

## 12 OSNOVNI PRINCIPI MODULACIJE

Skupna značilnost pretvorniških vezij je v tem, da vsa lahko zavzamejo najmanj dve možni stikalni stanji, ki različno vplivata na spreminjanje želenih vrednosti.

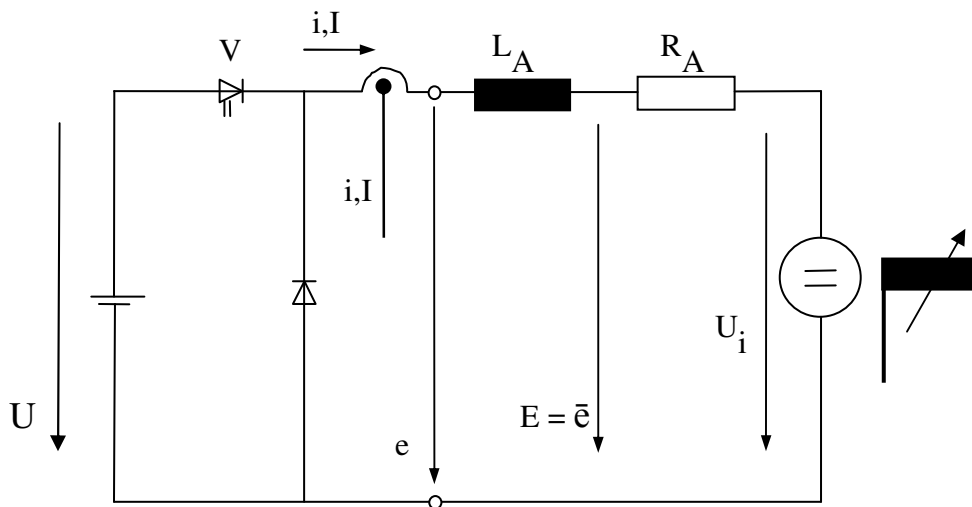
Naloga modulacije je v pravilni smeri izbrati trajanje posameznih stikalnih stanj, da je s tem dosežen želen vpliv na potek izhodne regulirane ali krmiljene veličine.

Te modulacijske principe delimo na tiste, ki ne upoštevajo povratne informacije iz sistema, t.j. krmilni princip in na takšne, ki upoštevajo povratno informacijo o odzivu sistema t.j. regulacijski princip. Ta delitev pa ima s stališča močnostne elektronike popolnoma podrejeno vlogo. Najpomembnejši principi bodo obdelani na nekem vzorčnem vezju močnostne elektronike.

### 12.1 Modulacijski principi za nastavljalnik z enim vklopno izklopnim enosmernim ventilom

Kot primer si pogledajmo pretvornik navzdol, katerega vhod je priključen na baterijo napetosti  $U$  in napaja kotvin tokokrog tuje vzbujanega enosmernega stroja s pulzirajočo enosmerno napetostjo  $e$  s spremenljivo srednjo vrednostjo  $E$ .

Iz slike 12.1 lahko vidimo, da bi pri zadostni induktivnosti kotve  $L_A$  napajanega enosmernega motorja in/ali pri dosti visoki stikalni frekvenci ventila  $V$ , tukaj pri pretvorniku navzdol lahko shajali brez dodatne gladilne induktivnosti. V splošnem lahko kotvina induktivnost enosmernega motorja popolnoma zadostuje za glajenje po tem principu krmiljenega toka.



Slika 12.1

V naslednjem poglavju si bomo na tem primeru ogledali pulzno-širinsko modulacijo (Pulse-Width-Modulation, PWM, Pulsweitenmodulation).

### 12.1.1 Pulzno-širinska modulacija pri pretvorniku navzdol

Pri tej modulaciji gre v principu za krmiljenje, saj ne potrebujemo povratne informacije o odzivu sistema. To pa nikakor ne pomeni, da na ta način ne moremo sistema regulirati. Večkrat imamo v praksi opravka z uporabo regulacijske zanke pri pulznoširinski modulaciji.

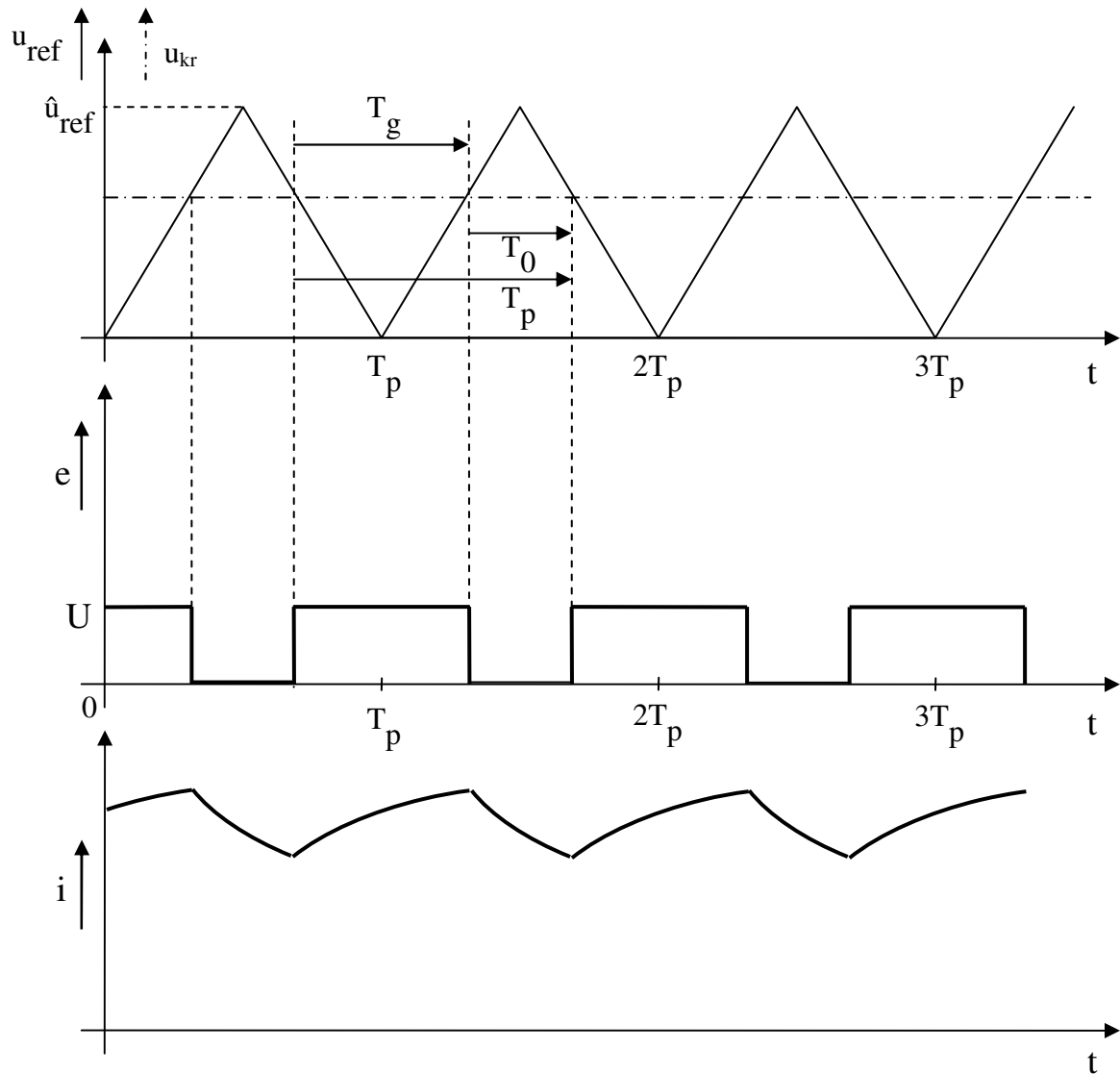
Sam princip je zelo enostaven in je za njegovo praktično realizacijo več možnosti: analogno npr. z generatorjem trikotne ali žagaste napetosti; digitalno z enim oscilatorjem za generiranje takta in enim takt-sinhronskim števcem. Ta je lahko kot čisti števec navzgor brez prikaza prekoračitve - digitalni generator žage.

