

PRAKTIKUM IZ OSNOVA ELEKTRONIKE
PROF. SMJEROVI

Vježba 6.

IZVORI NAPONA

ZADACI

1. Nestabilizirani izvor napona

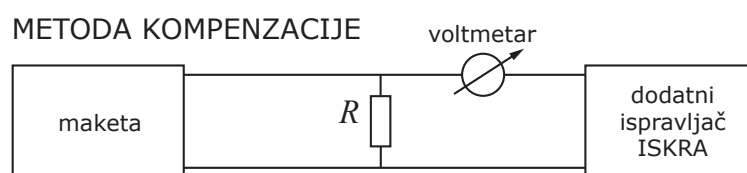
- Nacrtajte shemu nestabiliziranog izvora napona s makete i objasnite princip rada.
- Priključite potrošač (promjenjivi otpornik) direktno na izlaz II-filtera. Snimite ovisnost napona potrošača o struji koja prolazi kroz potrošač. Izlazni napon na autotransformatoru podesite tako da napon na ulazu u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



Slika 1.

2. Stabilizirani izvor napona

- Precrtajte shemu tranzistorskog stabiliziranog izvora napona; uočite bitne dijelove, odvojeno ih označite i objasnite ulogu.
- Priključite stabilizirani izvor napona na autotransformator i namjestite ulazni napon od 220V. Odredite područje stabilizacije snimajući ovisnost izlaznog napona o položaju izlaznog potencijometra za dvije vrijednosti otpora potrošača.
- S izlaznim potencijometrom u položaju koji odgovara području stabilizacije, te uz korištenje metode kompenzacije (zbog vrlo malih promjena napona; slika 2.), odredite faktor stabilizacije, mijenjajući ulazni napon pomoću autotransformatora za 10% oko 220 V.
- Istom metodom kompenzacije odredite unutarnji otpor u području stabilizacije i usporedite ga s onim dobivenim za nestabilizirani izvor. Objasnite razliku.



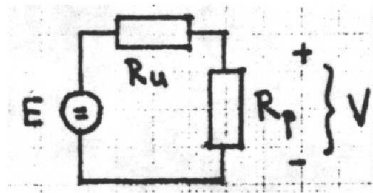
Slika 2.

IZVORI NAPONA

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

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

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



Slika 3.

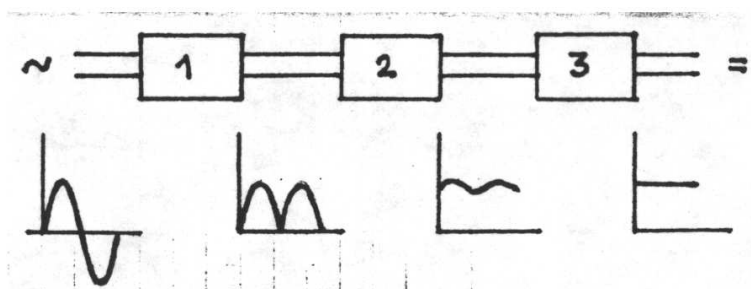
Očito je da napon V ovisi o R_u jer se dio EMS izvora troši na R_u . Isto tako, napon na potrošaču opada s povećanjem opterećenja. Ako se opterećenje ne mijenja u širokom intervalu i promjene napona V bit će male pa se pad napona na R_u može kompenzirati većom EMS. Unutarnji otpor ne dolazi u većoj mjeri 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 S je reda veličine 1, što znači da takvi izvori nisu pogodni u velikom broju primjena.

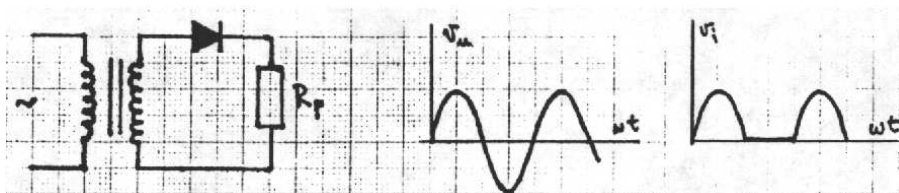
Znatno pouzdaniji i pogodniji način dobivanja stabiliziranog istosmjernog napona je korištenje stabiliziranog izvora. On se u osnovi sastoji iz sklopa za ispravljanje (1), filtriranje (2), te stabilizacije (3) (vidi sl.4).



