200ms}{2 \cdot 1,8 \cdot 20ms} = 2,78.$$

Избор регулатора и прорачун оптималних вредности параметара

Тек пошто су познате особине свих елемената и вредности параметара система може се приступити избору регулатора и правила за оптималан прорачун његових параметара. Табела III даје преглед примена модулног и симетричног правила са одговарајућим решењима за прорачун параметара регулатора. σ представља збир свих малих временских константи регулационе петље, али ако се једна не може издвојити као велика σ је тада збир свих. Ако је једна временска константа T_{11} већа од осталих, потребно је проверити да ли је 4σ мање или веће од T_{11} . Присуство I елемента са периодом интеграције T_{IS} готово увек захтева примену PI регулатора, али никада I регулатора.

Поред два разматрана правила оптимизације, модулног правила (AVO) и симетричног правила (SO), примењује се и треће које је такође дато у табели III, линеарно правило ($Linear Optimum LO$). Регулатор подешен по модулном и симетричном правилу увек доводи до прескока у управљаној променљивој при одскочној промени референце w . Постоје примене које не допуштају појаву прескока. Пример су погони за лифтове и кранове. У овим

случајевима добро решење даје линеарно правило, када систем пружа аperiодичан одзив на одскачну референцу. K_P је потребно поставити на половину вредности добијене применом модулног правила. Време реакције T_n остаје непромењено.

Табела III. Избор регулатора и правила оптимизације

регулациона петља	правило оптимизације	регулатор	време реакције T_n	појачање K_p	период интеграције T_I
σ	LO AVO	I	–	–	$4 \cdot K_{PS} \cdot \sigma$ $2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma$
$T_{11} < 4\sigma$	LO AVO	PI	T_{11}	$\frac{T_{11}}{4 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$ $\frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$	–
$T_{11} > 4\sigma$	SO	PI	4σ	$\frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$	–
$T_{11} >> 4\sigma$	LO AVO	P	–	$\frac{T_{11}}{4 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$ $\frac{T_{11}}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma}$	–
$T_{IS} < 4\sigma$	SO	PI	4σ	$\frac{T_{IS}}{2 \cdot \sigma}$	–
$T_{IS} >> 4\sigma$	AVO	P	–	$\frac{T_{IS}}{2 \cdot \sigma}$	–

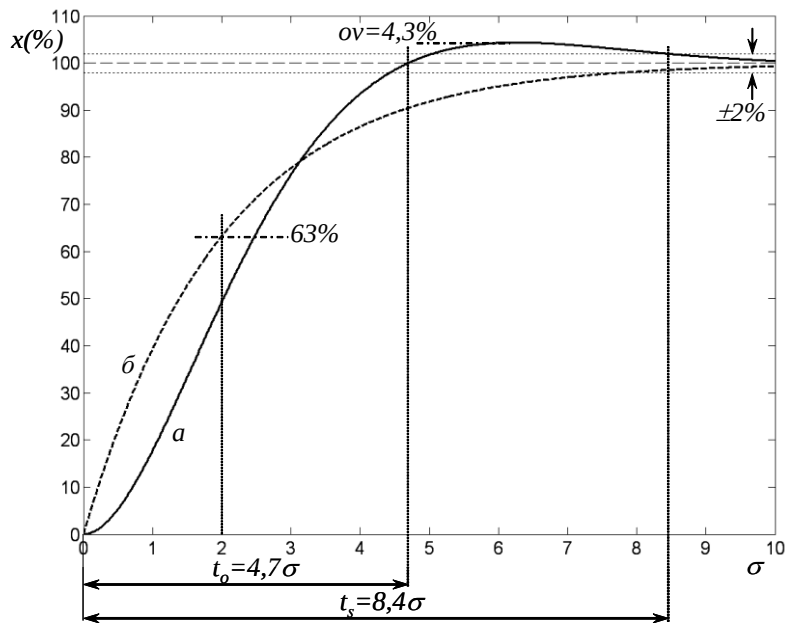
Оптималан одзив управљане променљиве

У претходном делу разматран је избор регулатора и вредности његових параметара. У наставку ће бити посматран утицај овог избора на одзив управљане променљиве. Као и до сада примењује се одскачни одзив, док су сва времена дата према збиру малих временских константи, а прескок у управљаној променљивој x према промени у референтном сигналу w .

Најпре се посматра одскачни одзив управљане променљиве када је регулатор подешен према модулном правилу (слика 72). Овде је:

- време до прве нулте грешке $t_0 = 4,7 \cdot \sigma$
- време смирења $t_s = 8,4 \cdot \sigma$
- прескок $ov = 4,3\%$.

Ове вредности важе у свим случајевима када је примењено модулно правило без обзира на врсту регулатора P , I или PI .

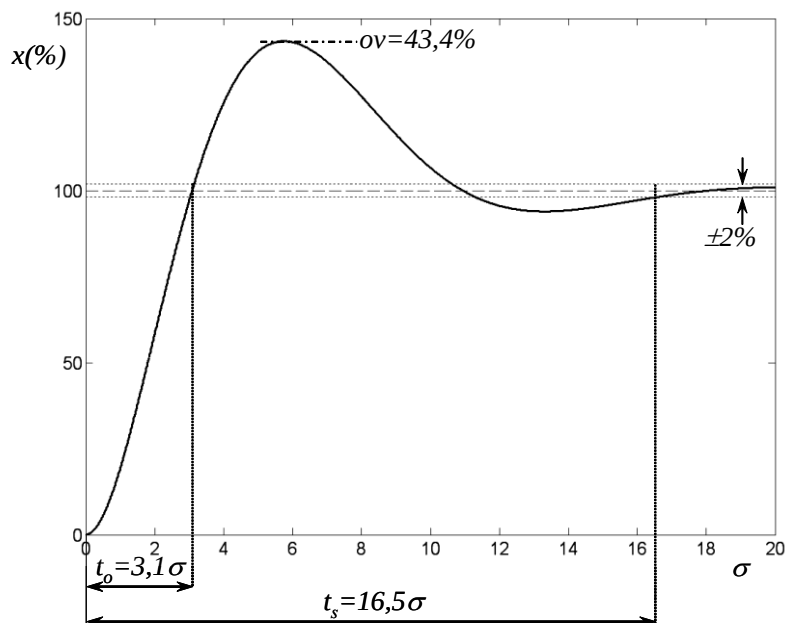


Слика 72. а) Одскочни одзив система подешен према модулном правилу; б) Замена за одзив функцијом 1. реда са временском константом $t_e = 2\sigma$

Ако се користи симетрично правило (слика 73) уз примену PI регулатора, добија се одзив са:

- време до прве нулте грешке $t_0 = 3.1 \cdot \sigma$
- време смирења $t_s = 16.5 \cdot \sigma$
- прескок $ov = 43.4\%$.

