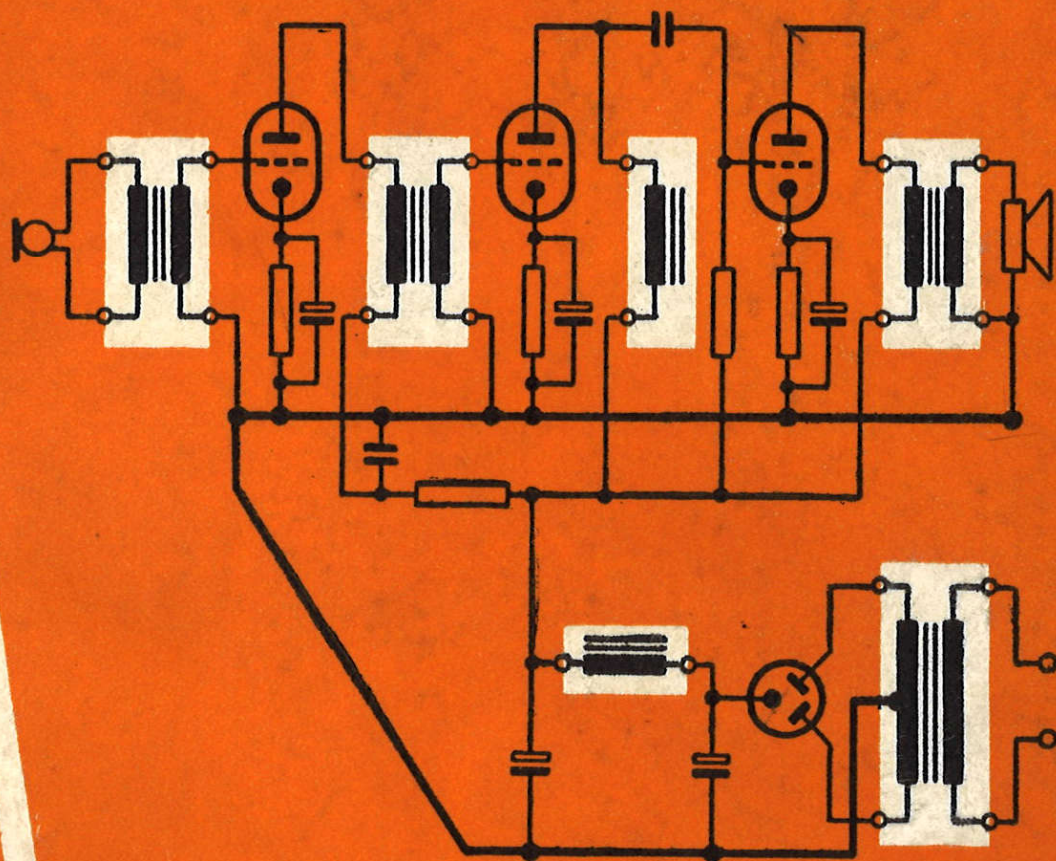


TIHOMIL JELAKOVIĆ



TRANSFORMATORI I PRIGUŠNICE

TEHNIČKA KNJIGA
ZAGREB 1960

Prof. dr. ing. TIHOMIL JELAKOVIĆ

TRANSFORMATORI I PRIGUŠNICE

Drugo
dopunjeno i prošireno izdanje

TEHNIČKA KNJIGA
ZAGREB 1960.

PREDGOVOR

Ova je knjižica napisana sa svrhom, da radiostručnjaku-praktičaru dade opći pregled fizikalnih svojstava tonfrekventnih i mrežnih transformatora i prigušnica, a istodobno da mu pruži osnovu i upute za praktičko dimenzioniranje.

S tonfrekventnim i mrežnim transformatorom susreće se radiostručnjak vrlo često. Gotovo da nema radio-uređaja — naročito elektroakustičkog — u kojem se ne nalazi takav transformator. Bilo da se radi o popravku, bilo o gradnji novog transformatora, potrebni su stručnjaku podaci za gradnju. No izgradnja prema podacima dobivenim proračunom najčešće je samo jedan dio posla. Teorijski, naime, zahtjevi, koji se postavljaju na neki sklop, rijetko se u praksi mogu potpuno ispuniti. Tek naknadnim mjerenjem i mijenjanjem uvjeta rada postiže se od sklopa ono, što on najviše može da dade. Ovo posljednje nije moguće uspješno izvesti bez temeljitog poznavanja fizikalnih osobina sastavnih elemenata. U knjizi je velik dio prostora ispunjen upravo izlaganjem fizikalnih svojstava transformatora i prigušnica.

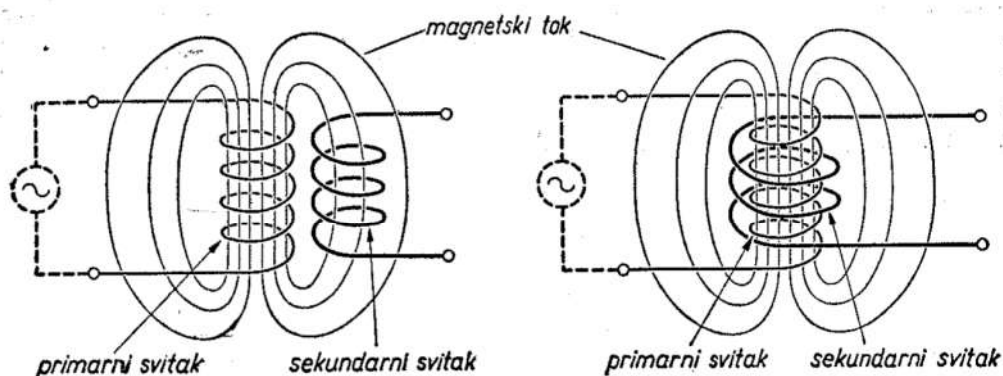
Posebna je pažnja posvećena samom proračunu. Dana je shema proračunavanja za svaku vrstu transformatora, tako da i manje upućeni u teoriju može proračun izvesti i dobiti podatke za gradnju. Upute za proračunavanje popraćene su numeričkim primjerima. Prema podacima, koji su dobiveni u ovim primjerima proračunavanja, sagrađeni su transformatori, i na njima izvršena mjerenja. Rezultati mjerenja su također izneseni, što ima naročitu vrijednost za praktičara.

Na kraju knjige dane su tabele dimenzija i opteretivosti žice, i popis literature.

T. J.

OSNOVNA SVOJSTVA TRANSFORMATORA SA ŽELJEZOM

Sasvim općenito transformator čine dva svitka — *primarni i sekundarni* — koji su međusobno magnetski vezani (sl. 1-1.). Kako bi prijenos energije s primarnog svitka na sekundarni bio što potpuniji, potrebno je da magnetska veza između njih bude što čvršća. To se

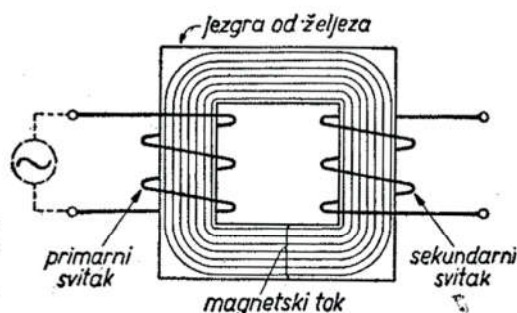


Sl. 1-1. Svici transformatora moraju biti tako postavljeni, da magnetski tok, što ga stvara jedan svitak, prolazi i kroz drugi svitak.

postiže tako, da se svici stave na *zatvorenu željeznu jezgru*, jer željezo za magnetske silnice ima *propustljivost* na stotine i hiljade puta veću nego zrak (sl. 1-2.). U našim izlaganjima govorit ćemo samo o takvim transformatorima sa željezom. U idealnom slučaju cijeli magnetski tok, koji prolazi kroz primarni, prolazi i kroz sekundarni svitak.

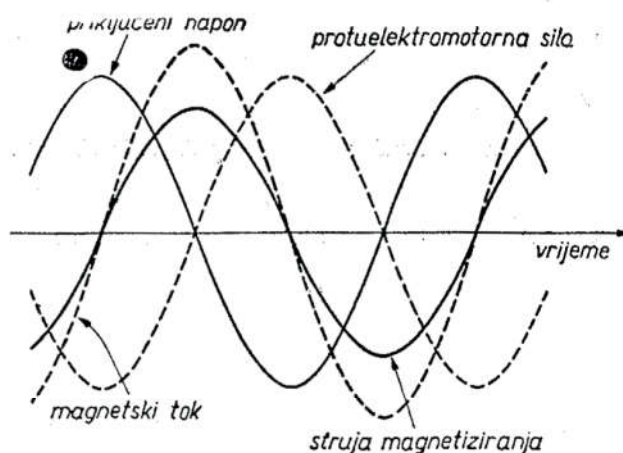
Neopterećeni transformator, dakle transformator, kojemu sekundarni krug nije zatvoren nekim otporom, predstavlja prigušnicu, to jest s obzirom na izvor izmjenične struje, na koji je priključen, ponaša se kao da sekundarnog svitka nema. Izmjenična struja, koja teče kroz primarni svitak, stvara u željeznoj jezgri *izmjenični magnetski tok*. Ovaj magnetski tok inducira u svitku elektromotornu silu, koja drži ravnotežu priključenom naponu. Struja, koja teče kroz primarni svitak neoptere-

ćenog transformatora (*struja magnetiziranja*), u svakom momentu je upravo takva, odnosno mijenja svoju jakost upravo tako, da njoj odgovarajuće promjene magnetskog toka stvaraju *protuelektromotornu silu*,



Sl. 1-2. Stavljanjem svitaka transformatora na zatvorenu željeznu jezgru postiže se čvrsta magnetska veza između svitaka.

koja je u svakom momentu jednaka priključenom naponu. Ovo uspostavljanje ravnoteže u svakom momentu moguće je jedino zato, što između ovih napona — kako inducirano, tako priključenog — i struje, postoji *fazni pomak*, koji u idealnom slučaju, kad u transformatoru nema gubitaka energije, iznosi 90° (sl. 1-3.).



Sl. 1-3. Fazni odnosi između priključenog napona, inducirane protuelektromotorne sile, magnetskog toka i struje magnetiziranja.

1.1 TRANSFORMIRANJE NAPONA

Izmjenični magnetski tok koji stvara struja primarnog svitka, inducira stanovitu elektromotornu silu u svakom zavoju svitka. Ova elektro-

motorna sila upravo je tolika, da pomnožena s brojem zavoja daje napon, koji vlada na primarnom svitku. Po poznatoj formuli iz elektrotehnike:

$$E_{ef} = 4,44 \times 10^{-8} \cdot z \cdot f \cdot \Phi \quad [\text{volta}] \quad (1.1)$$

gdje je z broj zavoja, f frekvencija u hercima, a Φ amplituda magnetskog toka u maksvelima, može se efektivna vrijednost inducirane elektromotorne sile izračunati.

Isti magnetski tok, koji prolazi kroz primarni svitak, prolazi i kroz sekundarni svitak, te će i na krajevima ovog svitka vladati napon. Također ovdje vrijedi isto pravilo: broj zavoja pomnožen s elektromotornom silom induciranom u pojedinom zavoju daje ukupni sekundarni napon. Kako se radi o istom magnetskom toku, to je i elektromotorna sila, inducirana u jednom zavoju primarnog i sekundarnog svitka, ista. Iz toga slijedi, da se *primarni napon prema sekundarnom naponu odnosi kao broj primarnih zavoja prema broju sekundarnih zavoja*:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{z_1}{z_2} \quad (1.2)$$

1.2 TRANSFORMIRANJE STRUJE

Priključi li se na sekundarni svitak neki otpor — ako se dakle transformator optereći nekim trošilom — dolazi u transformatoru do stanovitih promjena. U prvom redu kao posljedica djelovanja izmjenične elektromotorne sile, koja se inducira u sekundarnom svitku, teče u sekundarnom krugu izmjenična struja. Budući da ovu struju tjera inducirana elektromotorna sila, dakle elektromotorna sila, koja ima isti smjer kao i elektromotorna sila, koja drži ravnotežu primarnom naponu, a primarnu struju tjera priključeni napon, to će primarna struja prema sekundarnoj struji imati *protivan* smjer, to jest one će biti u protufazi. Kao svaka struja, tako će i sekundarna struja sa svoje strane stvoriti u željezu magnetski tok. Prema tome bi sada u željezu postojala dva magnetska toka: onaj od struje magnetiziranja i ovaj od sekundarne struje. Dakako da u jednom te istom željezu ne će moći postojati dva toka. Oni će se stopiti u jedan *rezultantni* tok, koji će biti jednak (geometrijskoj) razlici ovih tokova. No budući da protuelektromotornu silu, koja drži ravnotežu priključenom naponu, može inducirati samo magnetski tok prijašnje veličine i faze, to će sada ravnoteža biti poremećena. Zato će kroz primarni svitak poteći takva struja, koja će poništiti pro-

mjenu magnetskog toka nastalu od sekundarne struje, to jest vratit će magnetski tok u stanje, kakvo je bilo prije opterećivanja sekundarnog svitka. Drugim riječima: *magnetski tok se ne mijenja s opterećivanjem sekundara*. Mijenja se samo primarna struja, koja je to jača, što je jača sekundarna struja, što je dakle opterećenje veće. Snaga, koju troši opteretni otpor, mora se odnekle uzeti. To čini primarni svitak: on snagu uzima iz izvora struje i putem magnetskog toka prenosi je na sekundarni svitak i na trošilo.

Iz svega ovoga se daje izvesti zaključak, da je snaga, koju daje sekundarni svitak, jednaka snazi, koju iz izvora struje uzima primarni svitak. Kako je snaga jednaka produktu napona i struje, to vrijedi:

$$U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \quad (1.3)$$

Odavle slijedi:

$$\boxed{\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1}} \quad (1.4)$$

Odnosno u vezi s jedn. (1.2):

$$\boxed{\frac{I_1}{I_2} = \frac{z_2}{z_1}} \quad (1.5)$$

Struje su dakle u transformatoru obrnuto razmjerne naponima. Kako su naponi razmjerni brojevima zavoja, to slijedi da su struje obrnuto razmjerne brojevima zavoja.

1.3 GUBICI U TRANSFORMATORU

Dosadašnja razmatranja vršili smo uz pretpostavku da se radi o *idealnom transformatoru*, u kojem ne dolazi ni do gubitaka napona, ni do gubitaka energije, i kod kojega se struja magnetiziranja može zanemariti. Stvarni transformatori imaju svitke građene od žice koja ima radni otpor, a u ovom otporu se pri prolazu struje razvija toplina, to jest troši se energija. To su *gubici u bakru*. Isto tako i u željeznoj jezgri dolazi do gubitaka. Da se u željezu stvori određeno magnetsko stanje, potrebno je pomaknuti čestice željeza, potrebno je, dakle, utrošiti energiju. Kako se radi o neprestanom mijenjanju magnetskog stanja, o stvaranju izmjeničnog magnetskog toka, potrebno je energiju željezu trajno dovoditi. Treba dakle nadoknaditi energiju, koja se gubi na *premagnetiziranje*. Toplina, koja se na ovaj način stvara u željezu, predstavlja *gubitak uslijed histereze*. Ovi gubici su to veći, što je fre-

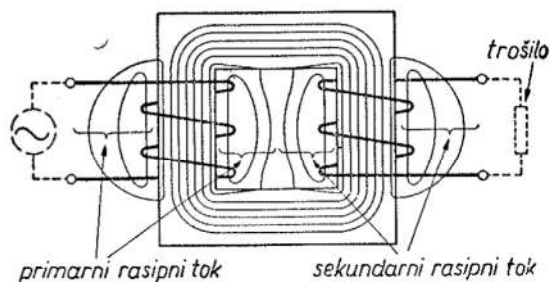
frekvencija struje viša, što je gustoća magnetskih silnica u željezu veća, i što veći otpor prema premagnetiziranju pruža dotična vrst željeza.

Druga vrst gubitaka, koji nastaju u željezu, dolazi od *virtložnih struja*. Kao u svakom masivnom vodiču, koji se nalazi u promjenljivom magnetskom polju, tako se i u željeznoj jezgri transformatora induciraju virtložne struje. Ove struje su neke vrste sekundarno opterećenje transformatora. Ugrijavanje željeza, što ga ove struje uzrokuju, predstavlja gubitke snage, koje također treba nadoknaditi da se u željezu stvori određeno magnetsko stanje. I ovi gubici ovise o gustoći magnetskih silnica (o kvadratu gustoće) i o frekvenciji priključenog napona (o kvadratu frekvencije), a osim toga još o električkom otporu dotičnog željeza, kao i o tome, kakve *debljine* je lim, od kojeg je sastavljena jezgra. Što su tanji limovi jezgre, to su manji gubici uslijed virtložnih struja. To, međutim, vrijedi samo onda, ako su limovi međusobno izolirani.

Postoji još jedna vrst gubitaka kod transformatora! No sada se ne radi o gubitku energije, nego o *gubitku napona*. Da se pri prolazu struje kroz primarni svitak svlada radni otpor žice, potrebno je utrošiti dio napona. Ovaj napon nema veze s induciranim naponom, te prema tome ne sudjeluje u transformiranju na sekundarnu stranu i predstavlja gubitak. Također se na radni otpor žice sekundarnog svitka troši dio napona, zbog čega je napon na opterećenom otporu manji.

No napon se ne gubi samo na radnim otporima, nego i na takozvanim *rasipnim induktivitetima*. Premda je *propustljivost za magnetske silnice* ili *permeabilnost* kod željeza mnogo puta veća nego kod zraka, ipak jedan dio magnetskih silnica prolazi i kroz zrak (također

Sl. 1-4. Rasipni tok je onaj dio magnetskog toka transformatora, koji se ne zatvara kroz oba svitka.

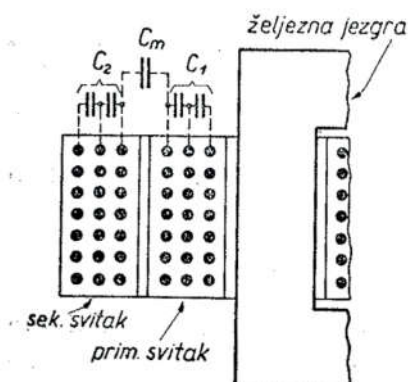


kroz bakar, to jest kroz svitak, sl. 1-4.). No to još ne bi bilo štetno! Štetnost se sastoji u tome, što velik dio tih silnica ne zahvaća oba svitka transformatora. Ove silnice ne sudjeluju u prenošenju energije sa svitka na svitak. One se prema tome »rasipaju«, odakle toku, što ga one čine,

ime *rasipni tok*. Da se svlada protuelektromotorna sila, što je rasipni tok bilo primarnog, bilo sekundarnog svitka inducira u dotičnom svitku, treba utrošiti stanoviti napon. Dakle, također zbog djelovanja rasipnih induktiviteta dolazi do gubitaka napona.

1.4 KAPACITETI TRANSFORMATORA

Kod transformatora je često potrebno uzeti u obzir djelovanje njegovih kapaciteta. Primarni i sekundarni svitak ima svaki svoj *vlastiti*



Sl. 1-5. Kapacitete svitka čine u prvom redu kapaciteti među slojevima. Ovi kapaciteti su spojeni u seriju tvoreći na taj način vlastiti kapacitet primarnog svitka C_1 i vlastiti kapacitet sekundarnog svitka C_2 . Primarni i sekundarni svitak međusobno čine međukapacitet C_m .

kapacitet (sl. 1-5.). Osim toga između primarnog i sekundarnog svitka postoji *međusobni kapacitet*. Kod industrijskih transformatora, ili općenito kod transformatora koji transformiraju napone niskih frekvencija, ovi kapaciteti nemaju praktičkog značenja. No kod tonfrekventnih transformatora se radi također o prenošenju relativno visokih frekvencija, do deset kiloherca, a katkad i daleko više. Iako su kapaciteti transformatora relativno maleni, kod ovako visokih frekvencija je njihova vodljivost i suviše velika, a da bismo je u svakom slučaju smjeli zanemariti.

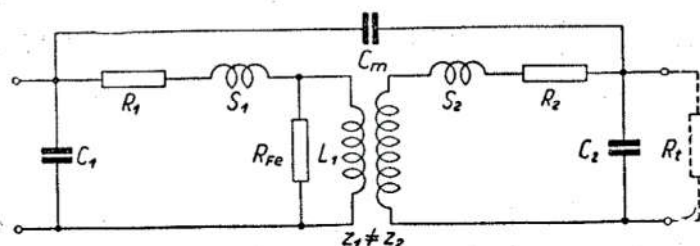
NADOMJESNA SHEMA TRANSFORMATORA

Premda je transformator naprava sama po sebi vrlo jednostavna, mehanizam njegovog djelovanja ni izdaleka ne pokazuje te jednostavnosti. Pogotovu, ako se radi o prijenosu širokog pojasa frekvencija, kao što je to slučaj kod tonfrekventnog transformatora. Kako bi nam pojave, koje se zbivaju u transformatoru, bile što preglednije, služimo se *nadomjesnom shemom*.

2.1 SASTAVNI ELEMENTI NADOMJESNE SHEME

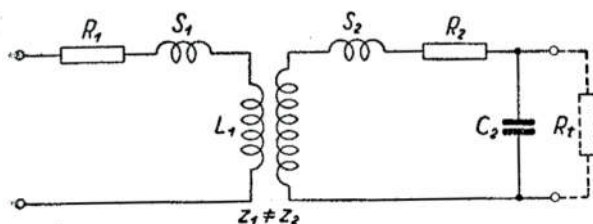
Radni otpor žice pojedinog svitka raspodijeljen je po cijeloj njezinoj duljini kontinuirano. No mi ga možemo zamisliti zbijenim na jednom mjestu, tako da svitak ostane bez radnog otpora i djeluje kao čisti induktivni otpor, kojemu je izlučeni radni otpor spojen u seriju. Jedan dio induktivnog otpora otpada na *rasipni induktivitet*, koji također možemo zamisliti kao zbijen na jednom mjestu i spojen s radnim otporom i preostalim dijelom induktivnog otpora u seriju. Sve ovo vrijedi kako za primarni, tako i za sekundarni svitak.

Što se tiče *gubitaka u željezu*, njih možemo nadomjestiti gubitkom, do kojeg dolazi u nekom odgovarajućem otporu spojenom paralelno primarnom svitku. *Vlastite kapacitete* svitaka možemo zamijeniti jednim odgovarajućim kapacitetom, koji je dotičnom svitku spojen paralelno.



Sl. 2-1. Za radne otpore, rasipne induktivitete i kapacitete pojedinih svitaka, koji su ustvari raspodijeljeni po cijelom svitku, može se uzeti da su zbijeni na jednom mjestu, što omogućuje, da se transformator može prikazati ovakvom nadomjesnom shemom.

Uzevši još u obzir kapacitet, koji postoji između primarnog i sekundarnog svitka, dolazimo do nadomjesne sheme transformatora prikazane na sl. 2-1.¹ Ova nam shema u velikoj mjeri povećava preglednost pojava, koje se zbivaju u transformatoru.



Sl. 2-2. Izostavljanjem manje važnih elemenata daje se nadomjesna shema transformatora iz sl. 2-1. pojednostavniti.

2.2 POJEDNOSTAVLJENJE NADOMJESNE SCHEME

Nadomjesna shema na sl. 2-1. daje temeljitu sliku odnosa i djelovanja pojedinih elemenata transformatora. No ona je isuviše komplicirana, da bi nam mogla poslužiti za praksu. Stoga ćemo radi što bolje preglednosti i lakšeg upoznavanja bitnih fizikalnih osobina transformatora neke od elemenata ispustiti. Na taj način će, istina, naši konačni zaključci sadržavati stanovite pogreške. No one nisu tako velike da bi mogle bitno mijenjati rezultat, dok je naprotiv time dobivena preglednost pojava, koje se događaju u transformatoru, tako velika, da se pojednostavljivanje uvijek isplati.

U prvom redu možemo zanemariti otpor R_{Fe} , koji predstavlja gubitke u željezu. Kod dobrog željeza njegova je vrijednost s obzirom na impedancije, kojima je spojen paralelno, tako velika, da ga najčešće možemo ispustiti. To isto vrijedi i za kapacitet između svitaka C_m . Ako se kod cilindričnih svitaka transformator ispravno spoji — onako kako je navedeno u glavi 7.3 — ovaj kapacitet postaje dovoljno malen, te u shemi može izostati. Također i kapacitet primarnog svitka C_1 može se zbog svog velikog kapacitivnog otpora u poredbi s impedancijama, koje joj leže paralelno, često zanemariti. Tako dobivamo pojednostavljenu shemu, koju vidimo na sl. 2-2.

2.3 REDUCIRANJE NA ODNOS ZAVOJA 1 : 1

U elektrotehnici postoji običaj da se kod teorijskog promatranja transformator s bilo kakvim odnosom zavoja svodi na transformator s od-

¹ Primarni induktivitet transformatora čini zapravo zbroj induktiviteta $L_1 + S_1$ na sl. 2-1. No kako je S_1 prema L_1 redovito vrlo maleno, to ćemo radi jednostavnosti kao primarni induktivitet uzimati međuinuktivitet označen sa L_1 .

nosom zavoja 1:1. Time se omogućuje da se usporede svojstva transformatora, koji imaju različite odnose zavoja. Najčešće se sekundarna strana svodi na primarnu stranu, to jest *broj sekundarnih zavoja reducira se na broj primarnih zavoja*. Posve je razumljivo da u tom slučaju ni ostali elementi na sekundarnoj strani — radni otpori, induktiviteti i kapaciteti — ne mogu zadržati svoje vrijednosti, već i njih treba reducirati na primarnu stranu.

Označimo u jednadžbama (1.2) i (1.5) odnos zavoja z_1/z_2 sa n i podijelimo jedn. (1.2) s jedn. (1.5)! Tada ćemo dobiti:

$$\frac{U_1}{I_1} = n^2 \frac{U_2}{I_2} \quad (2.1)$$

Kako napon podijeljen sa strujom daje otpor, to iz jedn. (2.1) dobivamo:

$$\boxed{R'_t = n^2 R_t} \quad (2.2)$$

Dakle: opteretni otpor R_t na sekundarnoj strani pojavljuje se reduciran na primarnu stranu kao otpor R'_t , koji je od R_t veći n^2 puta.

Isto vrijedi i za otpor samog svitka:

$$\boxed{R'_2 = n^2 R_2} \quad (2.3)$$

Takoder za otpor rasipnih induktiviteta:

$$\omega S'_2 = n^2 \cdot \omega S_2 \quad (2.4)$$

Odavle je reducirani rasipni induktivitet:

$$\boxed{S'_2 = n^2 S_2} \quad (2.5)$$

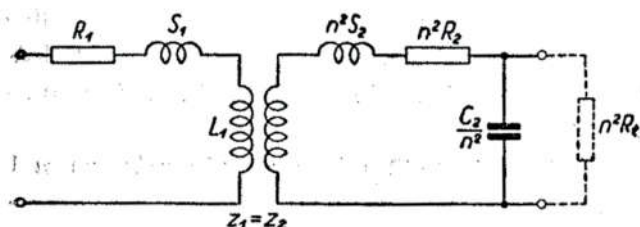
Isto tako za kapacitivni otpor:

$$\frac{1}{\omega C'_2} = \frac{n^2}{\omega C_2} \quad (2.6)$$

te je reducirani kapacitet:

$$\boxed{C'_2 = \frac{C_2}{n^2}} \quad (2.7)$$

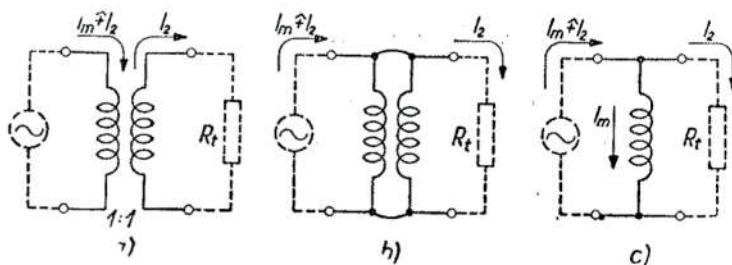
Na taj način elementi na sl. 2-2. poslije redukcije na odnos zavoja 1 : 1 dobivaju vrijednosti, kako je to označeno na sl. 2-3.



Sl. 2-3. Kako bi se transformatori s različitim odnosima zavoja mogli uspoređivati, reducira im se odnos zavoja na odnos 1:1.