Ta princip lahko navedemo takole:

Npr. krmilni ukaz:  $u_K > u_{ref} \rightarrow V$  prevaja  
 $u_K < u_{ref} \rightarrow V$  zaprt

Glede na druge manj poznane principe modulacij lahko rečemo, da je značilnost pulznoširinske modulacije »konstanten čas periode«.

$T_g + T_0 = T_p$  čas pulzne periode = konst.



Slika 12.2

Iz diagrama vidimo:

$$\frac{T_g}{T_p} = \tau_g = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \text{ pri tem je } \tau_g = \text{relativni prevajalni čas} \leq 1 \quad (1)$$

Po drugi strani pa velja za obravnavani pretvornik navzdol

$$\bar{e} = E \frac{T_g}{T_g + T_o} \cdot U = \tau_g \cdot U \quad (2)$$

$$(1) \rightarrow (2): \quad E = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \cdot U \quad (3)$$

Srednja vrednost  $E$  napetosti na kotvi enosmernega motorja  $e$  je torej direktno proporcionalna relativnemu prevajalnemu času ventila  $V$  in s tem tudi po enačbi (1) krmilni napetosti  $u_{kr}$ .

To ugotovitev, ki jo predstavlja enčba (3) bi lahko dobili po krajši poti:

$$\text{za } u_{kr} = \hat{u}_{ref} \quad : \quad \bar{e} = U$$

$$\text{za } u_{kr} = 0 \quad : \quad \bar{e} = 0$$

Med obema je torej linearna povezava:

$$\text{in zato } \frac{\bar{e}}{U} = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \quad \text{torej} \quad \bar{e} = E = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \cdot U$$

Ker je pulzno-širinska modulacija v praksi največ v rabi, si oglejmo njene prednosti in slabosti:

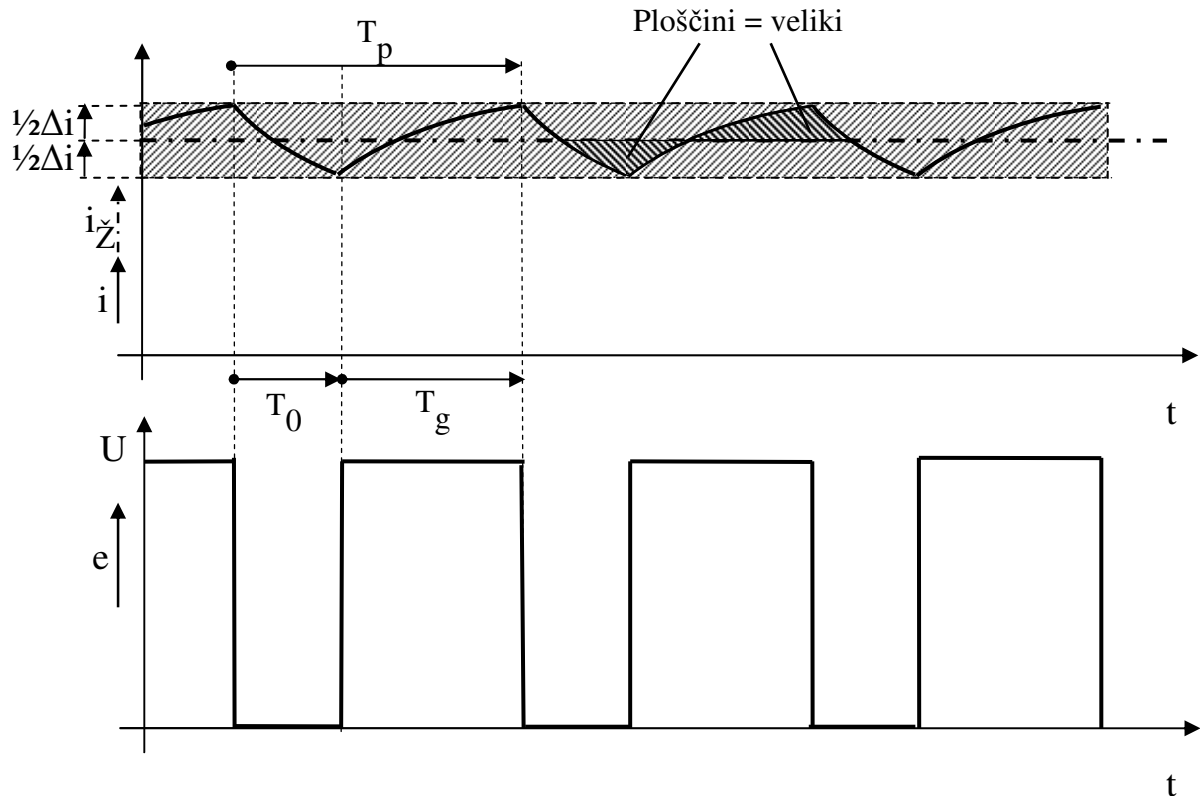
#### a) prednosti:

- zelo ugodna je zaradi hrupa, če smo s frekvenco  $f_p = \frac{1}{T_p}$  nad slišno frekvenco (človeška). Pri tem je treba povedati, da pa se pri periodičnih variacijah relativnega prevajalnega časa lahko pojavijo subharmonске komponente, ki pa so lahko v slišnem področju. O tem bomo kasneje še govorili,
- enostavna krmilna logika

#### b) slabosti:

- Stikalna frekvenca je konstantna. Tudi če bi neko trenutno stanje vezja (prazen tek, maksimalna obremenitev) ne zahtevalo tako visoke frekvence, tega ne moremo izkoristiti. Stikalne izgube zato ostanejo večje kot bi bilo sicer treba. Poleg tega pa je zaradi nezanemarljivih preklopnih časov polprevodniških stikal in zaradi eventuelno potrebnih razbremenilnih vezij, omejen minimalni časa zaprtega ali odprtega stanja. Zato ni možno izkoristiti celotnega obsega nastavljanja izhodne napetosti  $0 \leq E \leq U$ , ampak le  $U \cdot \tau_{g,\min} \leq E \leq U \cdot \tau_{g,\max}$

$$E=0 \quad (\text{trajno izključeno stanje}) \quad \text{ali} \quad E=U \quad (\text{trajno vklopljeno stanje})$$



Slika 12.3

### 12.1.2 Dvopoložajna regulacija pri pretvorniku navzdol

Kot že iz imena lahko slutimo ta način zahteva odgovor sistema - povratno informacijo.

Krmilni ukazi:  $i \geq i_z + \frac{1}{2} \Delta i \rightarrow V \text{ zapre}$   $i_z = \text{želena vrednost toka}$

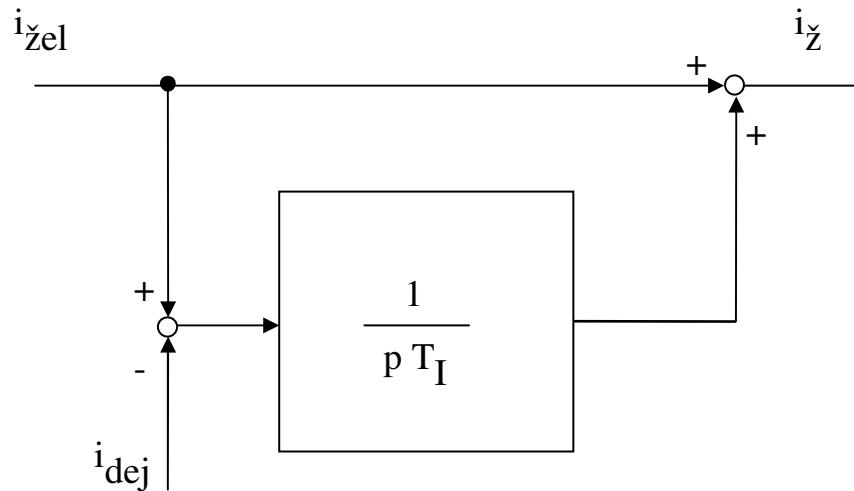
$i \leq i_z - \frac{1}{2} \Delta i \rightarrow V \text{ odpre}$

Pri tem načinu krmiljenja se pri spremembi  $i_z$  spremenijo  $T_g$ ,  $T_o$  posledično pa tudi čas periode  $T_p = T_o + T_g$ .

Ta dvopoložajna regulacija ima eno zelo pomembno prednost in sicer, da je odstopanje toka od želene vrednosti konstantno. Poleg tega pa je krmilna logika zelo enostavna. Ima pa splošno znano lastnost, da srednja vrednost toka  $i$  ni eksaktno enaka toku  $i_z$ , čeprav je to odstopanje zelo majhno.

$i \neq i_z$

Ta problem z lahko rešimo z uporabo bypass-integratorja po sliki 12.4.



