

51570 PRAKTIKUM IZ ELEKTRONIKE
SMJER: ISTRAŽIVAČKI STUDIJ FIZIKE

Vježba 5.

IZVORI NAPONA

ZADACI

1. Nestabilizirani izvor napona

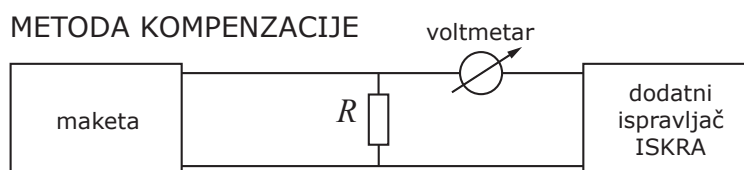
- Snimite shemu nestabiliziranog izvora napona s makete i objasnite princip rada.
- Priključite potrošač (promjenjivi otpornik) direktno na izlaz II-filtra. Snimite ovisnost napona potrošača o struji koja prolazi kroz potrošač. Izlazni napon na autotransformatoru podesite tako da napon na ulazu u nestabilizirani izvor napona bude jednak 200 V.



Slika 1.

2. Stabilizirani izvor napona

- Snimite shemu tranzistorskog stabiliziranog izvora napona, uočite bitne dijelove, odvojeno ih označite i objasnite ulogu..
- odredite područje stabilizacije, snimajući ovisnost izlaznog napona o položaju izlaznog potencijometra, za dvije vrijednosti otpora potrošača ($R \approx 220 \Omega$ i $R \approx 2.2 \text{ k}\Omega$).



Slika 2.

- S izlaznim potencijometrom u položaju koji odgovara području stabilizacije, te uz korištenje metode kompenzacije (zbog vrlo malih promjena napona), odredite faktor stabilizacije, mijenjajući ulazni napon pomoću autotransformatora za 10% oko 220 V. Istom metodom kompenzacije odredite unutrašnji otpor u području stabilizacije, i usporedite ga s onim dobivenim za nestabilizirani izvor. Objasnite razliku.

3. Uvišestručivači napona

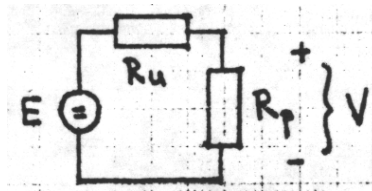
- a) Nacrtajte shemu kaskadnog spoja i objasnite princip rada.
- b) Spojite kaskadni uvišestručivač, izmjerite napone na pojedinim točkama i odredite njegov unutrašnji otpor, mjerenjem napona na izlazu kod opterećenja $330\text{ k}\Omega$ i $1\text{ M}\Omega$.

NAPOMENA: Kao izvor napona za uvišestručivač koristite autotransformator s **maksimalnim naponom od 50 V**.

IZVORI NAPONA

U elektronici su često potrebni izvori istosmjernog napona ili struje. U tu se svrhu mogu relativno jednostavno koristiti akumulatori ili baterije, ali je to ograničeno zbog više faktora (vrijeme trajanja, težina, cijena), kao i činjenice da istosmjerni napon ovisi o unutrašnjem otporu takvog izvora.

Svaki se izvor može prikazati kao serijski spoj generatora elektromotorne sile, koja je jednaka naponu neopterećenog izvora, te unutrašnjeg otpora koji predstavlja gubitke u izvoru. Priključivanjem potrošača R_p na takav izvor, napon na potrošaču je (sl.3)



Slika 3.

$$V = E \frac{R_p}{R_p + R_u} = E \frac{1}{1 + R_u/R_p}. \quad (1)$$

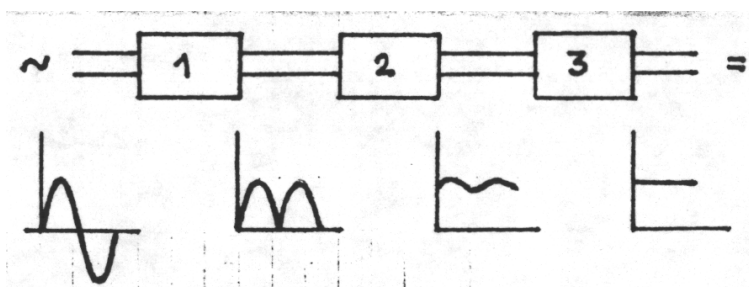
Očito je da napon V ovisi o R_u jer se dio EMS izvora troši na R_u . Isto tako, napon na potrošaču opada s povećanjem opterećenja. Ako se opterećenje ne mijenja u širokom intervalu, bit će i promjene napona V male pa se pad napona na R_u može kompenzirati većom EMS. Unutrašnji otpor ne dolazi u većoj mjeri do izražaja kod izvora koji su slabo opterećeni, jer je pad napona na R_u zanemariv.

Kod nestabiliziranih izvora, koji se napajaju iz mreže izmjeničnog napona, javljaju se nestabilnosti izlaznog napona uzrokovane promjenama napona mreže. Ovaj utjecaj se karakterizira faktorom stabilnosti S :

$$S = \frac{(\Delta E)/E}{(\Delta V)/V}, \quad (2)$$

gdje je $\Delta E/E$ relativna promjena napona mreže, a $\Delta V/V$ relativna promjena izlaznog napona. Za nestabilizirane ispravljače je S reda veličine 1, što znači da takvi izvori nisu pogodni u velikom broju primjena.

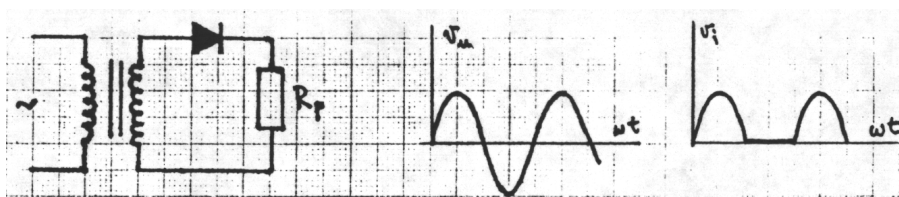
Znatno pouzdaniji i pogodniji način dobivanja stabiliziranog istosmjernog napona je korištenje stabiliziranog izvora. On se u osnovi sastoji iz sklopa za ispravljanje (1), filtriranje (2), te stabilizacije (3) (vidi sl.4).



Slika 4.

1.1 Ispravljanje izmjeničnog napona

Najjednostavniji sklop za ispravljanje izmjeničnog napona je sklop za poluvalno ispravljanje s otporom kao potrošačem, kod kojeg je ispravljački element dioda (sl.5).



Slika 5.

Struja će prolaziti krugom samo za vrijeme onih poluperioda kada je napon anode diode pozitivniji od katode (tj. u slučaju propusne polarizacije diode). Napon na potrošaču bit će:

$$V = iR_p = V_m \frac{R_p}{R_p + R_u} \sin \omega t, \quad (3)$$

gdje je R_u unutrašnji otpor diode u propusnom smjeru. Strogo uzevši, postojat će i mali pad napona na otporu R_p u slučaju nepropusno polarizirane diode, jer tada teče mala reverzna struja diode (no mi ćemo taj doprinos zanemariti).

Srednja vrijednost istosmjernog napona tokom jednog perioda je

$$V_0 = \frac{V_m}{\pi} - I_0 R_u, \quad (4)$$

gdje je I_0 srednja vrijednost struje tokom jednog perioda. Ova relacija pokazuje da čak i u slučaju idealnog ispravljača ($R_u \sim 0$) efikasnost sklopa za poluvalno

ispravljanje nije velika. Napon V_0 ovisi linearno o opterećenju (I_0); ta se ovisnost naziva krivulja opterećenja.

Fourierov razvoj poluvalno ispravljenog napona je

$$v = \frac{V_m}{\pi} \left(1 + \frac{\pi \sin \omega t}{2} - \frac{2 \cos 2\omega t}{3} - \frac{2 \cos 4\omega t}{15} \dots \right), \quad (5)$$

gdje je prvi član istosmjerni napon, a preostali članovi predstavljaju prisutne izmjenične komponente: poluvalnim ispravljanjem izmjeničnog napona frekvencije ω generira se napon koji sadrži i više harmonike.

Prisutnost izmjeničnih komponenti u ispravljenom naponu, dobivenom bilo kojom vrstom ispravljača, izražava se faktorom valovitosti γ , koji se definira kao omjer efektivne vrijednosti izmjeničnih komponenti i srednje vrijednosti ispravljenog napona:

$$\gamma = \frac{V_{\sim\text{ef}}}{V_0}. \quad (6)$$

Ako je v' trenutna vrijednost izmjenične komponente napona

$$v' = v - V_0 \quad (7)$$

te korištenjem definicije za efektivnu vrijednost slijedi:

$$V_{\sim\text{ef}} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v - V_0)^2 dt \right]^{1/2}, \quad (8)$$

odnosno

$$V_{\sim\text{ef}} = \sqrt{V_{\text{ef}}^2 - V_0^2}. \quad (9)$$

Faktor valovitosti je prema tome

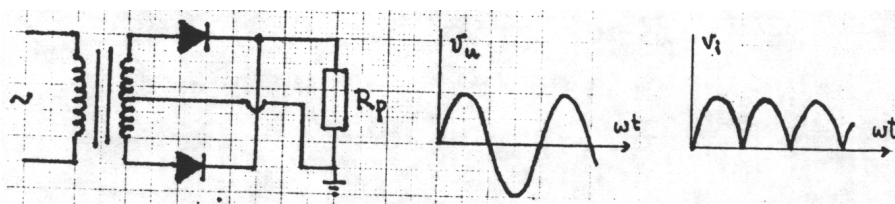
$$\gamma = \frac{\sqrt{V_{\text{ef}}^2 - V_0^2}}{V_0} = \sqrt{\frac{V_{\text{ef}}^2}{V_0^2} - 1}. \quad (10)$$

Za poluvalno ispravljanje je $V_{\text{ef}} = V_m/\sqrt{2}$, a $V_0 = V_m/\pi$, pa je $\gamma = 1.21$, što znači da je nakon poluvalnog ispravljanja preostala izmjenična komponenta 21% veća od istosmjernog napona: za dobivanje čistog istosmjernog napona je potrebno vršiti jako filtriranje.