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 unutarnji 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 tijekom jednog perioda je:

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

gdje je I_0 srednja vrijednost struje tijekom 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:

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

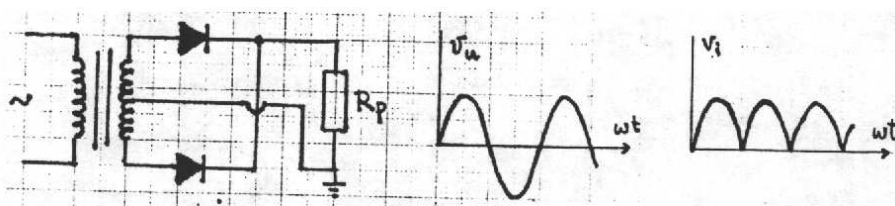
Faktor valovitosti je prema tome:

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

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 .



Slika 6.

Znatna poboljšanja postižu se korištenjem sklopa za punovalno ispravljanje s otporom kao potrošačem (sl.6). Sklop se sastoji od dva poluvalna ispravljača, a sekundar transformatora je izveden s izvodom u sredini, koji predstavlja uzemljenje. Tijekom jedne poluperiode vodi jedna, a tijekom druge poluperiode druga dioda; budući da su obje diode spojene na istu točku potrošača, struja kroz R_p prolazi uvijek u istom smjeru tijekom čitavog perioda ulaznog napona.

Fourierov razvoj punovalno ispravljenog napona je:

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

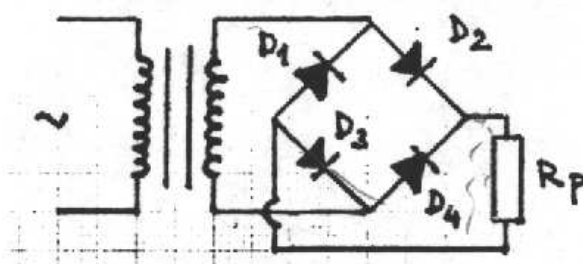
U usporedbi s izrazom za poluvalno ispravljeni napon vidljivo je da je sada istosmjerna komponenta dvostruko veća, a dominantna izmjenična komponenta je frekvencije 2ω . Faktor valovitosti je:

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

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 mosnog (Graetzovog) spoja (sl.7). Ovaj sklop sastoji se 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 . Struja kroz potrošač prolazi u istom smjeru tijekom 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 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 .



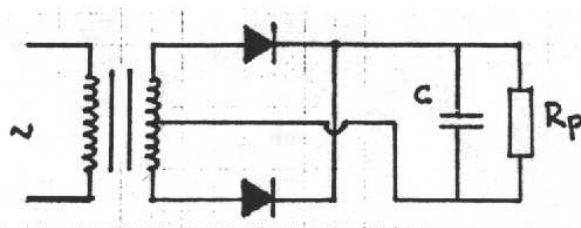
Slika 7.

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 kompo-

nente ima frekvenciju 2ω , pa to (uz poznatu vrijednost R_p) omogućava izračunavanje potrebne vrijednosti kapaciteta C .



Slika 8.

Sklop radi na jednostavnom principu: za vrijeme provođenja diode, kondenzator akumulira naboj koji predaje potrošaču tijekom perioda kad dioda ne vodi. Promatramo punovalno ispravljeni napon: u toku prve poluperiode kondenzator 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 omogućuje njegovo ponovno nabijanje, a izgubljeni dio naboja nadoknađuje se 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 faktor valovitosti je 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, odnosno u slučajevima kada se struja kroz potrošač znatno mijenja.