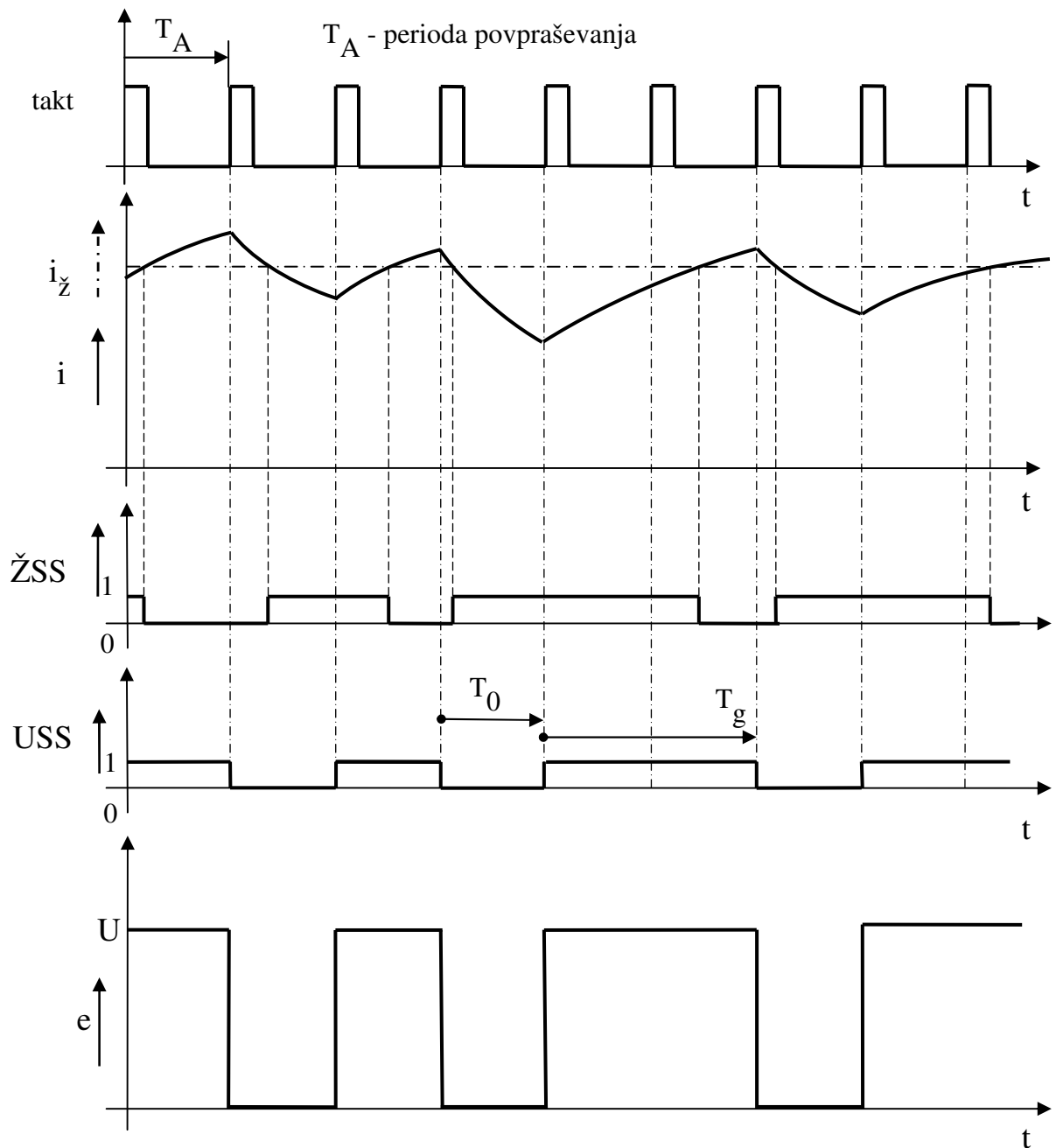
Slika 12.4

Takšen bypass-integrator je potreben tudi pri tripoložajni regulaciji, pri »current-mode«, kakor tudi pri časovno diskretni modulaciji, če želimo imeti res enakost med želeno in dejansko srednjo vrednostjo tokov:  $i_{dej} = i_{zel}$

#### Slabosti dvopoložajne regulacije:

- hrup zaradi spremenljivega  $T_o + T_g$
- nobenega zagotovila glede  $T_{g,min}$  in  $T_{o,min}$ .

### 12.1.3 Časovno-diskretno spreminjanje stikalnih stanj



Slika 12.5

Poizkus, da bi se izognili slabostim dvopoložajne regulacije je vodil v razvoj časovno-diskretnega spreminjanja stikalnih stanj. Tudi ta način je vezan na odgovor sistema, to pomeni, da je princip regulacijski.

Iz odgovora sistema (povratne informacije o dejanskem stanju toka  $i_{dej}$ ) in od želenega signala je v prvi logični stopnji izpeljano želeno stanje stikal (ŽSS).

1. Logična stopnja:

$$\begin{aligned} I_{\dot{z}} - i_{dej} > 0 &\rightarrow V \text{ lahko prevaja} & (\check{Z}SS = 1) \\ I_{\dot{z}} - i_{dej} < 0 &\rightarrow V \text{ lahko zaprt} & (\check{Z}SS = 0) \end{aligned}$$

V drugi logični stopnji pa je to stanje testirano (povprašano) v diskretnih časovnih razmakih  $t = \nu \cdot T_A$  in takrat tudi uresničeno. To potem velja za cel naslednji časovni interval  $T_A$ .

2. Logična stopnja:

Uresničenje stikalnih stanj (USS)

$$\begin{aligned} \check{Z}SS \mid t = \nu \cdot T_A = 1 &\rightarrow \text{mora prevajati} \\ \check{Z}SS \mid t = \nu \cdot T_A = 0 &\rightarrow \text{mora biti zaprt} \end{aligned}$$

To časovno diskretno spreminjanje stikalnih stanj ima različne zelo pomembne prednosti:

#### **Prednosti:**

- zagotovljene vrednosti  $T_{g,\min} = T_A$  in  $T_{o,\min} = T_A$ ,
- stikalna frekvenca je omejena navzgor; tudi sicer je le tako visoka, kot je to potrebno zaradi dopustnega ripla ( $\Delta i$ ),
- ugodnejše razmerje glede hrupa: pasovno omejen hrup,
- (pri enostavnih vezjih naj bi zato predvideli bypass-integrator in eventuelno tudi variacijo diskretizacije),
- neobčutljivost na motnje; zaradi centralnega takta velika zanesljivost tudi pri kompleksnejših vezjih in enostavno izvedljiva zaščitna in blokirna logika.