Za vrijeme onih poluperioda kad krugom ne prolazi struja čitav napon opterećuje nepropusno polariziranu diodu. Kod izvedbi poluvalnog ispravljača treba

prema tome voditi računa da se izabere ispravljački element koji može podnijeti reverzni napon V_m .

Znatna poboljšanja postižu se korištenjem sklopa za punovalno ispravljanje s otporom kao potrošačem (sl.6). Sklop se sastoji od dva poluvalna ispravljača, a



Slika 6.

sekundar transformatora je izveden s izvodom u sredini, koji predstavlja uzemljenje. U toku jedne poluperiode vodi jedna, a u toku druge poluperiode druga dioda: budući da su obje diode spojene na istu točku potrošača, struja kroz R_p prolazi uvijek u istom smjeru tokom čitavog perioda ulaznog napona.

Fourierov razvoj punovalno ispravljenog napona je

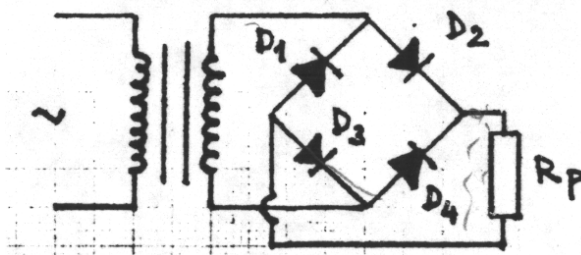
$$v = \frac{2V_m}{\pi} \left(1 - \frac{2 \cos 2\omega t}{3} - \frac{2 \cos 4\omega t}{15} \dots \right). \quad (11)$$

U usporedbi s izrazom za poluvalno ispravljeni napon vidljivo je da je sada istosmjerna komponenta dvostruko veća, dominantna izmjenična komponenta je frekvencije 2ω . Faktor valovitosti je

$$\gamma = \sqrt{\frac{V_m^2}{2} \frac{\pi^2}{4V_m^2} - 1} = 0.483 \quad (12)$$

što je značajno manje nego u slučaju poluvalnog ispravljanja. S druge strane, maksimalni inverzni napon (kojim je opterećena dioda koja ne vodi) je $2V_m$ o čemu opet treba voditi računa pri izboru ispravljačkog elementa.

Punovalno ispravljanje može se postići i korištenjem mostnog (Graetzovog) spoja (sl.7). Ovaj sklop se sastoji od 4 diode. Za vrijeme jedne poluperiode (gornji kraj sekundara na pozitivnom potencijalu) struju provode diode D_2 i D_3 , a u drugom poluperiodu vode diode D_1 i D_4 . Kroz potrošač struja prolazi u istom smjeru tokom cijelog perioda. Iznos ispravljenog istosmjernog napona te faktor valovitosti isti su kao i u prethodnom slučaju ($V_0 = 2V_m/\pi$ i $\gamma = 0.48$). Prednost



Slika 7.

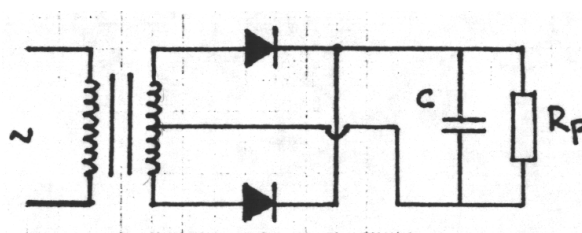
Graetzovog spoja je korištenje transformatora bez izvoda u sredini (ali su zato potrebne 4 diode), te činjenica da je maksimalni inverzni napon na ispravljačkom elementu jednak V_m .

1.2 Filtriranje

Svi sklopovi za ispravljanje karakterizirani su činjenicom da se njihov izlazni napon sastoji od konstantnog (istosmjernog) napona na koji je superponirana izmjenična komponenta. Valovitost izlaznog napona se do određene mjere može smanjiti odgovarajućim izborom ispravljačkog sklopa (ili korištenjem npr. više-faznog ispravljanja), ali se ne može u potpunosti eliminirati. U tu svrhu koriste se sklopovi za filtriranje čija se uloga sastoji u tome da eliminiraju izmjenične komponente. Postoje dva moguća rješenja: korištenje kapaciteta, koji je spojen paralelno s potrošačem (i koji predstavlja malu impedanciju za izmjenične komponente, te ih tako odvodi u zemlju) ili korištenje induktiviteta, spojenog serijski s potrošačem (koji će za izmjenični signal predstavljati veliku impedanciju, te blokirati izmjenične komponente, dok će istosmjerna komponenta prolaziti bez jačeg prigušenja).

Najčešće korišteni filter je tzv. RC filter (sl.8), gdje je $X_C \ll R_p$ (najčešće $X_C \leq 0.01R_p$). Za punovalno ispravljanje dominantni član izmjenične komponente ima frekvenciju 2ω , pa to (uz poznatu vrijednost R_p) omogućava izračunavanje potrebne vrijednosti kapaciteta C .

Sklop radi na jednostavnom principu da za vrijeme dok dioda vodi, kondenzator akumulira naboj, koji predaje potrošaču tokom perioda kad dioda ne vodi. Promatrajmo punovalno ispravljeni napon: u toku prve poluperiode kondenzator



Slika 8.

se nabije na napon V_m . Kad napon počinje padati kondenzator se izbija s konstantom RC kroz otpor (za idealni kondenzator i $R_p = \infty$, napon na kondenzatoru bi ostao konstantan i jednak V_m , a kroz ispravljač struja više ne bi prolazila). Izbijanje kondenzatora omogućava njegovo ponovno nabijanje, a izgubljeni dio naboja se nadoknađuje strujom kroz ispravljač. Da bi valovitost izlaznog napona bila što manja, potrebno je da je RC konstanta mnogo veća od perioda ispravljenog napona.

Rad ovog sklopa moguće je detaljno analizirati i odrediti faze ωt_1 i ωt_2 (tj. trenutke u kojima se kondenzator počinje nabijati i izbijati), no taj proračun ovdje neće biti proveden. Aproximativna analiza, koja je ipak dovoljno precizna za većinu primjena, polazi od činjenice da se izlazni napon (osim u prvoj poluperiodi) može predstaviti kao trokutasti val koji se može predočiti Fourierovim redom. Na temelju tog razvoja dobije se za punovalno ispravljeni napon s kapacitivnim filtriranjem izraz za izlazni napon:

$$V_0 = \frac{V_m}{1 + \frac{1}{4fR_pC}}, \quad (13)$$

te faktor valovitosti

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR_p}. \quad (14)$$

U slučaju poluvalnog ispravljanja je faktor valovitosti dvostruko veći.

Ako je struja kroz otpor R_p nula (tj. $R_p \rightarrow \infty$) slijedi da $\gamma \rightarrow 0$ i $V_0 \rightarrow V_m$. Kapacitivni filter nije pogodan za mala opterećenja, ili bolje rečeno, u slučajevima kada se struja kroz potrošač znatno mijenja.

Iz izraza za V_0 može se također dobiti aproksimativni izraz

$$V_0 \simeq V_m - \frac{I_0}{2fC} \quad (15)$$

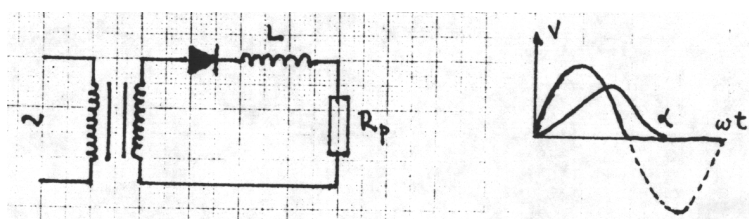
gdje je I_0 struja kroz R_p . Odavde slijedi da će izlazni napon opadati linearno s porastom struje kroz potrošač, te da koeficijent tog opadanja ovisi obrnuto proporcionalno s vrijednošću kapaciteta. Zbog toga je potrebno koristiti što je moguće veće kapacitete (elektrolitski kondenzatori).

Uključivanjem prigušnice (induktiviteta) u seriju s potrošačem produžuje se period provođenja struje kroz ispravljač odnosno potrošač (jer su serijski spojeni), pa se na taj način smanjuje i valovitost. Osnovno svojstvo induktiviteta je da se protivi svakoj promjeni struje koja se javlja u nekom krugu: na taj se način svaka nagla promjena, koja bi se javila u krugu bez prigušnice, izgladuje u krugu s prigušnicom.