Iz izraza za V_0 može se također dobiti aproksimativni izraz:

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

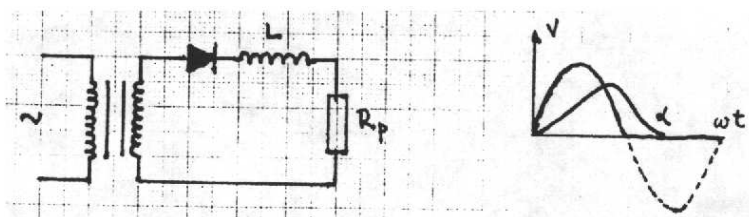
gdje je I_0 struja kroz R_p . Oдавde slijedi da će izlazni napon opadati linearno s porastom struje kroz potrošač, te da koeficijent tog opadanja obrnuto proporcionalno ovisi o vrijednosti kapaciteta. Zbog toga je potrebno koristiti što je moguće veće kapacitete (elektrolitski kondenzatori).

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 vrijedi: $\omega t > 180^\circ$. Srednja vrijednost napona je:

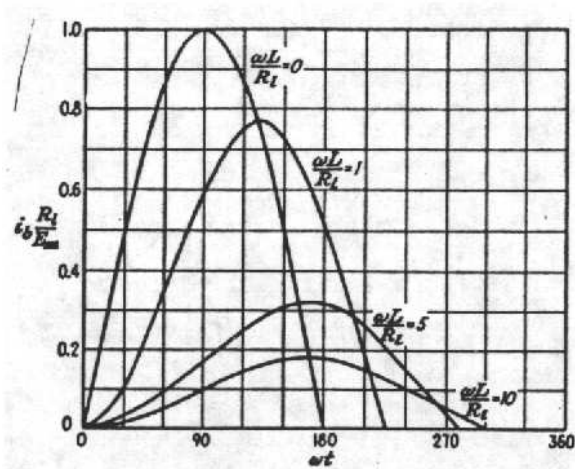
$$V_0 = \frac{V_m}{2\pi}(1 - \cos \alpha), \quad (16)$$

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 $\omega L \gg R$ ($\omega L/R \rightarrow \infty$).



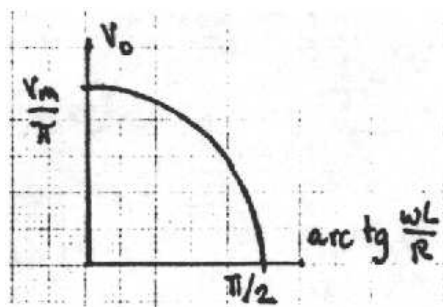
Slika 9.

Srednja vrijednost napona ovisi o periodu protjecanja 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



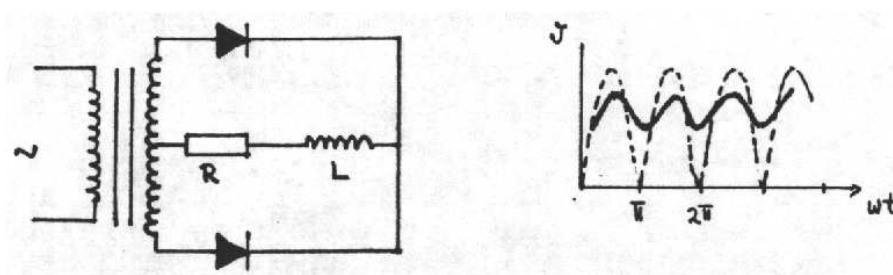
Slika 10.

je slučaju korištenje manjeg kondenzatora značilo duži interval protjecanja 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 11.

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



Slika 12.