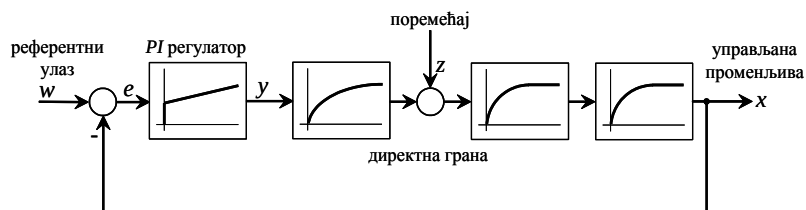
Код симетричног правила, време до прве нулте грешке t_0 након промене референце увек је краће у односу на случај са модулним правилом. Сама ова чињеница није разлог да, када год је то могуће, симетрично правило буде пожељније. Много важније је понашање управљане променљиве x при одзиву на поремећај z .



Слика 73. Одскочни одзив система подешен према симетричном правилу

Поређењем резултата остварених различитим правилима оптимизације при одређивању параметара PI регулатора у једном систему (слика 74), могу се извући следећи закључци (слика 75):

- **Линеарно правило:** одзив управљане променљиве x на одскочну промену референце показује споро прилажење коначној вредности без пребачаја. Ова врста одзива се захтева у погонима за дизалице. Одскочна промена поремећаја је праћена значајним одступањем од задате вредности и спорим враћањем на њу.
- **Модулно правило:** нагиб одскочног одзива при промени референце два пута је стрмији у односу на онај код линеарног правила, али постоји мали пребачај који износи $\sim 4\%$ промене референце. Скоковита промена поремећаја проузрокује дупло мање одступање од оног добијеног линеарним правилом. Време потребно да се управљана променљива врати на задату вредност је међутим исто као код линеарног правила.
- **Симетрично правило:** у овом случају у одзиву на одскочну промену референце постоји врло кратко време до прве нулте грешке, али и значајан пребачај од $\sim 43\%$. Одступање излаза настало скоковитом променом поремећаја је готово исто као код модулног правила, али је време повратка на постављену вредност врло кратко. То је разлог зашто је, када год је то могуће, пожељније применити симетрично правило.



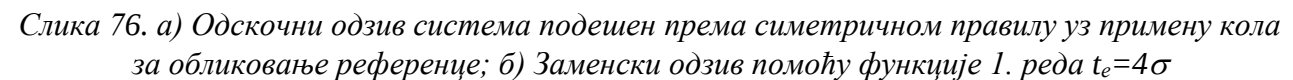
Слика 74. Петља регулисана PI регулатором

подешавање регулатора	одзив управљане променљиве на одскочну промену референце	одзив управљане променљиве на одскочну промену поремећаја
линеарно правило (LO)	 спор одзив, без пребачаја	 спор одзив, велико одступање
модулно правило (AVO)	 брз одзив, 4% пребачај	 спор одзив, мало одступање
симетрично правило (SO) без уобличавања референце	 брз одзив, 43% пребачај	 врло брз одзив, мало одступање
са уобличавањем референце	 спор одзив, 8% пребачај	

Слика 75. Поређење одзива добијених применом правила оптимизације

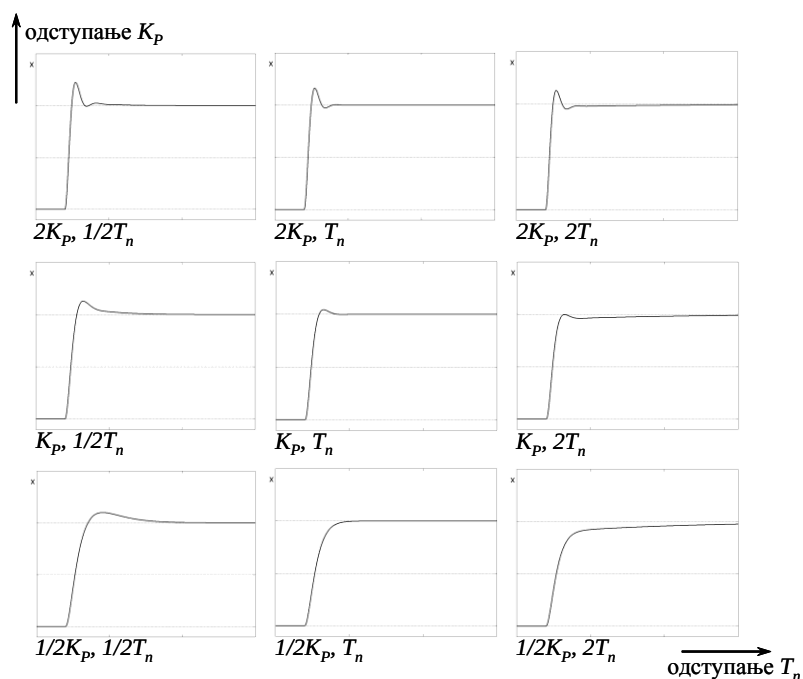
- време до прве нулте грешке $t_0=7,6 \cdot \sigma$
- време смирења $t_s=13,3 \cdot \sigma$
- прескок $ov=8,1\%$.

- Елемент за уобличавање референце лежи ван регулационе петље па стога не утиче на одзив при појави поремећаја.

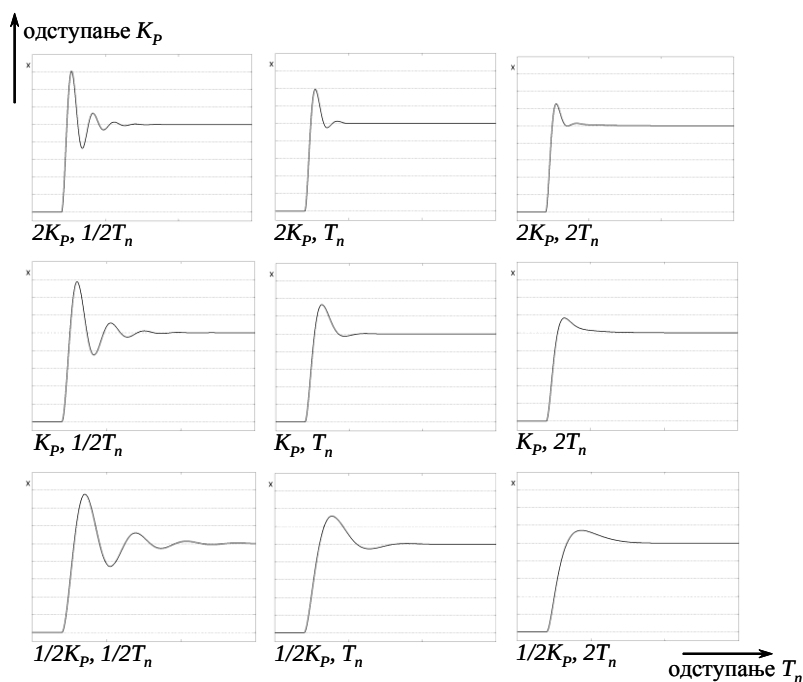


Наведени подаци за облик одскочног одзива управљане променљиве, за примењена правила оптимизације, одговараће стварном одзиву система само онда када су коришћени параметри током прорачуна једнаки онима у стварном систему. Ови међутим, често не могу бити измерени са већом прецизношћу, а могу се и мењати током времена и у зависности од радне тачке погона. Из тог разлога потребно је имати представу о начину на који је одскочни одзив система поремећен одступањем стварних вредности параметара, на пример за чинилац 2.