U jednostavnom poluvalnom ispravljaču s induktivnim filtrom izlazni napon nije kontinuiran, već se sastoji od impulsa, za koji je $\omega t > 180^\circ$. Srednja vrijednost napona je

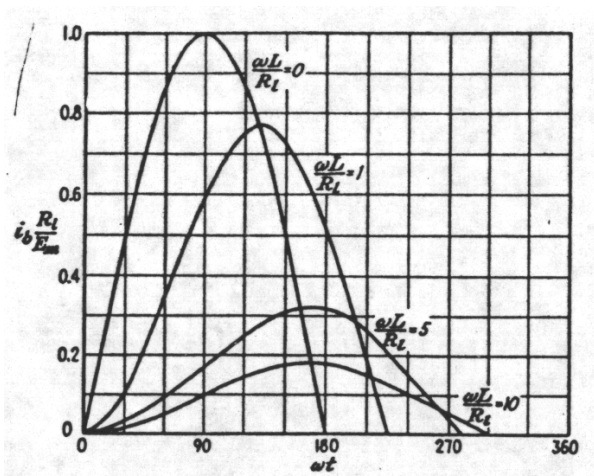
$$V_0 = \frac{V_m}{2\pi}(1 - \cos \alpha) \quad (16)$$

gdje je α fazni kut, koji je između π i 2π . Vrijednost π odgovara čistom radnom opterećenju ($\omega L/R = 0$), a vrijednost 2π čistom induktivnom opterećenju ili slučaju kad je $\omega L \gg R$ ($\omega L/R \rightarrow \infty$).

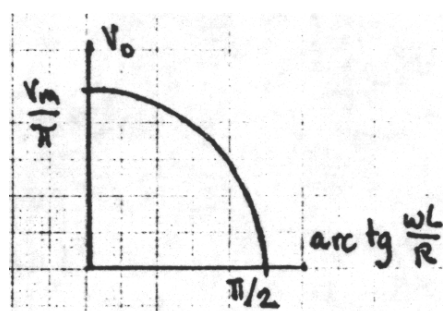


Slika 9.

Srednja vrijednost napona ovisi o periodu prolaženja struje kroz ispravljač; što je taj interval duži, to je srednja vrijednost napona manja. Tu se može postaviti i analogija s prethodnim slučajem filtriranja pomoću kondenzatora. U tom je slučaju korištenje manje kapacitivnosti značilo duži interval prolaženja struje kroz ispravljač i manji istosmjerni napon na potrošaču. No analogija ne postoji u odnosu na valovitost: većem induktivitetu odgovara manja valovitost i manji istosmjerni napon, dok većem kondenzatoru odgovara manja valovitost i veći istosmjerni napon. Ovisnost istosmjernog napona o faznom pomaku prikazana je na sl.11.



Slika 10.



Slika 11.

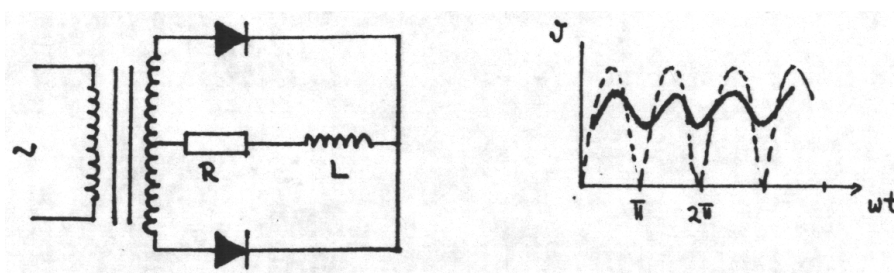
Sklop za poluvalno ispravljanje s prigušnicom za izgladivanje se rijetko koristi.

Sklop za punovalno ispravljanje s prigušnicom se razlikuje po svom radu od prethodnog sklopa. I u ovom je slučaju moguće rješavanjem diferencijalne jednadžbe dobiti egzaktno rješenje za rad sklopa, no za naše potrebe je dovoljno i aproksimativno razmatranje.

Punovalno ispravljeni napon može se prikazati razvojem

$$v = \frac{2V_m}{\pi} \left(1 - \frac{2 \cos 2\omega t}{3} - \frac{2 \cos 4\omega t}{15} \dots \right). \quad (17)$$

no amplitude članova čije frekvencije su veće od 2ω su mnogo manje od komponente s frekvencijom 2ω (npr. član s 4ω čini samo 20% komponente s 2ω). Osim toga, budući da impedancija X_L raste s porastom frekvencije, to će također



Slika 12.

značiti da će viši harmonici biti bolje filtrirani. Može se prema tome reći da će dominantna izmjenična komponenta biti ona s frekvencijom 2ω . Ispravljeni napon možemo pisati u obliku:

$$v = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m \cos 2\omega t}{3\pi}. \quad (18)$$

Napon na potrošaču bit će

$$V_p = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{3\pi} \frac{\cos(2\omega t - \psi)}{\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}} R, \quad \text{tg } \psi = \frac{2\omega L}{R}, \quad (19)$$

a faktor valovitosti

$$\gamma = \frac{\frac{4V_m}{3\pi\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}}}{\frac{2V_m}{\pi R_L}} = \frac{2}{3\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega L/R)^2}} \quad (20)$$

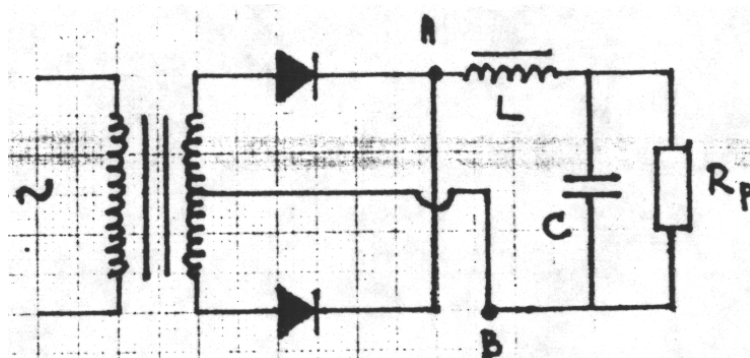
Ovaj izraz pokazuje da će filtriranje biti bolje što je otpor potrošača manji. Za $R_p \rightarrow \infty$ dobiva se $\gamma = 2/3\sqrt{2} = 0.47$, što je približno i rezultat za punovalno ispravljeni napon bez prisustva induktiviteta (a mala razlika u vrijednosti γ je posljedica zanemarivanja viših harmonika).

Ako je $2\omega L/R$ velik, tada je

$$\gamma = \frac{1}{3\sqrt{2}} \frac{R}{\omega L} \quad (21)$$

tj. valovitost je manja za veći L , odnosno manji R_p .

Dva načina filtriranja koje smo do sada razmatrali imaju svaki svojih nedostataka. Mnogo bolja svojstva ima njihova kombinacija: LC . Ovakav sklop



Slika 13.

kombinira svojstvo induktivnog filtra da valovitost opada s porastom otpora, sa svojstvom kapacitivnog filtra da se γ povećava s porastom otpora (sl.13).

Rad LC filtra bazira se na činjenici da se induktivitet (čija impedancija raste s porastom frekvencije) opire prolazu izmjeničnih komponenti. Izmjenične komponente koje ipak prođu su pak filtrirane pomoću kapaciteta. Na taj se način postiže mnogo bolje filtriranje nego što je to bio slučaj za samo L ili samo C filter.

Ako se pretpostavi da ulazni napon sadrži samo drugi harmonik, tj. da je oblika

$$v = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{3\pi} \cos 2\omega t, \quad (22)$$

te da je induktivitet idealan (zanemarujemo njegov omski otpori) istosmjerni napon je

$$V_0 = \frac{2V_m}{\pi}. \quad (23)$$

Budući da je konačni cilj eliminacija izmjeničnih komponenti, impedancija X_L mora biti veća od paralelne kombinacije X_C i R_p . To se postiže na taj način da se uzima $X_C \ll R_p$. U tom slučaju se može pretpostaviti da sve izmjenične komponente prolaze kroz kondenzator. Pod tim uvjetima je impedancija između A i B približno jednaka $X_L = 2\omega L$, tj. impedanciji induktiviteta pri frekvenciji drugog harmonika. Izmjenični napon na potrošaču je napon na kondenzatoru i iznosi

$$V_{\sim \text{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_0 \frac{1/2\omega C}{2\omega L}, \quad (24)$$

a faktor valovitosti je tada jednak

$$\gamma = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{4\omega^2 LC}. \quad (25)$$

Prema tome, kombinacija dva jednostavna filtra, kod kojih opterećenje ima suprotni efekt na valovitost, rezultira u faktoru valovitosti koji je neovisan o opterećenju.