2.4 UMJESTO DVA — JEDAN STRUJNI KRUG

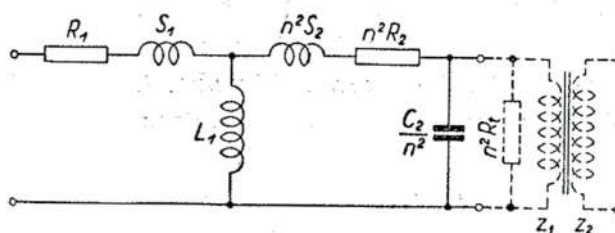
Vratimo se ponovno transformatoru, kod kojeg nema rasipanja, niti mu svici imaju radni otpor! Neka mu je odnos zavoja 1 : 1, a opterećni otpor R_L (sl. 2-4.a). Kroz primarni svitak teče struja, koja je sastavljena od struje magnetiziranja i struje koju troši R_L . Kako nema nikakvih gubitaka napona, a odnos zavoja je 1 : 1, to je napon na primarnom svitku jednak naponu, koji vlada na otporu R_L . Spojimo sada krajeve svitaka kao na sl. 2-4.b)! Ni generator, ni opterećni otpor ne će osjetiti ovu promjenu! Generator će i dalje davati struju iste jakosti kao i prije, a otpor R_L dobit će isti napon kao prije. To znači, da se na sl. 2-4. sklop a) može zamijeniti sklopom c). Tako umjesto dva struj-



Sl. 2-4. Transformator bez gubitka s odnosom zavoja 1:1 može se zamijeniti pri-
gušnicom, a da se pri tome struje i naponi ne promijene.

na kruga, primarnog i sekundarnog, dobivamo *jedan strujni krug*, kod kojeg se struja grana u dvije grane: na struju magnetiziranja I_m i na struju I_2 , koja teče kroz trošilo. Ovo pojednostavljenje je vrlo korisno, te ćemo ga primijeniti i kod naše sheme na sl. 2-3. Onaj dio primarnog i sekundarnog svitka, koji je povezan zajedničkim magnetskim tokom — a budući da smo radni otpor vodiča izlučili — predstavlja transfor-

mator bez gubitaka s odnosom zavoja 1:1, te ga možemo zamijeniti odgovarajućim induktivitetom. Nadomjesna shema konačnog oblika prikazana je na sl. 2-5. Na ovoj slici vidimo još, da je nadomjesnoj shemi crtkano dodan transformator. Ovo je *idealni transformator* bez ikakvih gubitaka, koji ima zadatak da transformira napon u odnosu zavoja stvarnog transformatora. Time dobivamo sekundarne napone kod raznih frekvencija ne samo po međusobnom odnosu, koji se vidi iz prigušne karakteristike, nego i u njihovoj pravoj vrijednosti.

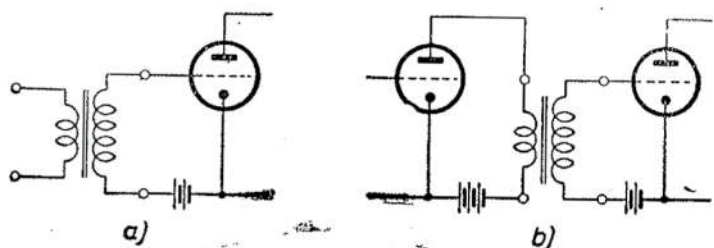


Sl. 2-5. Konačna pojednostavljena nadomjesna shema tonfrekventnog transformatora.

Nadomjesna shema se daje i dalje pojednostavljivati, ali ne ovako općenito za sve frekvencije. Stoga ćemo tonfrekventno područje razdijeliti na tri dijela: područje najnižih frekvencija, koje — uzevši sasvim općenito — seže od najnižih frekvencija, koje želimo preko transformatora prenijeti, pa do nekoliko stotina herca; zatim područje srednjih frekvencija, koje se proteže od nekoliko stotina pa do nekoliko hiljada herca, i područje najviših frekvencija, koje se nalazi iznad područja srednjih frekvencija. Između ovih područja nema oštarih ni stalnih granica, dok se naprotiv početak područja niskih frekvencija i gornja granica područja najviših frekvencija obično točno postavljaju, i to prema širini tonfrekventnog pojasa, koji dotični transformator ima prenijeti. Pojednostavljenje nadomjesne sheme u vezi s ovim područjima poduzimat ćemo s obzirom na primjenu transformatora, kako ćemo to vidjeti u slijedećim glavama.

ULAZNI TRANSFORMATOR

Ulazni transformator u širem smislu spojen je bilo na ulaz pojačala, ili kao međutransformator između dva stupnja pojačala (sl. 3-1.). U svakom slučaju je sekundarni svitak ovog transformatora spojen s pobudnom rešetkom i s katodom elektronke. Ulaznom transformatoru je primarni zadatak da u što većoj mjeri pojača napon. Time se dobiva



Sl. 3-1. Ulazni transformator je ulazni element pojačala ili spojni element između dva stupnja pojačala.

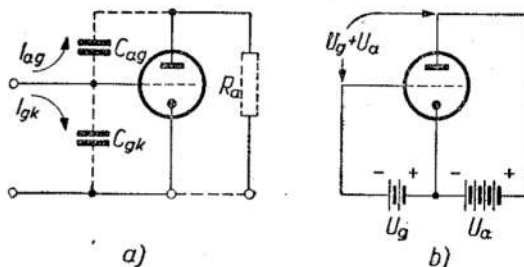
na ukupnom pojačanju pojačala, dakle smanjuje se broj stupnjeva s elektronkama, a osim toga snizuje se razina smetnji, do kojih dolazi u prvoj elektronki, jer se pomoću transformatora povisuje korisni napon na pobudnoj rešetki.

No pojačavanje napona pomoću smanjivanja odnosa zavoja ima granice. One su date širinom tonfrekventnog pojasa, koji treba što jednoličnije prenijeti, u vezi sa svojstvima transformatora. Kod ulaznog transformatora naročit utjecaj na prigušnu karakteristiku ima kapacitet na sekundarnoj strani. Ovaj kapacitet se sastoji od vlastitog kapaciteta sekundarnog svitka, kapaciteta spojnih vodova, kapaciteta što ga čini rešetka i katoda, te od kapaciteta rešetka-anoda, sve u paralelnom spoju. Posljednji između ovih kapaciteta ima posebno značenje, iako je sam po sebi malen. Odmah ćemo vidjeti zašto!

3.1 DINAMIČKI KAPACITET

Kao što je naznačeno na sl. 3-2.a, od pobudne rešetke teku dvije kapacitivne struje: kroz kapacitet rešetke-katoda teče struja I_{gk} , a kroz kapacitet rešetke-anoda struja I_{ga} . Da stvar pojednostavnimo, zanemarit ćemo otpor R u anodnom krugu, jer je on i onako redovito mnogo manji od kapacitivnih otpora, o kojima je riječ. U tom slučaju je kapacitet C_{ga} spojen paralelno kapacitetu C_{gk} . Struju I_{gk} tjera izmjenični napon na rešetki U_g , i ona iznosi: $I_{gk} = U_g / (1/\omega C_{gk}) = U_g \cdot \omega C_{gk}$. Ostaje nam da nađemo, kolika je struja I_{ga} . Ovu struju tjera napon, koji vlada između rešetke i anode. Da lakše shvatimo kako se dolazi do ovog napona,

Sl. 3-2. a) Na ulazu elektronke djeluje kapacitet rešetke-katoda i kapacitet rešetke-anoda. b) Istosmjerni napon između rešetke i anode jednak je zbroju prednapona rešetke i anodnog napona. Ovo vrijedi i za izmjenične komponente napona.



pogledajmo načas, koji istosmjerni napon vlada između rešetke i anode na sl. 3-2.b. Gledano s katode napon rešetke ima protivan predznak prema naponu anode. Ovi su naponi dakle s obzirom na katodu protusmjerni. No napon između rešetke i anode jednak je zbroju ovih napona. Posve je slična stvar s izmjeničnim naponom. Kao što je poznato, izmjenični napon na anodi je u protufazi prema izmjeničnom naponu na rešetki. Također u slučaju izmjeničnih napona je napon između rešetke i anode jednak zbroju napona rešetke-katoda i napona anoda-katoda.

Izmjenični napon između anode i katode jednak je izmjeničnom naponu rešetke-katoda pomnoženom s pojačanjem elektronke A . Prema tome je struja, koja teče kroz kapacitet C_{ga} :

$$I_{ga} = \frac{U_g + A \cdot U_g}{\frac{1}{\omega C_{ga}}} = U_g (1 + A) \cdot \omega C_{ga} \quad (3.1)$$

Ova struja ima dakle takvu vrijednost, kao da je kapacitet C spojen između rešetke i katode (napon U_g !), ali povećan $(1 + A)$ puta. Ovo vri-

jedi samo za slučaj, kada u anodnom krugu elektronke postoji otpornik, kada dakle elektronka radi kao pojačalo. Iz svega ovoga izlazi da je dinamički kapacitet, koji djeluje na rešetki:

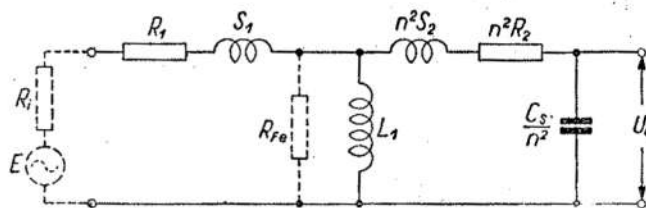
$$C_{din} = C_{gk} + (1 + A) C_{ga} \quad (3.2)$$

Uzmimo kao primjer, da je kod neke elektronke kapacitet rešetka-katoda $C_{gk} = 3$ pF, kapacitet rešetka-anoda $C_{ga} = 1$ pF, a pojačanje elektronke neka je $A = 20$. Dinamički kapacitet u ovom slučaju ima vrijednost: $3 + (1 + 20) \cdot 1 = 24$ pF.

Kao praktična vrijednost za ukupni kapacitet C_s koji djeluje na sekundarnoj strani ulaznog transformatora (C_s = kapacite namota + kapacitet spojnih vodova + dinamički kapacitet) može se uzeti da se kreće između 100 i 200 pF.

3.2 PRIGUŠNA KARAKTERISTIKA

Promotrimo sada ponašanje ulaznog transformatora na raznim frekventnim područjima, i to prema nadomjesnoj shemi na sl. 3-3. Počnimo s niskim frekvencijama! Kod niskih frekvencija su induktivni otpori

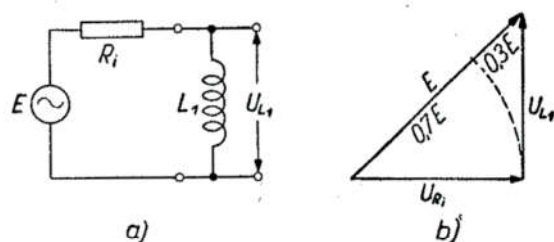


Sl. 3-3. Nadomjesna shema ulaznog transformatora reducirana na odnos zavoja 1:1.

rasipnih induktiviteta maleni, te ćemo ih s obzirom na ostale otpore zanemariti. Kapacitet, koji opterećuje sekundarni svitak, za niske frekvencije je tako velik otpor, da i njega možemo ispustiti. Otpor primarnog svitka R_1 treba da prema unutarnjem otporu generatora bude malen, te ni njega nije potrebno uzeti u obzir. Prema tome se nadomjesna shema iz sl. 3-3. za niske frekvencije svodi na serijski spoj unutarnjeg otpora generatora¹ i induktivnog otpora primarnog svitka. Tako dobi-

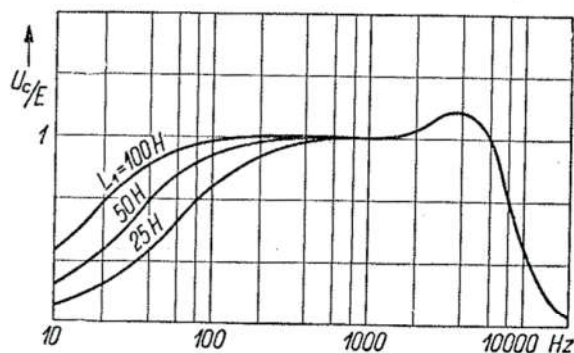
¹ Kao generator kod ulaznog transformatora može biti mikrofoni, zvučnica, prethodna elektronka i t. d.

vamo shemu na sl. 3-4.a. Napon, koji se preko transformatora prenosi kod niskih frekvencija, jednak je naponu na induktivitetu. Idući prema nižim frekvencijama induktivni otpor postaje sve manji, pa prema tome



Sl. 3-4. a) Za niske frekvencije se nadomjesna shema iz sl. 3-3. svodi na serijski spoj radnog i induktivnog otpora. b) Kod donje granične frekvencije vladaju na radnom i induktivnom otporu jednaki naponi, koji s elektromotornom silom generatora čine na vektorskoj slici pravokutni istokračni trokut.

i napon, koji vlada na tom induktivitetu (uz konstantnu elektromotornu silu generatora). Kod smanjivanja frekvencija opadanje napona nastupa to prije, i u to većoj mjeri, što je unutarnji otpor generatora R_i veći prema induktivnom otporu ωL_1 primarnog svitka. Kod ovakvog spoja matematski je stvar naročito jednostavna u slučaju, kad je induktivni

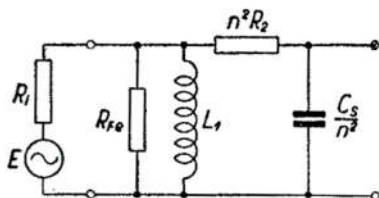


Sl. 3-5. Prigušne karakteristike ulaznog transformatora, odnosno spoja prema nadomjesnoj shemi na sl. 3-3. s ovim vrijednostima pojedinih elemenata: $R_i = 15000 \Omega$, $R_i + n^2 R_2 = 1000 \Omega$, $S = S_1 + n^2 S_2 = 0,4 \text{ H}$, $C_s/n^2 = 1600 \text{ pF}$, i različitim vrijednostima primarnog induktiviteta: $L_1 = 25 \text{ H}$, 50 H i 100 H .

otpor jednak otporu generatora. Tada su, naime, i naponi na ovim otporima jednaki. Gubitak napona u ovakvom slučaju iznosi približno

30% od elektromotorne sile generatora, odnosno približno 70% ove elektromotorne sile se prenosi preko transformatora. To se lijepo vidi iz vektorskog prikaza ovih napona na sl. 3-4. b (istokračni trokut!). Frekvencija, kod koje imamo ovaj slučaj, zove se *granična frekvencija*, a budući da se radi o niskim frekvencijama, dakle o donjem frekventnom području, točnije joj je ime *donja granična frekvencija*. Prigušna karakteristika kod niskih frekvencija za razne odnose induktivnog otpora prema otporu generatora vidi se na sl. 3-5.

S porastom frekvencije postaje kapacitivni otpor $n^2/(\omega C_s)$ sve manji, a induktivni otpor ωL_1 sve veći. Kad se ovi otpori izjednače, imamo paralelnu rezonanciju s rezonantnom frekvencijom u srednjefrekvent-

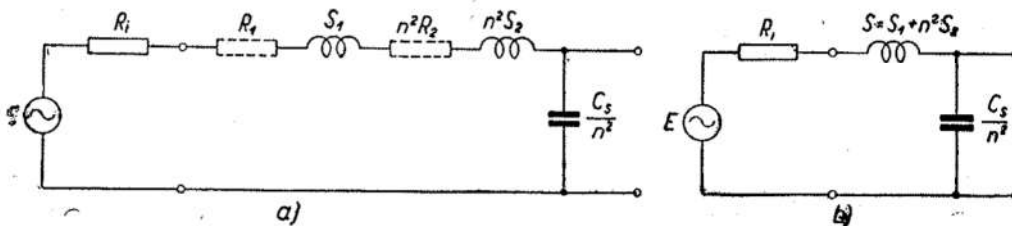


Sl. 3-6. Za područje srednjih frekvencija može se nadomjesna shema transformatora reducirati na paralelni titrajni krug, koji je prigušen otporom gubitaka u željezu i otporom sekundarnog svitka.

nom području. Ako zanemarimo otpor primarnog svitka i otpor rasipnih induktiviteta, dobivamo za područje srednjih frekvencija shemu prikazanu na sl. 3-6. Iako otpor gubitaka u željezu i otpor sekundarnog svitka prigušuju titrajni krug, ipak je njegov rezonantni otpor mnogo veći od unutarnjeg otpora generatora. Za praksu možemo dakle s dovoljnom točnošću uzeti, da je kod srednjih frekvencija napon na transformatoru jednak naponu neopterećenog generatora (jednak njegovoj elektromotornoj sili), dakako uzevši u obzir odnos zavoja transformatora.

Također za područje visokih frekvencija može se nadomjesna shema ulaznog transformatora pojednostavniti. Kod visokih frekvencija je induktivni otpor induktiviteta L_1 tako velik, da ga zajedno s otporom gubitaka u željezu (s obzirom na relativno malenu impedanciju, što je čini serijski spoj rasipnog induktiviteta $n^2 S_2$ i kapaciteta C_s/n^2) možemo zanemariti. Tako se nadomjesna shema transformatora za visokofrekventno područje pojednostavljuje na serijski spoj radnih otpora svitaka, rasipnih induktiviteta i sekundarnog kapaciteta (sl. 3-7.a). Kako radni otpori namota obično imaju mnogo manju vrijednost nego unutarnji otpor generatora, to i njih možemo radi veće jednostavnosti ispustiti. Time dobivamo nadomjesnu shemu, kakvu vidimo na sl. 3-7.b.

Slijedeća elektronka dobiva napon, koji vlada na kapacitetu C_s . Prema tome potrebno je razmotriti, o čemu ovisi veličina ovog napona. Za rezonantnu frekvenciju serijski titrajni krug sastavljen od S i C_s/n^2 predstavlja kratki spoj. U tom slučaju se cijela elektromotorna sila generatora troši na njegov unutarnji otpor R . Prije smo vidjeli da je napon, koji se preko transformatora prenosi kod srednjih frekvencija, jednak elektromotornoj sili generatora. S obzirom na napon kod srednjih frekvencija bit će prema tome napon, koji će se kod rasipne re-

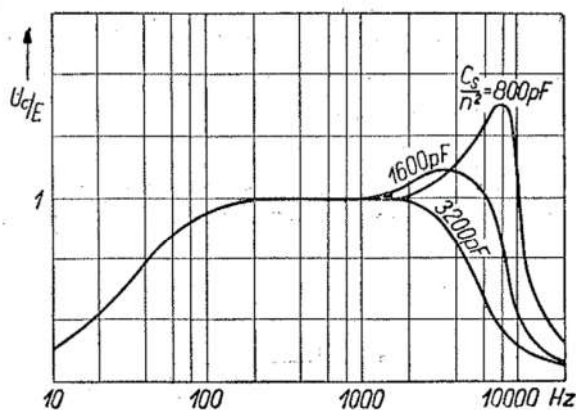


Sl. 3-7. U području visokih frekvencija može se nadomjesna shema ulaznog transformatora pojednostavniti na serijski spoj rasipnih induktiviteta i sekundarnog kapaciteta, dakle na serijski titrajni krug, koji je prigušen unutarnjim otporom generatora.

zonantne frekvencije prenositi preko transformatora, ovisan o odnosu kapacitivnog otpora $n^2/\omega_r C_s$ prema otporu generatora R_i . Za slučaj da je ovaj kapacitivni otpor kod rezonantne frekvencije manji od otpora R , bit će i napon na kapacitetu manji nego napon, koji se preko transformatora prenosi kod srednjih frekvencija. Tada će se za visoke frekvencije transformator ponašati slično kao serijski spoj radnog otpora i kapaciteta, to jest napon na kapacitetu će s porastom frekvencije opadati. Samo će to opadanje kod transformatora biti brže, jer je u seriju s otporom R_i spojen induktivni otpor ωS , koji raste s frekvencijom. Prigušna karakteristika za takav slučaj prikazana je na sl. 3-8., krivulja za 3200 pF.

Ako je kapacitet C_s/n^2 dovoljno malen, to jest ako je njegov kapacitivni otpor kod rezonantne frekvencije veći od unutarnjeg otpora generatora, tada će i napon na njemu biti veći nego napon na otporu R_i . U tom slučaju će dakle napon na kapacitetu biti veći od elektromotorne sile generatora. Imat ćemo rezonantno izdizanje. Prigušna karakteristika kod visokih frekvencija ima tada oblik prikazan na sl. 3-8., krivulja za 800 pF.

Poseban je slučaj, kada je kod rezonantne frekvencije kapacitivni otpor jednak unutarnjem otporu generatora. Tada nema niti snizavanja, niti izdizanja napona rezonantne frekvencije prema naponu kod



Sl. 3-8. Prigušne karakteristike ulaznog transformatora, odnosno spoja prema nadomjesnoj shemi na sl. 3-3., s ovim vrijednostima pojedinih elemenata: $R_1 = 15000 \Omega$, $L_1 = 50 \text{ H}$, $R_1 + n^2 R_2 = 1000 \Omega$, $S_1 + n^2 S_2 = 0,4 \text{ H}$, i različitim vrijednostima sekundarnog kapaciteta: $C_s/n^2 = 800 \text{ pF}$, 1600 pF i 3200 pF .

srednjih frekvencija. Područje visokih frekvencija se u tom slučaju jednoliko proširi, kako je to prikazano na sl. 3-8., krivulja za 1600 pF .

Zanimat će nas, o čemu ovisi veličina rezonantnog izdizanja. Promotrimo stvar računski! Kod rezonantne frekvencije teče u krugu struja kratkog spoja I_k (vidi sl. 3-7.):

$$I_k = \frac{E}{R_i} \quad (3.3)$$

Tada na kapacitetu C_s/n^2 vlada napon, koji je jednak produktu struje i kapacitivnog otpora:

$$U_c = I_k \cdot \frac{n^2}{\omega R C_s} = \frac{E}{R_i} \cdot \frac{n^2}{\omega R C_s} \quad (3.4)$$

Odnos napona kod rasipne rezonantne frekvencije prema naponu kod srednjih frekvencija daje rezonantno izdizanje q

$$q = \frac{U_c}{E} = \frac{\frac{E}{R_i} \cdot \frac{n^2}{\omega R C_s}}{E} \quad (3.5)$$

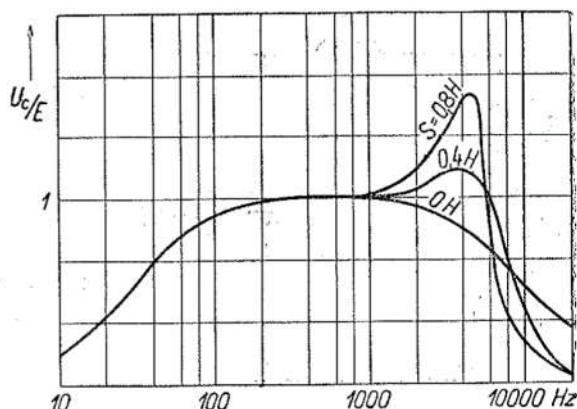
odnosno:

$$q = \frac{n^2}{\omega R C_s R_i} \quad (3.6)$$

Dakle: što je manji unutarnji otpor generatora i što je veći kapacitivni otpor kod rasipne rezonantne frekvencije (manji kapacitet), to je izdizanje napona rasipne rezonantne frekvencije veće.

Iz ovog izlaganja vidimo, što određuje gornju graničnu frekvenciju ulaznog transformatora. Gornja granična frekvencija bit će to viša, što je manji kapacitet na sekundarnoj strani, što je veći odnos zavoja (ma-

Sl. 3-9. Prigušne karakteristike ulaznog transformatora, odnosno pojača prema nadomjesnoj shemi na sl. 3-3., s ovim vrijednostima pojedinih elemenata: $R_1 = 1500 \Omega$, $L_1 = 50 \text{ H}$, $R_1 + n^2 S_2 = 1000 \Omega$, $C_s/n^2 = 1600 \text{ pF}$, i različitim vrijednostima rasipnog induktiviteta: $S = S_1 + n^2 S_2 = 0 \text{ H}$, $0,4 \text{ H}$ i $0,8 \text{ H}$.



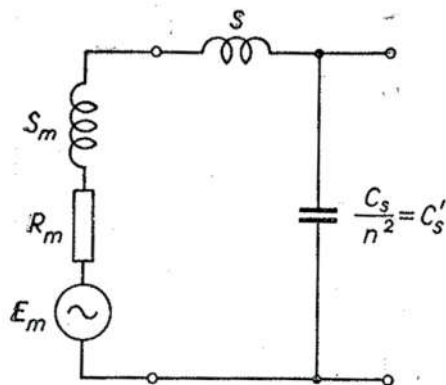
nje pojačanje napona), i što je manji rasipni induktivitet. Kapacitivni otpor kapaciteta C_s/n^2 ne smije za najvišu frekvenciju biti manji od R_1 . Također frekvencija rasipne rezonancije treba da bude dovoljno visoka, jer poslije rasipne rezonancije prigušna karakteristika strmo pada. Zadovoljavanje ovog uvjeta vezano je uz dovoljno malen rasipni induktivitet, budući da veće rasipanje pomiče rezonantnu frekvenciju naniže. Iz svega ovoga izlazi, da kod konstrukcije ulaznog transformatora treba kompromisno riješiti odnos pojačanja napona prema dopuštenom linearnom izobličenju.

3.3 ULAZNI TRANSFORMATOR ZA DINAMIČKI I KAPACITIVNI MIKROFON

Dinamički mikrofoni, kao i elektromagnetska i dinamička zvučnica, izvori su s unutarnjom impedancijom, koja ima induktivnu komponentu (sl. 3-10.). Rasipni induktivitet transformatora S obično je znatno manji od induktiviteta generatora S_m , tako da u ovom slučaju treba voditi računa praktički samo o opterećenom kapacitetu, i, dakako, o im-

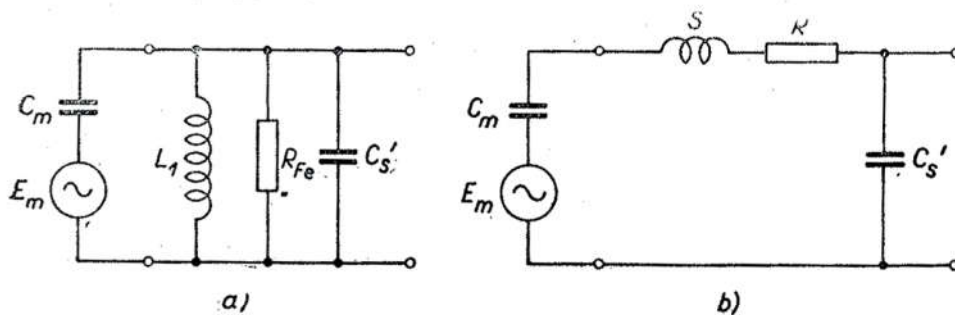
¹ Kao što je donja granična frekvencija, tako je i gornja granična frekvencija po dogovoru ona frekvencija, kod koje je izlazni napon transformatora 30% niži od napona kod srednjih frekvencija.

pedanciji generatora. Nadomjesna shema je u principu ista kao ona na sl. 3-7b, te vrijede isti zaključci. U području niskih frekvencija induktivitet S_m nema značenja. Da bi opteretni kapacitet bio što manji, treba izvršiti podjelu sekundara u sekcije, i odabrati elektronku s malenim kapacitetom. Također se može primijeniti strujna negativna reakcija.



Sl. 3-10. Pojednostavljena nadomjesna shema transformatora za područje visokih frekvencija priključenog na induktivni generator.

Kad se kapacitivni generator (na pr. kristalni mikrofon ili kristalna zvučnica) priključe na pojačalo preko transformatora, pojednostavljena nadomjesna shema ima oblik, koji se vidi na sl. 3-11. Kao što se



Sl. 3-11. Nadomjesna shema transformatora priključenog na kapacitivni generator: a) za područje niskih frekvencija, b) za područje visokih frekvencija.

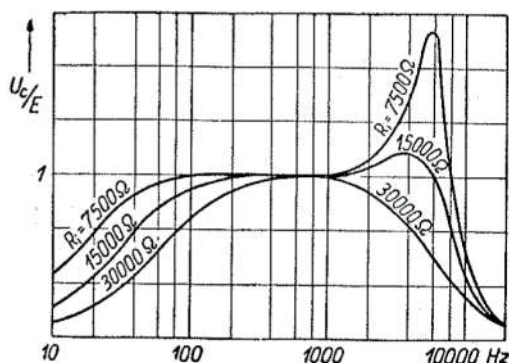
može vidjeti iz sheme (sl. 3-11.a), prema nižim frekvencijama napon opada zbog dijeljenja napona između kapaciteta C_m i otpora gubitaka u željezu R_{Fe} . Također ispod rezonantne frekvencije titrajnog kruga $L_1 C_m$ napon brzo pada. U području visokih frekvencija (sl. 3-11.b) ka-

pacitet C_m nema većeg utjecaja, jer je u normalnom slučaju ovaj kapacitet znatno veći od opterećnog kapaciteta C'_s .