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 mnogo su 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 značiti da će viši harmonici biti bolje filtrirani. Prema tome, može se 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:

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

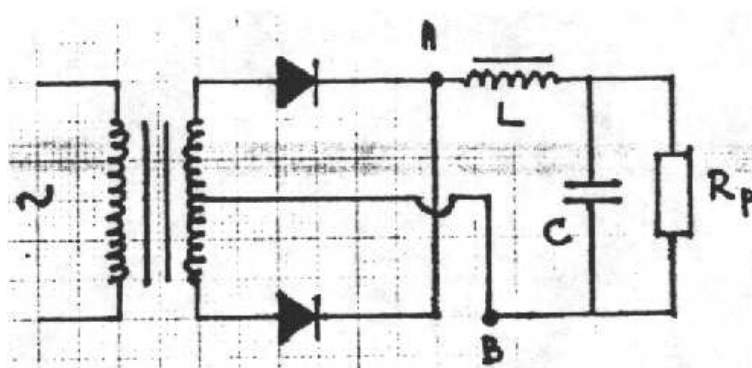
Ovaj izraz pokazuje da će filtriranje biti bolje što je otpor potrošača manji. Za $R_p \rightarrow \infty$ dobiva se $\gamma = 2/3\sqrt{2} = 0.47$, što je približno i rezultat za punovalno ispravljeni napon bez prisustva induktiviteta (a mala razlika u vrijednosti γ je posljedica zanemarivanja viših 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 kombinira svojstvo induktivnog filtra da valovitost opada s porastom otpora sa svojstvom kapacitivnog filtra da se γ povećava s porastom otpora (sl.13).



Slika 13.

Rad LC filtera 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 se slučaju može pretpostaviti da sve izmjenične komponente prolaze kroz kondenzator. Pod tim je uvjetima 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 filtera, 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. Međutim, takav uvjet rada nije 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 tada se svodi na uvjet da suma izmjeničnih komponenti ni u jednom trenutku ne bude veća od istosmjerne komponente. Aproksimativno, 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:

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

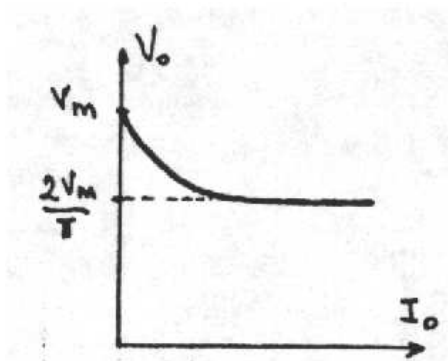
Za $f = 50$ Hz to znači:

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

Ako je $R_L + R_p > 860L$, u filteru će prevladati utjecaj kondenzatora i s porastom otpora R_p istosmjerni napon V_0 će rasti prema V_m . U području gdje je struja kroz prigušnicu kontinuirana, 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

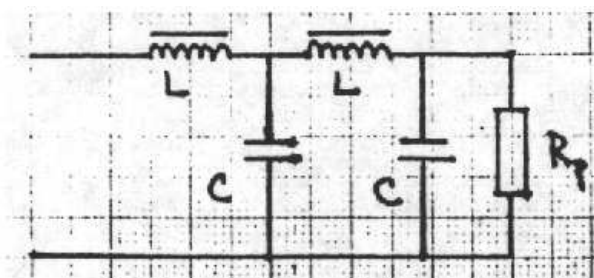
snage na *bleederu* može se također koristiti zavojnica sa željeznom jezgrom, kod koje je induktivitet velik za male istosmjerne struje te za koju vrijednost induktiviteta znatno opada s porastom istosmjerne struje.



Slika 14.

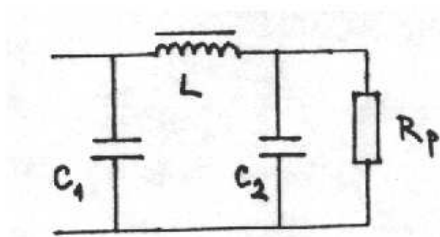
Poboljšanje faktora valovitosti LC filtera postiže se spajanjem više takvih filtera u seriju (sl.15). Svaki dodatni član smanjuje valovitost za faktor $1/4\omega^2 LC$, pa je npr. za dvostupanjski LC filter faktor valovitosti jednak:

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



Slika 15.