45



Слика 77. Поређење одскочних одзива управљане променљиве са подешавањем по модулом правилу уз одступања



Слика 78. Поређење одскочних одзива управљане променљиве са подешавањем по симетричном правилу уз одступања

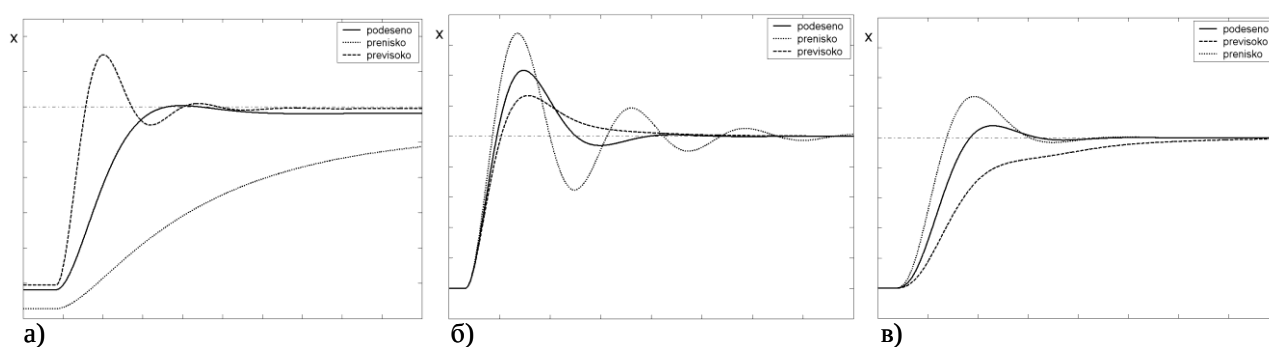
Сада када су утврђени начини на које непознавање прaviх вредности параметара утичу на одзив система, може се извести поступак за подешавање параметара PI регулатора експерименталним путем према симетричном правилу (слика 79).

1. На почетку, I члан регулатора је потребно искључити тако да остане само P дејство. Референтни сигнал се доводи без уобличавања и посматра одзив x . Понављањем исте промене референце и поређењем одзива показује у коју страну је потребно променити

вредност појачања K_P да би се добио што оптималнији одзив P члана и то према модулном оптимуму. Обично је потребно само неколико покушаја.

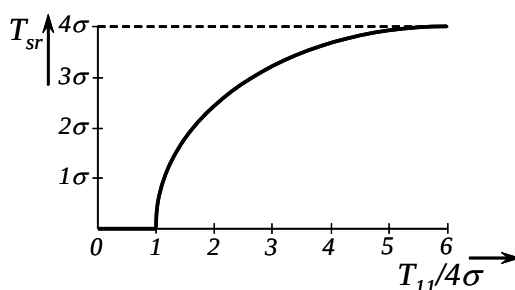
Напомена: Користећи овај начин, регулатор ће наравно радити са грешком у устаљеном стању e_s и управљана променљива x неће тачно заузети жељену вредност.

2. I члан се поново спаја да би се добио PI регулатор. Понавља се довођење одскочних промена у референци. Поређење одзива добијених за различите вредности времена реакције T_n показује да ли је T_n подешено премало, тачно или превелико и у ком се правцу треба кретати, а да би се достигао симетрични оптимум.
3. После подешавања PI регулатора по симетричном правилу потребно је поставити одговарајућу вредност временске константе у колу за обликовање референце T_{sr} . Довођење скоковитих промена референце се затим врши преко кола за обликовање референце, и снима одзив при промени његове временске константе. Коло за обликовање референце је добро подешено када се добије пребачај у одзиву мањи од 10%.



Слика 79. а) Подешавање појачања P дејства регулатора (K_P) по модулном правилу; I дејство искључено; постоји грешка устаљеног стања. б) Подешавање I дејства регулатора (T_n) по симетричном правилу. в) Подешавање временске константе кола за обликовање референце (t_{sr})

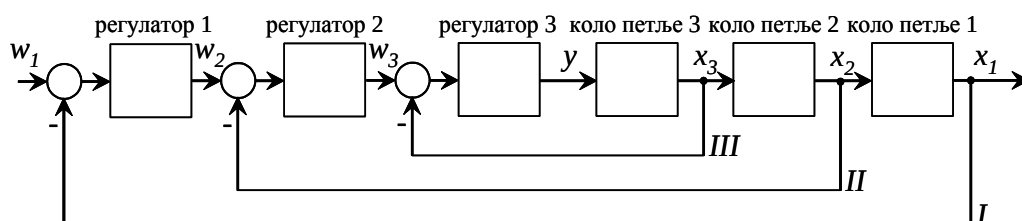
Пратећи упутства из табеле III симетрично правило користи се и када петља не садржи I елемент, него елемент 1. реда временске константе T_{11} веће од 4σ (суме свих осталих временских константи). Примена симетричног правила тражи уобличавање референце. У овом случају, међутим, временска константа кола за обликовање треба да буде постављена на нешто нижу вредност у односу на 4σ правило да би се избегао непотребно спор одскочни одзив. Граф са слике 80 даје потребну вредност временске константе кола за обликовање референце T_{sr} у зависности од односа $T_{11}/4\sigma$. Не препоручује се коришћење веће временске константе овог кола од потребне.



Слика 80. Избор временске константе кола за обликовање референце T_{sr} у систему са елементима 1. реда

Подређене и надређене регулационе петље, каскадни регулациони систем

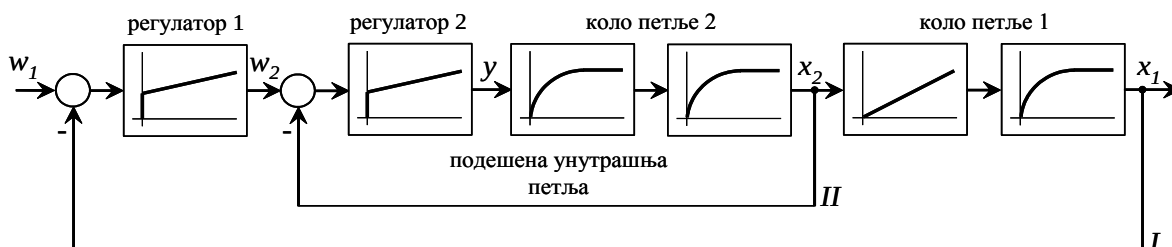
У претходним поглављима често је као пример коришћен погон једносмерне машине који садржи брзинску и струјну регулациону петљу. Оваква врста система назива се *каскадни регулациони систем*: сачињен је из надређене (или спољне) регулационе петље и подређене (или унутрашње) регулационе петље. Излазни напон u_R спољне петље чини референтни улаз за унутрашњу петљу. Посматрајући са гледишта спољне петље, целокупна и подешена унутрашња петља је део регулационог ланца спољне петље. На слици 81, подешен регулатор 3 и остатак кола регулационе петље 3 (тј. целокупна регулациона петља *III*) заједно са регулатором 2 и колом петље 2 чине регулациону петљу *II*. Такође, целокупна регулациона петља *II* чини део надређене петље *I* са регулатором 1.