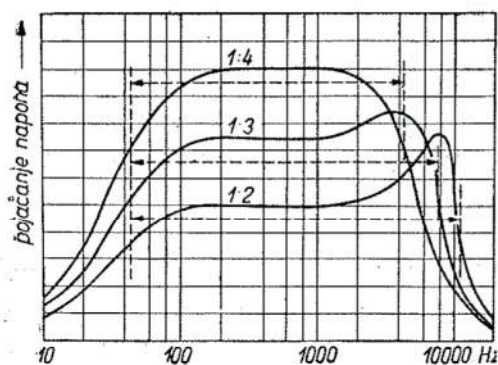
3.4 FAZNA KARAKTERISTIKA

Uslijed djelovanja induktivnih i kapacitivnih elemenata transformatora dolazi do toga, da naponi pojedinih frekvencija nemaju isti međusobni fazni odnos na izlazu transformatora, koji imaju na ulazu. Naj-

Sl. 3-12. Prigušne karakteristike ulaznog transformatora, odnosno spoja prema nadomjesnoj shemi na sl. 3-3., s ovim vrijednostima pojedinih elemenata: $L_1 = 50$ H, $R_1 + n^2 R_2 = 1000 \Omega$, $S_1 + n^2 S_2 = 0,4$ H, $C_s/n^2 = 160$ pF, i s različitim vrijednostima unutarnjeg otpora generatora: $R = 7500 \Omega$, 15000Ω i 30000Ω .



veće fazne razlike nastaju na graničnim područjima, to jest na području sasvim niskih i sasvim visokih frekvencija. Ako je potrebno da u prenošenom području fazne razlike budu što manje, tada se to može postići odabiranjem dovoljno niske donje granične frekvencije i dovoljno visoke gornje granične frekvencije. Zbog toga u našim razlaganjima ne ćemo uzeti u razmatranje faznu karakteristiku transformatora.¹⁾

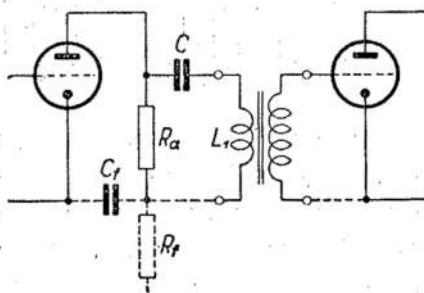


Sl. 3-13. Što je manji odnos zavoja kod ulaznog transformatora, to je, uz inače iste prilike, veće pojaćanje napona, ali je pojas između donje i gornje granične frekvencije uži.

¹⁾ O faznim karakteristikama transformatora vidi u autorovoj knjizi »Negativna reakcija u tonfrekventnoj tehnici«.

PARALELNO NAPAJANI ULAZNI TRANSFORMATOR

Također kod niskih frekvencija može se rezonancija iskoristiti za izdizanje zapostavljenih frekvencija i za proširenje frekventnog područja. U tu svrhu se iskorištava rezonancija titrajnog kruga sastavljenog od primarnog induktiviteta transformatora i kapaciteta spojenog s ovim induktivitetom u seriju (sl. 4-1.). Ovim sklopom postiže se slijedeće:



Sl. 4-1. Sklop s paralelno napajanim međustepenim transformatorom.

1. korigira se prigušna karakteristika i time proširuje frekventno područje,

2. kroz transformator ne teče istosmjerna struja, te nema predmagnetiziranja željeza, koje uzrokuje smanjenje primarnog induktiviteta i time linearno izobličenje.

Sklop na sl. 4-1. možemo prikazati nadomjesnom shemom, kakvu vidimo na sl. 4-2.a. Za transformator zajedno s kapacitetom C elektronka je s anodnim otporom R_a generator. Potrebno je najprije naći, kolika je elektromotorna sila generatora i koliki je njegov unutarnji otpor.

Elektromotorna sila je jednaka naponu, koji vlada na otporu R_a , kad transformator nije priključen. Ona je jednaka umnošku struje, koja tada teče u krugu, i otpora R_a

$$E' = I_a \cdot R_a = \frac{E}{R_i + I_a} R_a \quad (4.1)$$

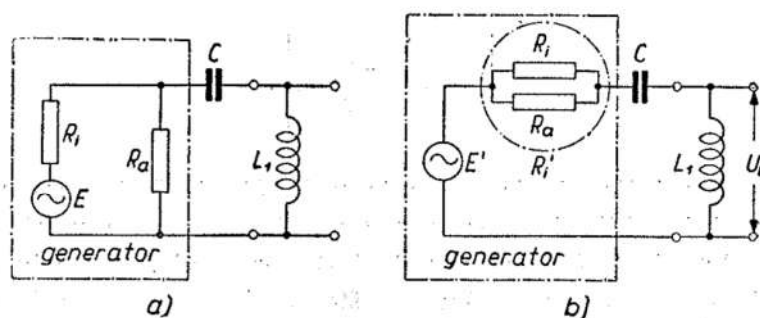
Unutarnji otpor naći ćemo iz pokusa kratkog spoja. Spojimo li naš generator nakratko, to jest premostimo li nakratko otpor R_a , dobivamo struju kratkog spoja:

$$I_k = \frac{E}{R_i} \quad (4.2)$$

Unutarnji otpor nekog generatora jednak je njegovoj elektromotornoj sili podijeljenoj sa strujom kratkog spoja. Dakle:

$$R'_i = \frac{E'}{I_k} = \frac{E \cdot F_a}{\frac{E}{F_i} + I_a} = \frac{P_i \cdot P_a}{R_i + I_a} \quad (4.3)$$

Unutarnji otpor našeg generatora jednak je prema ovome *paralelnom spoju unutarnjeg otpora elektronke i anodnog otpora* (sl. 4-2,b).



Sl. 4-2. Nadomjesna shema sklopa iz sl. 4-1. za područje niskih frekvencija. b) Anodni otpor R_a se zapravo dodaje paralelno unutarnjem otporu elektronke R_i tvoreći na taj način novi unutarnji otpor R'_i .

Kapacitet C treba tako odabrati, da rezonantna frekvencija padne u područje najnižih frekvencija, kako bi donja granična frekvencija bila dovoljno niska. Uz poznati induktivitet primarnog svitka L_1 i željenu kružnu rezonantnu frekvenciju $\omega_r = 2\pi f_r$ kapacitet se izračuna po formuli:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L_1} \quad (4.4)$$

Također u ovom slučaju zanima nas odnos napona kod rezonantne frekvencije prema naponu kod srednjih frekvencija ili rezonantno izdizanje. Kapacitivni otpor kondenzatora C kod srednjih frekvencija je

malen, te ga nije potrebno uzimati u obzir. Impedancija transformatora je vrlo velika prema otporu R_a (kasnije ćemo vidjeti da otpor R_a mora biti relativno malen), te je napon na transformatoru približno jednak elektromotornoj sili generatora E' . Za rezonantnu frekvenciju je serijski titrajni krug, što ga čini C i L_1 , kratki spoj. Kao i prije kod rasipne rezonancije, tako i ovdje dobivamo da je napon na induktivitetu (ili kapacitetu) u slučaju rezonancije jednak struji kratkog spoja generatora pomnoženoj s induktivnim otporom primarnog svitka (odnosno kapacitivnim otporom kapaciteta C):

$$U_r = \frac{E'}{R'_i} \cdot \omega r L_1 \quad (4.5)$$

Odavle dobivamo rezonantno izdizanje:

$$Q = \frac{U_r}{E'}, \quad (4.6)$$

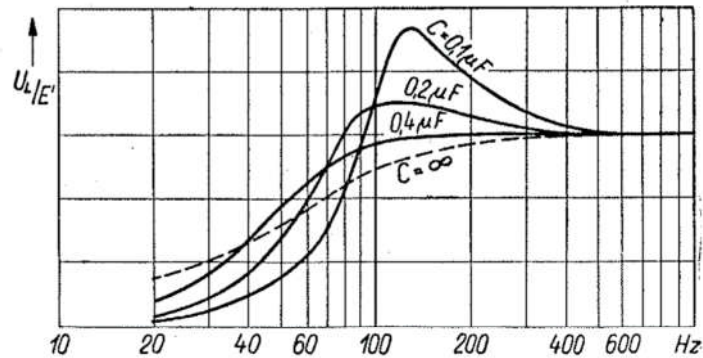
i dalje

$$Q = \frac{\omega r L_1}{R'_i} \quad (4.7)$$

Rezonantno izdizanje je dakle to veće, što je kod rezonantne frekvencije veći induktivni otpor prema paralelnom spoju unutarnjeg otpora generatora i anodnog otpora, to jest prema R'_i . Da se to postigne, potrebno je odabrati elektronku sa što manjim unutarnjim otporom, dakle triodu, i uzeti anodni otpor R_a što manji. Kako zbog malenog anodnog otpora ne bi pojačanje na srednjim frekvencijama bilo suviše maleno, to se kod elektronki, kao što je na primjer AC 2, EBC 11, EF 40 spojene kao triode, i slične (unutarnji otpor oko 12 k Ω) s anodnim otporom ne ide ispod 30 do 50 k Ω , već prema visini anodnog napona.

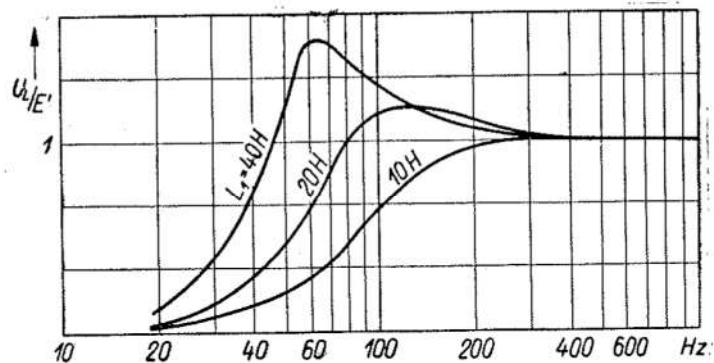
Unutarnji otpor elektronke nije konstantna veličina. Što je prednapon manji, i što je anodna struja veća, to manji je unutarnji otpor, jer je u tom području nagib $I_a - U_a$ karakteristika manji. Da anodna struja bude što veća, potrebno je na anodi imati što veći napon. Zato otpor R_f u R-C- filtru (sl. 4-1.) mora imati malu vrijednost (na primjer 10 k Ω), da pad napona na njemu ne bude velik. Naročito je povoljno kao anodni otpor upotrebiti prigušnicu dovoljno velikog induktiviteta. S prigušnicom u anodnom krugu ne samo što se dobiva visok anodni napon, pa prema tome malen unutarnji otpor elektronke,

nego i veće pojačanje napona zbog pomaka od 90° između struje i napona.



Sl. 4-3. Prigušne karakteristike sklopa iz sl. 4-2b uz $R'_i = 10 \text{ k}\Omega$ ($R_i = 12,5 \text{ k}\Omega$; $R_a = 50 \text{ k}\Omega$), $L_1 = 20 \text{ H}$, i uz različite vrijednosti kapaciteta C .

Ako je induktivni otpor primarnog svitka kod rezonantne frekvencije jednak unutarnjem otporu R'_i , tada je $Q=1$, to jest izdizanja nema. Budući da kod rezonantne frekvencije generator radi u kratkom spoju, to se cijela njegova elektromotorna sila troši na unutarnji otpor R'_i . Kako smo pretpostavili da je $\omega_r L_1 = R'_i$, to će elektromotorna sila generatora vladati i na induktivitetu. Dakle, kao i kod srednjih frekvencija, tako će u ovom slučaju i kod donje rezonantne frekvencije na primarnom svitku vladati napon u veličini elektromotorne sile generatora. Iz prigušne karakteristike na sl. 4-3. ($C=0,2\mu F$) vidi se, da se u tom slučaju

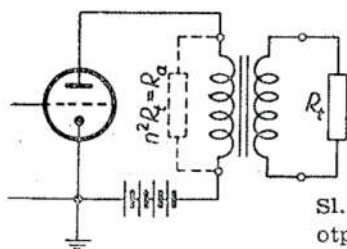


Sl. 4-4. Prigušne karakteristike sklopa iz sl. 4-2.b uz $R'_i = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0,2 \mu F$, i uz različite vrijednosti primarnog induktiviteta L_1 .

jednolično pojačavanje niskih frekvencija proširi naniže, to jest poveća se pojas frekvencija koje transformator prenosi. Ako je induktivitet primarnog svitka suviše malen, tako da je za rezonantnu frekvenciju induktivni otpor primara manji od R'_p , tada je rezonantna pojava suviše prigušena i prigušna karakteristika se prema niskim frekvencijama spušta (sl. 4-4., $L_1 = 10 \text{ H}$). U tom slučaju se izdizanje može postići jedino tako, da se smanji kapacitet, dakle da se povisi rezonantna frekvencija. Dakako da se tada i donja granična frekvencija pomakne naviše.

IZLAZNI TRANSFORMATOR

Pomoću izlaznog transformatora transformira se opteretna impedancija pojačala (impedancija zvučnika, telefonske linije, glave za rezanje ploča i slično) na impedanciju, koju zahtijeva izlazna elektronka (sl.



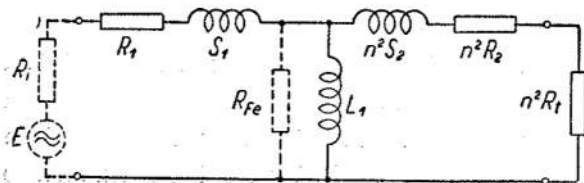
Sl. 5-1. Izlazni transformator transformira opteretni otpor sekundarnog svitka na vrijednost optimalnog anodnog otpora elektronke.

5-1.). Razlika između ulaznog i izlaznog transformatora je u tome, što je ulaznome zadatak da pojačava napon, dok izlazni treba da prenosi snagu.

Kod transformatora, koji rade u industrijskoj mreži, prenošenu snagu ograničava ugrijavanje. Gubici u željezu i u bakru su oni faktori, koji određuju količinu bakra i željeza. Kod tonfrekventnih transformatora ovi su faktori od sasvim podređene važnosti. Kod njih je dopustivo (linearno i nelinearno) izobličenje onaj faktor, koji određuje dimenzioniranje.

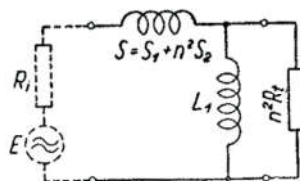
5.1 NADOMJESNA SHEMA

Nadomjesna shema izlaznog transformatora razlikuje se od nadomjesne sheme ulaznog transformatora samo utoliko, što je ulazni trans-



Sl. 5-2. Nadomjesna shema izlaznog transformatora.

formator opterećen kapacitetom, a izlazni otporom (sl. 5-2.). Pojednostavljenja, koja smo proveli kod nadomjesne sheme ulaznog transformatora, vrijede iz istih razloga i ovdje. No kod izlaznog transformatora poći ćemo i dalje. Kapacitivni otpor sekundarnog kapaciteta i otpor, koji predstavlja gubitke u željezu, tako su veliki, da i njih s obzirom na malenu vrijednost otpora $n^2 R_t$, možemo zanemariti. Kroz primarni i sekundarni svitak teku kod izlaznog transformatora relativno jake struje,



Sl. 5-3. Pojednostavljena nadomjesna shema izlaznog transformatora.

te otpor žice mora biti malen, kako gubici ne bi bili suviše veliki. Stoga i ove otpore s obzirom na unutarnji otpor generatora i opteretni otpor možemo u shemi izostaviti. Na taj način dobivamo pojednostavljenu shemu prikazanu na sl. 5-3.

5.2 ODNOS ZAVOJA

Kod izlaznog transformatora odnos zavoja ovisi o opteretnom otporu i o otporu, koji vrijedi kao najpovoljniji opteretni otpor izlazne elektronke. Kao što smo vidjeli u glavi 2., *otpor se preko transformatora prenosi s kvadratom odnosa zavoja*. Prema tome sekundarni opteretni otpor, pomnožen kvadratom odnosa zavoja, treba da daje otpor, koji traži elektronka:

$$\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_t = n^2 \cdot R_t = R_a \quad (5.1)$$

Iz ovoga dobivamo odnos zavoja:

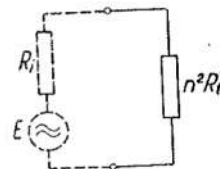
$$n = \frac{z_1}{z_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_t}} \quad (5.2)$$

Međutim, ispravan odnos zavoja nije jedini uvjet za kvalitetan rad izlaznog stupnja. Odnos zavoja daje odnos primarnog napona prema sekundarnom naponu *kod srednjih frekvencija*. U donjem i gornjem području frekvencija taj se odnos mijenja, to jest dolazi do *linearnog*

izobličenja. Opet će nam nadomjesna shema pokazati, zbog čega se ovo događa.

5.3 PRIGUŠNA KARAKTERISTIKA

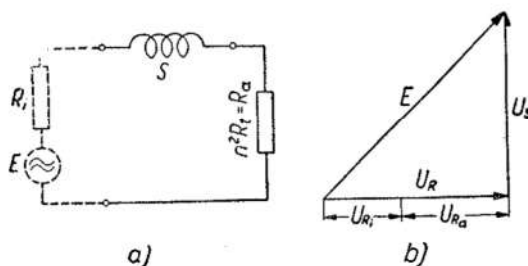
Promotrimo najprije nadomjesnu shemu za područje srednjih frekvencija. Utjecaj rasipnog induktiviteta ne će biti od većeg značenja, te ga možemo zanemariti. Za struje srednjih frekvencija induktivitet L_1 pruža tako velik otpor, da i njega s obzirom na opteretni otpor možemo ispustiti. Tako dobivamo zaista jednostavnu shemu: generator tjera struju kroz dva otpora, koji su spojeni u seriju (sl. 5-4.). Napon, koji se



Sl. 5-4. U području srednjih frekvencija nadomjesna shema iz sl. 5-3. svodi se samo na generator i otpor.

kod srednjih frekvencija dobiva na opteretnom otporu, manji je od elektromotorne sile generatora za pad napona na unutarnjem otporu.

Za visoke frekvencije se nadomjesna shema iz sl. 5-3. pojednostavljuje utoliko, što otpada primarni induktivitet L_1 . Preostaju u seriju spojena tri elementa: unutarnji otpor generatora, rasipni induktivitet i opteretni otpor (sl. 5-5.a). Povišenjem frekvencije se pad napona na iduktivnom otporu povećava, te opteretni otpor dobiva sve manji napon. Opet će nas zanimati, kod koje frekvencije napon na opteretnom otporu iznosi 70% od napona kod srednjih frekvencija, to jest kolika je gornja granična frekvencija.



Sl. 5-5. a) U području visokih frekvencija nadomjesna shema iz sl. 5-3. pojednostavljuje se na serijski sklop generatora, rasipnog induktiviteta i opteretnog otpora. b) Vektorska slika napona na elementima sheme pod a) kod gornje granične frekvencije.

Kod srednjih frekvencija se cijela elektromotorna sila troši na unutarnji otpor generatora i na opteretni otpor. Kod gornje granične frekvencije nastaje zbog pada napona na rasipnom induktivitetu gubitak

napona od 30%, to jest na unutarnjem i opteretnom otporu preostaje 70% napona generatora. Prikažemo li napone kao vektore, dobivamo u ovom slučaju istokračni pravokutni trokut, kod kojeg je hipotenuza elektromotorna sila generatora, jedna kateta napon na radnim otporima, a druga kateta napon na rasipnom induktivitetu (sl. 5-5b). Kod ovog je trokuta kateta 0,7-ti dio hipotenuze. Ovaj trokut prikazuje napone kod gornje granične frekvencije ne samo po veličini, nego i po faznom odnosu. Iz ovog dalje slijedi: ako kod gornje granične frekvencije napon na radnim otporima iznosi 70% od napona na ovim istim otporima kod srednjih frekvencija, onda to vrijedi i za napone na pojedinim otporima, jer se ne samo ukupni napon, nego i naponi na pojedinim otporima smanjuju u istom omjeru. Izrazimo li napone kao produkte struje i otpora, možemo prema sl. 5-5a) i b) pisati:

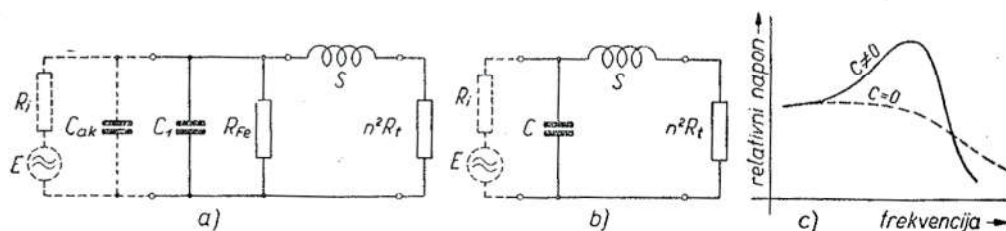
$$I(R_i + R_a) = I \cdot \omega g \cdot S \quad (5.3)$$

Sa S označili smo ukupni rasipni induktivitet. Iz jedn. (5.3) slijedi:

$$f_g = \frac{R_i + R_a}{2\pi \cdot S} \quad (5.4)$$

Iz posljednje jednadžbe može se izvući slijedeći zaključak: *gornja granična frekvencija bit će to viša, što je veći unutarnji otpor elektronke i opteretni otpor, i što je manji rasipni induktivitet.*

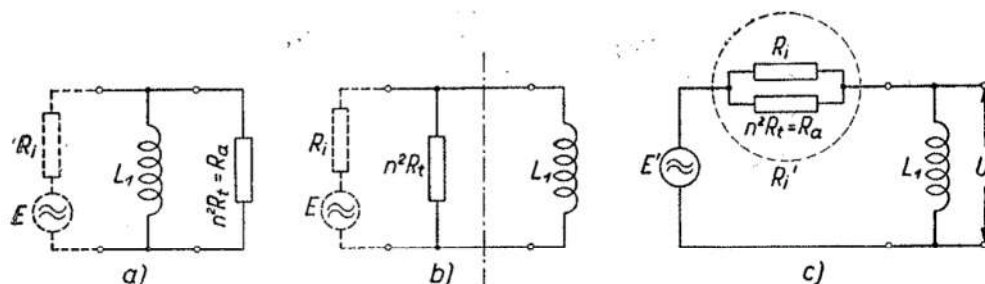
Kod transformatora, koji rade iza izlaznih tetroda i pentoda, nadomjesna shema za visoke frekvencije razlikuje se od shema na sl. 5-5., koja vrijedi za triode. Zbog velikog unutarnjeg otpora, koji imaju izlazne tetrode i pentode, ne može se uvijek zanemariti otpor gubitaka u željezu, ni kapacitet sastavljen od izlaznog kapaciteta elektronke i kapa-



Sl. 5-6. a) i b) Kod izlaznih elektronki s velikim unutarnjim otporom treba uzeti u obzir također izlazni kapacitet elektronke i kapacitet primarnog svitka transformatora, kao i otpor koji predstavlja gubitke u željezu. c) Frekventna karakteristika sklopa pod a) u području visokih frekvencija.

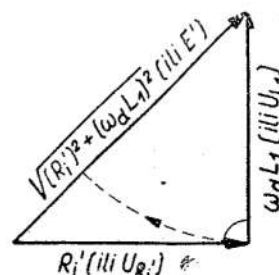
citeta primarnog svitka transformatora (sl. 5-6a). Otpor gubitaka često je iste veličine kao i unutarnji otpor elektronke, a kapacitivni otpor se u prenošenom području često izjednačuje s induktivnim otporom rasipnog induktiviteta. U takvom slučaju rasipni induktivitet s kapacitetom čini titrajni krug, koji uzrokuje izdizanje napona u području visokih frekvencija (sl. 5-6b). Prigušna karakteristika transformatora u području visokih frekvencija ima tada oblik kao na sl. 5-6c.

Sada ćemo promotriti ponašanje izlaznog transformatora kod niskih frekvencija. Za niske frekvencije rasipni induktivitet pruža neznatan otpor, te ćemo ga i ovdje zanemariti. Tako ćemo dobiti nadomjesnu shemu kakvu vidimo na sl. 5-7a. Opet ćemo potražiti graničnu frekvenciju. Nadomjesnu shemu na sl. 5-7a možemo nacrtati i onako, kako je



Sl. 5-7. Nadomjesne sheme izlaznog transformatora za područje niskih frekvencija.

prikazano na sl. 5-7b. Tako dobivamo shemu, koju smo upoznali na sl. 4-2., samo bez kondenzatora C , koji i onako kod srednjih i viših frekvencija predstavlja kratki spoj. I u ovom slučaju će paralelni spoj otpora R_i i n^2R_t biti unutarnji otpor R'_i novog generatora, kojemu je induktivitet L_1 opterećenje (sl. 5-7c). Kod jedne od niskih frekvencija napon će na induktivitetu L_1 biti jednak padu napona na unutarnjem



Sl. 5-8. Vektorska slika napona na elementima sheme na sl. 5-7. c) kod donje granične frekvencije.

otporu R' . U tom slučaju će napon na induktivitetu biti 0,7-ti dio elektromotorne sile E' , odnosno 0,7-ti dio napona kod srednjih frekvencija, kod kojih zbog velikog induktivnog otpora ωL_1 na induktivitetu vlada napon E' . Dotična frekvencija je dakle *donja granična frekvencija* f_d . Iz vektorskog trokuta na sl. 5-8. dobivamo:

$$R' i = \omega_d L_1 \quad (5.5)$$

Iz ovoga slijedi:

$$L_1 = \frac{R' i}{\omega_d} = \frac{1}{\omega_d} \cdot \frac{R_i \cdot n^2 R_a}{R_i + n^2 R_t}, \quad (5.6)$$

odnosno:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_d} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad (5.7)$$

Dakle: *primarni induktivitet mora biti utoliko veći, ukoliko je donja granična frekvencija niža i ukoliko je vrijednost paralelnog spoja unutarnjeg i opterećenog otpora veća.*

Rasipni induktivitet se često izražava i kao dio primarnog induktiviteta:

$$S = \sigma L_1 \quad (5.8)$$

gdje je σ *faktor rasipanja*. Prema tome jedn. (5. 4) možemo pisati:

$$\boxed{f_g = \frac{R_i + R_a}{2\pi\sigma L_1}} \quad (5.9)$$

odnosno:

$$\sigma = \frac{R_i + R_a}{2\pi f_g L_1} \quad (5.10)$$

Uvrstimo li jedn. (5. 6) u jedn. (5. 9) dobivamo:

$$\sigma = (R_i + R_a) \frac{R_i + R_a}{R_i \cdot R_a} \cdot \frac{f_d}{f_g} \quad (5.11)$$

Označimo li sumu otpora sa R_s , a paralelni spoj sa R_p , dobivamo:

$$\frac{f_g}{f_d} = \frac{R_s}{R_p} \cdot \frac{1}{\sigma} \quad (5.12)$$

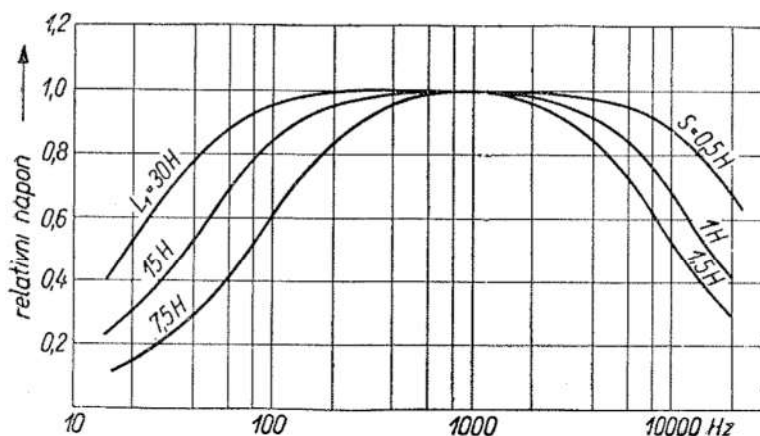
Frekventno područje će dakle biti to šire, što je manje rasipanje i što je veći odnos sume otpora prema paralelnom spoju. Ovo posljednje se postiže u to većoj mjeri, što je veća razlika između R_i i R_a .

Primjenom naponske negativne reakcije može se utjecati na unutarnji otpor izlazne elektronke, a time i na ponašanje transformatora. Ako odnos pojačanja elektronke bez negativne reakcije prema pojačanju s negativnom reakcijom označimo sa p , tada se unutarnji otpor elektronke R_i uz primjenu negativne reakcije smanji na vrijednost:

$$R'_i = \frac{R_a}{p \left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right) - 1} \quad (5.13)$$

Manji unutarnji otpor prigušuje donje rezonantne vrhove zvučnika, a osim toga primarni induktivitet može biti manji. Dakako da se ove prednosti ne dobivaju, ako se negativna reakcija radi izdizanja basova u području niskih frekvencija jako smanjuje. Isto vrijedi i za visoke frekvencije, koje manji unutarnji otpor, ovisan o stupnju negativne reakcije, slabi.

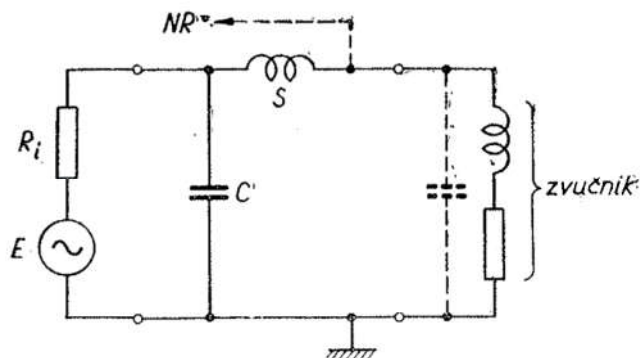
Na sl. 5-9. vidimo frekventne karakteristike izlaznog transformatora s različitim primarnim i rasipnim induktivitetima.



Sl. 5-9. Prigušne karakteristike izlaznog transformatora spojenog iza elektronke s unutarnjim otporom $R_i = 5000 \Omega$ i optimalnim opterećenim otporom $R_a = 7000 \Omega$ uz različite primarne i rasipne induktivitete.