#### **Slabosti:**

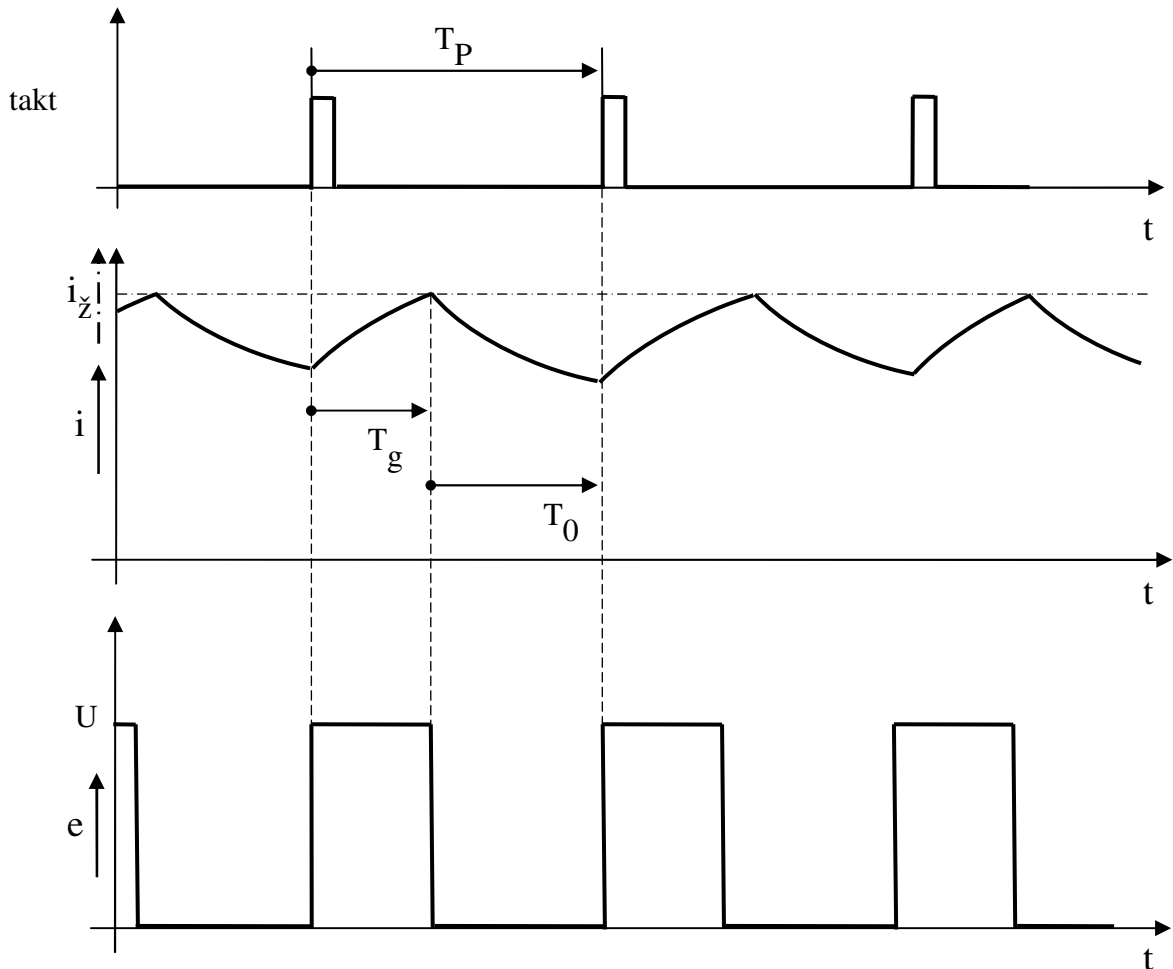
- kot res velika pomanjkljivost v primerjavi s PWM je hrup pod slišno mejo, ki se mu ne moremo izogniti.

V naslednjem poglavju si pogledjmo še »current-mode« modulacijski postopek.



### 12.1.4 »Current-Mode« princip pri pretvorniku navzdol

Odgovor sistema je nujen, saj je tudi ta postopek regulacijski. Glavna značilnost tega principa je ta, da si v prvi skupini n.pr. vklopni impulzi sledijo v ekvidistančnih časovnih razmakih drug za drugim, med tem ko je druga skupina impulzov n.pr. izklopnih, oblikovana na osnovi meritve toka, ko le ta doseže neko določeno mejno vrednost.



Slika 12.6

- Vklaplja se s konstantno frekvenco
- Izkloplja se, ko je neka tokovna meja dosežena

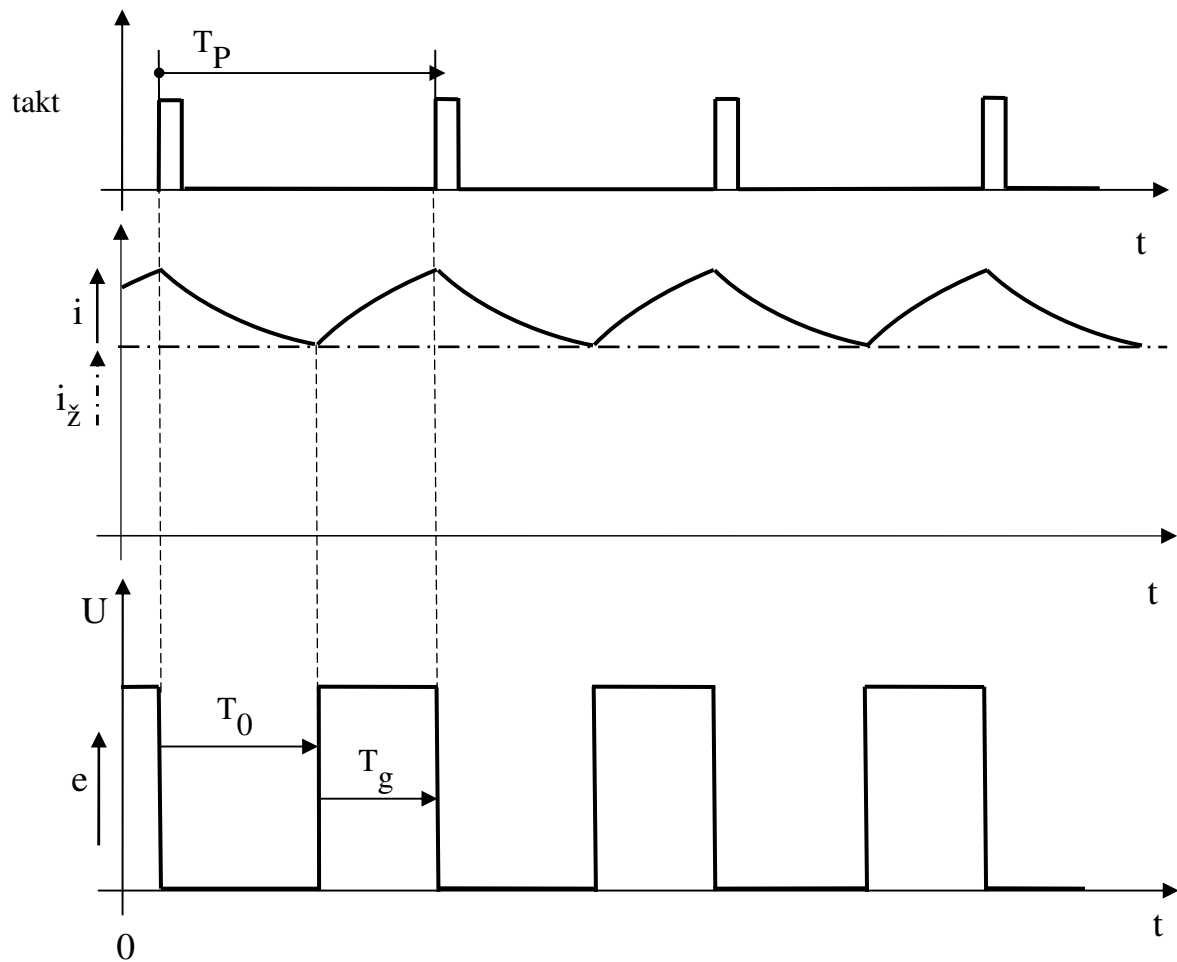
Primer:

vklop s taktnimi impulzi

izklop če  $i \geq i_z$

Delovanje je stabilno le za  $E < \frac{1}{2} U$

Pri tem principu je možna tudi zamenjava nastopa vklopnih in izklopnih impulzov tako, da si v ekvidistančnih razmakih sledijo izklopní impulzi, vklopni pa nastopajo, ko je tok  $i_K$  dosežen od zgoraj. Torej pri obrnjenem načinu:



Slika 12.7

vklopjanje, če  $i \leq i_z$  in  
 izklopjanje s taktnimi impulzi.  
 delovanje je stabilno za  $E > \frac{1}{2} U$ .