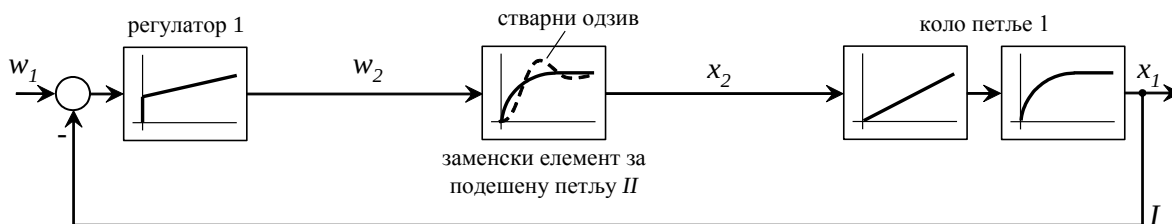


Слика 81. Каскадни регулациони систем

Поставља се питање: Како посматрати унутрашњу петљу током поступка подешавања параметара регулатора спољне петље?

Након што је регулатор унутрашње регулационе петље подешен било по модулном, било по симетричном правилу оптимизације и пошто је у другом случају уведено одговарајуће обликовање референце, могуће је заменити целокупну унутрашњу петљу елементом 1. реда. Временска константа t_e овог заменског елемента је једнака 2σ код примене модулног правила, а ако је коришћено симетрично правило са колом за обликовање референце, t_e износи 4σ . Елемент 1. реда са временском константом t_e , значи замењује целокупну оптимално подешену унутрашњу петљу када се разматра регулациона петља спољне или надређене регулационе петље (слика 82). Коришћење заменске функције уноси малу грешку чији је утицај ограничен тиме што прелазни процес заменског елемента у поређењу са истим оптимално подешене регулационе петље, одступа у једнаком износу са позитивним и негативним знаком (погледати слике 72 и 76). Другачије речено, и у случају модулног и симетричног правила површина напон-време негативног одступања је једнака површини позитивног одступања, што значи да се у неку руку утицаји одступања поништавају.



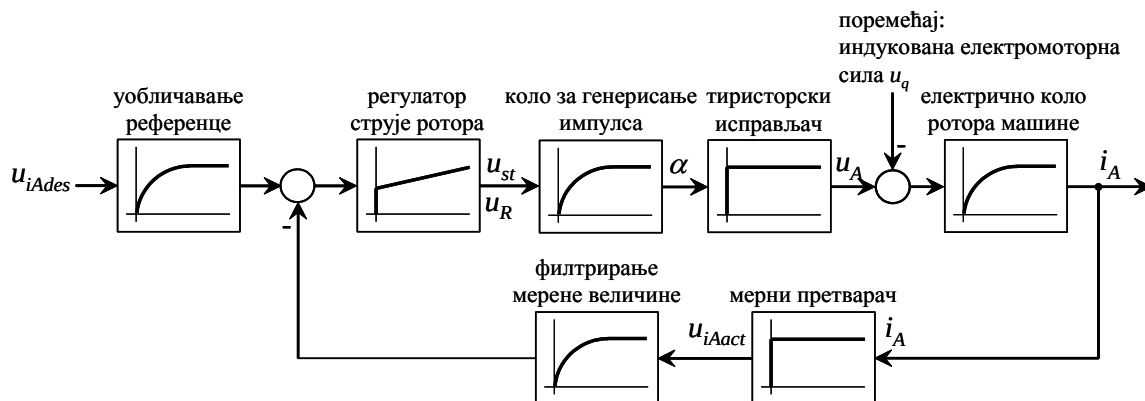


Слика 82. Замена унутрашње петље II елементом 1. реда у спољној петљи I

Овај начин посматрања каскадног система могуће је применити на ранији пример погона где је унутрашња регулациона петља по струји подређена спољној регулационој петљи по брзини. И уопште, за сваки поремећај чији је утицај знатан и сваку битну временску константу у систему, пожељно је да постоји регулатор који поставља управљану променљиву на одговарајућу вредност што брже могуће. У наставку најпре ће се посматрати регулациона петља по струји ротора.

Регулациона петља по струји ротора

Регулациона петља садржи тиристорски исправљач са колом за генерисање импулса (слика 83). У примеру погона, негативна управљачка променљива u_{st} на улазу кола за генерисање импулса значи рад исправљача у исправљачком режиму рада где се енергија из трофазне наизменичне мреже шаље ка једносмерном излазу. Напон на излазу, тј. на ротору, u_A већи је за негативније вредности u_{st} . Мртво време самог исправљача се може занемарити, али мртво време генератора импулса мора бити узето у обзир. У прорачуну параметара регулатора мртво време се замењује елементом 1. реда чија је временска константа приближно једнака средњој вредности мртвог времена; пошто се код шестопулсног исправљача оно мења у опсегу 0 до $3,33ms$, ова временска константа износи $T_{fp}=2,5ms$.



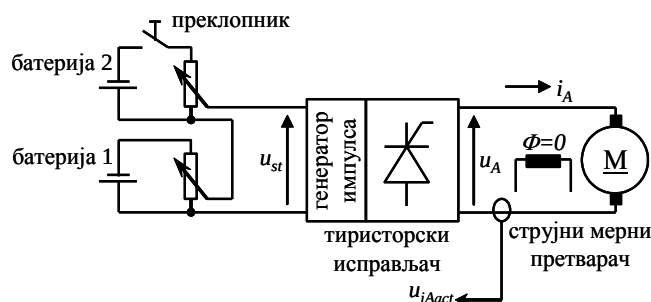
Слика 83. Регулациона петља по струји ротора

Следећи елемент петље је електрично коло ротора једносмерне машине. У делу где су посматране особине преносних елемената, установљено је да коло ротора представља елемент 1. реда. У наставку је описан начин на који је могуће измерити временску константу електричног кола ротора T_A и појачање кола петље K_{PS} .

Осовину ротора је потребно укочити тако да се ротор не може обртати. Поред тога потребно је и искључити побуду, тако нема индуковане електромоторне силе u_q у роторском намотају и једнини напон који постоји у електричном колу ротора је онај доведен са исправљача u_A . Главни поремећај у колу, u_q , је нула.

За поступак одређивања параметара потребне су две батерије 1 и 2, повезане као на слици 84. Прва (1) даје управљачки напон u_{st} за генератор импулса. u_{st} се не мења и подешен је

потенциометром тако да струја ротора i_A (мерена струјним претвараčem) износи 35% називне вредности I_{AN} . Ако је, на пример, потребан регулациони напон u_{st} од 5V за добијање називне струје (дозвољавајући пуних 10V за u_{st} при убрзавању двостуком називном струјом ротора), тада је регулациони напон од $u_{st1}=1,75V$ довољан за 35% називне струје. Нека напону u_{st1} одговара напон на излазу струјног мерног претварача од u_{iAact1} и напон на излазу исправљача од u_{A1} . Повезивањем напона добијеног са потенциометра везаног на другу батерију (2) редно са првом батеријом, потербно је подесити укупан управљачки напон на нову вредност u_{st2} тако да струја ротора порасте на 45% од I_{AN} . Са овом струјом излазни напон струјног мерног претварача u_{iAact2} требало би да порасте на 2,25V. Одговарајући напон ротора је u_{A2} .