5.4 IZLAZNI TRANSFORMATOR OPTEREĆEN ZVUČNIKOM

Transformator za zvučnik opterećen je impedancijom, koja je pretežno induktivna (sl. 5-10.). Kako već najjednostavniji način namatanja daje rasipni induktivitet, koji je znatno manji od induktiviteta zvučnika, to rasipanje kod ovog transformatora nema veće značenje. Druga je stvar, međutim, ako se sa sekundara uzima napon za negativnu reakciju.



Sl. 5-10 Nadomjesna shema izlaznog stepena opterećenog zvučnikom. Shema vrijedi za visoke frekvencije.

Rasipni induktivitet zajedno sa štetnim kapacitetom sudjeluje u zakretanju faze, te je u tom slučaju važno, da rasipni induktivitet bude što manji.

5.5 KORISNOST

Preko izlaznog transformatora prenosi se manja snaga, nego što je daje izlazna elektronka. Glavni dio gubitaka nastaje u otporu žice, dok se gubici u željezu mogu zanemariti (osim kod najnižih frekvencija, kod kojih je magnetska gustoća relativno velika). Prema tome korisnost transformatora možemo izraziti samo pomoću otpora namota i trošila:

$$\eta = \frac{I^2 \cdot n^2 R_t}{I^2 (R_1 + n^2 R_2 + n^2 R_t)} \quad (5.14)$$

iz čega izlazi:

$$\eta = \frac{n^2 R_t}{R_1 + n^2 R_2 + n^2 R_t} \quad (5.15)$$

5.6 IZRAČUNAVANJE PRESJEKA ŽELJEZNE JEZGRE

U slijedećim recima izvest ćemo formulu, po kojoj se iz snage, površine prozora i donje granične frekvencije može izračunati presjek

željezne jezgre. Ponovno ćemo napisati formulu (1. 1), ali nešto drugačije:

$$U_1 = 4,44 \times 10^{-3} \cdot Q \cdot B \cdot z_1 \cdot f_{min} \quad (5. 16)$$

U_1 je ovdje efektivna vrijednost maksimalnog izmjeničnog pogonskog napona na primarnom svitku, z_1 broj primarnih zavoja, f_{min} najniža frekvencija, koju treba preko transformatora prenijeti, dok je Q presjek (netto) željezne jezgre, a B amplituda magnetske gustoće. Pretpostavit ćemo da primarni, kao i sekundarni svitak, zapremaju svaki po pola prozora jezgre. Faktor ispune za bakar uzet ćemo da je 0,25. Prema tome za presjek bakra primarnog svitka vrijedi jednačba:

$$z_1 \cdot q_1 = \frac{F}{2} \cdot 0,25 \cdot 100 = 13,5 F \quad (5. 17)$$

gdje je q_1 presjek žice primara u mm^2 , a F površina prozora jezgre u cm^2 . Struja, koja teče kroz primarni svitak, dađe se izraziti kao produkt presjeka žice q_1 i gustoće struje s :

$$I_1 = q_1 \cdot s \quad (5. 18)$$

Uvrsti li se za q_1 vrijednost, koja se dobije iz jedn. (5. 14), tada imamo:

$$I_1 = 12,5 \frac{F}{z_1} \cdot s \quad (5. 19)$$

Snaga, koja se dovodi transformatoru, jednaka je produktu napona i struje:

$$N_1 = U_1 \cdot I_1 \quad (5. 20)$$

Ako se za U_1 i I_1 uvrste izrazi iz jedn. (5. 13) i 5. 16), dobiva se:

$$N_1 = 55,5 \times 10^{-8} \cdot Q \cdot B \cdot f_{min} \cdot F \cdot s \quad (5. 21)$$

Odabrat ćemo kao najveću dopustivu magnetsku gustoću $B = 8000$ gaussa, a gustoću struje $s = 1,5 \text{ A/mm}^2$. Tada imamo:

$$N_1 = 0,00666 Q \cdot E \cdot f_{min} \quad (5. 22)$$

a odavle je presjek željezne jezgre (netto-presjek):

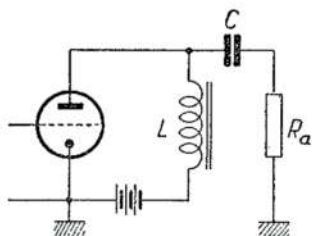
$$Q = 150 \frac{N_1}{F \cdot f_{min}} [\text{cm}^2] \quad (5. 23)$$

U ovoj formuli je presjek željezne jezgre stavljen u ovisnost također o veličini prozora jezgre. Time se osiguravamo da će se namot, barem u normalnim slučajevima, moći smjestiti u prozor.

PARALELNO NAPAJANJE

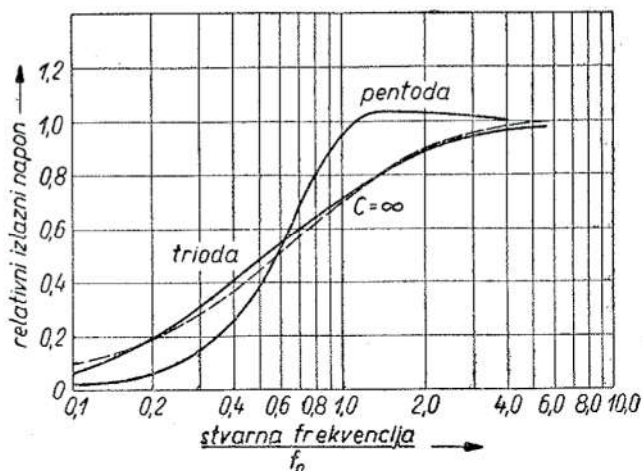
6.1 DIREKTNO SPOJENI OPTERETNI OTPOR

Ako opteretni otpor ima vrijednost, koja je jednaka ili je u blizini optimalne opteretne impedancije elektronke, tada se on može priključiti u anodni krug bez transformatora. U tom slučaju se istosmjerna komponenta anodne struje vodi preko prigušnice, a otpornik se od istosmjerne komponente odjeljuje kondenzatorom (sl. 6-1.). U području visokih fre-



Sl. 6-1. Opteretni otpor, koji ima vrijednost R_a , može se spojiti u anodni krug izlazne elektronke bez transformatora.

kvencija ovaj sklop ima naročito dobru frekventnu karakteristiku. Do gubitka napona od 30% prema naponu kod srednjih frekvencija dolazi kod one frekvencije, kod koje se otpor kapaciteta sastavljenog od izlaz-

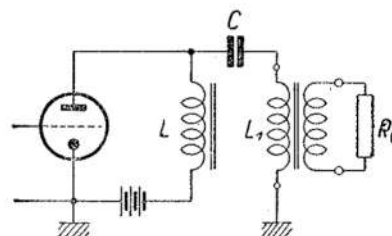


Sl. 6-2. Prigušne karakteristike sklopa s direktno spojenim opterećenim otporom u anodni krug.

nog kapaciteta elektronke, kapaciteta spojnih vodova i vlastitog kapaciteta prigušnice izjednači s otporom paralelnog spoja opterećenog i unutarnjeg otpora elektronke. U području niskih frekvencija oblik prigušne karakteristike ovisi o induktivitetu prigušnice i kapacitetu spojnog kondenzatora, te o odnosu unutarnjeg otpora elektronke prema opterećenom otporu. Ako je kapacitet spojnog kondenzatora vrlo velik, tada se ovaj spoj ponaša kao transformator, to jest gubitak napona od 30% (prema naponu kod srednjih frekvencija) nastaje kod one frekvencije, kod koje je induktivni otpor prigušnice jednak otporu paralelnog spoja unutarnjeg i opterećenog otpora. U slučaju da je unutarnji otpor elektronke nešto manji od opterećenog otpora, sklop se kod niskih frekvencija uz odgovarajući kondenzator ponaša približno tako, kao da je kapacitet kondenzatora vrlo velik (sl. 6-2.). To je slučaj kod trioda. Druga je stvar kod pentoda. Kod njih je unutarnji otpor mnogo veći od opterećenog otpora, zbog čega se dobiva prigušna karakteristika, koja je horizontalna sve do frekvencije, kod koje je induktivni otpor prigušnice jednak opterećenom otporu, ali uz uvjet, da kod te frekvencije kapacitivni otpor spojnog kondenzatora iznosi dvije trećine opterećenog otpora.

6.2 PARALELNO NAPAJANI IZLAZNI TRANSFORMATOR

Da se izbjegne predmagnetiziranje željeza, transformator se pomoću prigušnice i kondenzatora odjeljuje od istosmjerne struje izlazne elektronke (sl. 6-3.). Pri tome prigušnica mora imati induktivitet, koji je

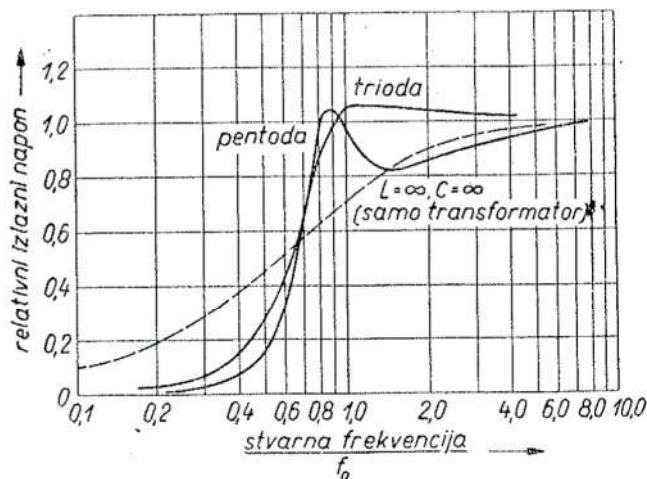


Sl. 6-3. Paralelno napajanje izlaznog transformatora.

barem za 50% veći od primarnog induktiviteta transformatora. Ako je kapacitet spojnog kondenzatora dovoljno velik, tada se sklop ponaša, kao da je u anodni krug spojen samo transformator, kojemu je primarni induktivitet jednak paralelnom spoju induktiviteta prigušnice i primarnog induktiviteta paralelno napajanog transformatora.

Uz odgovarajući induktivitet prigušnice i kapacitet kondenzatora može se prigušna karakteristika u području niskih frekvencija poboljšati. Označimo sa f_0 onu frekvenciju, kod koje bi gubitak napona od

30% prema naponu kod srednjih frekvencija nastao uz vrlo velik induktivitet prigušnice i vrlo velik kapacitet kondenzatora. Ako prigušnica ima induktivitet, koji je jednak primarnom induktivitetu transformatora



Sl. 6-4. Prigušne karakteristike sklopa s paralelno napajanim izlaznim transformatorom.

ili je od 20% manji, a kapacitivni otpor kondenzatora je kod frekvencije f jednak paralelnom spoju anodnog otpora i ekvivalentnog opterećenog otpora $n^2 R_L$, tada je prigušna karakteristika približno horizontalna sve do frekvencije od kojih $0,8 f$ (sl. 6-4.). Ovo vrijedi kako kod trioda, tako i kod pentoda.

Spajanje izlaznog transformatora preko L-C-spoja ima više dobrih strana. Kako ne treba računati s magnetskim zasićenjem željeza uslijed djelovanja istosmjerne anodne struje, to se s istim transformatorom mogu postići bolje karakteristike, odnosno iste karakteristike s jeftinijim transformatorom. Budući da transformator ne treba da ima zračni raspor, može se potrebni induktivitet dobiti s manje zavoja, a to znači da se postiže manje rasipanje, odnosno bolja prigušna karakteristika kod visokih frekvencija. Uz primjenu paralelnog napajanja može se upotrebiti transformator s visokopermeabilnom jezgrom¹, kod kojeg se uz isti rasipni induktivitet dobiva veći primarni induktivitet nego sa silicijskom jezgrom, odnosno uz isti primarni induktivitet dobiva se manje rasipanje, što u jednom i u drugom slučaju ima kao posljedicu proširenje pojasa prenošenih frekvencija.

¹ Kod visokopermeabilnih legura nastupa magnetsko zasićenje već kod relativno niskih magnetskih gustoća (vidi tabelu u poglavlju 8.), zbog čega se transformatori s visokopermeabilnom jezgrom ne smiju uključivati u krug istosmjerne struje (predmagnetiziranje!).

VRSTE TRANSFORMATORA

7.1 LINIJSKI MIKROFONSKI TRANSFORMATOR

Ovaj transformator se najčešće primjenjuje kod dinamičnih mikrofona. Njegov je prvi zadatak da povisi napon signala, kako bi ovaj bio što veći prema naponu smetnji, koji se inducira u kabelu između mikrofona i pojačala (sl. 7-1a). Međutim, prigodom povisivanja napona transformira se i otpor mikrofona na višu vrijednost. Zato se s podizanjem napona ne smije ići predaleko, jer prevelik transformirani otpor može štetno utjecati na prigušnu karakteristiku, i to bilo u vezi s kapacitetom kabla (sl. 7-1b), bilo time, što ovaj otpor predstavlja otpor generatora za ulazni transformator pojačala, te utječe na prigušnu karakteristiku ovog transformatora (sl. 7-1c). Linijski mikrofonski transformator obično ima takav odnos zavoja, da se radni otpor mikrofona transformira na neku određenu, unaprijed odabranu vrijednost, koja se kreće između 50 i 600 oma. To je najčešće jedna od ovih vrijednosti otpora: 50, 200, 250, 500 ili 600 oma. Razumljivo da i ulazni transformator pojačala mora biti građen za dotični izlazni otpor mikrofonskog transformatora.

U slučaju kad je vrijednost otpora mikrofona veća od vrijednosti, koju treba imati otpor izvora za ulazni transformator pojačala, potrebna je transformacija naniže. Na taj način se također otklanja utjecaj kapaciteta kabla, koji prigušuje više frekvencije.

Omski otpor primarnog svitka transformatora serijski se dodaje otporu mikrofona, te utječe na prigušnu karakteristiku u području niskih frekvencija. Stoga se kod dobrih konstrukcija nastoji da omski otpor primara nema vrijednost veću od jedne četvrtine unutarnjeg otpora mikrofona:

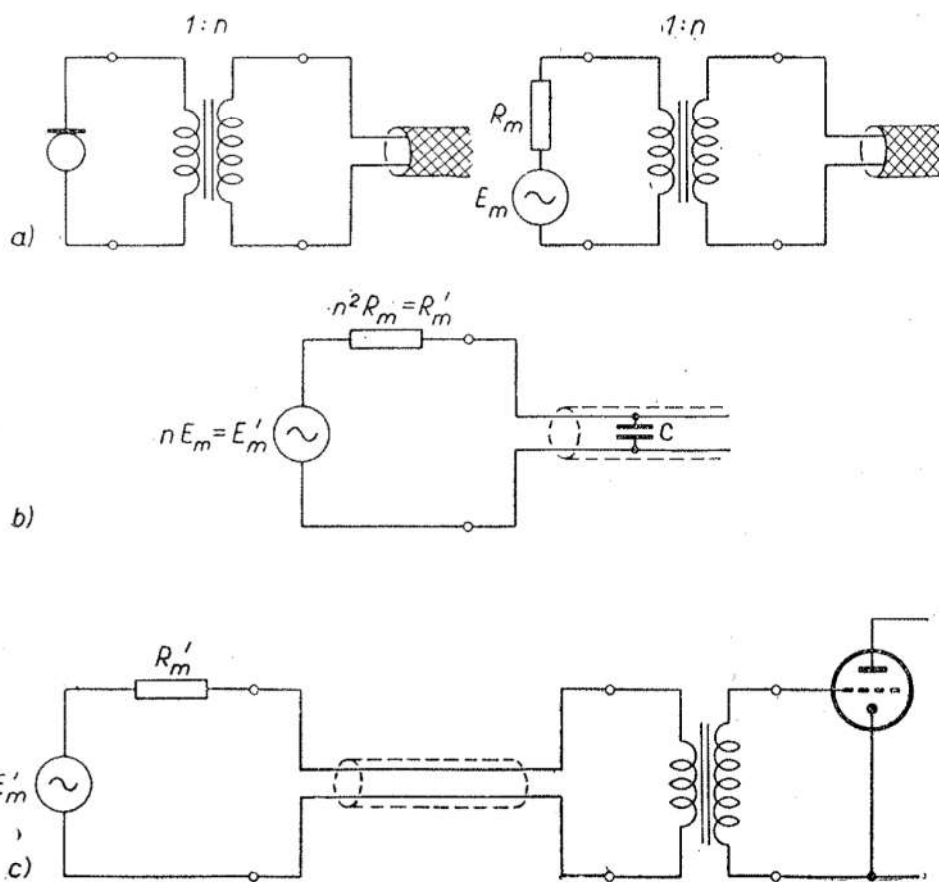
$$\boxed{R_1 \leq \frac{1}{4} R_m} \quad (7.1)$$

Također otpor sekundarnog svitka treba da je što manji, kako bi ukupni omski otpor na sekundarnoj strani imao što manju vrijednost. Za dimenzioniranje ovog svitka postoji praktičko pravilo, prema kojem

• kod dobrog transformatora otpor sekundara ne prelazi jednu petinu otpora mikrofona transformiranog na sekundarnu stranu:

$$R_2 \leq \frac{1}{5} R'_m \quad (7.2)$$

Kod transformatora za ugljeni mikrofon mora se voditi računa o pogonskoj istosmjernoj struji. Ova struja uzrokuje predmagnetiziranje,



Sl. 7-1. Linijski mikrofonski transformator transformira otpor mikrofona na vrijednost, koju kao otpor generatora zahtijeva ulazni transformator pojačala.

te je potrebno predvidjeti odgovarajući zračni raspored, kako ne bi došlo do prevelikog smanjenja primarnog induktiviteta. Žica primarnog svitka dimenzionira se prema istosmjernoj mikrofonskoj struji.

Budući da mikrofonski transformator radi sa sasvim niskim naponima, vrlo je povoljno upotrebiti visokopermeabilnu jezgru (velika početna permeabilnost!). Pomoću ove jezgre lakše se dobije povoljna prigušna karakteristika i transformator je manji, te ga je lakše oklopiti i ugraditi u mikrofonsko kućište, kako se to najčešće čini. Kod transformatora za ugljeni mikrofoni, budući da se radi s predmagnetiziranjem, ne upotrebljava se visokopermeabilna jezgra.

7.2 ULAZNI TRANSFORMATOR

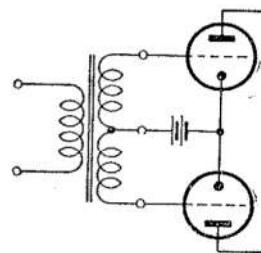
Radi što većeg pojačanja napona treba da je kod ulaznog transformatora odnos broja sekundarnih zavoja prema broju primarnih zavoja što veći. Granicu ovog odnosa određuje prigušna karakteristika, to jest širina frekventnog pojasa, koji je uz stanovite uvjete potrebno prenijeti. Najveće pojačanje napona (najmanji odnos zavoja $n = z_1/z_2$) za određeni pojas frekvencija možemo odrediti iz jedn. (3.5). Stavimo li da je rezonantno izdizanje $Q = 1$, dobivamo:

$$n = \frac{z_1}{z_2} \sqrt{\omega_r C_s R l} \quad (7.3)$$

To je najmanji odnos zavoja, koji se može postići uz stanoviti C_s i R , gdje je ω_r rezonantna kružna frekvencija, za koju vrijedi jednačba:

$$\omega_r = \frac{n}{\sqrt{S \cdot C_s}} \quad (7.4)$$

Što se tiče otpora primarnog svitka, vrijedi isto što i kod linijskog transformatora, to jest ovaj otpor kod dobrog ulaznog transformatora treba da je manji od jedne četvrtine otpora generatora. Otpor sekun-



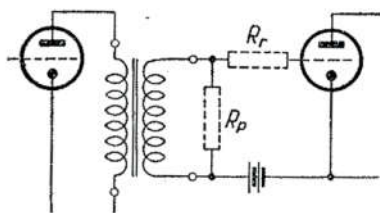
Sl. 7-2. Sklop s protufaznim ulaznim transformatorom.

dara, uzevši općenito, nema kod ovog transformatora veće značenje, te se može upotrebiti što tanja žica. Kad se radi o prenošenju vrlo širokog pojasa frekvencija uz veliko pojačanje napona, mora se upotrebiti visokopermeabilna jezgra.

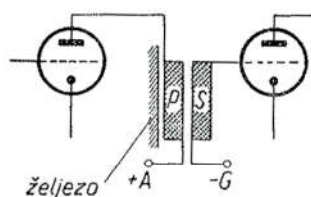
Ako ulazni stupanj pojačala radi u protufaznom spoju, izvodi se ulazni transformator s dva sekundarna svitka (sl. 7-2.).

7.3 MEĐUSTEPENI ULAZNI TRANSFORMATOR

Transformator, koji se uklapa među dva stupnja pojačala, razlikuje se od transformatora na ulazu pojačala samo po tome, što je ovdje generator elektronka (sl. 7-3.). Primarni induktivitet transformatora se dakle određuje prema unutarnjem otporu elektronke. Iz ovoga slijedi, da se ispred transformatora mogu upotrebiti samo elektronke s male-nim unutarnjim otporom (triode, a također i pentode uz primjenu na-ponske negativne reakcije, kojom se, kao što je poznato, smanjuje unu-tarnji otpor elektronke). Unutarnji otpor normalnih trioda nije niži od $10\text{ k}\Omega$, te primarni induktivitet mora biti relativno velik. Kako bi pri tome rasipni induktivitet bio dovoljno malen, ne ide se kod ovih trans-formatora s odnosom zavoja dalje od $1 : 4$.



Sl. 7-3. Sklop s međuste-penim ulaznim transforma-torom. R_r i R_p su prigušni otpori.



Sl. 7-4. Ispravnim spaja-njem svitaka može se u znatnoj mjeri smanjiti u-tjecaj kapaciteta između primara i sekundara.

Kapacitet između svitka može kod ulaznog transformatora uzrokovati slabljenje visokih tonova. Zbog toga je potrebno kod običnog cilindričnog namota spajanje izvršiti onako, kako je prikazano na sl. 7-4. Tako se međusobno naslanjaju one strane svitaka, koje stoje na istom izmjeničnom potencijalu, te kapacitet između svitaka nema utjecaja na prigušnu karakteristiku. Lošim načinom spajanja može se vlastiti kapa-citet transformatora povećati i na dvostruku vrijednost. Na sl. 7-5. vide se prigušne karakteristike jednog ulaznog transformatora, kod kojeg su izmjenično uzemljivana sva četiri izvoda svitaka. Kao što se vidi iz dijagrama, uzemljivanjem se u velikoj mjeri može utjecati na prigušnu karakteristiku transformatora.

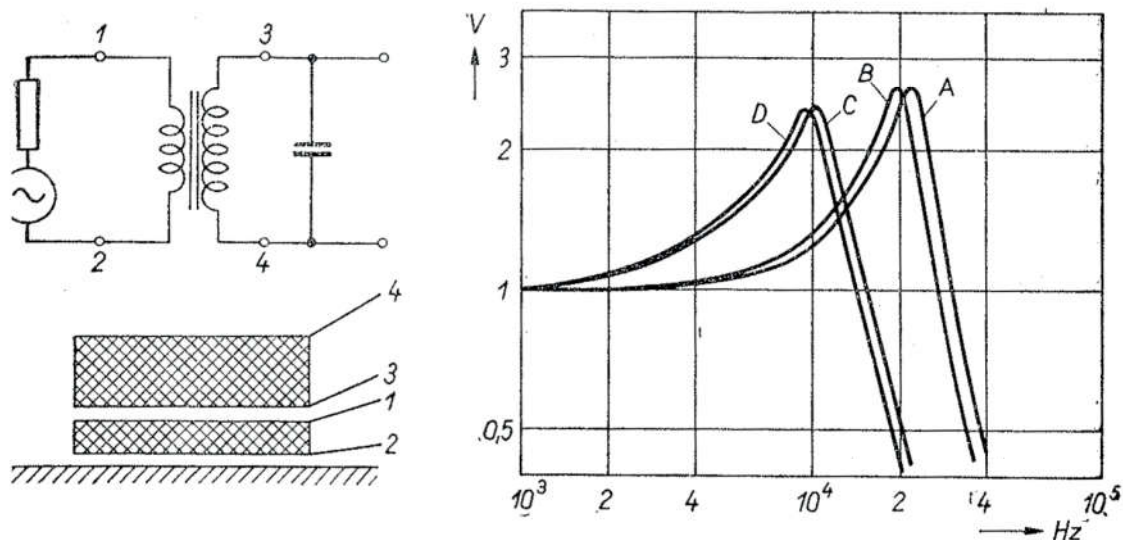
Kao međustepeni transformator upotrebljava se i autotransformator (sl. 7-5a i b). Sklop s paralelnim napajanjem (sl. 7-5b) može se iskoristiti za korekciju prigušne karakteristike u području niskih frekvencija. Uz pogodan kapacitet spojnog kondenzatora i odgovarajući primarni

Krivulja A: uzemljeno 2+4 ili 1+4

Krivulja B: uzemljeno 2+3 ili 1+3

Krivulja C: uzemljeno 4

Krivulja D: uzemljeno 3



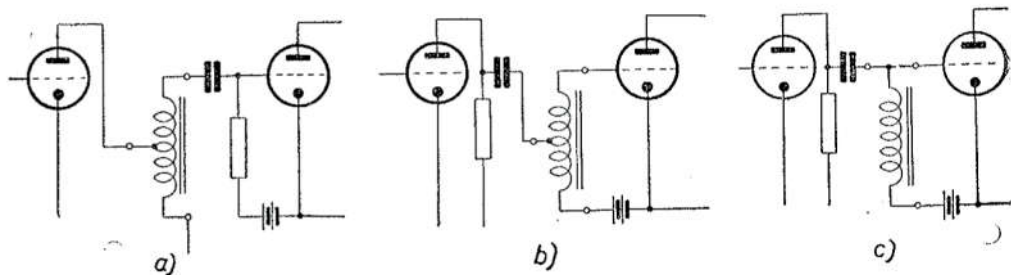
Sl. 7-5. Prigušne karakteristike jednog ulaznog transformatora uz razna uzemljivanja primara i sekundara.

induktivitet dolazi do rezonantnog izdizanja napona opisanog u poglavlju 4. Ukoliko se radi samo o izdizanju, a pojačanje napona nije od važnosti, može se upotrebiti autotransformator s odnosom zavoja 1 : 1, što jest prigušnica (sl. 7-6c).

Gubitak na naponu u području niskih frekvencija može se ublažiti šuntiranjem primara odgovarajućim otporom. Time se smanjuje struja predmagnetiziranja, te se u stanovitoj mjeri povisi primarni induktivitet. Međutim, dodavanje ovog otpora može uzrokovati izdizanje naponske karakteristike u području visokih frekvencija.

Često se na rešetku elektronke spaja otpor, koji sprečava nastajanje visokofrekventnih oscilacija (R_p na sl. 7-3.). Ako je otpor dovoljno velik, može prigušivati rasipnu rezonaciju. U slučaju da se ovo želi postići, uzima se otpor s takvom vrijednošću, da nastaje željeno prigu-

šenje. Katkada se ovo prigušenje postiže i otporom same žice, to jest tako da se sekundarni svitak mota s vrlo tankom žicom ili žicom od materijala, koji ima veći specifični otpor nego bakar.

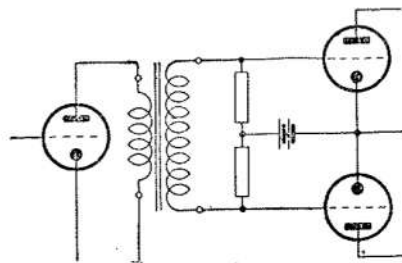


Sl. 7-6. Sklopovi sa štednim međustepenim transformatorom.

Rasipna rezonacija se može prigušiti i opterećivanjem sekundarnog svitka transformatora (R_p na sl. 7-3.). Vrijednost ovog otpora ovisi o odnosu zavoja transformatora i o traženom prigušenju. Kod prigušivanja rezonancije paralelnim otporom R_p valja paziti na to, da vrijednost otpora ne bude ispod vrijednosti određene elektronkom. Ovaj se, naime, otpor transformiran na primarnu stranu dodaje paralelno primarnom induktivitetu i smanjuje anodnu impedanciju. Uzmimo, na primjer, da je otpor $R_p = 100 \text{ k}\Omega$ a odnos zavoja 1 : 4. Tada otpor transformiran na primarnu stranu iznosi $R_p \approx 6 \text{ k}\Omega$, dakle ima vrijednost, koja je općenito suviše malena na primjer u anodnom krugu elektronke AC2). Djelovanje ovog otpora proteže se preko cijelog frekventnog područja, dok otpor spojen kao R_p na sl. 7-3. djeluje samo kod visokih frekvencija.

7.4 PROTUFAZNI MEĐUSTEPENI TRANSFORMATOR BEZ STRUJE REŠETKE

Za dobivanje protufaznih napona može se upotrebiti i obični međustepeni transformator, i to u sklopu, koji se vidi na sl. 7-7. Da se u anodnom krugu ne dobije suviše malena impedancija, treba paziti na

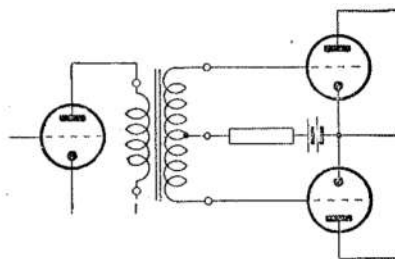


Sl. 7-7. Dobivanje protufaznih napona s običnim međustepenim transformatorom.

to, da otpori, koji opterećuju sekundarni svitak, budu dovoljno veliki. No preveliki otpori djeluju štetno, ako se izlazne elektronke ulazno preoptereće, to jest ako dođe do struje rešetke (izobličenje!).