### 12.1.5 Pulzno - frekvenčna modulacija

Ta modulacija sloni na krmilnem principu, zato povratna zveza ni potrebna. V praksi se le redko uporablja. Čas prevajanja  $T_g$  je konstanten, s krmilno napetostjo  $u_{KR}$  pa se spreminja čas zaprtega stanja  $T_o$ .

$$\begin{array}{ll} \text{V prevaja} & T_g = \text{konst} \\ \text{V zaprt} & T_o = T_o(u_{KR}) \text{ spremenljiv} \end{array}$$

Temu nasproten princip ima konstanten čas zaprtega stanja ventila in se v odvisnosti od krmilne napetosti  $u_K$  spreminja čas v katerem je ventil V odprt.

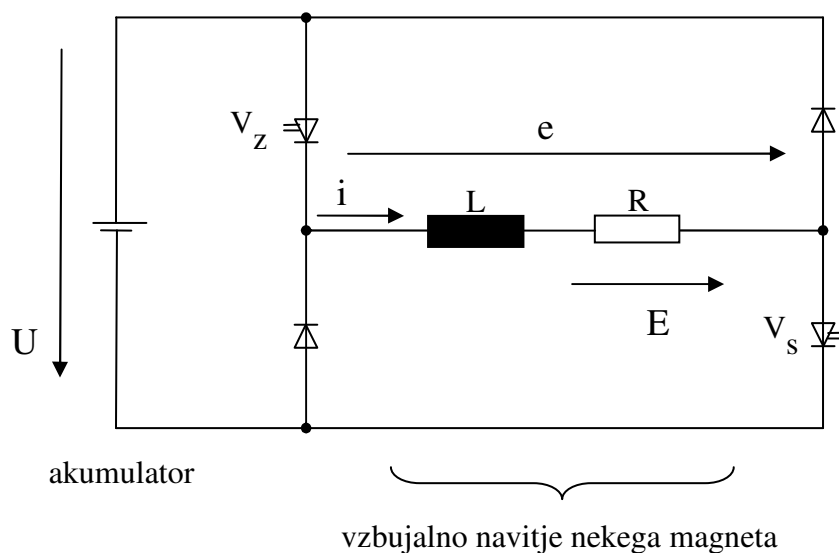
$$\begin{array}{ll} \text{V zaprt} & T_o = \text{konst} \\ \text{V prevaja} & T_g = T_g(u_{KR}) \text{ spremenljiv} \end{array}$$

To so bili osnovni principi modulacij z enim samim vklopno-izklopnim ventilom, ki pa dopuščajo domišljiji načrtovalcev precejšen prostor za posamezne aplikacije.

V naslednjem poglavju si bomo pogledali možne principe modulacij za vezja z več vklopno-izklopnimi ventili.

## 12.2 Modulacijski postopki za enosmerne nastavljalnike v asimetričnem polmističnem vezju (APV)

S takšnim enosmernim nastavljalnikom toka v asimetričnem polmističnem vezju, ki je priključen na baterijo z napetostjo  $U$  je n.pr. napajan nosilni magnet magnetno viseče železnice »Transrapid«. Na navitju magneta je pulzirajoča enosmerna napetost  $e$  s spremenljivo srednjo vrednostjo  $E$ .



Slika 12.8

Kot vemo iz principa delovanja vezja, sta tukaj za obvladovanje celotnega krmilnega območja dve različni možnosti in sicer z uporabo prostotečnih stanj ( $e=0$ ), ali brez. Zato so temu primerni tudi možni različni modulacijski principi.

### 12.2.1 Pulznoširinska modulacija pri APV

#### PWM brez uporabe prostotečnih stanj

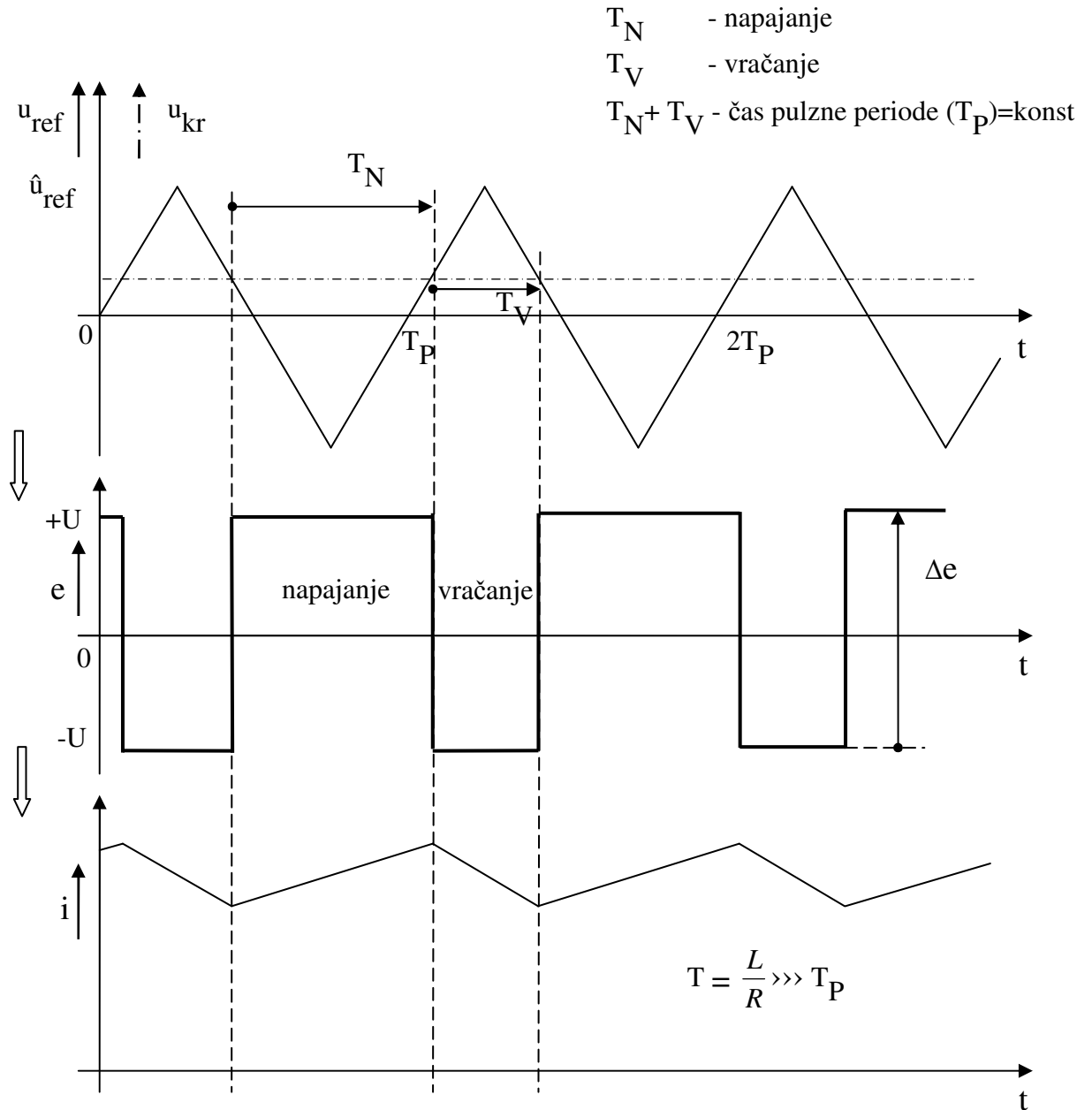
Problemi so praktično popolnoma podobni kot pri pretvorniku navzdol in so zato enako kot tam možne različne izvedbe in sicer:

- analogna (trikotna napetost, žagasta napetost)
- digitalna (dig. gen. žagaste napetosti)

Sam princip se naslanja na predpis:

$$\begin{aligned} u_{kr} > u_{ref} &\rightarrow V_Z \text{ in } V_S \text{ prevajata} \\ u_{kr} < u_{ref} &\rightarrow V_Z \text{ in } V_S \text{ zaprta} \end{aligned}$$

pri tem je:  $T_N + T_V = T_p$  čas pulzne periode = konst.



Slika 12.9

Iz obeh diagramov takoj sledi (po skici):

$$\begin{aligned} \text{za } u_{kr} = \hat{u}_{ref} &: \bar{e} = +U \\ \text{za } u_{kr} = -\hat{u}_{ref} &: \bar{e} = -U \end{aligned}$$

Linearna zveza pomeni:

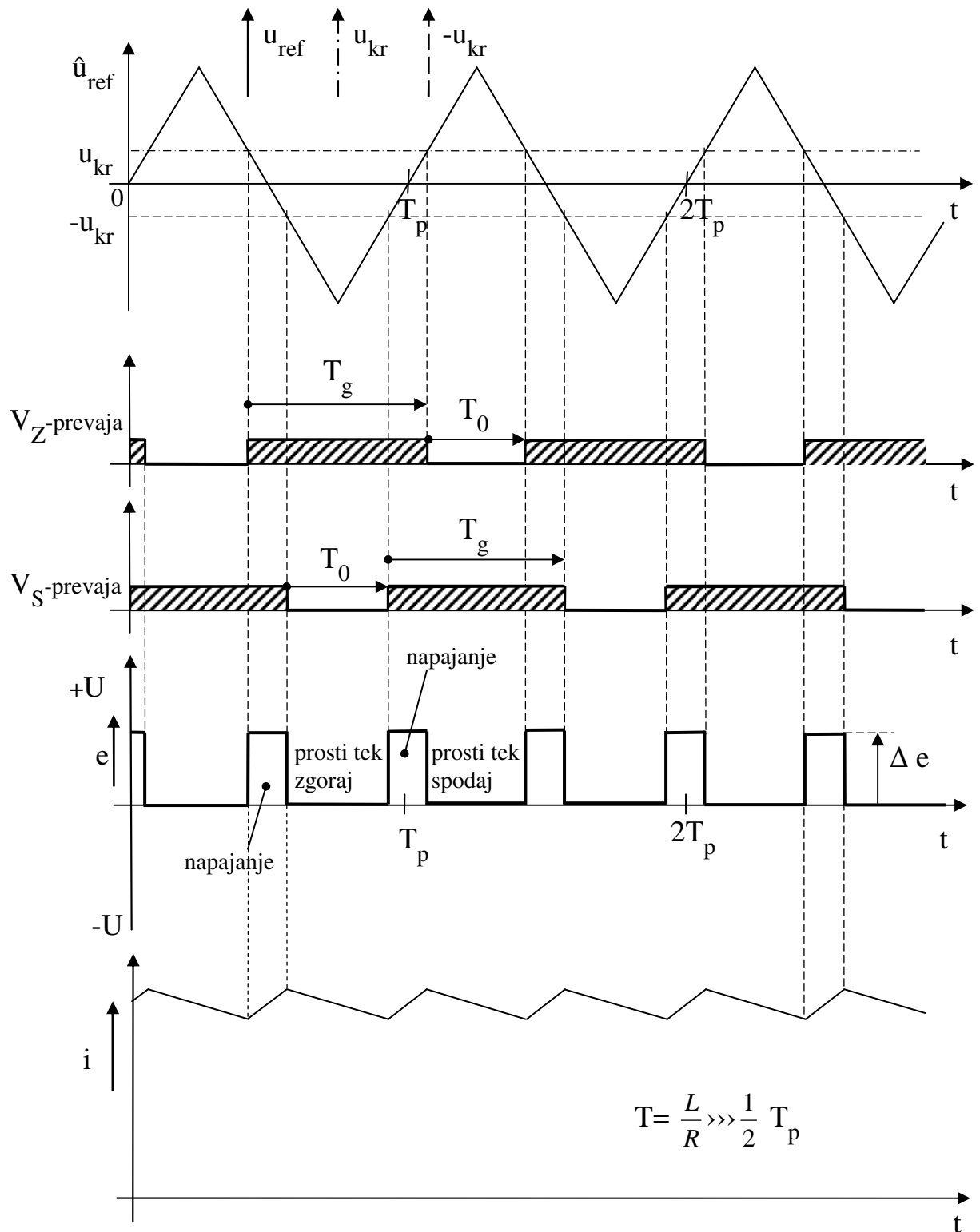
$$\frac{\bar{e}}{U} = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \quad \text{torej:} \quad \bar{e} = E = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \cdot U \quad (1)$$

Kljub enostavnim razmeram pa pravkar opisana pulznoširinska modulacija brez uporabe prostotečnih stanj ni najbolj koristna, kar bomo videli v naslednjem poglavju.