Dobiveni rezultati su izvedeni uz pretpostavku da struja prolazi krugom (odnosno kroz induktivitet) kontinuirano. Takav uvjet rada nije međutim jednostavno odrediti, jer je struja kroz induktivitet sastavljena od istosmjerne te izmjeničnih komponenti, čije amplitude i faze u odnosu na napon ovise o elementima sklopa. Zahtjev za kontinuiranost struje svodi se onda na uvjet da ni u jednom trenutku suma izmjeničnih komponenti ne bude veća od istosmjerne komponente. Aproximativno, uzimajući u obzir samo prva dva harmonika, 2ω i 4ω , može se pisati

$$I_0 \geq I_{2\omega} + I_{4\omega} \quad (26)$$

što daje uvjet

$$R_L + R_p \leq \frac{30}{11} \omega L. \quad (27)$$

Za $f = 50$ Hz to znači

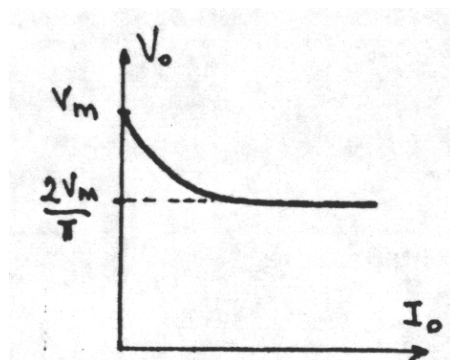
$$R_L + R_p \leq 860L. \quad (28)$$

Ako je $R_L + R_p > 860L$, u filtru će prevladati utjecaj kondenzatora i s porastom otpora R_p istosmjerni napon V_0 će rasti prema V_m . U području gdje je struja kontinuirana kroz prigušnicu V_0 teži konstantnoj vrijednosti (odnosno strože rečeno, V_0 ipak postepeno pada zbog pada napona na R_L).

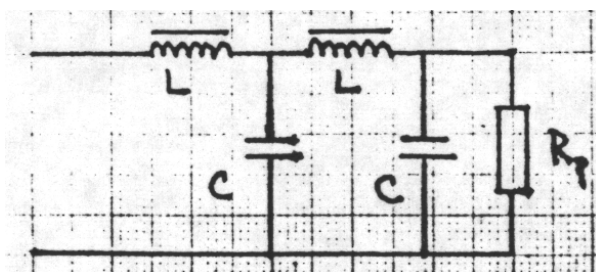
Područje konstantnog V_0 može se postići priključivanjem stalnog potrošača paralelno s kondenzatorom (*bleeder*), čija vrijednost je jednaka kritičnoj vrijednosti potrebnoj za kontinuirani tok struje kroz zavojnicu. Zbog stalnog gubitka snage na *bleederu* može se također koristiti zavojnica sa željeznom jezgrom, kod koje je induktivitet velik za male istosmjerne struje te za koju vrijednost induktiviteta znatno opada s porastom istosmjerne struje.

Poboljšanje faktora valovitosti LC filtra postiže se spajanjem više takvih filtera u seriju (sl.15). Svaki dodatni član smanjuje valovitost za faktor $1/4\omega^2 LC$, pa je za npr. dvostepeni LC filter faktor valovitosti jednak:

$$\gamma = \frac{\sqrt{2}}{48} \frac{1}{(\omega^2 LC)^2}. \quad (29)$$

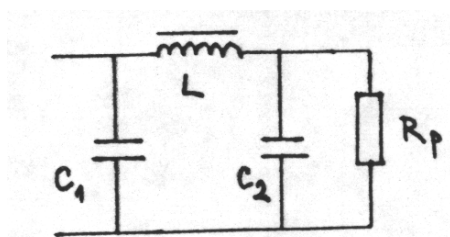


Slika 14.



Slika 15.

U slučajevima kada je potrebna vrlo mala valovitost izlaznog napona, te kad su struje dovoljne male, koristi se II-filer. On se sastoji od dva kondenzatora koji su međusobno odvojeni sa zavojnicom (sl.16). Filter se može razmatrati



Slika 16.

u dva dijela: jednostavni kapacitivni filter, C_1 , na koji je spojen LC_2 filter za dodatno izgladivanje.

Za izlazni napon nakon C_1 filtra može se napisati izraz:

$$v = V_0 - \frac{V_m}{\pi} \left(\sin 2\omega t - \frac{\sin 4\omega t}{2} + \frac{\sin 6\omega t}{3} \dots \right) \quad (30)$$

Drugi harmonik izlaznog izmjeničnog napona je:

$$V_{\sim ef} = \sqrt{2} I_0 X_C \quad (31)$$

gdje je

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i dt, \quad (32)$$

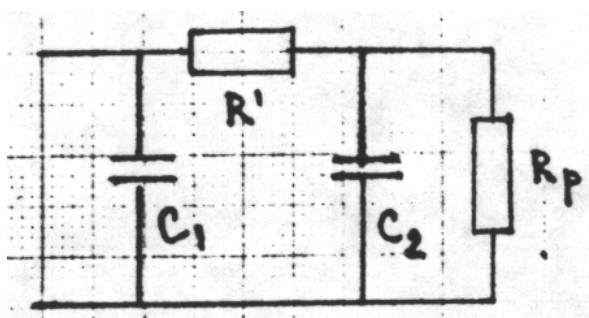
a X_C impedancija kapaciteta za frekvenciju 2ω . Ovakav napon primjenjen na LC filter dat će izlazni napon čija valovitost je:

$$\gamma = \sqrt{2} \frac{X_{C2}}{R_p} \frac{X_{C1}}{X_L} \quad (33)$$

i gdje su sve impedancije izražene za frekvenciju 2ω (zanemarivanje viših harmonika unosi malu pogrešku u provedenu analizu). Izraženo na drugi način dobiva se:

$$\gamma = \frac{\sqrt{2}}{8\omega^3 C_1 C_2 L R_p}. \quad (34)$$

II-filter se također može izvesti na taj način da se umjesto induktiviteta koristi otpor (sl.17). Zbog činjenice da je pad napona na otporu R' veći nego na



Slika 17.

induktivitetu, ovakav se filter koristi samo za male struje.

Faktor valovitosti u ovom slučaju iznosi:

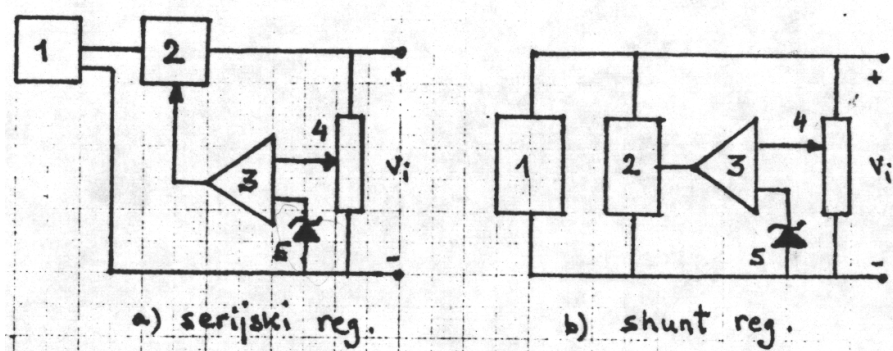
$$\gamma = \frac{\sqrt{2}}{4\omega^2 C_1 C_2 R' R_p}. \quad (35)$$

Napomenimo na kraju da se svi filtri mogu serijski spajati što daje bolje filtriranje odnosno manji faktor valovitosti.

1.3 Stabilizacija napona

Korištenjem elektronske stabilizacije postiže se visoka stabilnost izlaznog napona (neovisnost o promjenama opterećenja, varijacijama ulaznog napona te temperature). Ove se karakteristike postižu primjenom povratne veze.

Postoje dva osnovna načina primjene povratne veze u stabiliziranom izvoru (sl.18).

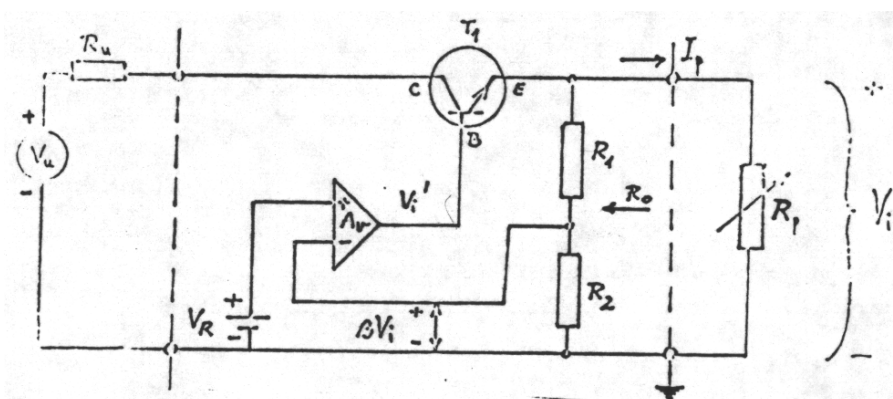


Slika 18. (1) nestabilizirani izvor; (2) opterećenje; (3) diferencijalno pojačalo; (4) potencijometar; (5) Zener dioda.

U oba slučaja se dio izlaznog napona (određen potencijetrom (4)) uspoređuje pomoću diferencijalnog pojačala (3) s konstantnim naponom dobivenim pomoću Zener diode (5). U (a) slučaju se opterećenje (2) smanjuje s padom izlaznog napona V_i (i obrnuto), dok se u (b) slučaju opterećenje povećava s padom V_i .