Normalan međustepeni protufazni transformator ima jedan primarni i dva sekundarna svitka. Magnetska veza između primarnog i jednog sekundarnog svitka u ovom slučaju je slabija, nego kod običnog ulaznog transformatora, to jest rasipanje je veće, što treba imati u vidu kod odabiranja vrste namota. Kod ovog transformatora je važno, da rezonantna frekvencija bude za oba sekundarna svitka ista. Ako to nije, onda je u području rezonantnih frekvencija napon na jednoj rešetki skoro u fazi s naponom na drugoj rešetki, zbog čega na ovom mjestu

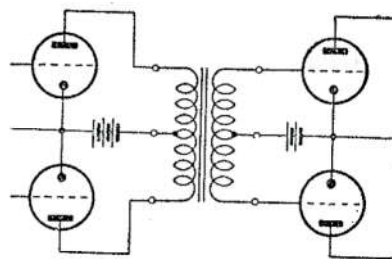
Sl. 7-8. Protufazni međustepeni transformator s otporom za simetriranje napona.



dolazi do sedla na frekventnoj krivulji pojačala. Ovo sedlo je to veće, što je prigušenje rezonantnih krugova manje. Prigušivanje rezonancije vrši se, kao i kod običnog ulaznog transformatora, pomoću otpora.

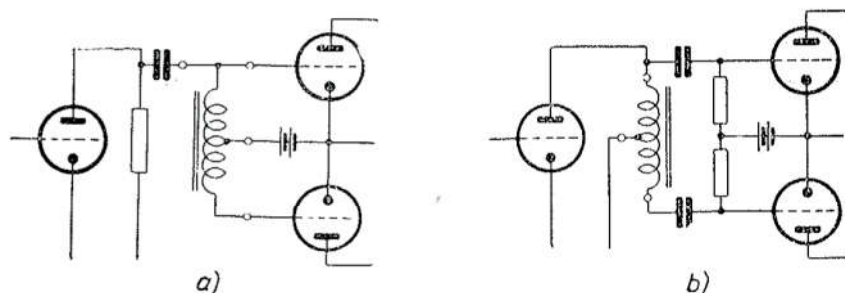
Primarni induktivitet ovakvog protufaznog transformatora ovisi o veličini unutarnjeg otpora prethodne elektronke. S odnosom zavoja obično se ne ide na više od 1 : 1,5 (primar prema polovini sekundara).

Sl. 7-9. Dvostruko-protufazni međustepeni transformator.



Katkada se srednji odvojak protufaznog transformatora ne spaja direktno s katodama, nego preko otpora od kojih 100 kilooma (sl. 7-8.). Time se dobije bolje simetriranje napona, naročito kod viših frekvencija.

Ako i predstupanj radi kao protufazni stupanj, tada se između predstupnja i izlaznog stupnja može spojiti dvostruko-protufazni međustepeni transformator (sl. 7-9.). Kod proračunavanja ukupnog primarnog induktiviteta mora se uzeti u obzir zbroj unutarnjih otpora obiju elektronki.



Sl. 7-10. Sklopovi sa štednim protufaznim transformatorom.

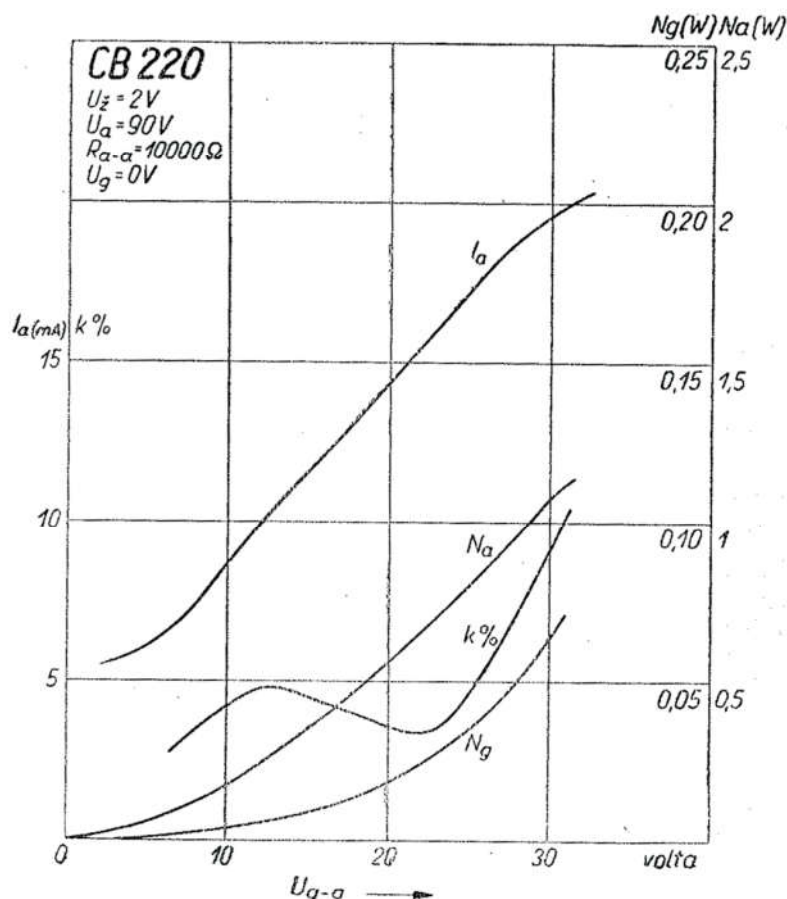
Kao protufazni transformator može se upotrebiti također auto-transformator (sl. 7-10a i b). Nedostatak ovog sklopa je u tome, što nema potpune simetrije (jedan kraj primara je spojen na anodu, a drugi nije).

7.5 PROTUFAZNI MEĐUSTEPENI TRANSFORMATOR SA STRUJOM REŠETKE

Ako kod protufaznog sklopa teče prema rešetkama struja, tada predstupanj ne radi kao pojačalo napona, nego kao pojačalo snage. Pogonski stupanj dovodi tada ulaznom krugu izlaznog stupnja snagu. Kako struja rešetke nije razmjerna naponu rešetke, to otpor rešetka-katoda nema stalnu vrijednost. Opteretni otpor pogonskog stupnja nije dakle linearan. Najveće opterećenje, odnosno najmanji otpor, postoji u momentu, kada je napon na rešetki najveći. Ovaj je otpor mjerodavan za dimenzioniranje pogonskog stupnja. Budući da ovaj otpor opterećuje uvijek samo jednu polovinu sekundarne strane (u dva takta: sad u jednoj, sad u drugoj poluperiodi), to se za odnos zavoja transformatora daje uvijek *odnos primara prema polovini sekundara*. Potrebna pogonska snaga može se naći grafički iz karakteristika elektronke ili direktno mjerenjem. Na sl. 7-11. donosimo kao primjer ovisnost istosmjerne struje, faktora izobličenja, izlazne i pogonske snage o pobudnom naponu kod elektronke CB 220 (Tungstramova dvostruka baterijska trioda).

Promatrano s rešetke izlaznog stupnja možemo pogonski stupanj smatrati generatorom izmjenične elektromotorne sile, koji ima unutarnji

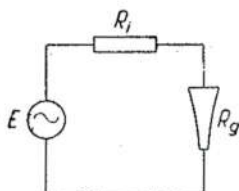
otpor R_i (sl. 7-12.). Dok nema struje rešetke, daje pogonski stupanj rešetkama izlaznog stupnja napon, koji je jednak elektromotornoj sili generatora, dakako uzevši u obzir odnos zavoja transformatora. Čim poteče struja rešetke, dolazi do pada napona na unutarnjem otporu, te je napon na rešetki za odgovarajući iznos manji. Kako uz to struja nije



Sl. 7-11. Ovisnost anodne struje, izlazne snage, faktora izobličenja i pobudne snage o pobudnom naponu kod B-pojačala s elektronkom CB 220.

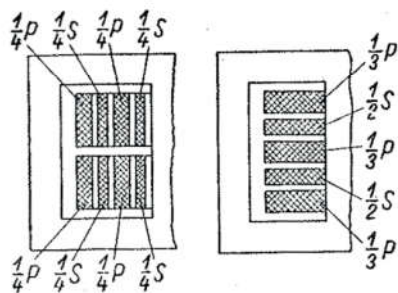
razmjerna naporu, to ni pad napona na unutarnjem otporu R_i ne će biti razmjernan elektromotornoj sili pogonskog stupnja. Iz toga slijedi, da će napon na rešetki izlaznog stupnja biti izobličen. Kad bi unutarnji otpor pogonskog stupnja bio jednak nuli, tada izobličenja ne bi bilo. Odnosno: što je manji unutarnji otpor prema opterećenom otporu, to je također

izobličenje manje. Zato se kao pogonski stupanj najčešće upotrebljava trioda, a međustepeni transformator se uzima s odnosom zavoja (primar naprama jednom od sekundara) naniže (2 : 1 do 3 : 1), kako bi unutarnji otpor R_i , transformiran u krug rešetke izlaznog stupnja, bio što manji. S istog razloga potrebno je da otpori primarnog i sekundarnog



Sl. 7-12. Nadomjesna shema pobudnog stupnja opterećenog s nelinearnim otporom protufaznog izlaznog stupnja sa strujom rešetke.

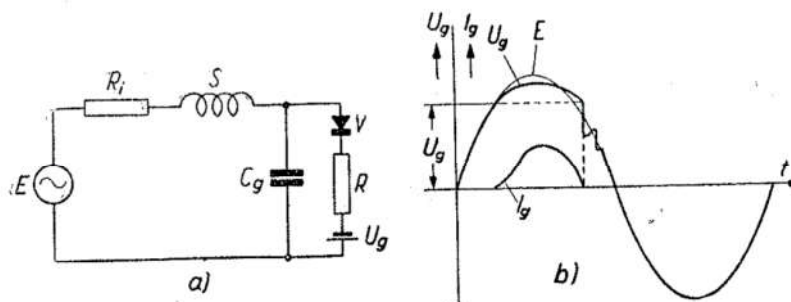
svitka budu što manji, zbog čega transformator mora biti dovoljno velik. Obično se preporuča da *otpor (jednog) sekundarnog svitka ne bude veći od jedne desetine ulaznog otpora izlazne elektronke*. Namot mora biti što je moguće više simetričan, jer asimetrija sa svoje strane unosi izobličenje. Na sl. 7-13. vidimo dva načina simetričnog namatanja, koji ujedno daju dovoljno maleno rasipanje.



Sl. 7-13. Namoti za protufazni ulazni transformator kod B-pojačala sa strujom rešetke.

Vrlo neugodna izobličenja mogu nastati uslijed *udaraca rešetkinе struje*. To se događa u slučaju, ako je između pogonske elektronke i izlazne elektronke ukopčan neki induktivitet, kao što je na primjer rasipni induktivitet međustepenog transformatora. U nadomjesnoj shemi rešetkinog kruga na sl. 7-14a E je elektromotorna sila pogonske elektronke, R_i njezin unutarnji otpor, S je rasipni induktivitet transformatora, a C_g ukupni kapacitet na rešetki izlazne elektronke. Sistem rešetka-katoda nadomješten je usmjerivačem V , otporom R i izvorom istosmjernog napona U_g . Uz pretpostavku da je izmjenični napon na rešetki sinusoidan, dobit ćemo u ovom krugu proces prikazan dijagra-

mom na sl. 7-14.b. Dok nema rešetkine struje, vlada na rešetki napon E . U momentu, kad vrijednost izmjeničnog napona prijeđe vrijednost prednapona, poteče prema rešetki struja. Ova struja uzrokuje na R_i i S pad napona, te momentane vrijednosti napona na rešetki postaju manje od E . No uslijed djelovanja induktiviteta S napon na rešetki

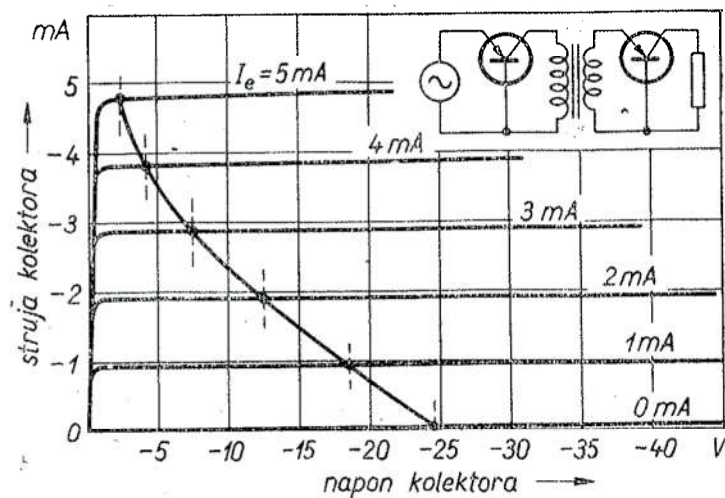


Sl. 7-14. a) Nadomjesna shema pobudnog stupnja u vezi s ulaznim krugom B-pojačala sa strujom rešetke. b) Dijagram titrajnog procesa kod sklopa pod a).

kasnije prelazi vrijednost napona generatora (krivulje se sijeku!). U momentu kad se napon signala izjednači s prednaponom, nestaje rešetkine struje i napon rešetke skače na vrijednost sinusoide. Uslijed toga u titrajnom krugu $S-C_g$ nastaje titranje. Da se ovo titranje spriječi, potrebno je raditi s velikim R_i ili paralelno k C_g spojiti prigušni otpor. No i u jednom i u drugom slučaju to znači povećati pogonsku snagu, to jest uzeti jaču elektronku. Da se to izbjegne, nastoji se da se u što većoj mjeri smanji rasipni induktivitet S , kako bi induktivni napon bio što manji.

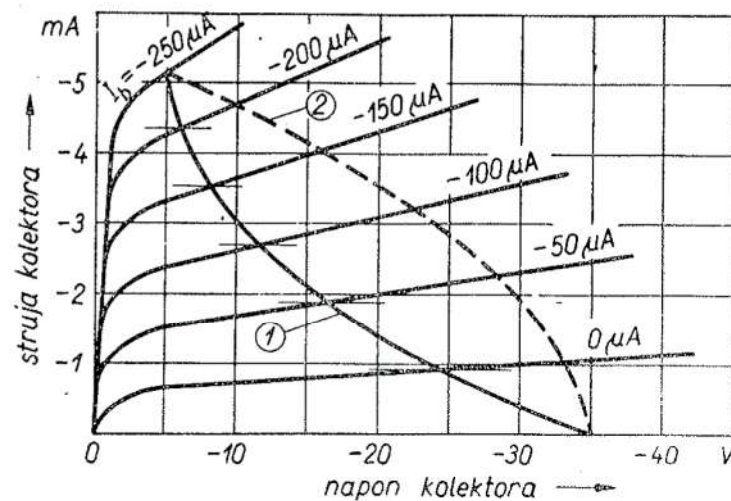
7.6 MEĐUSTEPENI TRANSFORMATOR U TRANZISTORSKOM POJAČALU

U cijevnom pojačalu se međustepeni transformator izbjegava, i danas jedva da se upotrebljava, jer je elektronka, na primjer, kao obrtač faze za protufazni izlazni stepen, jeftinija i ima bolje karakteristike. Međutim kod tranzistornog pojačala može se međustepeni transformator upotrebiti vrlo korisno. Njime se u prvom redu može izvršiti prilagođenje malenog ulaznog otpora slijedećeg stepena na prethodni stepen, čime se dobiva veće pojačanje. Također se pomoću transformatora može smanjiti harmoničko izobličenje, do kojeg dolazi uslijed nelinearnosti ulaznog otpora tranzistora. O ovom posljednjem nešto više ćemo reći.



Sl. 7-15. Kod tranzistora opterećenog nelinearnim otporom ne dolazi do izobličenja kolektorske struje, iako radna karakteristika nije pravac.

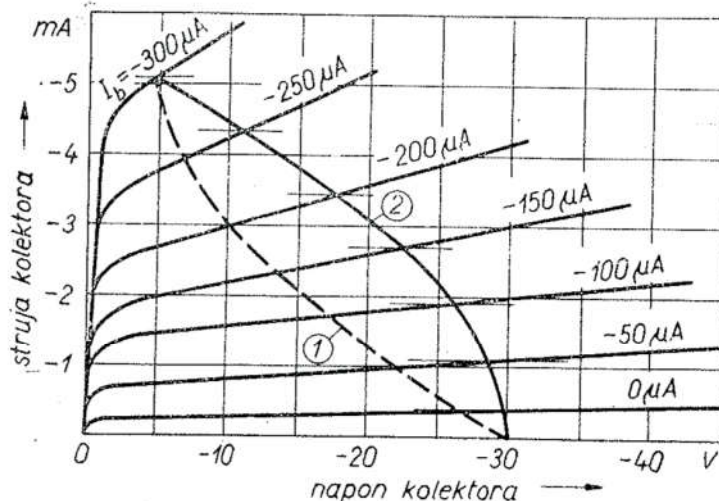
Transformiranjem nelinearnog ulaznog otpora tranzistora na primarnu stranu međustepenog transformatora dobiva se opet nelinearan otpor, te radna karakteristika nije pravac. No ipak, kao što pokazuje sl. 7-15, izobličenje je minimalno (jednakim promjenama struje emitera odgovara jednaka promjena struje kolektora), jer je tranzistor u ova-kvom spoju strujni generator (generator s unutarnjim otporom mnogo



Sl. 7-16. Kod tranzistora, koji ima ovakve karakteristike, dobiva se manje izobličenje kolektorske struje, ako se radi s radnom karakteristikom (1).

većim od opterećnog otpora. Iz ovog slijedi da otpor žice međustepenog transformatora u tranzistorskom sklopu ne smeta, štaviše, treba da je što veći. Isto tako rasipni induktivitet nema većeg utjecaja. Naprotiv, otpor gubitaka u željezu, kao i primarni induktivitet i kapaciteti namota, budući da su spojeni nelinearnom ulaznom otporu paralelno, djeluju štetno, jer smanjuju efektivni unutarnji otpor izvora signala, zbog čega se harmoničko izobličenje povećava.

Ima tranzistora, kod kojih ne samo pojačanje napona, nego ni pojačanje struje nije linearno. Sl. 7-16. prikazuje slučaj, gdje su karakteristike zbijenije prema većim strujama kolektora, dok na sl. 7-17. imamo



Sl. 7-17. Kod tranzistora s ovakvim karakteristikama povoljnija je u vezi s harmoničkim izobličenjima radna karakteristika (2).

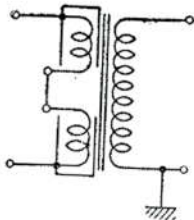
slučaj, gdje je zbijenost karakteristika kod manjih struja kolektora veća. U prvom je slučaju, kao što se vidi iz dijagrama, povoljnije nelinearnu opterećnu karakteristiku postaviti u položaj (1) nego u položaj (2), jer se dobivaju pravilniji razmaci kolektorske struje. U drugom slučaju bolji je položaj karakteristike (2). Kad se radi o transformatorskoj vezi između dva stepena, prebacivanje karakteristika iz položaja (1) u položaj (2), i obrnuto, postiže se jednostavnim prespajanjem jednog od svitaka transformatora.

Treba međutim spomenuti i nedostatak ovakvih transformatora, koji ograničuje njihovu primjenu u praksi. Za niske granične frekven-

cije treba međustepeni transformator da ima vrlo velik primarni induktivitet, što je teško postići, naročito ako se radi o malim dimenzijama, kao što se traži kod tranzistorskih uređaja.

7.7 SIMETRIČNI TRANSFORMATOR

Kod pojačala, koja su priključena na duži vod, mogu se na ulazu uslijed nesimetričnih struja prema zemlji pojaviti naponi smetnji. Također mogu vodovi, koji su u susjedstvu, uzrokovati preslušavanje. Ovo se može izbjeći, ako se učini da su impedancije pojedinih žila voda prema minus-vodu pojačala (prema zemlji) jednake. Kako je ulaz i izlaz pojačala prema minus-vodu nesimetričan, to se na ulaz i izlaz stavljaju transformatori, koji prema vodu imaju simetričan svitak. Simetrija se postiže tako, da se dotični svitak izvede u dva dijela, koji su jedan drugome zrcalno jednaki. Da ne dođe do kapacitivnih struja između svitaka i



Sl. 7-18. Shema statičkog oklapanja transformatora.

zemlje, omataju se pojedine polovine svitka statičkim oklopima, koji se spajaju s odgovarajućim krajem svitka (sl. 7-18.). Na ovaj način se kapacitet pojedinih polovina svitka prema zemlji reducira samo na kapacitet oklopa prema zemlji. Osim toga ovi kapaciteti su jednaki. Otklanjanje smetnji je još uspješnije, ako se i nesimetrični svitak statički oklopi (vidi sl. 10-7.).

Srednji odvojak simetričnog svitka može se upotrebiti za signalne svrhe, u fantomskim sklopovima i slično. U tom slučaju moraju pojedine polovine svitka biti magnetski potpuno simetrične.

7.8 IZLAZNI TRANSFORMATOR

Kao što je poznato iz poglavlja 5., opteretni otpor izlaznog transformatora, transformiran na primarnu stranu, dodaje se paralelno unutarnjem otporu elektronke. Ako je transformator opterećen zvučnikom, opteretni otpor je kod rezonantne frekvencije titrajnog sistema u području basova znatno veći nego kod 400 herca¹. Za većinu normalnih

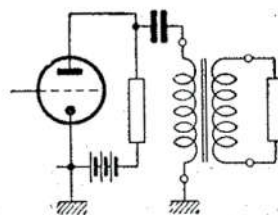
¹ Kao nazivna impedancija zvučnika obično se uzima impedancija, koju zvučnik ima kod frekvencije 400 Hz.

zvučnika može se uzeti da je impedancija kod rezonantne frekvencije oko šest puta veća nego kod 400 herca. Kako je kod izlaznih trioda opterećeni otpor obično dva do tri puta veći od unutarnjeg otpora, to je kod donje rezonantne frekvencije zvučnika opterećena impedancija 12 do 18 puta veća od unutarnjeg otpora elektronke. Tako velik otpor, dodan paralelno unutarnjem otporu, daje vrijednost, koja se mnogo ne razlikuje od vrijednosti unutarnjeg otpora. Prema tome kod određivanja primarnog induktiviteta izlaznih transformatora spojenih iza trioda, koje tjeraju zvučnik, postiže se dovoljno velika točnost, ako se uzme u obzir samo unutarnji otpor elektronke.

Kod izlaznih tetroda ili pentoda unutarnji otpor je tako velik, da je kod proračunavanja primarnog induktiviteta dovoljno uzeti u obzir samo opterećeni otpor. Međutim, kod donje rezonantne frekvencije poraste impedancija zvučnika na visoku vrijednost, te bi uski pojas basova bio suviše istaknut. Da se to ne dogodi, uzima se kod izlaznog transformatora takav primarni induktivitet, da je kod donje rezonantne frekvencije zvučnika elektronka opterećena svojim normalnim otporom ($\omega L_1 = R_a$). Ovakvo ujednačivanje ima manu, da je opterećenje u velikoj mjeri induktivno, te se uz dopušteno izobličenje snizuje snaga. Zato se često uzima induktivni otpor dva puta većim od normalnog opterećenog otpora.

Iza elektronke, koje imaju malenu anodnu struju, može se izlazni transformator sagraditi bez zračnog raspóra. Naprotiv, veće anodne struje uzrokuju predmagnetiziranje, koje, ukoliko nema odgovarajućeg raspóra, pomakne radnu točku na krivulji magnetiziranja u područje zasićenja. To uzrokuje malen primarni induktivitet i izobličenje.

Sl. 7-19. Paralelno napajani izlazni transformator s omskim otporom u anodnom krugu.



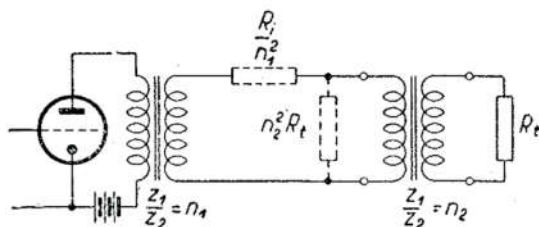
Izlazni transformator se može s elektronkom spojiti i preko R-C-spoja (sl. 7-19.) ili L-C-spoja (sl. 6-3.). R-C-spoj se primjenjuje kod slabijih elektronki, kao na primjer u mikrofonskim pretpojačalima. U ovom slučaju su ulazni naponi maleni, te visina anodnog napona nije od veće važnosti, pa prema tome ni veličina pada napona na anodnom

otporu. Kod jačih izlaznih elektronki upotrebljava se umjesto otpornika prigušnica (L-C-spoj). Pomoću R-C-spoja i L-C-spoja izbjegava se zračni raspor kod transformatora. Razumljivo da u tom slučaju prigušnica mora imati zračni raspor. No kako ona ima samo jedan svitak, lakše ju je sagraditi s rasporom i s odgovarajućim induktivitetom, nego transformator. Osim toga zahtjevi na izolaciju kod transformatora su u ovom sklopu manji, jer kondenzator odjeljuje od transformatora relativno visok istosmjerni napon. Kod R-C-spoja i L-C-spoja moguće je iskoristiti serijsku rezonanciju u području niskih frekvencija i tako proširiti frekventno područje naniže.

Kod proračunavanja *uzastopnog izlaznog transformatora*, to jest izlaznog transformatora, koji se spaja s prvim izlaznim transformatorom spojenim iza elektronke, treba paziti na to, da kao unutarnji otpor generatora djeluje unutarnji otpor elektronke transformiran na sekundarnu stranu prvog transformatora. Ovako dobiveni otpor u paralelnom spoju s opterećenim otporom uzastopnog transformatora, transformiranim na primarnu stranu, daje otpor, koji je mjerodavan za ponašanje transformatora u području niskih frekvencija (sl. 7-20.).

7.9 PROTUFAZNI IZLAZNI TRANSFORMATOR KOD A-POJAČALA

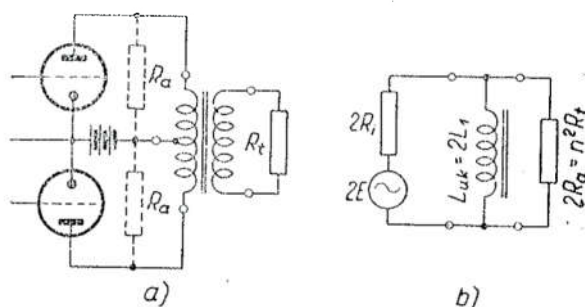
U protufaznom izlaznom transformatoru A-pojačala stvaraju struje mirovanja elektronki jednake i protusmjerne magnetske tokove, te pred-



Sl. 7-20. Sklop s uzastopnim izlaznim transformatorom.

magnetiziranja željeza nema. Stoga zračni raspor nije potreban, osim u slučaju, kad se rasporom želi izbjeći izobličenje uslijed krivulje magnetiziranja. Na sl. 7-21b vidimo nadomjesnu shemu sklopa iz sl. 7-17a za područje niskih frekvencija. R_a je optimalni opterećni otpor jedne elektronke. Ova shema se od sheme na sl. 5-7a, koja se odnosi na jednostavni izlazni transformator, razlikuje u tome, što elektromotorna sila generatora, unutarnji i opterećni otpor imaju ovdje dvostruko veću vrijednost. Da sličnost ovih dvaju sklopova bude potpuna (ista donja granična frekvencija!), potrebno je također da induktivitet bude dvostruko veći to

Sl. 7-21. Protufazni izlazni stupanj A-pojačala i njegova nadomjesna shema za niske frekvencije.



jest, da ukupni induktivitet primarnog svitka bude dvostruko veći od induktiviteta, koji je potreban jednoj elektronici:

$$I_{uk} = 2 L_1 \quad (7.5)$$

U tom slučaju svi zaključci u vezi s prigušnom karakteristikom sklopa na sl. 5-7. vrijede i za ovaj sklop.

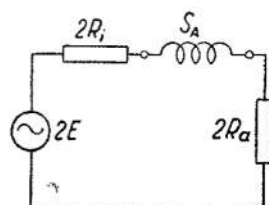
Odnos zavoja transformatora dobije se kao korijen iz odnosa otpora:

$$n = \frac{z_1}{z_2} = \sqrt{\frac{2R_a}{R_t}} \quad (7.6)$$

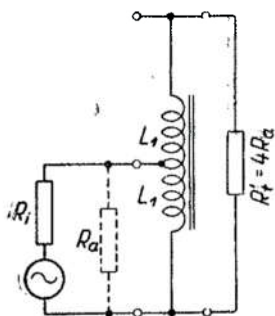
Analogno jedn. (5.4) možemo i ovdje napisati izraz, koji daje gornju graničnu frekvenciju (vidi sl. 7-22.):

$$f_g = \frac{2(R_i + R_a)}{2\pi S_A} \quad (7.7)$$

Ovdje je S_A ukupni rasipni induktivitet preračunat na broj zavoja cijelog primarnog svitka.