Слика 84. Одређивање параметара струјне регулационе петље

Измерене претходно наведене вредности напона омогућују одређивање појачања регулационе петље струје ротора K_{PS} преко односа разлике $\Delta u_{st}=u_{st2}-u_{st1}$ и $\Delta u_{iAact}=u_{iAact2}-u_{iAact1}$:

$$K_{PS} = \frac{\Delta u_{iAact}}{\Delta u_{st}}.$$

Потом, следи одређивање временске константе кола ротора T_A . За добијање скоковите промене у управљачком напону u_{st} повезан је преклопник у колу батерије 2, тако да затварање прекидача заправо остварује одскочну промену у u_{st} , а тиме посредно и у u_A . Овај скок напона Δu_A доводи до прелазног процеса у струји ротора i_A у облику функције 1. реда. Потребно га је снимити и применити поступак одређивање 63% вредности укупне промене на излазу.

Претпоставићемо да измерено појачање у петљи струје ротора износи $K_{PS}=12,8$, а да је временска константа петље $T_A=31ms$.

Преостаје да се одреди податак о временској константи повратне гране. За пуноуправљиви трофазни тиристорски исправљач напајан из 50Hz електричне мреже, временски интервал између суседних окидних импулса за 6 тиристора је $20ms/6=3,33ms$. Временска константа обично бирана за филтрирање мерене вредности струје машине једнака је приближно половини овог временског интервала, тј. $T_{sa}=1,5ms$.

Сада се могу одредити параметри регулатора (слика 85). Највећа временска константа у петљи је $T_A=31ms$. Мале временске константе су она кола за генерисање импулса $T_{fp}=2,5ms$ и кола за филтрирање $T_{sa}=1,5ms$. Њихов збир износи:

$$\sigma_A = 2,5ms + 1,5ms = 4ms.$$

Однос највеће временске константе и четвороструког збира малих је:

$$\frac{T_A}{4\sigma_A} = \frac{31ms}{4 \cdot 4ms} = 1,94$$

значи већи је од 1. Из табеле III проналази се да је потребно применити *PI* регулатор уз подешавање параметара по симетричном правилу:

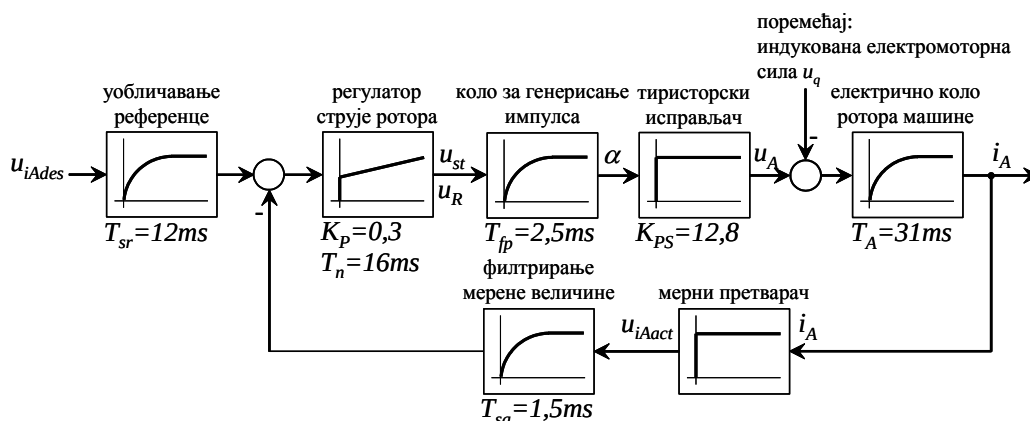
пропорционално појачање регулатора треба подесити на

$$K_P = \frac{T_A}{2 \cdot K_{PS} \cdot \sigma_A} = \frac{31ms}{2 \cdot 12,8 \cdot 4ms} = 0,303,$$

а потребно време реакције је

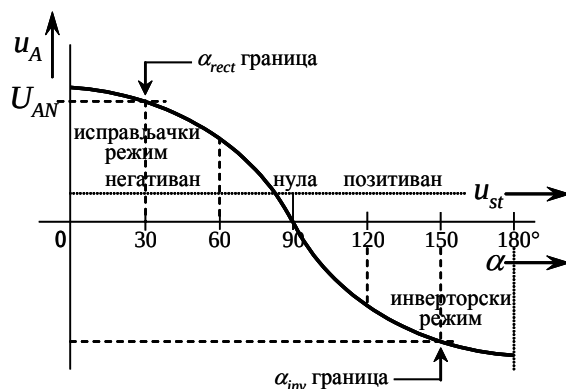
$$T_n = 4\sigma_A = 4 \cdot 4ms = 16ms.$$

Уз примену симетричног правила потребно је увести и уобличавање референце. Како је однос временских константи $T_A/4\sigma_A$ мањи од 4, може се применити временска константа $T_{sr} < 4\sigma_A$. Изабрано је $T_{sr} = 12ms$.



Слика 85. Регулациона петља струје ротора подешена по симетричном правилу

Једини подаци који недостају су граничне вредности излазног напона регулатора u_R , тј. управљачког улаза u_{st} у генератор импулса тиристорског исправљача. Прво ће пажња бити усмерена на негативну граничну вредност U_L јер за негативне вредности u_{st} исправљач ради у исправљачком режиму. U_L потребно је подесити тако да исправљач не може давати виши напон u_A од називне вредности за машину U_{AN} (слика 86). Према томе, угао укључења је у исправљачком режиму рада ограничен на вредност α_{rect} и регулатор струје може регулисати напон на ротору машине u_A од нултог до називног напона U_{AN} . Позитиван управљачки напон на улазу у генератор импулса доводи исправљач у инверторски режим рада. Што се тиче кола ротора ово значи да ће напон ротора u_A променити знак (постаје негативан за разлику од исправљачког режима где је био позитиван), али струја ротора i_A не може променити смер свога тока одређен тиристорима.

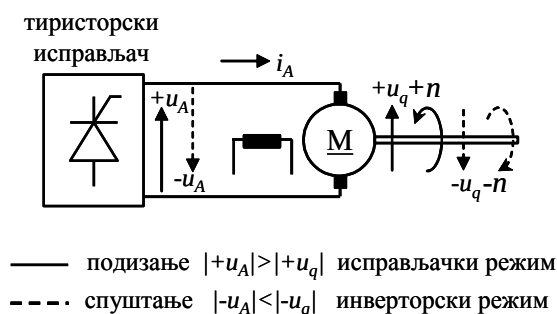


Слика 86. Пеносна карактеристика исправљача

Ако се ради о погону који прво подиже терет, а затим га спушта, као што је на пример дизалица, види се да је ово могуће остварити једним тиристорским мостом (слика 87). При подизању терета електрична енергија тече у машину из исправљача који ради у исправљачком режиму. Када се спушта терет мора се дозволити да терет пропада: машина мења смер обртања и терет се спушта уз регулисано кочење. Терет сада погони машину и ова генерише електричну енергију, тј. ради као генератор једносмерне струје.