Kod serijske naponske regulacije se za opterećenje koristi tranzistor snage u sklopu emitorskog sljedila (sl.19). U tom slučaju je emitorska struja gotovo neovisna o promjenama napona kolektora.

Naponsko pojačanje emitorskog sljedila je $\simeq 1$, što znači da je $V_i \sim V_i'$. Dio izlaznog napona βV_i se s emitorskog otpora $R_1 + R_2$ dovodi na jedan ulaz diferencijalnog pojačala, dok je na drugi ulaz priključen konstantni napon referentnog izvora V_R (Zener dioda). Ulazni napon u pojačalo je $V_u = V_R - \beta V_i$, a izlazni



Slika 19.

napon $V_i' = A_v V_u = A_v (V_R - \beta V_i) \simeq V_i$. Prema tome je

$$\frac{V_i}{V_R} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v}, \quad (36)$$

a to je izraz za pojačanje pojačala s negativnom povratnom vezom. Emittersko sljedilo služi kao strujni izvor, jer struja naponskog pojačala ne bi bila dovoljna.

Za dobru stabilizaciju potrebno je da je $\Delta V_i \ll V_i$. Budući da V_i ovisi o ulaznom naponu V_u , struji potrošača I_p i temperaturi T , možemo pisati:

$$V_i = f(V_u, I_p, T) \quad (37)$$

$$\Delta V_i = \left. \frac{\partial V_i}{\partial V_u} \right|_{I_p, T} \Delta V_u + \left. \frac{\partial V_i}{\partial I_p} \right|_{V_u, T} \Delta I_p + \left. \frac{\partial V_i}{\partial T} \right|_{V_u, I_p} \Delta T \quad (38)$$

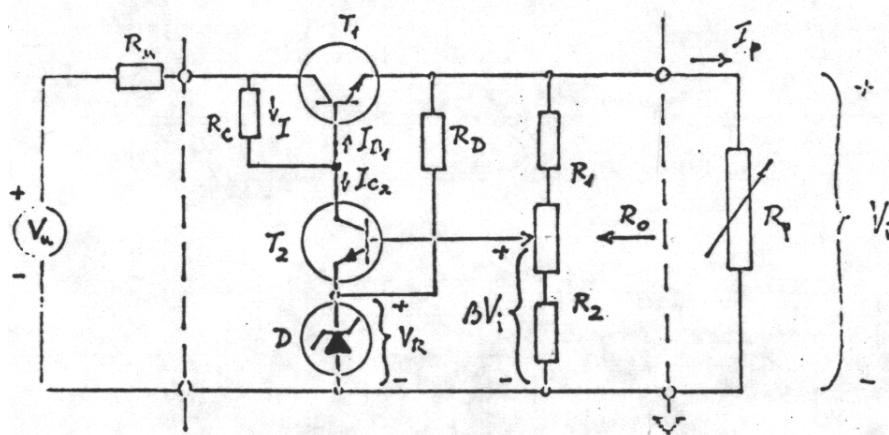
odnosno

$$\Delta V_i = S_V \Delta V_u + R_0 \Delta I_p + S_T \Delta T \quad (39)$$

gdje su S_V ulazni regulacioni faktor, R_0 unutrašnji otpor i S_T temperaturni koeficijent.

Najjednostavnija izvedba principijelnog sklopa (koji smo sada razmatrali) je prikazana na sl.20.

Pojačalo A_v ostvareno je tranzistorom T_2 u spoju zajedničkog emitera, s otporom R_C u krugu kolektora spojenog na ulazni ispravljeni napon. Drugi kraj otpora je na zajedničkom potencijalu kolektora tranzistora T_2 i baze T_1 . Referentni napon V_R ostvaren je pomoću konstantnog napona odgovarajuće Zener



Slika 20.

diode D spojene odgovarajućim otporom R_D na napon V_i . V_R se uspoređuje s dijelom izlaznog napona βV_i tako da T_2 dobiva na ulaz samo razliku $\beta V_i - V_R$. Prema tome, povećanje ulaznog napona (npr. zbog povećanja izmjeničnog napona mreže na koju je ispravljač priključen) mora uzrokovati samo neznatno povećanje izlaznog napona V_i . Međutim, struja kroz otpor R_C će se znatno povećati. Na taj način je moguće da se praktički sav napon ΔV_u 'utroši' na R_C , odnosno – budući da je $V_{BE} \ll V_{CE}$ – na tranzistoru T_1 , dok V_i ostaje nužno konstantan.

Prema shemi bit će:

$$V_i = V_R + V_{BE2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_i \quad (40)$$

odnosno:

$$V_i = \frac{V_R + V_{BE2}}{1 - R_1/(R_1 + R_2)} = \frac{V_R + V_{BE2}}{\beta} \simeq V_R \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (41)$$

Regulacija izlaznog napona postiže se prema tome jednostavnim podešavanjem omjera R_1/R_2 otpornog djelitelja napona spojenog paralelno s potrošačem. Ako se umjesto ulaznog napona poveća izlazni napon (npr. zbog smanjenog opterećenja, pa bi uz manju struju I_p bio i manji pad napona na R_u) on će biti kompenziran povećanim padom napona na T_1 . S porastom V_i porast će i βV_i te povećati ulazni napon $V_u = \beta V_i - V_R$ tranzistora T_2 , njegovu struju I_{C2} te pad napona $IR_C = (I_{C2} + I_{B1})R_C$, te smanjiti potencijal V_{B1} baze tranzistora

T_1 . Zbog $V_{BE} \ll V_{CE}$, povećan je na taj način i pad napona V_{CE1} na serijskom tranzistoru T_1 i povećanje izlaznog napona je skoro u potpunosti kompenzirano.

U ovakvoj izvedbi stabilizatora napona je $S_V \simeq 10^{-2}$. Temperaturne promjene se kompenziraju korištenjem diferencijalnog pojačala (umjesto tranzistora T_2). Unutrašnji otpor R_0 je

$$R_0 = \frac{R_Z + h_{ie1}}{h_{fe1}h_{fe2}} \quad (42)$$

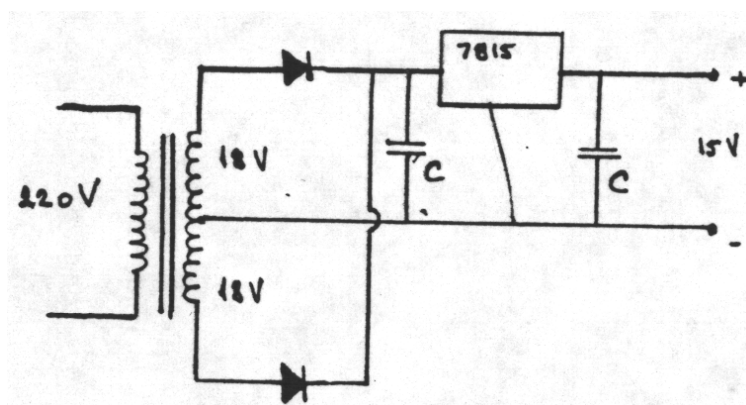
gdje je R_Z otpor Zenerove diode u području regulacije napona. Uz tipične vrijednosti h parametara ($h_{fe} \simeq 100$, $h_{ie} \simeq 200$) dobiva se za $R_0 < 1 \Omega$. Iz toga slijedi da je faktor stabilizacije

$$S = \frac{(\Delta V_u/V_u)}{(\Delta V_i/V_i)} = \frac{1}{S_V} \frac{V_i}{V_u} \gg 1. \quad (43)$$

Očito je da će povratno djelovanje sklopa biti to izrazitije što je R_C veći. Budući da je $R_C \simeq (V_u - V_i)/I$, to se njegovo ekvivalentno povećanje može dobiti smanjenjem struje I . To je moguće ako se emitorsko sljedilo s T_1 zamijeni s tzv. Darlington spojem s 2 tranzistora. Ulazni otpor Darlingtonovog para je mnogo veći, pa i komponenta struje I_{B1} struje I preko otpora R_C je znatno manja.

Za još veća poboljšanja mogao bi se otpor R_C zamijeniti s konstantnim izvorom struje (što bi za male promjene odgovaralo $R_C \rightarrow \infty$). Takva svojstva 'predregulatora' ima već obični spoj tranzistora s osiguranim konstantnim prednaponom baze. Serijskim regulatorom stabiliziranog napona sa spomenutim predregulatorom i Darlington parom može se postići ulazni regulacioni faktor S_V reda veličine 10^{-4} uz izlazni unutrašnji otpor $R_0 \simeq 0.1 \Omega$.

Stabilizirani naponski regulatori se danas u velikoj mjeri proizvode u integriranoj tehnici. Time se postiže velika temperaturna stabilnost, a većim brojem pojačala ostvaruje se bolja regulacija izlaznog napona. Tipičan primjer s integriranim krugom 7815 prikazan je na sl.21.



Slika 21.