Sl. 7-22. Nadomjesna shema izlaznog stupnja A-pojačala za visoke frekvencije.



Sl. 7-23. Nadomjesna shema izlaznog stupnja B-pojačala za niske frekvencije.

7.10 PROTUFAZNI IZLAZNI TRANSFORMATOR KOD B-POJAČALA

Kod B-pojačala elektronke rade izmjenično: dok jedna opterećenom otporu daje snagu, druga je zakočena. Redukcijom na odnos zavoja 1:1 izlazni transformator postaje autotransformator, koji u odnosu na jednu elektronku ima odnos zavoja 1:2 (sl. 7-23.). Ako jedna elektronka treba da bude opterećena svojim optimalnim otporom R_a , onda ovaj otpor, transformiran na cijeli broj zavoja primara, ima vrijednost:

$$R'_t = 4 R_a \quad (7.8)$$

Isto vrijedi i za primarni induktivitet. Ako jednoj elektronki pripada induktivitet L_1 , tada dva puta veći broj zavoja, to jest cijeli primarni svitak, ima četiri puta veći induktivitet:

$$L_{uk} = 4 L_1 \quad (7.9)$$

Odnos zavoja sekundara prema cijelom primaru dobije se iz odnosa otpora:

$$n = \frac{z_1}{z_2} = \sqrt{\frac{4 R_a}{R_t}} \quad (7.10)$$

Označimo sa S_R ukupni rasipni induktivitet reduciran na primarnu stranu. Budući da elektronke rade izmjenično, to će rasipni induktivitet, koji otpada na jednu elektronku, biti jednak četvrtini ukupnog rasipnog induktiviteta S_R . To bi bio slučaj, kad bi u pogledu rasipanja prilike ostale iste bez obzira, da li radi cijeli primarni svitak, ili samo polovina, kao što je slučaj kod B-pojačala. No magnetska veza

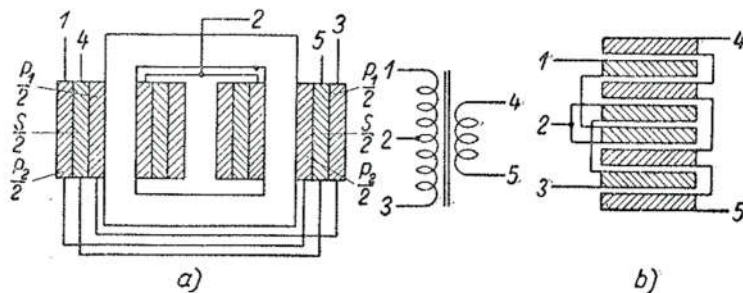
između pojedinih polovina primara i cijelog sekundara znatno je slabija, nego što to odgovara polovičnom broju zavoja. Zbog povećanog rasipanja ne će efektivni rasipni induktivitet jedne polovine primara biti četvrtina ukupnog rasipnog induktiviteta, nego će biti veći. Za koliko će se rasipni induktivitet povećati, ovisi o praktičkoj izvedbi transformatora. Pretpostavimo nepovoljan slučaj, da će rasipni induktivitet, koji djeluje pri radu pojedine elektronke, umjesto jedne četvrtine S_B , dakle $0,25 S_B$, iznositi $0,4 S_B$. Analogno jedn. (5.4) možemo tada pisati:

$$f_g = \frac{R_i + R_a}{2\pi \cdot 0,4 S_B}, \quad (7.11)$$

ili

$$f_g = \frac{2,5 (R_i + R_a)}{2\pi S_B} \quad (7.12)$$

Kako je S_B uz inače iste prilike veće od S_A (S_A se odnosi na zavoje, koji daju induktivitet $2 L_1$, a S_B se u istom smislu odnosi na $4 L_1$, dakle na dva puta više zavoja), to se uspoređivanjem formule (7.7) i (7.11) vidi, da rasipni induktivitet transformatora kod B-pojačala ima veći utjecaj nego kod A-pojačala. Zbog intermitirajućeg rada pojedinih polovina primara kod B-pojačala je gornja granična frekvencija uz iste prilike, što se tiče rasipanja, niža nego kod A-pojačala. Kako bi ukupni rasipni



Sl. 7-24. Vrste namota, koji se mogu uspješno upotrebiti za izlazne transformatore B-pojačala.

induktivitet bio što manji, treba paziti, da i rasipni induktivitet između polovina primara bude što manji. Sl. 7-24. prikazuje, kakav se raspored svitaka može uspješno primijeniti kod gradnje izlaznih transformatora za protufazna B-pojačala.

Zbog visokih napona, s kojima rade protufazna pojačala, posebnu pažnju treba posvetiti izolaciji namota. Dok je pojačalo u pogonu, ne smije se izlazni transformator ostaviti neopterećen, jer tada na njemu nastaju naročito visoki naponi.¹ Kako bi opterećenje ostalo stalno, pa prema tome izobličenje i napon u određenim granicama, preporuča se da se kod iskapčanja pojedinih zvučnika ukopčaju odgovarajući otpori.

7.11 IZLAZNI TRANSFORMATOR U PETLJI NEGATIVNE REAKCIJE

Opširnije izlaganje o problemu izlaznog transformatora u petlji negativne reakcije može se naći u autorovoj knjizi »Negativna reakcija u tonfrekventnoj tehnici« (glava IV, poglavlje 7.). Ovdje ćemo se osvrnuti na neke probleme u vezi s konstrukcijom transformatora.

Budući da uz primjenu negativne reakcije treba kontrolirati znatno širi pojas frekvencija, to se na transformator, koji se nalazi u petlji negativne reakcije, stavljaju stroži zahtjevi. U prvom redu, uzevši općenito, primarni induktivitet treba da bude velik, znatno veći od onog, koji zahtijeva donja granična frekvencija prenošenog područja. Rasipni induktivitet treba da bude malen, kako bi sa štetnim kapacitetom dao rezonantnu frekvenciju u području iznad frekvencije, kod koje pojačanje unutar petlje negativne reakcije postaje jednako jedinici. U vezi s ovim zahtjevima treba odabrati željeznu jezgru s velikom permeabilnošću kod nižih magnetskih gustoća. Kako su visokopermeabilne jezgre skupe, to se najčešće ipak ostaje kod silicijskog lima. Za izračunavanje primarnog induktiviteta možemo se poslužiti slijedećom empiričkom formulom:

$$L = \frac{R_a \times p}{2000} \quad [\text{henrija}] \quad (7.13)$$

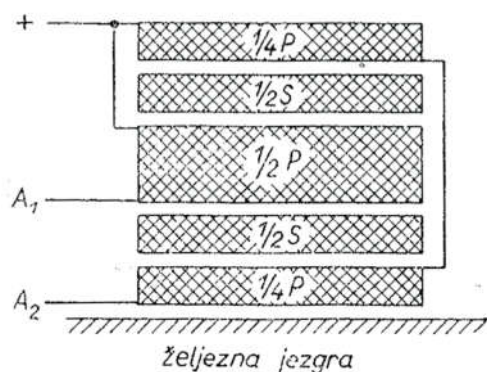
gdje je R_a optimalni opteretni otpor izlaznog stepena (kod protufaznog stepena od anode do anode), a p je stupanj negativne reakcije. Na primjer: neka se radi o protufaznom izlaznom stepenu s elektronkom EL 84, a negativna reakcija neka bude tolika, da pojačanje smanjuje 20 puta, tada se kao primarni induktivitet dobiva:

$$L = \frac{8000 \times 20}{2000} = 80 \text{ henrija}$$

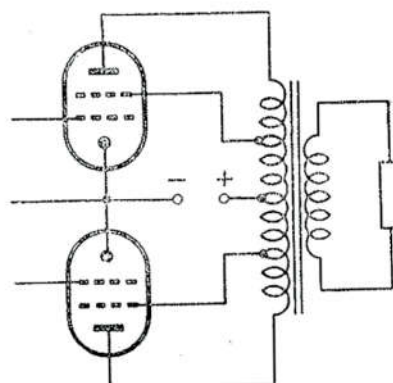
¹ To vrijedi u slučaju, ako transformator nije uključen u petlju negativne reakcije.

Da bi se dobio što manji rasipni induktivitet, treba uzeti jezgru velikog presjeka, kako bi se izašlo sa što manje zavoja žice. Time se dobiva i ekonomičnija konstrukcija transformatora. Na sl. 7-25. dan je način smještaja svitaka, koji je jednostavan, a ipak daje transformator, kod kojeg je prigušna karakteristika linearna do nekih 30 kHz.

Sl. 7-25. Način namatanja, koji se može preporučiti, kad se kod protufaznog izlaznog transformatora uzima napon za negativnu reakciju sa sekundara.



Danas se mnogo upotrebljava izlazni protufazni stepen u takozvanom »ultralinearnom spoju« ili u spoju s »raspodijeljenim opterećenjem«. To je spoj, kod kojeg je odvojak primara spojen sa zaštitnom rešetkom



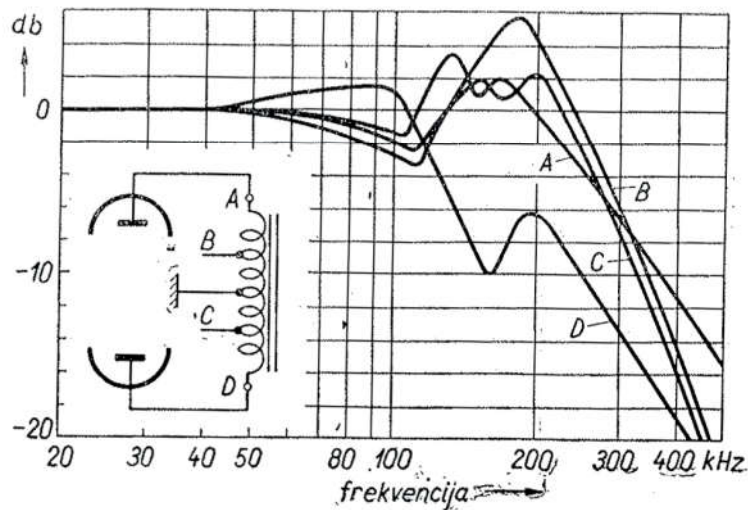
Sl. 7-26. Izlazni stepen u »ultra-linearnom spoju«.

(sl. 7-26). Ako se kod ovakvog sklopa transformator ne izvede onako, kako sklopu odgovara, može lako doći do oscilacija. Zato kod projektiranja transformatora treba pripaziti na slijedeće:

- Induktivna veza između zaštitne rešetke i anode dotične elektronke mora biti čvršća nego između druge anode ili opterećnog otpora.
- Parazitni kapacitet između zaštitne rešetke i suprotne anode mora biti malen.

c) Rasipni induktivitet između anode i zaštitne rešetke kod pojedine elektronke, a isto tako parazitni kapacitet između anoda i zaštitnih rešetaka prema zemlji moraju biti što je moguće manji.

Iz dijagrama na sl. 7-27. vidi se, kako uz neispravno sagrađen transformator mogu prigušne karakteristike na pojedinim odvojcima biti različite. Ovakav transformator ne može osigurati stabilan rad pojačala.



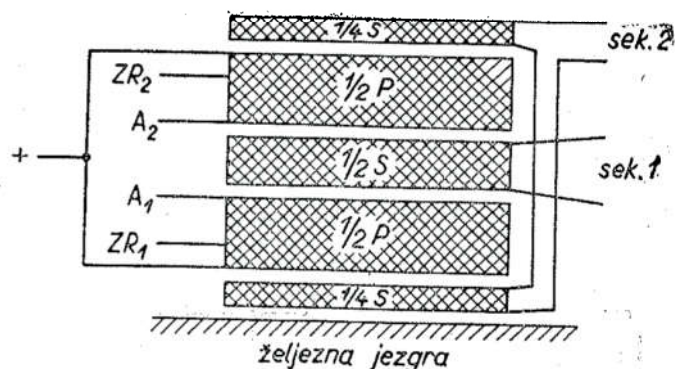
Sl. 7-27. Prigušne karakteristike na primaru transformatora za »ultralinearni spoj«.

Na sl. 7-28. vidi se raspored svitaka, koji omogućuje da se gornji zahtjevi u velikoj mjeri zadovolje. Posebno treba napomenuti da kod transformatora u »ultralinearnom spoju« primarni induktivitet ne mora biti velik. Kao što je poznato, donja granična frekvencija, fazni zakret i harmoničko izobličenje ovise kod transformatora o odnosu primarnog induktiviteta prema efektivnom unutarnjem otporu generatora. Ovaj otpor jednak je paralelnom spoju unutarnjeg otpora elektronke i transformiranog opterećenog otpora. Kako se tetroda ili pentoda dovođenjem dijela anodnog napona na zaštitnu rešetku pretvara djelomično u triodu, to njezin unutarnji otpor postaje malen, pa prema tome postaje malen i efektivni otpor izlaznog stepena kao generatora.

7.12 MODULACIONI TRANSFORMATOR U PI-SPOJU

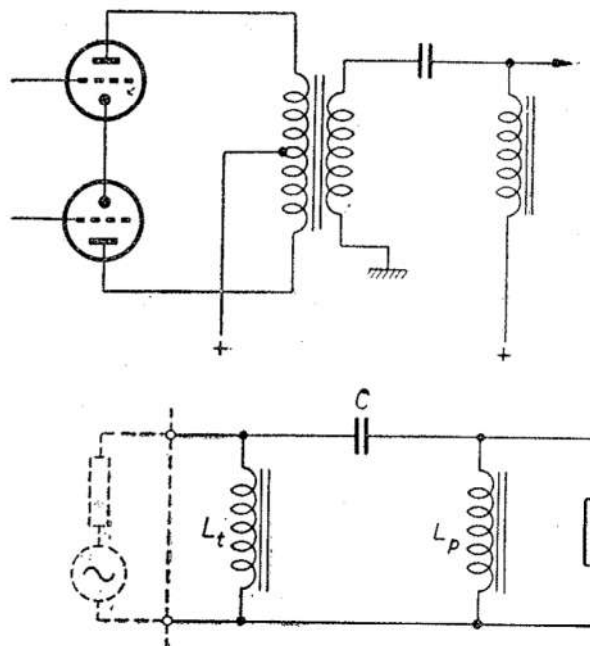
U glavi 6., gdje smo izložili prednosti paralelnog napajanja, vidjeli smo, kako se ispravnim dimenzioniranjem induktiviteta i kapaciteta

Sl. 7-28. Za snage do 30 vata može se preporučiti ovaj raspored svitaka kod transformatora za »ultralinearni spoj«.



proširuje frekventno područje naniže. Ovakav se pi-filtar može vrlo uspješno primijeniti kod velikih odašiljača.

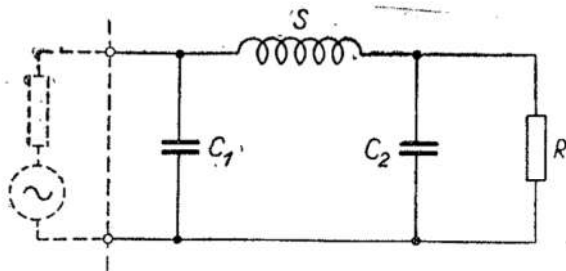
Kod anodno-moduliranog odašiljača polovinu izlazne snage daje modulator. Primjenom metode pi-filtra mogu se u velikoj mjeri smanjiti dimenzije transformatora, kondenzatora i prigušnice, a da se pri tome zadrži visoka kvaliteta izlaznog stepena pojačala.



Sl. 7-29. Izlazni stepen modulacionog pojačala i nadomjesna shema za područje niskih frekvencija.

Sl. 7-29. prikazuje izlazni stepen modulacionog pojačala, a također i ekvivalentni pi-filtar. Opteretni otpor filtra predstavlja ulazni otpor

stepena, koji se modulira. Prema klasičnom načinu bio bi induktivni otpor transformatora i prigušnice kod najniže frekvencije tri do četiri puta veći od ulaznog otpora moduliranog stepena. Naprotiv, kod pi-filtra induktiviteti, kao i kapacitet, imaju kod najniže prenošene frekvencije otpor, koji je samo za 40% veći od opterećenog otpora. Ako se primjenjuje negativna reakcija, ove otporne vrijednosti imaju elementi filtra kod dva do tri puta niže frekvencije.



Sl. 7-30. Nadomjesna shema izlaznog stepena modulacionog pojačala za područje visokih frekvencija.

Također u području visokih frekvencija može se iskoristiti pi-filtar, sastavljen od rasipnog induktiviteta transformatora i parazitnih ulaznih i izlaznih kapaciteta (sl. 7-30.). Povoljnije je ovaj induktivitet i kapacitete održati što manjima, a tek dodavanjem vanjskih kapaciteta i induktiviteta postići uvjete za pi-filtar kod najviše prenošene frekvencije.

Sve ovo, što je rečeno o niskopropusnom i visokopropusnom pi-filtru u vezi s modulacionim transformatorom, vrijedi i kod opterećenih međustepenih transformatora modulacionog pojačala. Prednosti pi-filtra dolaze do izražaja samo kod prenošenja širokog područja frekvencija, na primjer od 30 do 10000 herca, i za veće snage, preko 100 vata. Za uža područja frekvencija i za manje snage ekonomičnije je upotrebiti samo transformator (s rasporom u jezgri, da istomjerna struja jezgru magnetski ne zasiti).

VRSTE TRANSFORMATORSKIH ŽELJEZA I NJIHOVA SVOJSTVA

Svojstva transformatora u velikoj mjeri ovise i o vrsti limova, od kojih je sastavljena jezgra, i to kako o njihovoj *debljini*, tako i o *leguri*, od koje je lim građen. Za gradnju tonfrekventnih transformatora najčešće se upotrebljavaju limovi od *željeza legiranog sa silicijem*. Za specijalne svrhe upotrebljavaju se legure od *niklja i željeza*, odnosno *niklja, željeza i još nekih elemenata* (visokopermeabilne legure). Posve čisto željezo ima vanredno veliku permeabilnost, koja se penje i preko 200 000. Kako kroz transformatorsko željezo prolazi izmjenični ili promjenljivi magnetski tok, to je u vezi s gubicima od vrtložnih struja vrlo važna električka vodljivost željeza. Legiranjem i dodavanjem nemetalnih elemenata (ugljik, kisik, arsen i dr.) vodljivost se u velikoj mjeri smanjuje.

8.1 SILICIJSKO ŽELJEZO

Najvažnija legura za transformatorske limove je legura željeza i silicija. Dodavanjem silicija povećava se specifični otpor, a za malene magnetske gustoće i permeabilnost, dok se gubici uslijed histereze smanjuju. Ovakvo željezo sadržava 0,5% do 4% silicija. Najveća permeabilnost silicijskog željeza kreće se između 8 000 i 10 000, a početna permeabilnost od 250 do 600. Magnetska svojstva silicijskih limova ovise i o smjeru valjanja. Ako se smjer valjanja podesi prema smjeru čestica željeza, dobiva se za 30% veća radna magnetska gustoća nego kod običnih silicijskih limova, i k tome još uz manje gubitke od histereze (hipersil-limovi). Radi ilustracije navodimo vrste transformatorskih magnetskih gustoća od 10 000 gaussa (V_{10}) i 15 000 gaussa (V_{15}), za frekvenciju 50 herca (DIN VDE 6400):

Vrsta lima	% Si	Debljina mm	Gubici V_{10} W/kg	Gubici V_{15} W/kg
I	0	1,0	8,0	19,0
I	0	0,5	3,6	8,6

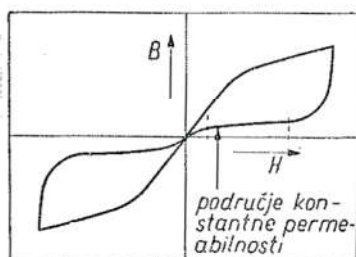
Vrsta lima	% Si	Debljina mm	Gubici V_{10} W/kg	Gubici V_{15} W/kg
II	0,5	0,5	3,0	7,4
III	2	0,5	2,3	5,6
IV	4	0,5	1,7	4,0
IV	4	0,35	1,3	3,25

Ako se silicijskom željezu doda 0,7% bakra, ne mijenja se bitno električka vodljivost, ali se znatno povećava otpornost protiv rđanju.

8.2 VISOKOPERMEABILNE LEGURE

Legure željeza i niklja poznate su pod imenom *permaloji*. Nikalj se dodaje u iznosu od 40% do 95%. Kod 78,5% niklja permeabilnost ima najvišu vrijednost: početna permeabilnost iznosi 10 000, a maksimalna do 100 000. Koercitivna sila iznosi samo 0,05 Az/cm. No zasićenje nastupa kod 10 000 gausa, što je naročito nezgodno, kad se radi o predmagnetiziranju. Ohlađivanjem željezno-nikaljnih legura u magnetskom polju uspjele je dobiti permeabilnost od 650 000, a koercitivnu silu smanjiti na 0,012 Az/cm. Nedostatak je legura od željeza i niklja u njihovoj velikoj električkoj vodljivosti i osjetljivosti na ugrijavanje i mehaničke potrese. Kod obradbe, kao što je savijanje, tokarenje i rezanje, gube se spomenuta posebna magnetska svojstva ovih materijala. Zbog toga je poslije obradbe potrebno ove legure podvrgnuti višesatnom žarenju kod 900 do 1 000°C, i to u struji vodika. Time se izgubljena magnetska svojstva povrate.

Legura od 76% Ni, 17% Fe, 5% Cu i 2% Cr zove se *mumetal*. Ovaj materijal ima tri puta veći specifični otpor od željezno-nikaljne legure



Sl. 8-1. Petlja histereze perminvara kod malih magnetskih gustoća.

i manje je osjetljiv na mehaničke utjecaje. Legure od željeza, niklja i kroma, te željeza, niklja i molibdena, imaju još veći specifični otpor

nelegure s bakrom. Naročito je veliko povećanje početne permeabilnosti.

Legure od niklja, željeza i kobalta zovu se *perminvari*. Uz odgovarajuću toplinsku obradbu perminvar ima kod malenih magnetskih gustoća konstantnu permeabilnost i vanredno malene gubitke uslijed histereze. Petlju histereze ovog materijala vidimo na sl. 8-1.

Željezo i kobalt u jednakim dijelovima daju *permendur*. On se odlikuje visokom permeabilnošću kod velikih magnetskih gustoća, te velikom magnetskom gustoćom zasićenja.

U slijedećoj tabeli donosimo podatke za nekoliko željezno-nikaljnih legura i za visokolegirani silicijski lim:

Ni-Fe-legure	Permaloj C	Perme- norm 4801	Mumetal	Megaperm 4510	Megaperm 6510	Si-lim
Kemijski sastav	78,5% Ni 18% Fe 3% Mo 0,5% Mn	48% Ni 52% Fe	76% Ni 17% Fe 5% Cu 2% Cr	45% Ni 45% Fe 10% Mn	65% Ni 25% Fe 10% Mn	— 96% Fe 4% Si
Početna permeabilnost	10 000	2700	12 000	3300	4800	500
Maksimalna permeabilnost	50 000	19 000	45 000	68 000	26 000	7000
postignuta kod H (cca) Az/cm	0,09	0,20	0,09	0,075	0,08	1,2
i magn. gustoće B (cca) gaussa	4500	4500	4000	5000	2000	6000
Zasićenje (gausa)	9000	14 000	8000	9300	8500	20 000
Koercitivna sila (ersteda)	0,035	0,20	0,030	0,053	0,08	0,50
Specifič. otpor Ω mm ² /m	0,55	0,58	0,45	0,97	0,58	0,55

Sve visokopermeabilne legure (koje prema sastavu, svojstvima i proizvođaču imaju različita imena, kao što su permaloj, mumetal, hipernik, elektrik-metal, permenorm, megaperm, perminvar, permendur i t. d.), odlukuju se velikom permeabilnošću, kako početnom, tako i maksimalnom, te malenim gubicima. No kod ovih legura dinamička permeabilnost naglo pada s predmagnetiziranjem. Stoga se transformatori, koji imaju

visokopermeabilne jezgre, ne uključuju u krug istosmjerne struje. Kod protufaznih transformatora s ovakvim jezgrama treba paziti da istosmjerne struje budu posve jednake.

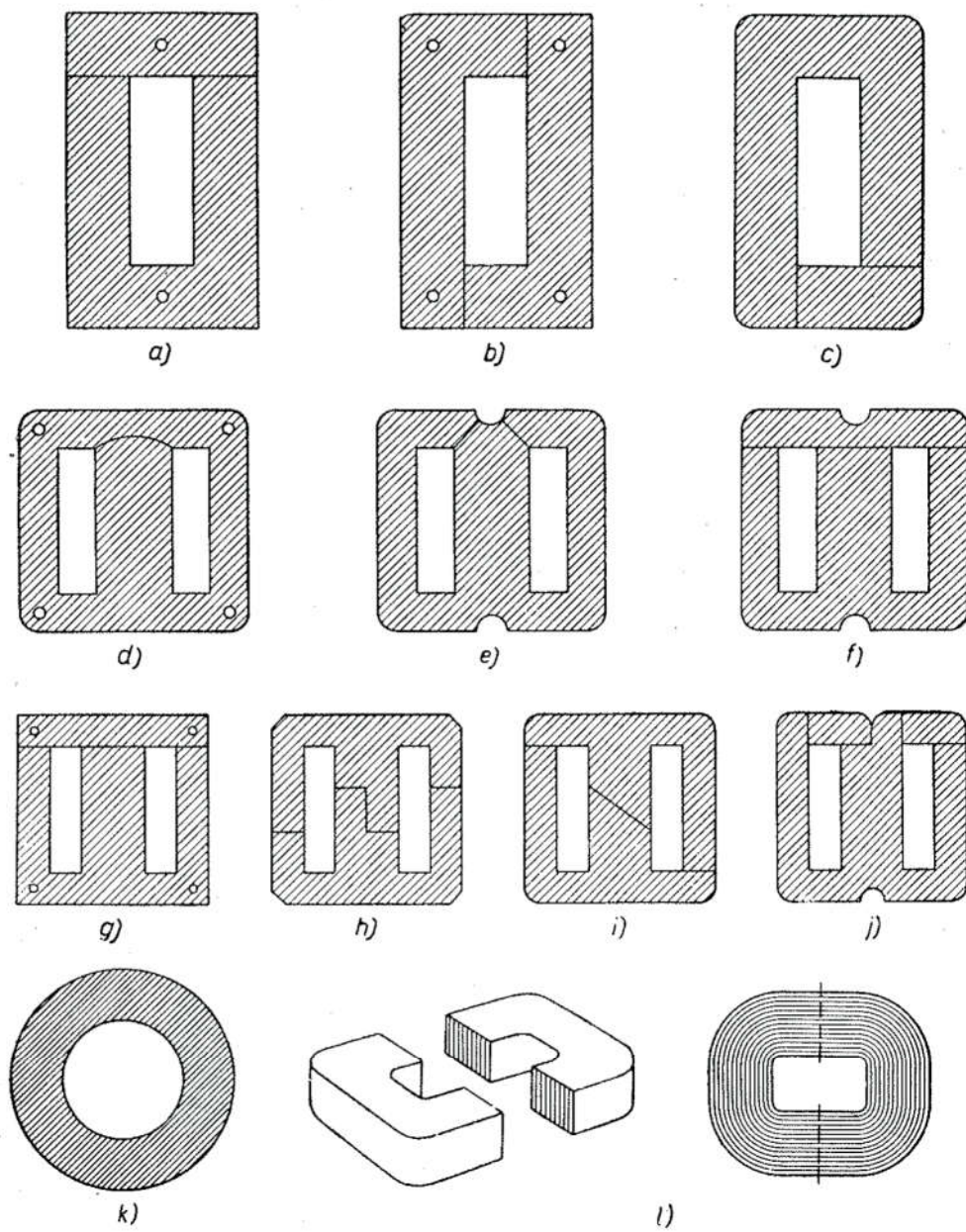
8.3 NEDOSTACI SILICIJSKOG ŽELJEZA I PREDNOSTI LEGIRANIH ŽELJEZA

Osim toga što ima relativno velike gubitke, nezgodna svojstva silicijskog željeza su i u tome, što ima malenu početnu permeabilnost i nagli porast permeabilnosti s povećanjem magnetske gustoće (vidi sl. 14-2.). Ova svojstva predstavljaju nedostatak naročito kod transformatora, koji se priključuju na posve niske napone, te rade s vrlo malenim magnetskim poljima. Da se dobije odgovarajući induktivitet, potrebno je zbog malene permeabilnosti u području malene magnetske gustoće upotrebiti ili mnogo zavoja, ili velik presjek željezne jezgre. I u jednom, i u drugom slučaju izlazi veći omski otpor žice i veći rasipni induktivitet. Uz to je još induktivitet ovisan o amplitudama napona, odnosno o magnetskoj gustoći. Ovaj nedostatak dolazi do izražaja naročito onda, kad se više jednakih pojačala spaja jedno iza drugoga (u telefenskoj tehnici), a isto tako i u slučaju, gdje se za korekciju prigušne karakteristike u području niskih frekvencija upotrebljavaju rezonantni sklopovi (promjena rezonantne frekvencije s promjenom amplituda napona!). Zbog toga je kod mikrofonskih, ulaznih i međustepenih transformatora mnogo bolje upotrebiti legure željeza s nikljem, koje, kao što se vidi iz sl. 14-2., uz veliku početnu permeabilnost imaju u većem području malenu ovisnost permeabilnosti o magnetskoj gustoći. Daljnja prednost upotrebe jezgri s nikljem je u tome, što se uz ista svojstva transformatora ili prigušnice težina jezgre može smanjiti na 1/4 do 1/6 od težine jezgre sa silicijskim limovima.