Ова енергија треба да буде спроведена назад у мрежу преко исправљача који тада ради у инверторском режиму, претварајући генерисану енергију једносмерне струје у енергију наизменичне струје. Поларитет напона ротора је обрнут, али струја наставља да тече у истом смеру.

Током спуштања u_{st} је позитивно, и са те стране мора бити ограничено до U_{L+} што код угла укључења одговара α_{inv} , тј. граничној вредности у инверторском режиму.



Слика 87. Исправљачки и инверторски режим рада при подизању односно спуштању терета

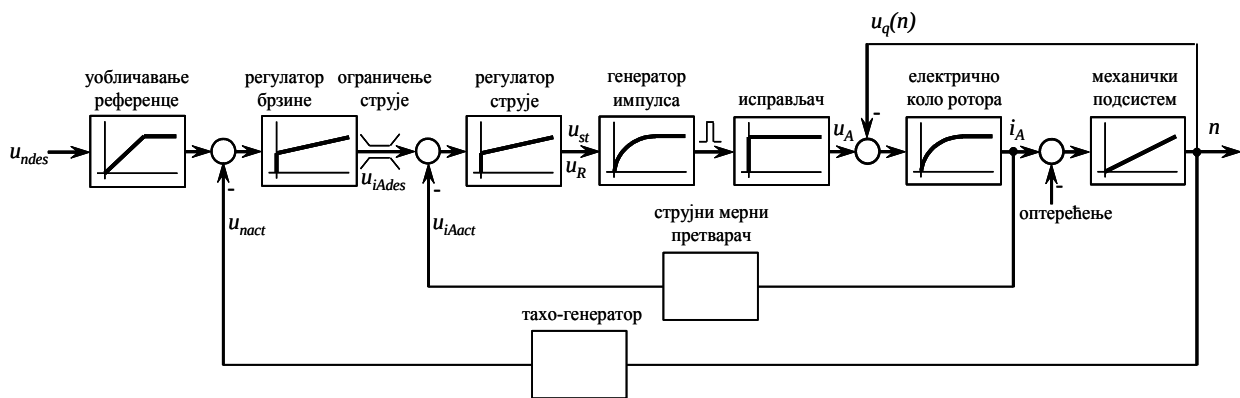
Неки погони захтевају могућност кочења и при позитивном смеру обртања. Пример је погон ваљаонице. У тим случајевима морају се користити два исправљачка моста, по један за позитиван и негативан смер струје.

Коначно, потребно је проверити да ли је прелазни процес у струји ротора i_A довољно близак жељеном оптималном облику. Грешке при поменутих мерењима или неки други разлози, могу утицати на облик понашања струје i_A током прелазног процеса и проузроковати недопустиво одступање од оптималног одзива. Тада је потребно, посматрајући снимљене облике одзива, одредити у ком смеру је грешка довела до лоше одабраних параметара регулатора, а затим их подесити тако да се побољша прелазни процес у i_A .

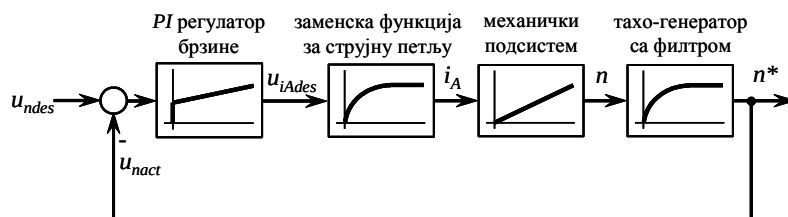
Регулациона петља по брзини

Унутрашња или подређена регулациона петља по струји чини део спољне односно надређене петље по брзини (слика 88). Преко повратне спреге по струји на систем делује контраелектромоторна сила u_q генерисана у машини као главни поремећај и временска константа кола ротора T_A као највећа временска константа. Ова оптимално подешена петља је део регулационог кола петље по брзини која, поред ње, садржи механички подсистем погона, тахо-генератор и филтар сигнала мерене брзине у повратној грани. Као што је било речи, за унутрашњу петљу треба наћи замену у облику функције 1. реда са временском константом t_e (слика 89). Како је однос временских константи $T_A/4\sigma_A$ мањи од 4, користиће се нижа вредност од $t_e = 4\sigma_A = 4 \cdot 4ms = 16ms$:

$$t_e = 12ms.$$



Слика 88. Блок дијаграм регулације брзине машине једносмерне струје



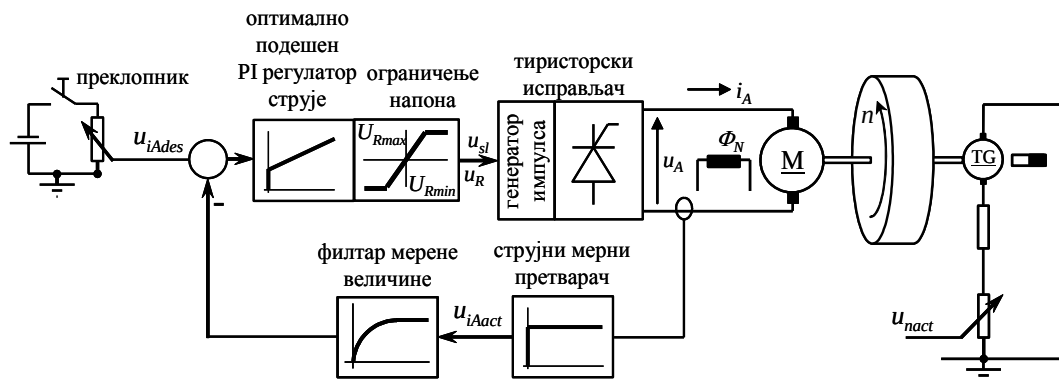
Слика 89. Свођење унутрашње петље по струји на заменски елемент током посматрања спољне петље по брзини

Механички део погона, укључујући машину, има интегрални облик, о чему је било речи и у одељку који се бавио особинама преносних елемената. Период интеграције T_{IS} овог дела је тим већи што је већи момент инерције који је потребно убрзати. Из табеле III читава се да пропорционално појачање регулатора K_P треба бити сразмерно периоду интеграције регулационог кола T_{IS} . Према томе, овај параметар се такође мора одредити мерењем. Период T_{IS} се другачије назива и механичком временском константом T_M . При мерењу погон и машина треба да су оптерећени пуним оптерећењем, у супротном прорачуната вредност пропорционалног појачања K_P ће бити прениска што ће дати сувише спор одзив.