U slučajevima kada je potrebna vrlo mala valovitost izlaznog napona, te kad su struje dovoljne male, koristi se Π -filter. On se sastoji od dva kondenzatora koji su međusobno odvojeni zavojnicom (sl.16). Filter se može razmatrati u dva dijela: jednostavni kapacitivni filter C_1 na koji je spojen LC_2 filter za dodatno izgladivanje.



Slika 16.

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:

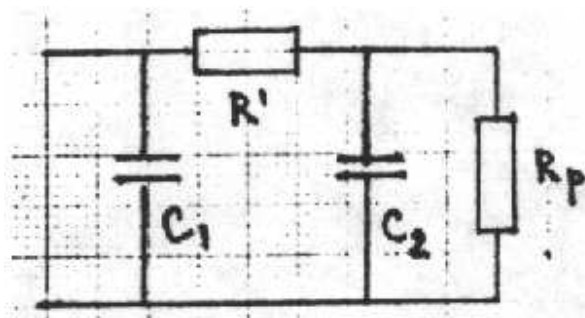
$$\gamma = \frac{\sqrt{2}}{8\omega^3 C_1 C_2 L R_p}. \quad (34)$$

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 induktivitetu, ovakav se filter koristi samo za male struje.

Faktor valovitosti u ovom slučaju iznosi:

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

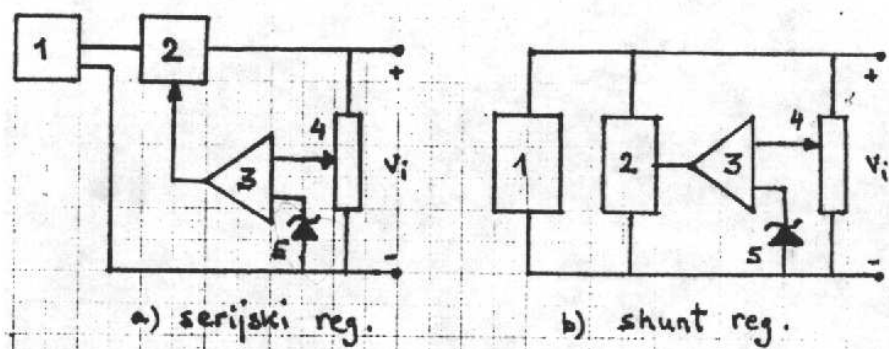
Napomenimo na kraju da se svi filteri mogu serijski spajati, što daje bolje filtriranje, odnosno manji faktor valovitosti.



Slika 17.

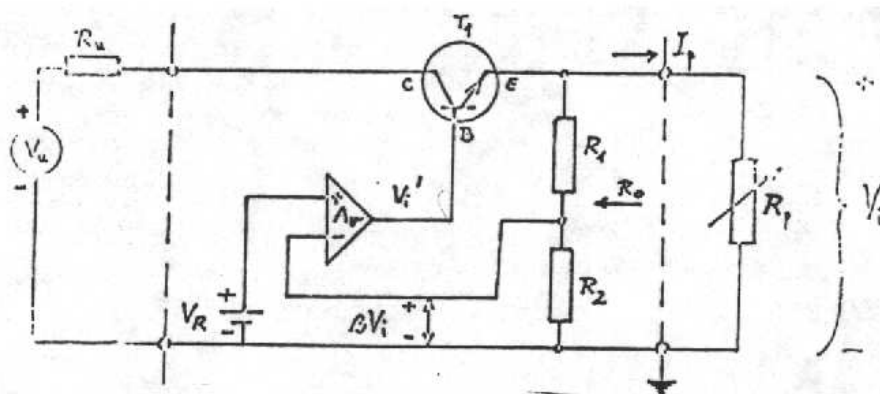
1.3 Stabilizacija napona

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



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

Postoje dva osnovna načina primjene povratne veze u stabiliziranom izvoru (sl.18). U oba se slučaja 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 je slučaju emitorska struja gotovo neovisna o promjenama napona kolektora.