8.4 DEBLJINA IZOLACIJA I OBLIK LIMOVA

Transformatorski limovi se proizvode u debljinama od jednog milimetra pa do nekoliko tisućinki milimetra. Za mrežne transformatore najviše se upotrebljava silicijski lim debljine 0,5 do 0,35 mm. Kod tonfrekventnih transformatora ide se s debljinom lima i do 0,1 mm, dok se za specijalne svrhe, kad se radi o prenošenju frekvencija, koje iznose i na stotine kiloherca, upotrebljavaju limovi debljine tek nekoliko tisućinki milimetra.

Radi međusobne izolacije (vrtložne struje!) naljepljuje se na jednu stranu transformatorskih limova papir, ili se jedna strana lakira. Kod



Sl. 8-2. Nekoliko tipova transformatorskih limova.

vrlo tankih limova, kao i općenito kod limova od visokopermeabilnih legura, izolacioni sloj se dobiva kemijskim putem.

Na sl. 8-2. vidimo nekoliko oblika transformatora limova, kakvi se upotrebljavaju u industriji. Limovi s »jezikom« (sl. 8-2d i e) imaju prednost pred višedjelnim limovima, što je kod njih zračni raspor malen. No nezgodna im je strana, što su nepraktični za umetanje u namot, i što se kod njih ne može iskoristiti cijeli prozor (da bi se lim mogao umetnuti, mora mosur biti kraći). Umetanje višedjelnih limova je jednostavnije, a isto tako je pomoću ovih limova jednostavnije izvesti jezgru s određenim rasporem.

Jezgra sastavljena od prstenastih limova (sl. 8-2k) nema raspora.

Transformatorska jezgra može se načiniti i od limene trake. Traka se namota u oblik slova O (sl. 8-2l) i razreže na dva dijela oblika slova C. Poslije umetanja u namot stegne se posebnim pojasom omotan oko jezgre.

NAČINI NAMATANJA

Veličina rasipnog induktiviteta u velikoj mjeri ovisi o načinu namatanja. Prema svrsi, za koju je transformator namijenjen, odnosno prema gornjoj graničnoj frekvenciji, koja se od transformatora traži, ili prema obliku prigušne karakteristike u području visokih frekvencija, odabire se vrsta namota, kojima se može postići odgovarajuće rasipanje. Izračunavanje rasipnog induktiviteta može se provesti tek približno. Zato se rasipni induktivitet određuje mjerenjem, pri čemu dobivena vrijednost vrijedi kao konstanta za dotični tip transformatora i dotičnu vrstu namota. Danas se u praksi s lakoćom postižu rasipni induktiviteti, koji iznose 0,01% od primarnog induktiviteta (visokopermeabilne legure!).

Iz niže navedenih formula se vidi, da rasipni induktivitet ovisi, osim o *broju zavoja*, samo još o *geometrijskim dimenzijama namota*. Rasipni induktivitet nije ovisan o vrsti jezgre ni o predmagnetiziranju, jer rasipne silnice prolaze najvećim dijelom kroz zrak. Oklopni lonci, o kojima ovisi magnetski otpor izvan namota, povećavaju rasipanje. Rasipanje se povećava također i onda, ako se namatanje vrši »divlje«, to jest bez ređanja zavoja do zavoja.

O načinu namatanja ovisi i veličina kapaciteta među slojevima svitaka, kao i među samim svicima. Za izračunavanje ovih kapaciteta potrebno je između ostaloga poznavati i razmak između slojeva, odnosno svitaka, te dielektričku konstantu izolacije. Razmak između slojeva ovisan je o debljini izolacije žice i izolacionog papira, kao i o nategnutosti žice prilikom namatanja. Prosječna dielektrička konstanta ovisna je o dielektričkoj konstanti papira, te o dielektričkoj konstanti izolacije žice. Određivanje i odabiranje ovih podataka je nepouzđano, pa zbog toga formule za izračunavanje kapaciteta namota ne ćemo ni navoditi.

9.1 CILINDRIČNI NAMOT

Cilindrično namatanje je najjednostavniji i najčešći način namatanja (sl. 9-1.). Kod ovog namota rasipni induktivitet *reduciran na primarnu stranu* može se izračunati po formuli:

$$S = 1,14 \times 10^{-8} \cdot \frac{l_z}{l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{3} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.1)$$

gdje je:

z_1 = broj primarnih zavoja,

α_1, α_2 = debljina primarnog, odnosno sekundarnog svitka (cm),

h_1 = razmak između svitaka (cm),

l = dužina namota (cm),

l_z = srednja dužina zavoja obaju svitaka, odnosno namota (cm).

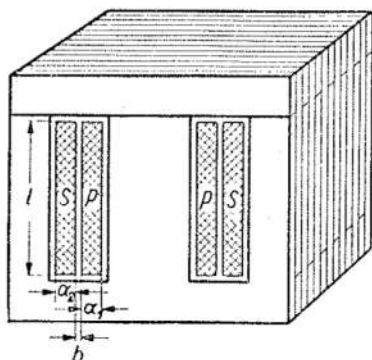
Srednja dužina zavoja nekog svitka može se uz oznake prema sl. 9-2. izračunati po formuli:

$$l_z = 2 (s + h + r_m \cdot \pi) \quad [\text{cm}] \quad (9.2)$$

r_m je radius srednjeg zavoja mjeren od brida jezgre. Kako je ovaj radius zapravo jednak polovini širine prozora, dakle $r_m = a/2$, to se dužina srednjeg zavoja cijelog namota može izračunati po formuli:

$$l_z = 2 (s + h + 1,5a) \quad [\text{cm}] \quad (9.2a)$$

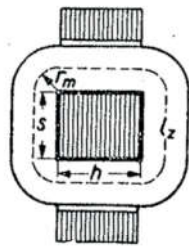
Iz formule (9. 1) se vidi, da će rasipni induktivitet biti to veći, što je promjer namota veći, što je veći broj zavoja, što je manja



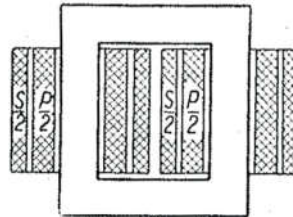
Sl. 9-1. Cilindrični namot.

dužina namota, zatim što je razmak između svitaka veći, i što je veća debljina pojedinih svitaka. Dijeljenjem cilindričnog namota na dva jednaka dijela, kao na sl. 9-3., gdje je na svakom rebru O-jezgre namo-

tana polovina primarnog i sekundarnog svitka, dobiva se rasipni induktivitet, koji je približno jednak dvostrukom rasipnom induktivitetu namota na jednom rebru. Prema tome može se upotrebiti formula (9. 1)



Sl. 9-2. Srednja dužina zavoja cijelog namota.

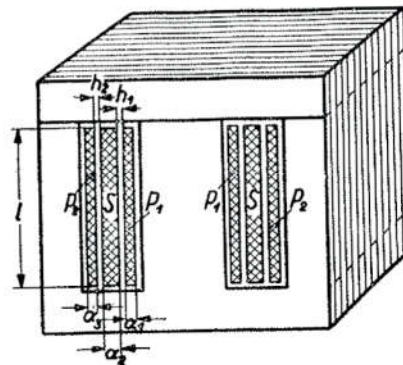


Sl. 9-3. Razdijeljeni cilindrični namot na O-jezgrli.

uz oznaku kao na sl. 9-1 (z_1 u formuli je stvarni $z_1/2!$), a rezultat se udvostruči. Cilindrični namot se može izvesti i tako, da se jedan svitak uklopi među dvije polovine drugog svitka (sl. 9-4.). U tom slučaju se rasipni induktivitet smanji na približno četvrtinu. Formula za izračunavanje glasi:

$$S = 0,28 \times 10^{-3} \cdot \frac{lz}{l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + h_2 + \frac{a_1 + a_2 + a_3}{3} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.3)$$

S dijeljenjem svitaka može se ići i dalje, to jest namot se može razdijeliti i u više slojeva, kao što se vidi na sl. 9-5. Takvim namatanjem



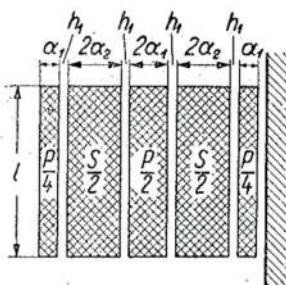
Sl. 9-4. Cilindrični namot s uklopljenim sekundarnim svitkom.

postaje magnetska veza između primarnog i sekundarnog svitka mnogo čvršća. Primarni i sekundarni svitak podijeli se svaki na t dijelova, tako

da t primarnih dijelova leži pokraj t sekundarnih dijelova. Unutar namota nastaju sektori dvostruke debljine. Kod ovakvog namota rasipni induktivitet se izračunava po formuli:

$$S = 1,26 \times 10^{-8} \cdot \frac{l_z}{t \cdot l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{3} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.4)$$

Uspoređujući formulu (9. 1) s formulom (9. 4) vidi se, da kod podijeljenog namota smanjenje rasipnog induktiviteta nastupa iz dva razloga: prvo zbog dijeljenja na t sektora, a drugo zbog smanjenja dimenzija α_1 i α_2 . Međutim ovaj način namatanja ima i svoje nedostatke. Zbog povećanog



Sl. 9-5. Višeslojni cilindrični namot

broja razmaka između pojedinih svitaka preostaje manje prostora za bakar, te se povećava radni otpor bakra. Osim toga znatno se povećava kapacitet između primarnog i sekundarnog svitka.

9.2 PLOČASTI NAMOT

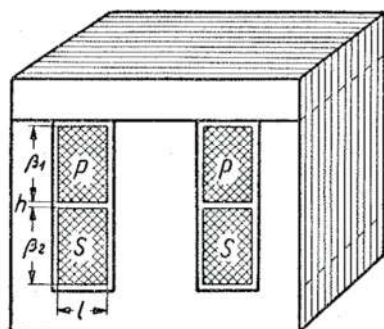
Dijeljenje namota može se provesti ne samo u smjeru, koji je paralelan sa željeznom jezgrom, nego i okomito na nju. Tako nastaje pločasti namot, koji shematski prikazan vidimo na sl. 9-6. do 9-8. Rasipni induktivitet namota, u kojem je primarni svitak smješten pokraj sekundarnog, kao na sl. 9-6., izračunava se po formuli:

$$S = 1,26 \times 10^{-8} \cdot \frac{l_z}{l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + \frac{\beta_1 + \beta_2}{3} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.5)$$

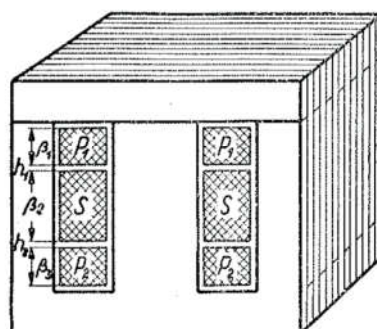
Za slučaj, gdje je sekundarni svitak uklopljen među dva dijela primarnog svitka (sl. 9-7.), vrijedi formula:

$$S = 0,32 \times 10^{-8} \cdot \frac{l_z}{l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + h_2 + \frac{\beta_1 + \beta_2 + \beta_3}{2} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.6)$$

I kod pločastog namota može se provesti dijeljenje na sektore, kao što vidimo na sl. 9-8. I ovdje t sektora (na slici $t = 4$) primarnog svitka



Sl. 9-6. Pločasti namot.



Sl. 9-7. Pločasti namot s uklopljenim sekundarnim svitkom.

leži pokraj t sektora sekundarnog svitka. Uz oznake na slici (dužine u cm) rasipni induktivitet se može izračunati po slijedećoj formuli:

$$S = 1,26 \times 10^{-8} \cdot \frac{l_z}{t \cdot l} \cdot z_1^2 \left(h_1 + \frac{\beta_1 + \beta_2}{3} \right) \quad [\text{henrija}] \quad (9.7)$$

9.3 DODATNI SVICI PROTIV RASIPANJA

Rasipanje se može smanjiti i tako, da se u namot umetnu dodatni svici. Ovi svici moraju međusobno imati posve jednaki broj zavoja. Počeci i krajevi svitaka spajaju se zajedno. Dodatni svici smanjuju samo rasipni tok i ne opterećuju transformator, jer s obzirom na magnetski tok u željezu oni djeluju kao neopterećeni, paralelno spojeni svici. Kako ovi svici moraju imati što manji omski otpor, zapremaju dosta mjesta, zbog čega se znatno povećava omski otpor glavnih svitaka. Ovo je velik nedostatak ovog načina smanjivanja rasipnog toka.

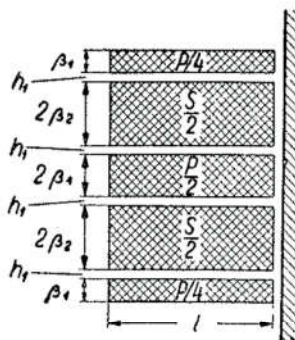
9.4 ŠTEDNI TRANSFORMATOR (AUTOTRANSFORMATOR)

U slučajevima, gdje galvanika veza između primarnog i sekundarnog svitka ne smeta, i gdje odnos zavoja ima vrijednost, koja je blizu 1,

može se upotrebiti štedni transformator. Kod ovog transformatora je dio jednog svitka ujedno i drugi svitak, zbog čega je rasipanje neznatno.

9.5 MULTIFILARNO NAMATANJE

Naročito maleno rasipanje magnetskog toka može se postići multifilarnim namatanjem, to jest tako, da se žice primarnog i sekundarnog svitka motaju jedna pored druge. Ako je odnos zavoja na primjer 1 : 10, tada se 11 izoliranih žica splete i zajedno namota. Uz upotrebu visoko-permeabilnih materijala može se na ovaj način postići faktor rasipanja do 10^{-6} . Transformator s ovakvim namotom ima vrlo velik kapacitet, te se može upotrebiti samo ondje, gdje taj kapacitet ne smeta.



Sl. 9-8. Višedjelni pločasti namot.

9.6 TOROIDNI TRANSFORMATOR

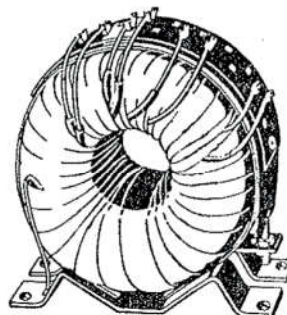
Transformatori s jezgrom prstenastog (toroidnog) oblika zovu se toroidni transformatori. Prednost ovakvih transformatora je u tome, što su manje osjetljivi na vanjska magnetska polja, i što im je rasipni induktivitet manji. No jedna i druga prednost postiže se tek onda, ako se svaki od svitaka jednoliko raspodijeli po cijeloj jezgri.

ZAŠTITA TRANSFORMATORA OD VANJSKIH MAGNETSKIH I ELEKTRIČNIH POLJA

Rasipno polje mrežnog transformatora ili prigušnice u ispravljaču može u tonfrekventnim transformatorima pojačala inducirati napon brujanja. Također može tonfrekventni transformator djelovati jedan na drugi, te uzrokovati zviždanje. Na vanjska magnetska polja naročito su osjetljivi ulazni transformatori, jer iza njih slijedi veliko pojačanje.

Prva mjera, koja u otkrivanju ovako nastalog brujanja pomaže, sastoji se u tome, da se tonfrekventni transformator od mrežnog transformatora ili prigušnice što više *udalji*. Osim ovoga važan je i *međusobni položaj*. Potrebno je da se os tonfrekventnog transformatora prema osi mrežnog transformatora postavi tako, da magnetska veza između njih bude što slabija. Kako blizi metalni dijelovi mijenjaju oblik rasipnog polja, to se najpovoljniji međusobni položaj transformatora može odrediti samo pokusom.

Naročito maleno rasipno polje imaju mrežni transformatori s prstenastom jezgrom, po kojoj je namot jednoliko raspoređen (sl. 10-1.). Kako bi rasipanje magnetskih silnica kod mrežnog transformatora bilo

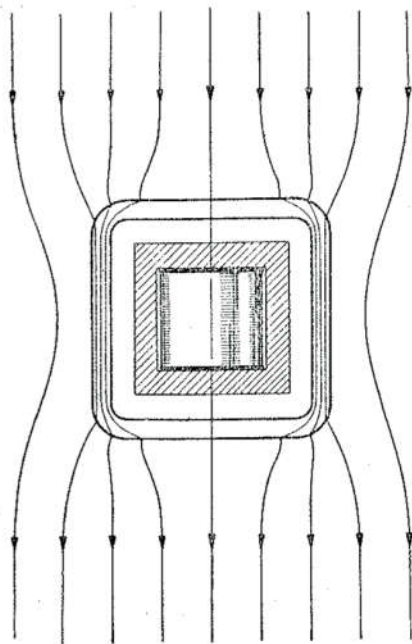


Sl. 10-1. Prstenasti mrežni transformator.

što manje, preporuča se, da se s magnetskom gustoćom ne ide na više od 8000 gaussa. Korisno je također, da se mrežni transformator zatvori u kutiju od željeza sa što debljim stijenama.

10.1 MAGNETSKO OKLAPANJE

Štetni inducirani napon može se kod tonfrekventnog transformatora smanjiti oklapanjem, to jest stavljanjem transformatora u metalnu kutiju. Pri tome razlikujemo oklapanje pomoću magnetskih materijala i oklapanje pomoću materijala, koji imaju veliku električku vodljivost. Sl. 10-2. prikazuje kako djeluje magnetski oklop. Budući da se redovito

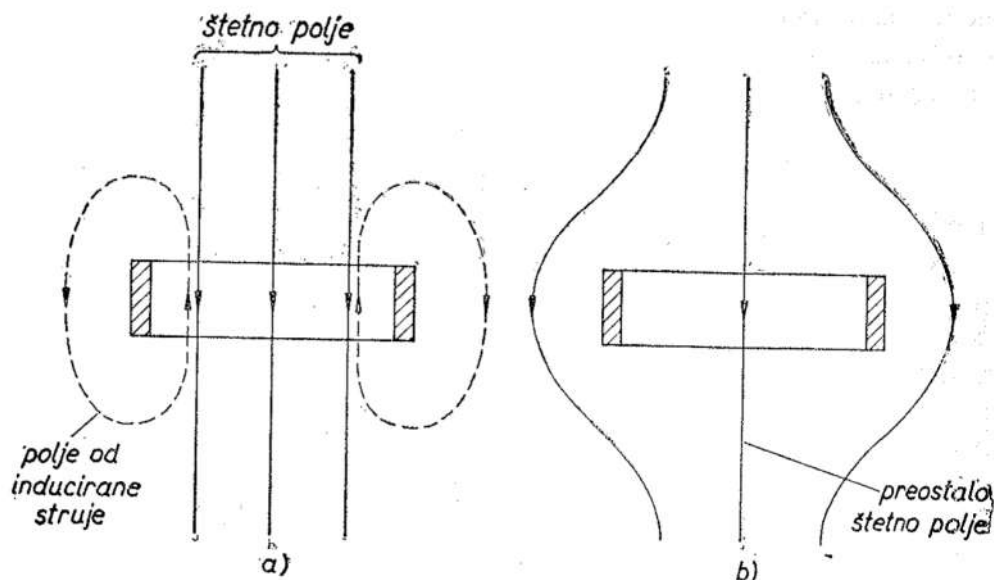


Sl. 10-2. Oklop od magnetskog materijala pruža magnetskim silnicama manji otpor nego zrak, te silnice mimoilaze transformator, koji se nalazi unutar oklopa.

radi o slabim rasipnim poljima, potrebno je da željezo za oklapanje ima što veću početnu permeabilnost. U tom pogledu vrlo su pogodne legure željeza s nikljem (permaloj i slično). Oklopno djelovanje se također povećava s veličinom oklopne kutije i s debljinom njezine stijenke. Naročito efikasno oklapanje postiže se tako, da se više oklopnih kutija smjesti izolirano jedna u drugu.

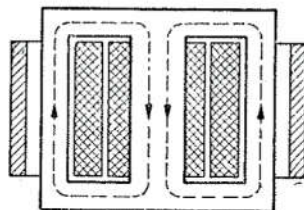
Drugačije od magnetskog oklopa djeluje oklop od materijala s velikom električkom vodljivošću. Na sl. 10-3. prikazano je djelovanje ovakvog oklopa, koji ima oblik prstena. Strano izmjenično rasipno polje, koje prolazi kroz prsten (sl. 10-3a), inducira u prstenu struju. Ova struja stvara svoje magnetsko polje, koje je protivnog smjera prema onom prvom (na slici naznačeno crtkano). Zbog toga dolazi do djelomičnog poništavanja polja unutar prstena, to jest do istjerivanja stranog polja.

iz prstena (sl. 10-3b). Unutar prstena ostaje samo onoliko polje, koliko je potrebno za podržavanje inducirane struje. Da ova struja bude što jača, i prema tome polje unutar prstena što slabije, mora prsten imati što manji omski otpor (zato obično od bakra ili aluminija). Ovakav prsten



Sl. 10-3. Stvarno izmjenično magnetsko polje i magnetsko polje od inducirane struje daju zajedničko polje, koje je unutar metalnog prstena slabije od stranog polja samog.

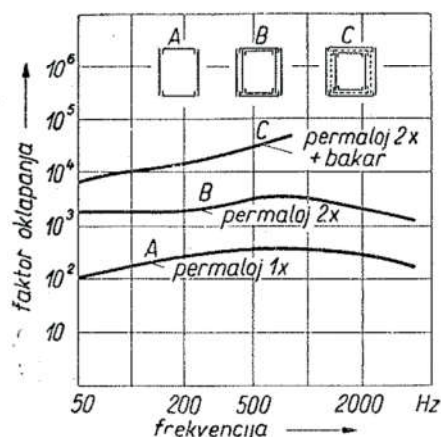
ne djeluje kao sekundarno opterećenje transformatora, jer magnetski tok transformatora nije vezan s prstenom. Na sl. 10-4. vidimo da isto onoliko magnetski tok, koji kroz srednje rebro prolazi u jednom smjeru, kroz vanjska rebra prolazi u drugom smjeru. Dakle na vanjski prsten ovaj tok nema djelovanja.



Sl. 10-4. Magnetski tok transformatora prolazi kroz oklopni prsten u oba smjera, te ne inducira u prstenu struju.

S obzirom na frekvenciju štetnog polja ponaša se magnetski oklop drugačije od nemagnetičkog. Djelovanje magnetičkog oklopa je u ve-

likom frekventnom području neovisno o frekvenciji. Nemagnetički oklop ima kod niskih frekvencija slabije djelovanje i zaštićuje uglavnom kod viših frekvencija. Na sl. 10-5. pomoću dijagrama je prikazano djelovanje različitih oklopa u ovisnosti o frekvenciji. Potrebno je napomenuti da oklopi od lijevanog željeza, pa bili i s vrlo debelim stijenkama, nemaju naročito oklopno djelovanje. U tom pogledu nešto su bolji oklopi od vučenog čelika.



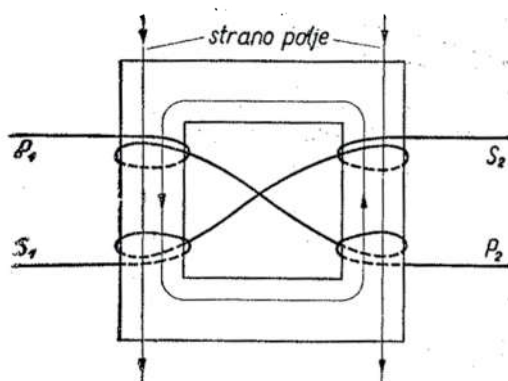
Sl. 10-5. Ovisnost faktora oklapanja o frekvenciji za različite načine oklapanja. Pod faktorom oklapanja razumijeva se odnos vrijednosti magnetske gustoće bez oklopa prema vrijednosti magnetske gustoće unutar oklopa.

10.2 ASTATIČKO NAMATANJE

Utjecaj vanjskih polja može se smanjiti i posebnim načinom namatanja, takozvanim astatičkim namatanjem, koje je shematski prikazano na sl. 10-6. Primarni i sekundarni svitak jednako se raspodjeli na oba rebra O-jezgre tako, da vanjsko polje inducira u jednom svitku dva jednaka protusmjerna napona, koji se ponište. Naprotiv, naponi inducirani od vlastitog magnetskog toka zbrajaju se.

U dijagramu na sl. 10-7. prikazana je ovisnost induciranog napona smetnji o kutu zakreta transformatora prema smjeru polja. Radi se o dva transformatora, inače jednakih električkih karakteristika, od kojih je jedan motan astatički na O-jezgru, a drugi na EI-jezgru. Na sl. 10-8. naznačeni su smjerovi polja za minimalni i maksimalni utjecaj. Iz dijagrama se vidi, kolika je prednost upotrebe transformatora sa O-jezgrom.

Toroidni (prstenasti) tonfrekventni transformatori također su manje osjetljivi na vanjska magnetska polja.



Sl. 10-6. Strano izmjenično magnetsko polje inducira u astatičkom namotu napone, koji su protusmjerni, te se poništavaju.

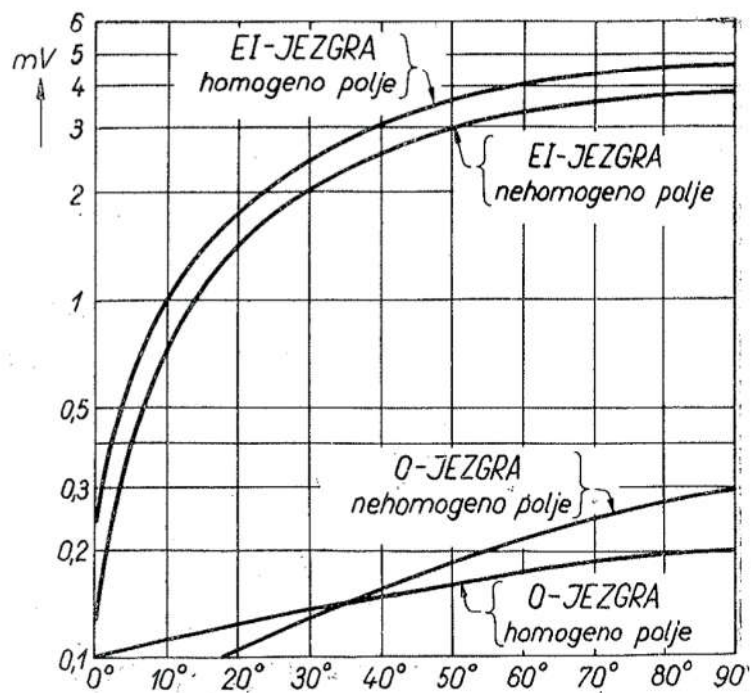
10.3 ELEKTROSTATSKO OKLAPANJE

Za zaštitu od električkih polja može se upotrebiti oklop od bilo kakvog vodiča. Debljina i veličina oklopa nije od važnosti. Prema tome transformator oklopljen protiv magnetskih polja ujedno je zaštićen i od električkih polja.

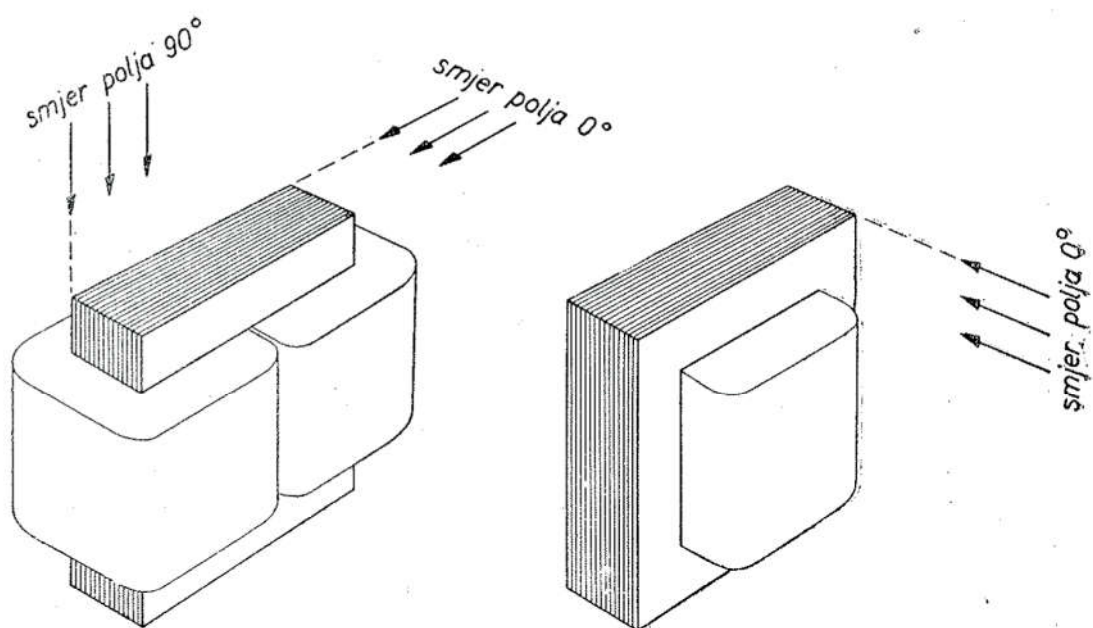
Često je potrebno da se kod transformatora spriječi kapacitivna veza između pojedinih svitaka. U praksi se to postiže pomoću omatanja svitaka metalnom folijom, ali tako da se krajevi folije jedan od drugog izoliraju, kako ne bi nastao kratko spojeni zavoj. Time se kapacitet između svitaka nadomjesti kapacitetom između pojedinih svitaka i oklopne folije. Spajanjem elektrostatičkih oklopa s krajevima svitaka nestaje kapacitivne veze među svicima, dok na magnetsku vezu ovako oklapanje nema nikakvog utjecaja. Na sl. 10-9. prikazano je, kako se takvo oklapanje izvodi u praksi, i to za slučaj, kad se radi o jednostavnom namotu (sl. 10-9a), i za slučaj, kad se želi da vlastiti kapacitet pojedinih svitaka bude malen (sl. 10-9b).