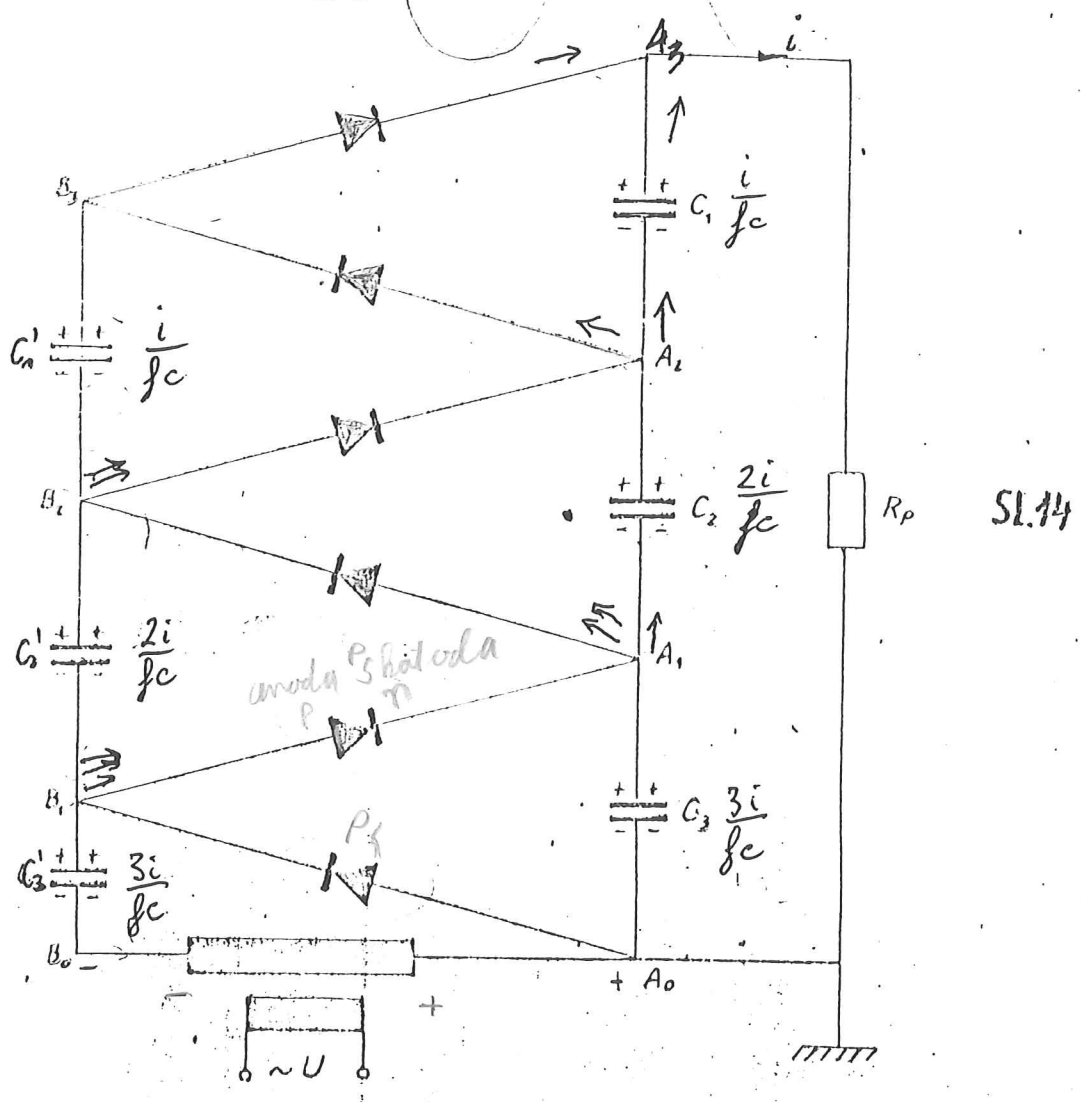
Tablica 1. Karakteristike IC 7815

ulazni napon	17 – 35 V
izlazni napon	14.4 – 15.6 V
max. izlazna struja	1 A
temperaturni koeficijent	-1 mV/C

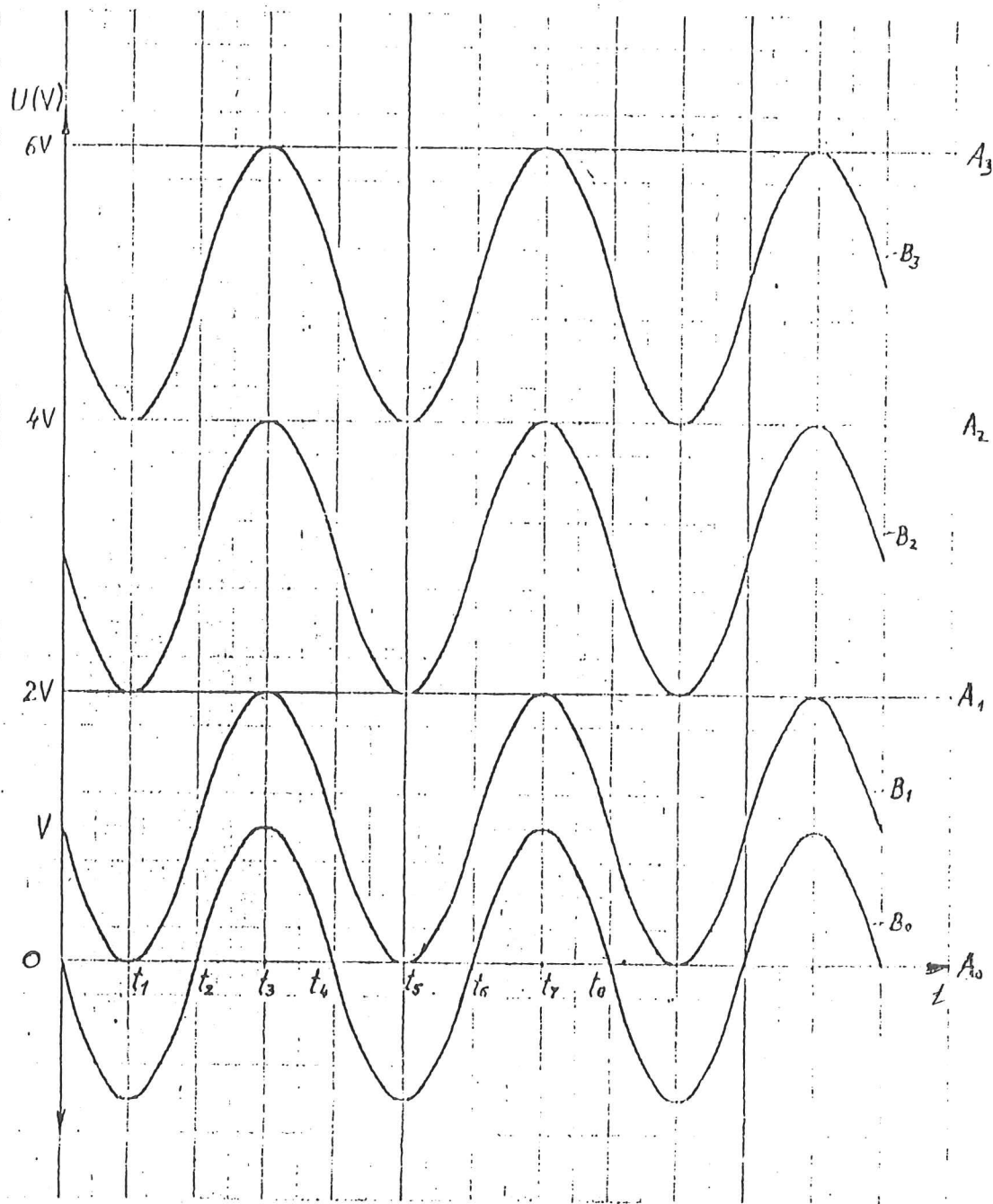
KASKADNI GENERATOR

Kaskadni spojevi predstavljaju takve spojeve sa udvostru-
čavanjem napona, kojima se mogu dobiti istosmjerni naponi
znatno viši od vršne vrijednosti napona transformatora.
Međutim, uporediva je vrlo poznat tako-zvani Cockroft-Waltonov spoj, koji je prvi puta bio prikazan 1930 godine.

Tada je bio primjenjen u prvom akceleratoru protona, koji je dostigao energije čestica skoro do 1 MeV. U biti, on predstavlja serijsku vezu pojedinih usmjeravajućih ~~sklopova~~ ^{stadija}, od kojih se svaki sastoji iz dva kondenzatora i dva ventila. Princip sheme kaskadnog generatora prikazan je na (sl. 14) (L 2).



(Sl. 15) prikazuje stacionarno stanje napona kaskadnog sistema (sl. 14). Vidimo da je sekundarna strana transformatora na (sl. 14) vezana u seriju s kondenzatorom C_3 i na ventile A_0, B_1 .



Sl. 15

Kod toga se kondenzator C_3 nabije na jednosmjerni napon koji je jednak tjemenoj vrijednosti transformatorskog napona U_m . Tom jednosmjernom naponu periodično se pripreja izmjenični napon sekundarnog namotaja transformatora, tako da potencijal točke B_1 prema uzemljenoj tački A_0 oscilira između vrijednosti nula (kad propušta) i $2 U_m$ (kad ne propušta ventil $A_0 B_1$). Taj napon predstavlja sada napon napajanja za titrajni krug koji se sastoji iz ventila $B_1 A_1$ i kondenzatora C_3 . Kondenzator C_3 se u stacionarnom stanju nabije na jednosmjerni napon $2 U_m$. Dalje se napon točke A_1 prema B_1 opet mijenja od nula (za vrijeme propuštanja ventila $A_1 B_1$) do vrijednosti $2 U_m$ (za vrijeme nepropuštanja ventila $A_1 B_1$), tako da se C_2 preko ventila $A_1 B_2$ nabije na $2 U_m$. To se tako ponavlja sve do posljednjeg gornjeg ventila $B_3 A_3$.