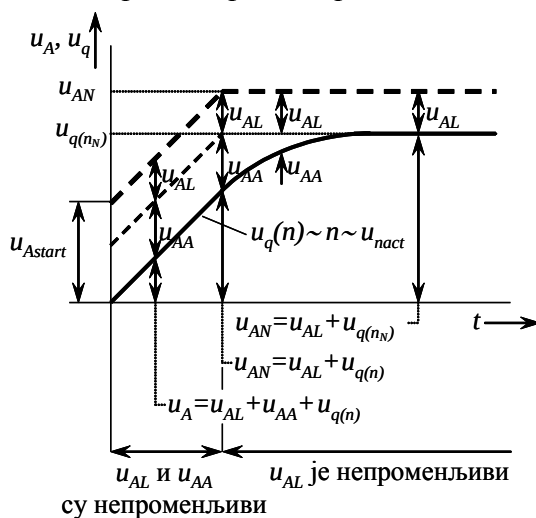
Ток мерења механичке временске константе T_M дат је у наставку. Осовина машине је одкочена; регулациона петља струје ротора је оптимално подешена и гранична вредност напона на излазу регулатора U_L подешена тако да напон на ротору u_A не може премашити називних U_{AN} . Напон на побудном намотају u_F је такође подешен на називну вредност тако да је успостављен називни флуks Φ_N . Са називним оптерећењем, називном побудом и називним напоном на ротору, машина се обрће називном брзином. Напон раздељен потенциометром у колу тахо-генератора је подешен тако да називна брзина n_N тачно одговара напону од 10V. Овај би требало да одговара референтном напону од 10V који се доводи на улазе детектора сигнала грешке када је жељена брзина обртања једнака називној.

На референтни улаз регулатора струје повезана је батерија са потенциометром и преклопником (слика 90), тако да је могуће довођење скоковите и променљиве референце струје ротора u_{iAdes} . На пример, преклопником се може остварити одскачна промена референце u_{iAdes} са 0V на 7V. Она мора бити довољно висока да обезбеди део који ће покривати губитке услед трења, момент оптерећења и обезбедити одговарајуће убрзање (слика 91). Управљачки напон на излазу регулатора струје ротора u_R у тренутку промене референце задаје напон ротора u_{Astart} такав да садржи део u_{AL} за добијање момента који покрива трење и момент оптерећења, и део u_{AA} за добијање момента убрзања. У том тренутку брзина је једнака нули, па не постоји потреба да исправљач обезбеди додатни напон за покривање индукване контраелектромоторне силе u_q која је на старту такође нула. Делови напона u_{AL} и

u_{AA} дају сразмерне делове i_{AL} и i_{AA} укупне струје ротора i_A . Ниво i_{AL} зависи од момента трења и момента оптерећења m_{dL} , а ниво i_{AA} од момента убрзања m_{dA} .



Слика 90. Поставка за мерење параметара елемената петље по брзини



Слика 91. Напон ротора u_A и контраелектромоторне силе u_q током залета машине

Не треба заборавити да је укупан момент m_d произведен од стране машине сразмеран производу струје ротора i_A и флуksа Φ .

Напомена: Од тренутка промене референце, регулатор струје ротора осигурава да постоји потребна струја ротора i_A одговарајућом регулацијом напона ротора u_A . Само када струја тече, машина може произвести потребан момент. Пошто је потребно одређено време за успостављање струје (иако много краће у односу на време залета) то ће проузроковати мало кашњење у почетку. Оно је изостављено на слици 91.

Момент убрзања m_{dA} , произведен делом напона u_{AA} укупног напона ротора u_A , доводи до обртања ротора машине. Обртање ротора проузрокује настанак контраелектромоторне силе u_q на крајевима роторског намотаја. u_q је сразмеран брзини n и повећава се како брзина расте. Уз сталан флуks Φ , индуковани напон u_q је одраз брзине n . Како n расте, због пораста u_q регулатор струје ротора одговара повећањем напона ротора u_A тако да разлика брзина u_A и u_q остаје непромењена:

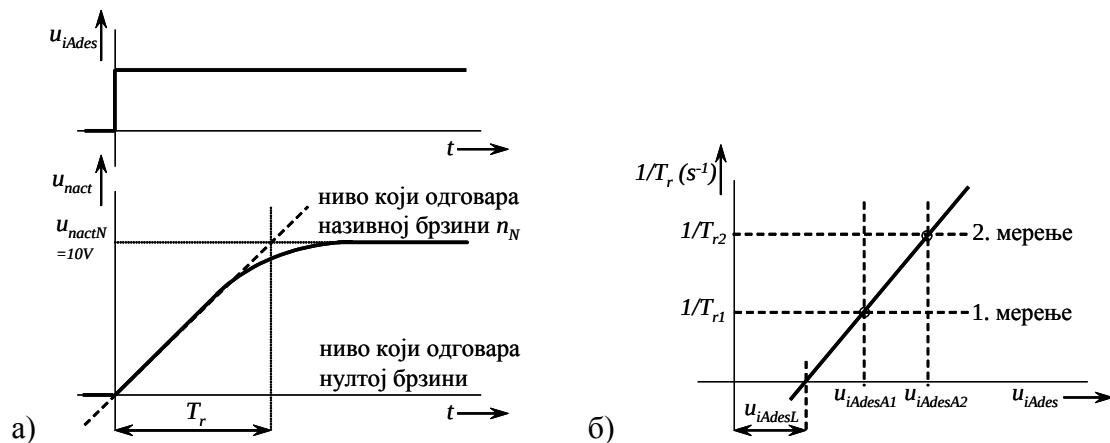
$$u_A - u_q(n) = u_{AL} + u_{AA} \sim i_A = i_{AL} + i_{AA}.$$

Ова разлика брзина је одговорна за постојање струје i_A . Машина убрзава сталним моментом убрзања тако да брзина има сталан пораст.

Када излаз регулатора брзине u_R достигне граничну вредност α_{rect} , u_A је једнак U_{AN} . На даље део напона u_A одређен оптерећењем u_{AL} остаје непромењен или се слабо мења, али уз пораст брзине, напон u_q наставља да расте. Стога се део који одлази на убрзање u_{AA} смањује, тако да је коначно на крају прелазног процеса $U_{AN}-u_q$ управо довољна да обезбеди струју i_{AL} за савладавање момента оптерећења m_{dL} . Не постоји више део струје i_A који би се улагао у даље убрзање и машина наставља да се обрће достигнутом номиналном вредношћу.

Праћењем периода залета машине може се одредити механичка временска константа погона T_M . Треба поћи од чињенице да део у референци струје ротора u_{iAdes} , који даје струју i_{AL} и момент m_{dL} за савладавање оптерећења, не доприноси повећању брзине, па га је потребно одузети од референце u_{iAdes} .

Да би се одредио овај део, потребно је урадити следеће (слика 92.а): два пута се залети погон и то са различитим вредностима референце струје u_{iAdes} , u_{iAdes1} и u_{iAdes2} . Потребно је подесити и потенциометар везан у коло тахо-генератора тако да се добије нпр. $u_{nactN}=10V$ при називној брзини машине. Применом u_{iAdes1} и u_{iAdes2} добиће се две криве промене брзине, облика као на слици 91. У свакој од њих може се повућу права линија која прати почетни део промене брзине, са почетком у тачки задавања референце и нултој брзини.