Slika 19.

Naponsko pojačanje emitterskog sljedila je $\simeq 1$, što znači da je $V_i \sim V_i'$. Dio izlaznog napona βV_i se s emitterskog 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 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:

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

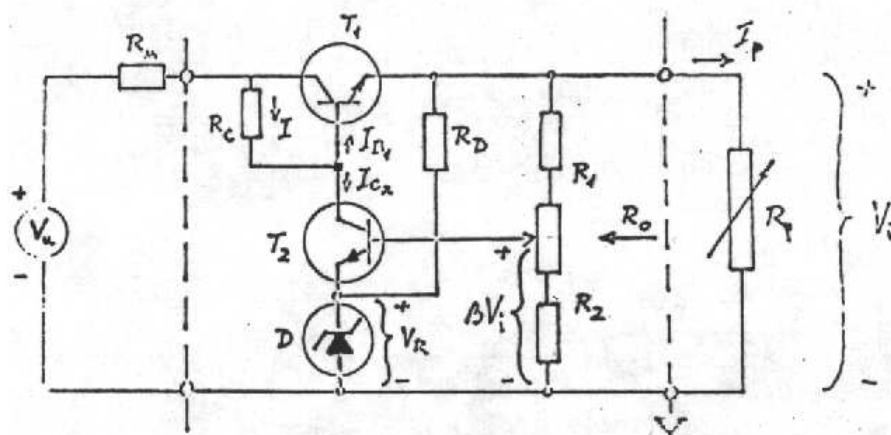
$$\Delta V_i = \left. \frac{\partial V_i}{\partial V_u} \right|_{I_p, T} \Delta V_u + \left. \frac{\partial V_i}{\partial I_p} \right|_{V_u, T} \Delta I_p + \left. \frac{\partial V_i}{\partial T} \right|_{V_u, I_p} \Delta T, \quad (38)$$

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 regulacijski faktor, R_0 unutarnji otpor i S_T temperaturni koeficijent. Najjednostavnija izvedba opisanog sklopa prikazana je 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



Slika 20.

otpora je na zajedničkom potencijalu kolektora tranzistora T_2 i baze T_1 . Referentni napon V_R ostvaren je pomoću konstantnog napona odgovarajuće Zener 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 na ulazu dobiva 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 je način moguće da se praktički sav napon ΔV_u 'utroši' na R_C (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:

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

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

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

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

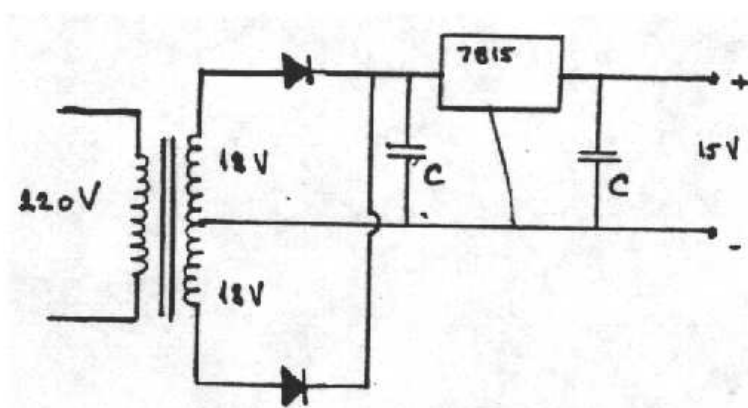
gdje je R_Z otpor Zenerove diode u području regulacije napona. Uz tipične vrijednosti h parametara ($h_{fe} \simeq 100$, $h_{ie} \simeq 200$) dobiva se $R_0 < 1 \Omega$. Iz toga slijedi da je faktor stabilizacije:

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

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

Za još veća poboljšanja otpor R_C mogao bi se 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 Darlingtonovim spojem može se postići ulazni regulacijski faktor S_V reda veličine 10^{-4} uz izlazni unutarnji 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