Cjelokupni napon noopterećenog kaskadnog generatora ravan je dakle ~~zbir~~ zbiru napona pojedinih kondenzatora, te iznosi na onoj strani, na kojoj je kondenzatorski stup uzemljen.

$$U = 2n U_m$$

gdje (n) predstavlja broj stupnjeva, a U_m max. amplitudu napona napajanja transformatora. Svi se kondenzatori osim donjeg nabijaju na $2 U_m$, a prvi donji na napon U_m . Ventili svi redom dobivaju zaporni napon $2 U_m$. Cjelokupni napon kaskadnog generatora (sl. 14) bio bi zbir napona na C_1 , C_2 i C_3 .

$$U = 2 \cdot 3 U_m = 6 U_m$$

opća formula:

$$U_n = 2n U_m$$

(12)

OPTEREĆENJE GENERATORA

Ako kaskadni generator (sl. 14) opteretimo potrošačem, t.j. da crpimo iz njega neku jednosmjernu struju vrijednosti (i) , tada mi oduzimamo struju (i) u tački A_3 (sl. 14).

Kod toga se prazne kondenzatori C_1 , C_2 i C_3 i na svakom od njih nastupa pad napona koji za jedan kondenzator iznosi

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{it}{C}$$

gdje je (t) vrijeme pražnjenja,

(C) kapacitet kondenzatora i

ΔQ promjena naboja kondenzatora za vrijeme pražnjenja (t) .

U jednoj periodi $T = \frac{1}{f}$, smanjuje se napon na svakom kondenzatoru C_1 , C_2 i C_3 za vrijednost $\frac{i}{fC}$, gdje je $\frac{i}{f}$ naboj koji otiče za vrijeme jedne periode.

U jednoj periodi svaki kondenzator primi isti naboj koji u isto vrijeme i predaje. Naboj $\frac{i}{f}$ koji je u jednoj periodu ispraznio kondenzator C_1 preko tačke A_3 u potrošač R_p , dolazi još u istoj periodi iz kondenzatora C_1 preko ventila B_3 A_3 ponovno u kondenzator C_1 i to u onom trenutku periode, kada tačka B_3 ima pozitivni potencijal prema A_3 . Taj naboj u slijedećoj poluperiodi mora doći iz kondenzatora C_2 preko ventila A_2 B_3 ponovno u C_1 tako da kondenzator C_2 u jednoj periodu dva puta predaje i prima naboj $\frac{i}{f}$. Jedanput radi oduzimanja struje u tački A_3 i drugi puta radi nabijanja kondenzatora C_1 . Isto tako i kondenzator C_2 dva puta predaje i prima naboj $\frac{i}{f}$, dakle u jednoj periodu prima i predaje naboj $2 \frac{i}{f}$, dok kondenzatori C_3 i C_3' u jednoj periodu predaju i prime naboj $3 \frac{i}{f}$.

Te primanje i predavanje naboja prouzrokuje valovitost pojedinih napona kao i cijelokupnog napona.

Cjelokupna valovitost svih napona jednaka je ~~istoj~~ ^{zbroju} valovitosti svih triju kondenzatora C_1, C_2 i C_3

$$\delta U = \frac{i}{fC} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{2}{C_2} + \frac{3}{C_3} \right)$$

Općenito, ako imamo (n) stupnjeva sa jednakim kondenzatorima

$$\begin{aligned} \delta U &= \frac{i}{fC} (1 + 2 + 3 + \dots + n) = \\ &= \frac{i}{fC} \frac{n(n+1)}{2} \leq \frac{i}{2fC} n^2 \end{aligned}$$

Osim valovitosti važan je i pad napona kod opterećenog generatora, t.j. razlika između napona praznog hoda prema relaciji (1.2) i napona opterećenog generatora.

I ovdje vrijedi da je cjelokupan pad napona jednak sumi padova napona na pojedinačnim stepenima. Uvratno slušaj kada su kapaciteti jednaki, i gledamo padove napona odosdo prema gore (sl. 44). Mi znamo da naboj $3 \frac{1}{T}$ koji u toku jedne periode teče preko kondenzatora C_3 pronizroluje na njemu pad napona u iznosu $\frac{3i}{fC}$, pa se zato C_3 nabije ne na pun napon $2U_m$ nego na

$$2U_m - \frac{3i}{fC}$$

Dalje se C_2 nabije na

$$(2U_m - \frac{3i}{fC}) - \frac{3i}{fC}$$

zato, jer na kondenzatoru C_3 iznosi pad napona $\frac{3i}{fC}$.

$$2U_m - \frac{3i}{fC}$$

Kondenzator C_2 dobije napon

$$(2U_m - 2 \frac{3i}{fC}) - \frac{3i}{fC}$$

Tako to možemo ići do n-tog ~~stepena~~ ^{stupnja}.

Pojedina padovi napona $C_1, C_2, C_3, \dots, C_n$
su slijedeći:

$$\Delta U_n = \frac{1}{fC} n \quad (13)$$

$$\Delta U_{n-1} = \frac{1}{fC} [2n + (n-1)]$$

$$\Delta U_{n-2} = \frac{1}{fC} [2n + 2(n-1) + (n-2)]$$

$$\Delta U_{n-3} = \frac{1}{fC} [2n + 2(n-1) + 2(n-2) + (n-3)]$$

⋮

$$\Delta U_1 = \frac{1}{fC} [2n + 2(n-1) + 2(n-2) + \dots + 2 \cdot 2 + 1]$$

Cjelokupni pad napona je:

$$\Delta U = \frac{1}{fC} \sum_{i=1}^n i (2i-1) = \frac{1}{fC} \left(\frac{2}{3} n^3 + \frac{1}{2} n^2 - \frac{1}{6} n \right)$$

Može se primjetiti da donji kondenzatori daju najveći doprinos valovitosti, kao i padu cjelokupnog napona.

Zato se napravi takav raspored da veličina kapacitivnosti kondenzatora raste odzgo prema dolje.

Pogledajmo slučaj kad su svi kondenzatori jednaki, a najdonji C_j je dvostruk.

U tom slučaju je

$$\Delta U_n = \frac{1 \cdot n}{f 2c}$$

te je manji od predašnjeg primjera za $\frac{1 \cdot n}{2fc}$.

Ne, također se i svi padovi napona $\Delta U_n, \Delta U_{n-1}, \dots, \Delta U_1$ smanje za $\frac{1}{2fc}$, tako da cjelokupni pad napona kod (n) stepeni smanji za $\frac{n^2 i}{f 2c}$ pa je ukupni pad napona

$$\Delta U = \frac{i}{f c} \left(\frac{2}{3} n^3 - \frac{2}{6} n \right) \approx \frac{2}{3} \frac{i}{f c} n^3 \quad (14)$$

Cjelokupan napon varira između

$$U_{\max} = 2 n U_m - \Delta U \quad (15)$$

$$U_{\min} = 2 n U_m - \Delta U - \delta U$$

Najveći napon dobije se za n_{opt} . Taj se dobije tako da se formula (14) stavi u (15) pa zatim derivira po (n) i izjednači s nulom.

$$n_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{U_m f c}{1}}$$

Sad promatrajmo slučaj kad kapaciteti kondenzatora rastu odošgo prema dolje (kazali smo da je to najpovoljniji slučaj). U tom slučaju posljednji kondenzator bi imao vrijednost $C_n = nC_0$. Tada za valovitost dobijemo vrijednost

$$\delta U = \frac{n i}{f c}$$

Pojedini padovi napona čela iznose

$$\Delta U_n = \frac{i \cdot n}{fnc} = \frac{i}{fc}$$

$$\Delta U_{n-1} = \frac{i \cdot 2n}{2nc} + \frac{i(n-1)}{f(n-1)c} = \frac{3i}{fc}$$

$$\Delta U_{n-2} = \frac{i \cdot 2n}{fnc} + \frac{2i(n-1)}{f(n-1)c} + \frac{i(n-2)}{f(n-2)c} = \frac{5i}{fc}$$

$$\Delta U_{n-3} = \frac{i \cdot 2n}{fnc} + \frac{2i(n-1)}{f(n-1)c} + \frac{2i(n-2)}{f(n-2)c} + \frac{i(n-3)}{f(n-3)c} = \frac{7i}{fc}$$