Слика 92. Одређивање дела референце u_{iAdes} потребног за савладавање трења и оптерећења

Оно што је заправо потребно овде одредити је временски период T_r од почетне тачке до тачке где права пресеца ниво називне брзине n_N , тј. $u_{nactN}=10V$. Добијени подаци u_{iAdes1} и T_{r1} и у другом залету u_{iAdes2} и T_{r2} уносе се у граф (слика 92.б), али са реципрочним вредностима T_{r1} и T_{r2} . Када се кроз добијене тачке повуче права линија и продужи до пресека са u_{iAdes} осом, тачка пресека u_{iAdesL} одговара оном делу у референци који је потребан за савладавање трења и оптерећења. Одузимањем u_{iAdesL} од u_{iAdes1} добија се део референце струје који одлази на убрзање $u_{iAdesA1}$:

$$u_{iAdesA1} = u_{iAdes1} - u_{iAdesL}$$

преко кога се може одредити временска константа T_M :

$$T_{M1} = T_{r1} \cdot \frac{u_{iAdesA1}}{u_{nactN}}; (u_{nactN}=10V).$$

Ово је потребно поновити и за други пар података (2). Због непрецизности у мерењу добиће се врло вероватно различите вредности за T_M , T_{M1} и T_{M2} , а у коначном, препорука је користити њихову средњу вредност

$$T_M = \frac{1}{2}(T_{M1} + T_{M2}).$$

Нека су, на пример, две референце за струје $u_{iAdes1}=4,3V$ и $u_{iAdes2}=6V$ за које су измерени периоди убрзања $T_{r1}=2,05s$ и $T_{r2}=1,1s$. Њихове реципрочне вредности износе: $1/T_{r1}=0,488s^{-1}$ и $1/T_{r2}=0,910s^{-1}$. Када се повежу тачке $1/T_{r1}$ - u_{iAdes1} и $1/T_{r2}$ - u_{iAdes2} добије се да је део референце струје који обезбеђује момент m_{dL} , $u_{iAdesL}=2,5V$. Пошто се u_{iAdesL} одузме од референци струја остају делови који одлазе на убрзање: $u_{iAdesA1}=1,8V$ и $u_{iAdesA2}=3,5V$. На основу израза за T_M , где је $u_{nactN}=10V$, добијају се две вредности: $T_{M1}=369ms$ и $T_{M2}=385ms$, чија је средња вредност $T_M=377s$.

У поступку прорачуна параметара регулатора брзине недостају сада само подаци о временској константи филтра мерене вредности брзине. Задатак филтра је да не пропусти таласност напона на излазу тахо-генератора ка детектору сигнала грешке, које је иначе зависно од брзине обртања. Сем у посебним случајевима, добар избор је обично временска константа филтра од:

$$T_{san} = 10ms.$$

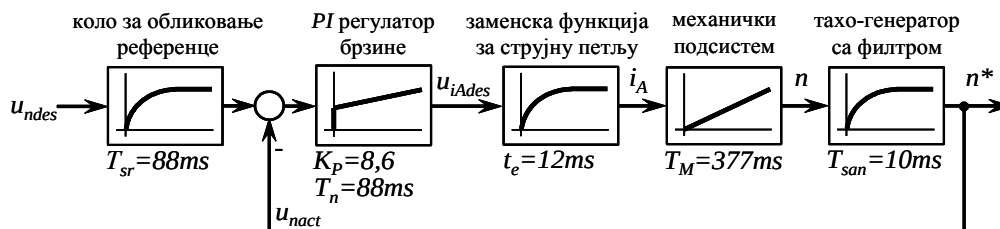
Сада се може одредити збир свих малих временских константи σ_n у петљи по брзини, коју чине временска константа заменског елемента за повратну спрегу по струји t_e и временска константа филтра T_{san} :

$$\sigma_{san} = t_e + T_{san} = 12ms + 10ms = 22ms.$$

Позивајући се на табелу III, за дату вредност T_{IS} , потребно је применити PI регулатор подешен по симетричном правилу, где је пропорционално појачање $K_P=T_{IS}/2\sigma$, а време реакције $T_n=4\sigma$. Само да подсетимо да је период интеграције петље T_{IS} овде назван механичком временском константом T_M .

У примеру, вредности параметара регулатора брзине би биле (слика 93):

$$K_P = \frac{T_M}{2\sigma_n} = \frac{377ms}{2 \cdot 22ms} = 8,6 \quad \text{и} \quad T_n = 4\sigma_n = 4 \cdot 22ms = 88ms.$$



Слика 93. Регулациона петља по брзини подешена по симетричном правилу

Примена симетричног правила повлачи и потребу за колом обликовања референце. Пошто петља садржи интегрални елемент, временска константу кола треба подесити на вредност једнаку времену реакције:

$$T_{sr} = 4\sigma = 88ms.$$

Унапређење прелазног процеса брзине може се остварити колом за обликовање референце са ограничењем нагиба промене референце (слика 60). Тада разлика $u_{nact}-u_{ndes}$ током целог прелазног процеса не постаје сувише велика, чиме је спречен прекомеран рад регулатора брзине у стању прекорачења и појава нежељеног таласања у управљачкој променљивој.

Остаје да се одреде нивои ограничења у управљачком сигналу u_R петље по брзини, односно референце регулационе петље по струји ротора u_{iAdes} . У претходном одељку који се бавио прорачуном регулационе петље по струји ротора усвојено је да је највиша дозвољена струја

ротора током периода убрзања једнака двострукој називној вредности и да она одговара u_{iAact} од $10V$. Према томе излаз регулатора брзине $u_R = u_{iAdes}$ мора бити ограничен управо на вредност од $10V$. Референтни напон супротног поларитета потребан је када електромагнетни момент машине треба да оствари кочење. Уобичајено је да у том случају гранична вредност струје буде нешто мања него за моторски рад машине.

Потребно је обратити посебну пажњу на знак свих напона у регулационој структури погона. У случају да се погрешно овде, регулатор који обрађује дате сигнале врло брзо ће отићи у стање прекорачења у којем и остаје, па је самим тим ван предвиђеног начина рада.

Завршни корак је провера рада целокупног склопа да би се утврдило да ли је његово понашање задовољавајуће. У ову сврху може се употребити коло за задавање референце са две батерије са слике 84, којим се доводе мали скокови у неуобличеној референци брзине. На пример, напон пре довођења скоковите промене на почетку је $u_{ndes1} = 5V$, а након промене $u_{ndes2} = 5,5V$. Прати се промена напона на излазу тахо-генератора и установљава да ли подешавање параметара регулатора брзине даје одзив који одговара очекиваном. Добијени одскочни одзив може се упоредити са облицима одзива уз одступање параметра регулатора од оптималних (слика 78) да би се установило да ли и у коју страну подешавање неког од параметара треба исправити.

Током предходних провера прати се напон на излазу струјног мерног претварача u_{iAact} да би се утврдило да излаз регулатора брзине не одлази у стање прекорачења ($u_{iAact} = 10V$), односно да погон током прелазног процеса не захтева граничну вредност струје. Ако је ово ипак случај, доведена промена у референци брзине била је превисока и проверу рада потребно је поновити са нижим скоком у референци.