### PWM z uporabo prostotečnih stanj

Tudi za te obstajajo različne možne izvedbe. Pogledali bomo le osnovni princip:

Krmilni princip.	$u_{kr} > u_{ref}$	$\rightarrow$	$V_Z$ prevaja
	$u_{kr} < u_{ref}$	$\rightarrow$	$V_Z$ zaprt
	$-u_{kr} < u_{ref}$	$\rightarrow$	$V_S$ prevaja
	$-u_{kr} > u_{ref}$	$\rightarrow$	$V_S$ zaprt



Slika 12.10

Po tem principu dobimo glede na sledeči diagram relativni prevajalni čas za dva ventila:

$$\tau_g = \frac{T_g}{T_g + T_o} = \frac{\hat{u}_{ref} + u_{kr}}{2 \cdot \hat{u}_{ref}}$$

Stikalni vzorci  $V_S$  in  $V_Z$  pa so za trajanje polovice pulzne periode

$$\left[ \frac{1}{2} T_p = \frac{1}{2} (T_g + T_o) \right]$$

premaknjeni drug proti drugemu.

To ima za posledico, da se pri  $u_{kr} > 0$  in zato  $\tau_g > 1/2$  izmenjujeta stanji »napajanje« in »prosti tek« (glej tudi skico) in pri  $u_{kr} < 0$  in s tem  $\tau_g < 1/2$  pa stanji »prosti tek« in »vračanje« .

Pri spreminjanju krmilne napetosti proti 0 se prekrivanja prevajanja obeh stikal  $V_S$  in  $V_Z$  zmanjšuje. Pri vrednosti 0 prekrivanja ni. Ko pa gre krmilna napetost proti negativni smeri, prihajamo v področje vračanja energije, kar je možno pri reverziranju, ali če je E aktiven (generator). V intervalih, ko ne prevaja nobeden od ventilov V, prevajata obe diodi (vračanje energije). Ko katero od obeh stikal prevaja, imamo opravka s prostim tekom in sicer, če prevaja  $V_S$  imamo prosti tek spodaj, če pa prevaja  $V_Z$  je prosti tek zgoraj.

$$u_{kr} > 0 \rightarrow \tau_g > \frac{1}{2} \quad \text{izmenjava stanj »napajanje« in »prosti tek«}$$

$$u_{kr} < 0 \rightarrow \tau_g < \frac{1}{2} \quad \text{izmenjava stanj »prosti tek« in »vračanje«}$$

(Stacionarno stanje je možno samo pri aktivnem porabniku).

Oba prostotečna tokokroga sta enakovredno izrabljena v kompletnem krmilnem področju.

Tudi tukaj velja:

$$\begin{array}{lll} \text{za } u_{kr} = \hat{u}_{ref} & : & \bar{e} = U \\ \text{za } u_{kr} = 0 & : & \bar{e} = 0 \\ \text{za } u_{kr} = -\hat{u}_{ref} & : & \bar{e} = -U \end{array}$$

pri čemer med veličinami velja linearna zveza. Zato je:

$$\frac{\bar{e}}{U} = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \Rightarrow \bar{e} = E = \frac{u_{kr}}{\hat{u}_{ref}} \cdot U \quad (2)$$



Če primerjamo rezultate obeh modulacij ugotovimo naslednje res zanimive razlike:

- Diferenca  $\Delta e$  med maksimalno in minimalno vrednosto napetosti  $e$  znaša, po principu brez uporabe prostotečnih stanj,  $2U$  in z uporabo prostotečnih stanj  $U$ .
- Ob tem je čas periode izmeničnega dela izhodne napetosti pri prvem postopku  $T_P$ , pri drugem pa le  $\frac{1}{2} T_P$ . Ker je časovna konstanta  $T = L/R$  nosilnega magnetna (železnica) znatno večja kot je pulzna perioda  $T_P$ , se zato zmanjša maksimalna možna širina nihanja toka približno za faktor 4.

Primerjava	Brez uporabe prostotečnih stanj	Z uporabo prostotečnih stanj
Čas trajanja periode za $V_Z$ in $V_S$	$T_P$	$T_P$
Sprememba napetosti $e$	$2U$	$U$
Perioda izmeničnega dela v $e$	$T_P$	$\frac{1}{2} T_P$

Dosedanja spoznanja lahko posplošimo:

- Če lahko z nekim močnostno elektronskim vezjem nastavljamo vrednost izhodne napetosti  $e$  na več kot dve diskretni vrednosti, potem nek inteligen modulacijski postopek izkorišča vse možne vrednosti.
- Trenutna vrednost zelene srednje vrednosti izhodne napetosti bo optimalno nastavljena na ta način, da se bo spreminjala med tistima diskretnima vrednostima, ki sta želeni srednji vrednosti najbližji.
- Če je neko veličino možno nastavljati z več različnimi stikalnimi stanji, potem naj bodo ta stanja s krmilnim postopkom tako zastopana, da imamo čim bolj simetrično obremenitev polprevodniških ventilov.

<b>12</b>	<b>OSNOVNI PRINCIPI MODULACIJE.....</b>	<b>190</b>
12.1	Modulacijski principi za nastavljalnik z enim vklopno izklopnim enosmernim ventilom ...	190
12.1.1	Pulznoširinska modulacija pri pretvorniku navzdol.....	191
12.1.2	Dvopoložajna regulacija pri pretvorniku navzdol.....	194
12.1.3	Časovno diskretno spreminjanje stikalnih stanj.....	196
12.1.4	»Current-Mode« princip pri pretvorniku navzdol.....	198
12.1.5	Pulzno - frekvenčna modulacija.....	200
12.2	Modulacijski postopki za enosmerne nastavljalnike v asimetričnem polmostičnem vezju ...	201
12.2.1	Pulznoširinska modulacija pri APV .....	201