Cjelokupan pad napona jednak je ~~zbroju~~ zbroju pojedinih padova napona

$$\Delta U = \frac{i}{fc} [1 + 3 + 5 + 7 + \dots + (2n-1)]$$

$$\Delta U = \frac{i}{fc} \frac{n(2n-1)+1}{2} = \frac{i n^2}{fc} \tag{16}$$

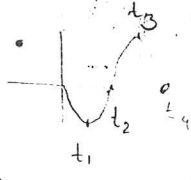
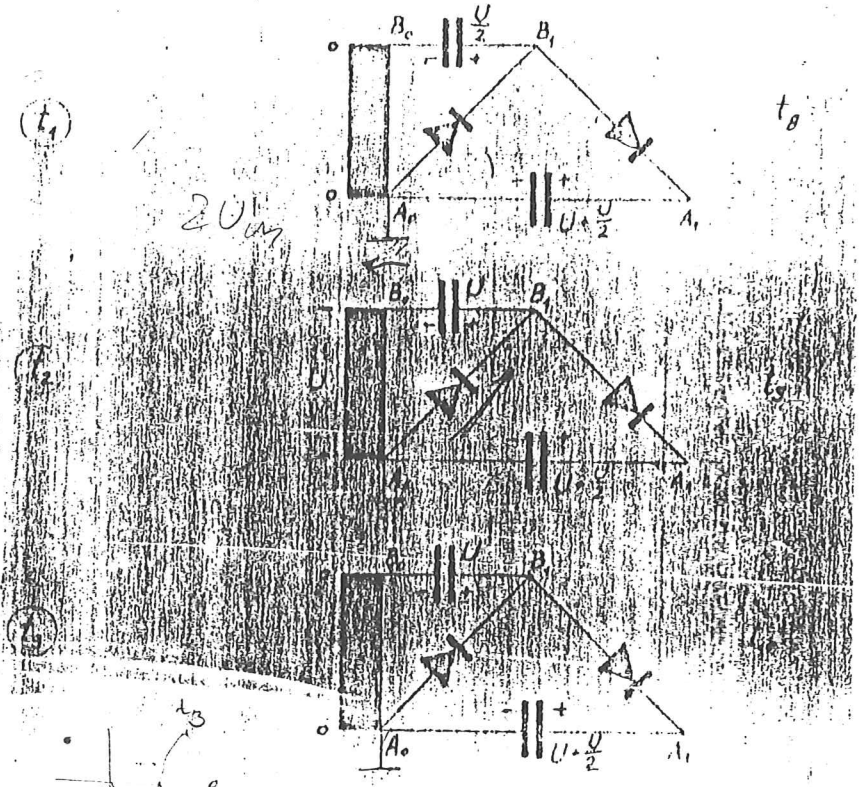
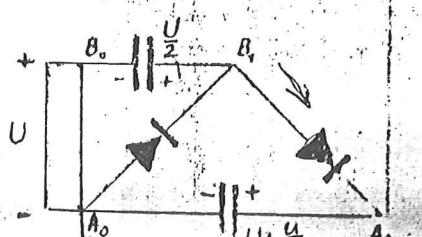
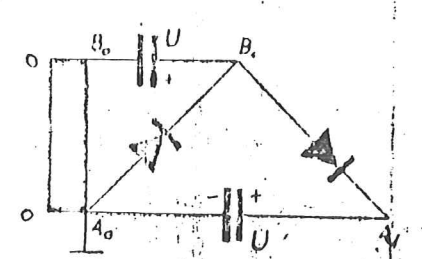
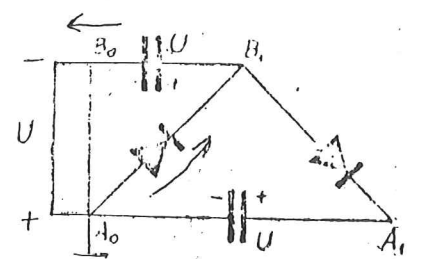
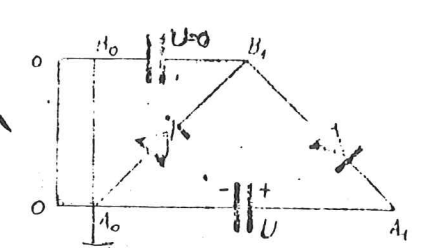
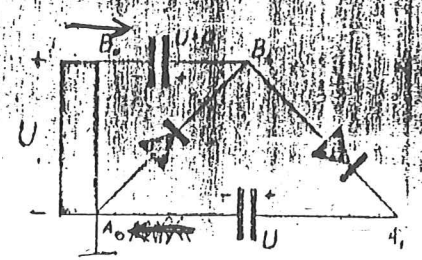
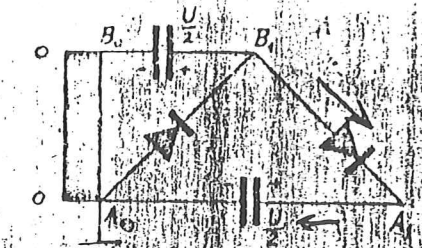
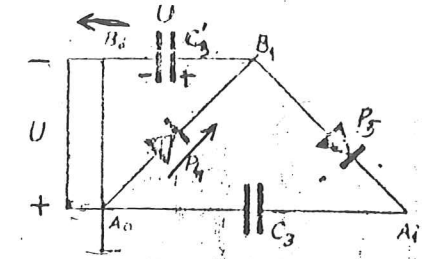
$$U_{max} = 2 n U_n - \Delta U$$

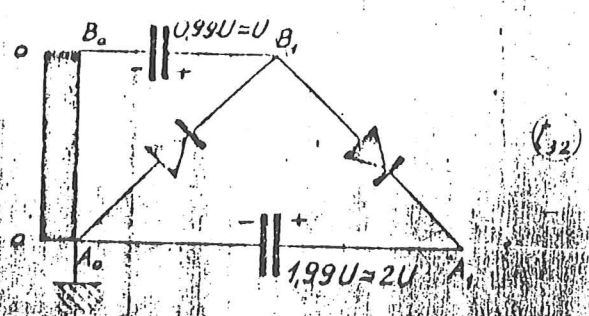
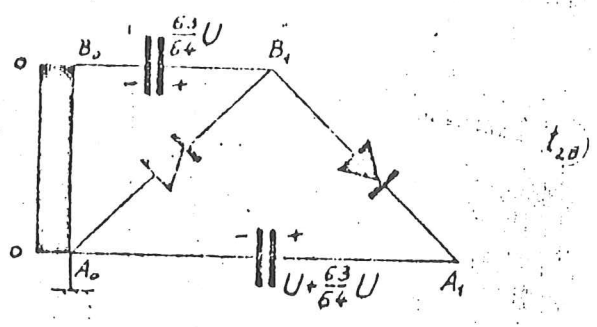
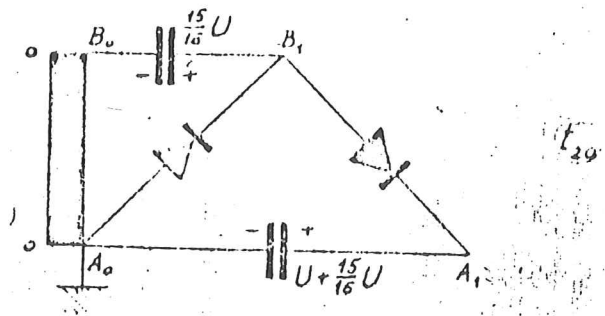
$$U_{max} = 2 n U_n - \frac{i n^2}{fc} \tag{17}$$

n_{opt} se dobije da derivirana jednažbu po (n) i izjednačimo sa nulom.

$$n_{opt} = \frac{U_n fc}{i}$$

Primatrajmo ulitavanje prvog stepena kaskadnog generatora. 32.





el. 32

Promatrajmo trenutak (t_1) (sl. 32) t.j. kada je na sekundarnoj strani transformatora gore (-) dolje (+).

U toj poluperiodi uvijek se C_3' nabije na vrijednost (U) kroz ventil P_4 [vidi (sl. 32) momente t_5 i t_9]. Za trenutak (t_2) možemo smatrati da su tačke B_0 i A_0 kratko spojene, pa se otvara P_5 [jer je anoda na većem potencijalu od katode], a P_4 se zatvori. Pošto su kondenzatori C_3' i C_3 jednaki, nabije se C_3' na $\frac{U}{2}$ i C_3 na $\frac{U}{2}$.

Zatim na situaciju (t_2) stavim gore (+) dolje (-) $\Rightarrow \pm U_2$ ventil P_5 odmah se otvori, jer je suma napona na transformatoru [koji raste od nula do U] i napona na C_3' veći od napona na C_3 . Taj napon $\pm U$ dijeli se na polovicu $\pm \frac{U}{2}$ i pribraja kondenzatoru C_3' i C_3 . Ako obratimo pažnju na polaritet, onda se C_3' isprazni, a C_3 nabije na U , i to je trenutak (t_3). U trenutku t_4 nema nikakvih promjena, jer su ventili P_4 , P_5 otvoreni.

Pogledajmo sada kad na situaciju (t_{10}) priključim napon $\pm U$. Ventil P_5 se ne otvara odmah čim priključim napon $\pm U$ [jer on raste od nula, i jer je A_1 na $U + \frac{U}{2}$] nego onda kad dosegne $\frac{U}{2}$, tada je tačka B_1 na $U + \frac{U}{2}$ i A_1 na $U + \frac{U}{2}$. Od tog trenutka dalje vodi P_5 .

U ovom slučaju $\frac{U}{2}$ dijelimo na C_3' i C_3 . Dakle $\frac{U}{4}$ dodajmo naponu koji se nalazi u (t_{10}) na C_3' i C_3 . Daljnja zaključivanja su laka. Grafički ćemo prikazati (sl. 33), kako se mijenja napon tačke B_1 prema A_0 i tačke A_1 prema A_0 , za vrijeme utitravanja prvog stupnja (sl. 32).