Također jednostavnim umetanjem folije među svitke postiže se statičko oklapanje, koje doduše nije stopostotno, ali često posve zadovoljava (sl. 10-10.). Umjesto folije može se namotati i jedan sloj žice. Uzemljivanjem ovakvog oklopa sprečava se, na primjer, kod mrežnog transformatora, da štetne visokofrekventne struje prijeđu iz rasvjetne mreže u dotični elektronski uređaj.

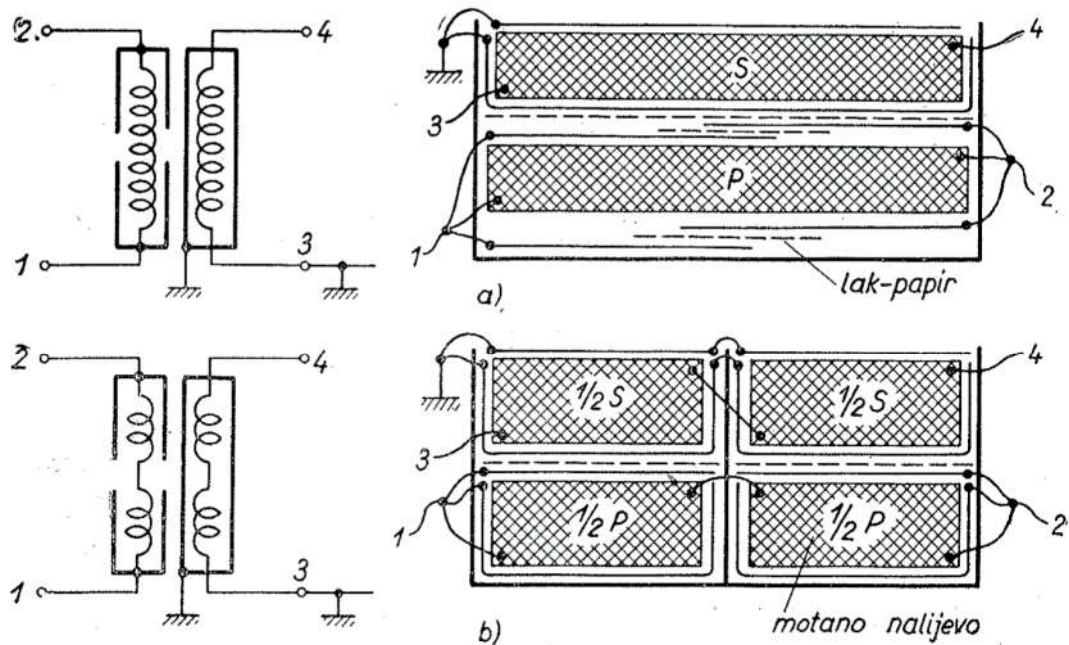
Ako izvor signala daje vrlo malu elektromotornu silu (izvor s vrlo niskom impedancijom), može se dogoditi da je stvarni napon prenesen kapacitivnim putem s neuzemljenog primara na sekundar čak



Sl. 10-7. Ovisnost napona induciranog od štetnog vanjskog polja o smjeru polja prema jezgri.

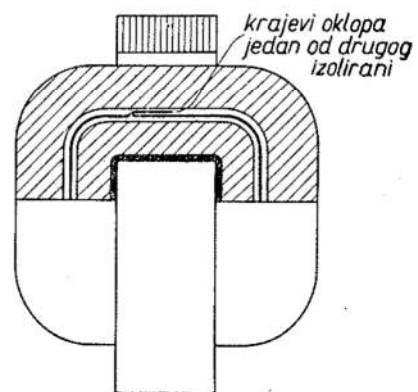


Sl. 10-8. Transformatori i smjer paraznog polja u vezi s dijagramima na sl. 10-7.

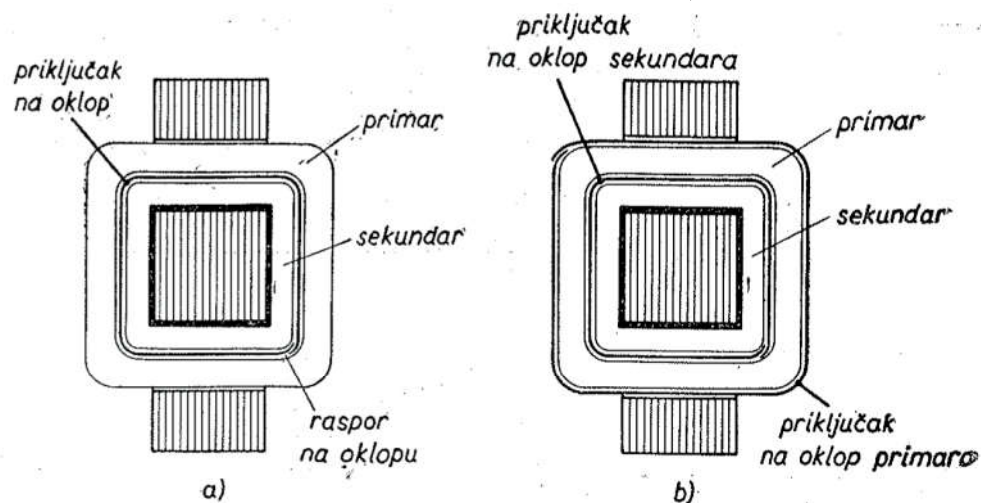


Sl. 10-9. Oklapanje transformatora protiv kapacitivnih veza, sheme i prikaz praktične izvedbe.

viši od napona signala. U takvom slučaju nužno je između namota staviti elektrostatski oklop. Pri tome može biti važno, gdje se stavlja odvod za zemlju. Da struje koje teku kroz oklop, ne bi magnetizirale jezgru i time prenijele smetnje na sekundar, treba uzemljenje tako postaviti, da su ove struje protusmjerne i jednake. To se postiže uzem-



Sl. 10-10. Jednostavan elektrostatski oklop izveden od metalne folije uložene među svitke.



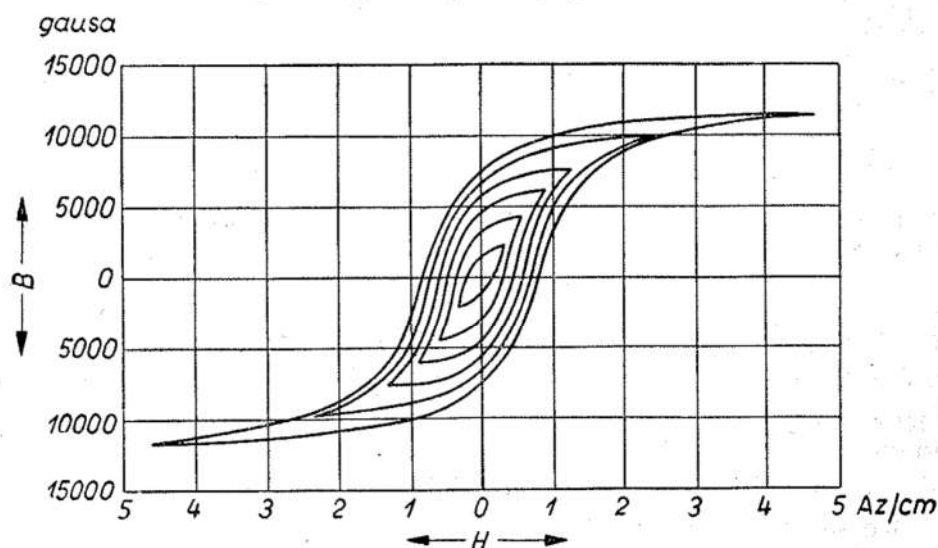
Sl. 10-11. Oklapanje mikrofonskog transformatora protiv kapacitivnih veza.

ljivanjem točke, koja leži nasuprot rasporu u oklopu (sl. 10-11a). Još je bolje postaviti dvostruki oklop, kao na sl. 10-11b. Kod ovakvog oklapanja treba zbog spomenutih razloga oklope uzemljiti u točkama, koje leže jedna drugoj nasuprot.

HARMONIČKA IZOBLIČENJA

11.1 IZOBLIČENJE ZBOG NELINEARNE MAGNETSKE KARAKTERISTIKE ŽELJEZA

U transformatoru može doći ne samo do linearnih, nego i do nelinearnih izobličenja. Uslijed histereze i pojave zasićenja u željezu ne

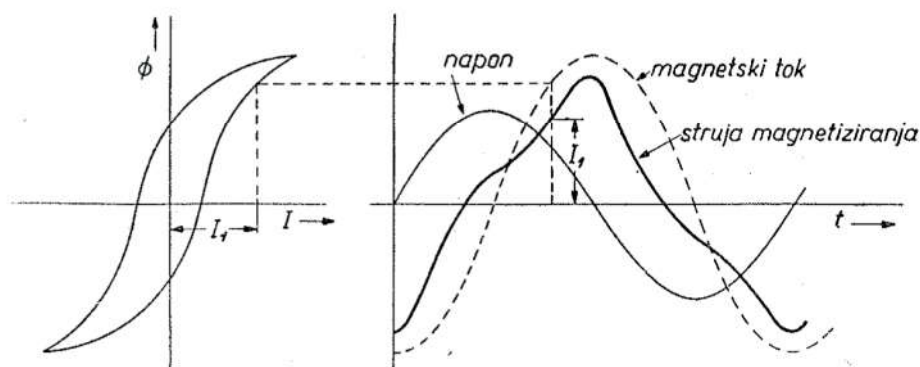


Sl. 11-1. Petlje histereze uz različite magnetske gustoće.

postoji između magnetske gustoće i pobudnog magnetskog polja linearan odnos (sl. 11-1.). Iz sl. 11-2. se vidi, kako uz sinusoidan napon priključen na primarni svitak transformatora zbog petlje histereze nastaje nesinusoidna, dakle izobličena struja magnetiziranja. Na isti način moglo bi se pokazati, da je uz sinusoidnu struju napon nesinusoidan.

Oblik krivulje magnetiziranja ovisan je o jakosti magnetskog polja, odnosno o magnetskoj gustoći. Prema tome će i izobličenje ovisiti o magnetskoj gustoći. Uz stanoviti napon na primarnom svitku transformatora magnetska gustoća će rasti s opadanjem frekvencije, kako to slijedi iz formule (1. 1). Izobličenje uslijed krivulje magnetiziranja bit će

dakle najveće kod najniže frekvencije, koju transformator treba da prenese. Kako se radi o simetričnoj krivulji, to će novonastale frekvencije, to jest harmonički članovi, biti neparni. Iz oscilograma na sl. 11-3. i 11-4. vidi se, kakvo izobličenje nastaje kod struje, ako je napon sinusoidan, odnosno kod napona, ako je struja sinusoidna, i to uz razne magnetske gustoće. Ovdje se radi o nekom transformatoru s otvorenim,



Sl. 11-2. Nelinearna magnetska karakteristika željeza uzrokuje u transformatoru izobličenje. Uz sinusoidan napon na primarnom svitku struja magnetiziranja nije sinusoidna.

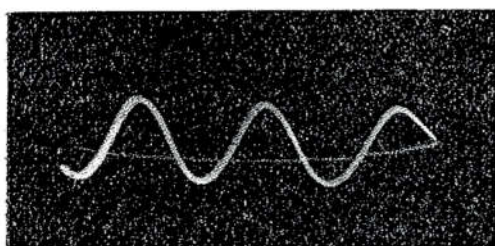
dakle neopterećenim sekundarnim svitkom. Mjerenjem faktora izobličenja napona i struje ovog neopterećenog transformatora dobivene su vrijednosti, koje su u ovisnosti o magnetskoj gustoći prikazane dijagramom na sl. 11-5. U dijagramu je također prikazano, kako o magnetskoj gustoći ovisi treći harmonik izobličene struje.

Sve se ovo odnosi na transformator, kod kojega nema predmagnetiziranja. S predmagnetiziranjem se u izobličenom naponu ili struji pojavljuju i parni harmonici. Budući da se za reprodukciju visoke kvalitete i onako najčešće upotrebljava protufazni sklop, to predmagnetiziranje u ovom razmatranju ne ćemo uzimati u obzir.

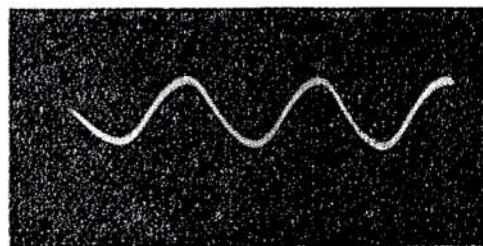
Ako je u seriju s transformatorom spojen neki otpor ili općenito impedancija, kao što je u praksi redovito slučaj, tada se izobličenje mijenja. Izobličena, naime, struja, koju uzima transformator, proizvodi na impedanciji izobličen pad napona, tako da je preostali napon na transformatoru (koji je jednak ulaznom naponu umanjenom za pad napona na serijskoj impedanciji) također izobličen (sl. 11-6.). Što je veća serijska impedancija, to će izobličenje napona biti veće. Do znatnijeg izobličenja dolazi samo kod većih magnetskih gustoća, dakle kod viših

napona na primarnom svitku. To je kod prijemnika i pojačala slučaj s izlaznim transformatorom.

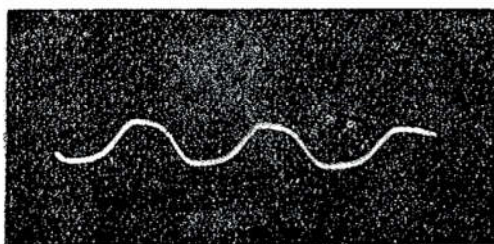
Opterećenje transformatora također utječe na veličinu faktora izobličenja. Kako je (transformirani) opteretni otpor spojen primarnom induktivitetu paralelno (sl. 5-1a), to kroz serijski otpor (unutarnji otpor generatora) teče struja magnetiziranja (struja nelinearnog otpora) i opte-



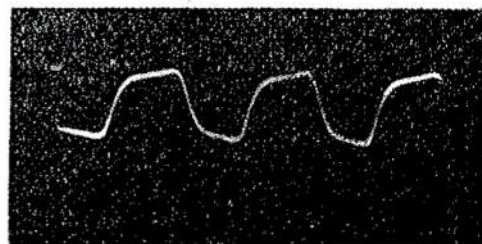
a) $B = 40$ gaussa



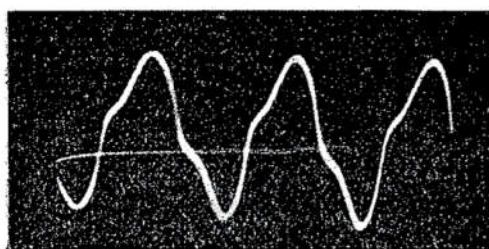
b) $B = 110$ gaussa



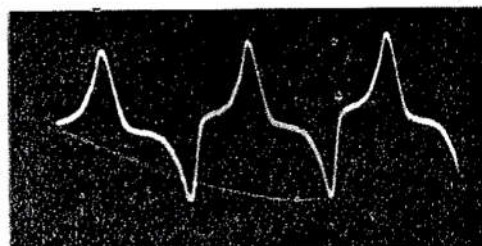
c) $B = 290$ gaussa



d) $B = 1640$ gaussa

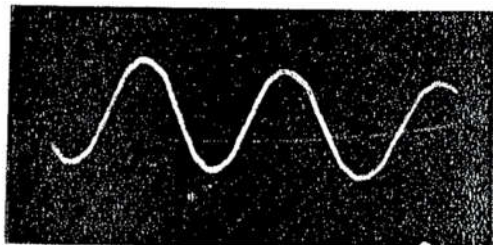


e) $B = 8550$ gaussa

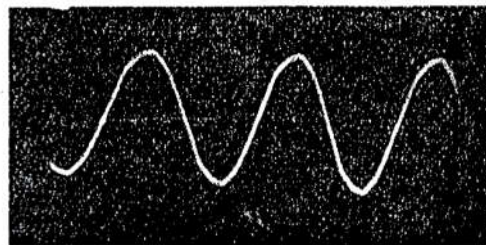


f) $B = 11200$ gaussa

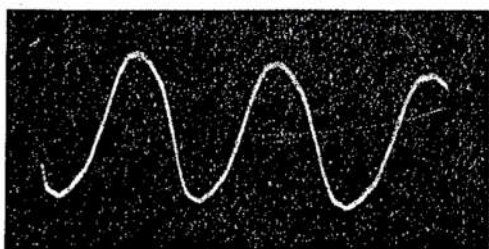
Sl. 11-3. Oscillogrami izobličene struje kod raznih magnetskih gustoća. Generator sinusoidnog napona s unutarnjim otporom nula tjera kroz primar neopterećenog transformatora nesinusoidnu struju magnetiziranja. Gornji oscillogrami snimljeni su na transformatoru s jezgrom od visokopermeabilne legure »Permenorm 4801«.



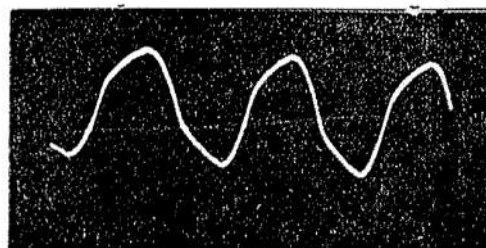
a) $B = 40$ gauss



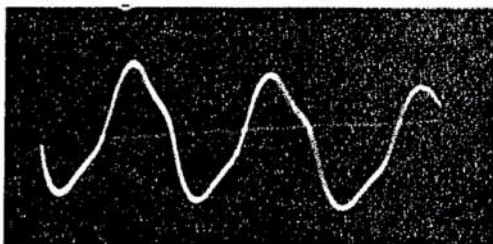
b) $B = 110$ gauss



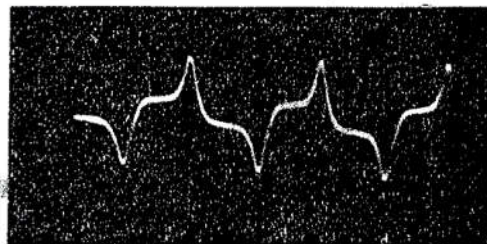
c) $B = 290$ gauss



d) $B = 1640$ gauss



e) $B = 8550$ gauss

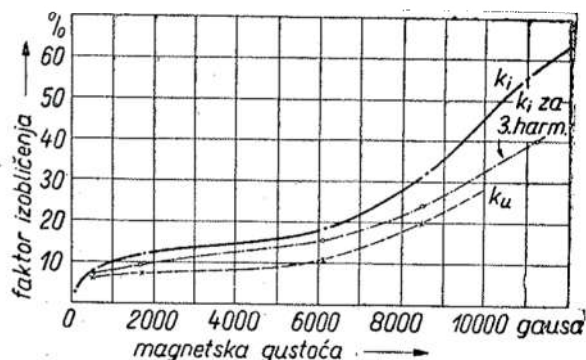


f) $B = \text{preko } 14000$ gauss

Sl. 11-4. Oscilogrami izobličenog napona kod raznih magnetskih gustoća. Generator sinusoidnog napona s vrlo velikim unutarnjim otporom tjera kroz primar neopterećenog transformatora neizobličenu struju, dok je napon na transformatoru izobličen. Gornji oscilogrami snimljeni su na transformatoru s jezgrom od visokopermeabilne legure »Permenorm 4801«.

retna struja (struja linearnog otpora). Što je udio opteretne struje veći od struje magnetiziranja, to je izobličenje manje. Ovaj problem možemo promatrati i prema sl. 5-7.c, na kojoj je opteretni otpor spojen paralelno unutarnjem otporu generatora. Kako je time efektivni serijski otpor smanjen, to je, prema gore rečenom, također izobličenje manje. Na sl.

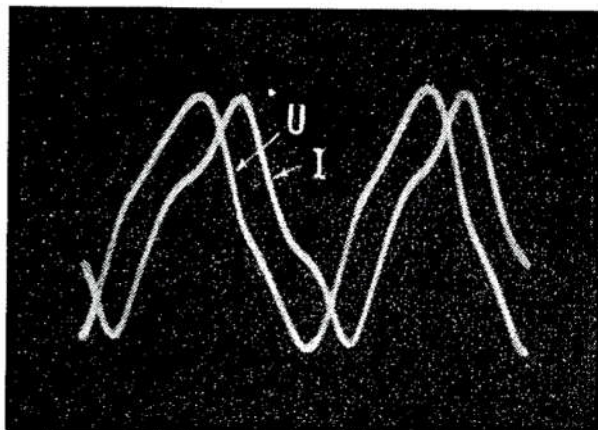
Sl. 11-5. Dijagram koji prikazuje ovisnost faktora izobličenja struje i napona o magnetskoj gustoći. Ovaj dijagram se odnosi na oscilogramе na sl. 11-3. i 11-4.



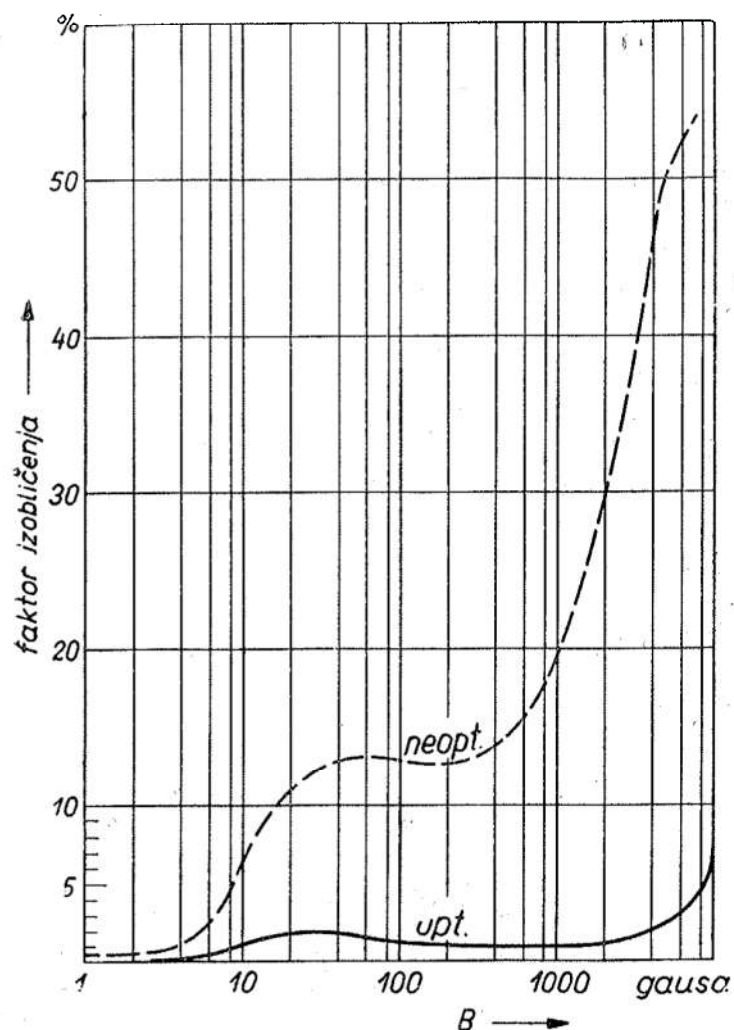
11-7. dijagramom je prikazana ovisnost faktora izobličenja o magnetskoj gustoći kod transformatora sa silicijskim željezom. Iz dijagrama se vidi, da je u ovom slučaju još i kod 8000 gaussa izobličenje (opterećenog transformatora) manje od 5%. Ovisnost faktora izobličenja o izmjeničnoj magnetskoj gustoći kod mumetala i permaloja vidi se na slici 11-8.

Promotrimo utjecaj predotpora i opteretnog otpora na izobličenje kod izlaznog transformatora u uobičajenom sklopu kao na sl. 11-9a, uz pretpostavku, da predmagnetiziranja nema. Budući da sekundarni napon kod transformatora ima isti oblik kao i primarni napon, to je dovoljno promatrati, što se događa s primarnim naponom. Opteretni

Sl. 11-6. Oscilogram izobličene struje i napona kod nekog neopterećenog transformatora, kojemu je u seriju spojen otpor približno iste vrijednosti kao i primarna impedancija transformatora. Magnetska gustoća 7000 gaussa.



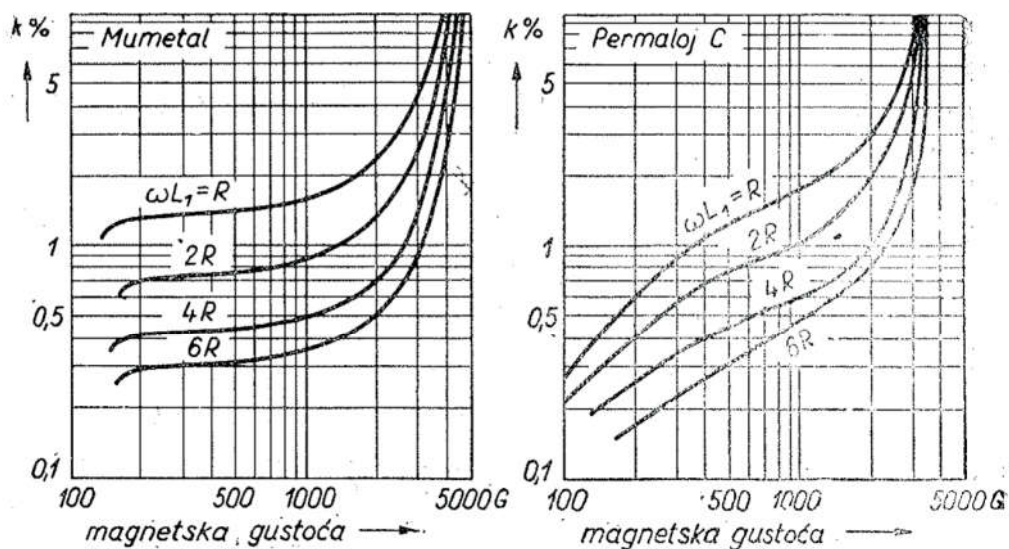
otpor, transformiran na primarnu stranu, daje otpor $n^2 R$. Uzevši u obzir unutarnji otpor elektronke dobivamo shemu na sl. 11-9b). Kako harmonici nastaju u samom transformatoru, to možemo uzeti kao da



Sl. 11-7. Izobličenje u transformatoru sa silicijskim željezom u ovisnosti o magnetskoj gustoći. Dijagram prikazuje treći harmonik neopterećenog transformatora, i s opterećenjem $n^2 R_t = 2\pi f L_1$, gdje je f frekvencija osnovnog vala.

je transformator generator harmonika, a impedancija primara unutarnji otpor ovog generatora (sl. 11-9c).

Kao mjera izobličenja služi u elektroakustici faktor izobličenja, koji je po definiciji jednak odnosu korijena iz sume kvadrata harmoničkih članova prema osnovnom članu. Prema tome za izobličenu struju vrijedi:

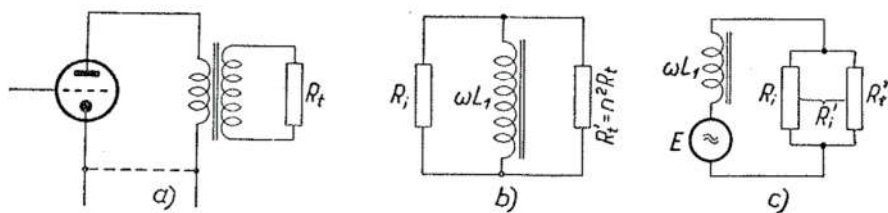


Sl. 11-8. Harmoničko izobličenje u ovisnosti o magnetskoj gustoći kod mumetala i permaloja, uz razne odnose induktivnog otpora prema efektivnom otporu generatora.

$$k = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_0} \cdot 100 [\%] \quad (11.1)$$

Odnos u postocima pojedinog harmonika, koji je kod neopterećenog transformatora sadržan u primarnoj struji, prema osnovnom članu označit ćemo s k_i . Na primjer za treći harmonik vrijedi:

$$k_i = \frac{I_3}{I_0} \cdot 100 \% \quad (11.2)$$



Sl. 11-9. Izlazni transformator se može smatrati generatorom harmonika. Unutarnji otpor ovog generatora je primarna impedancija transformatora, a opterećenje transformirani otpor i unutarnji otpor elektonke spojeni paralelno.

Od pojedinog harmonika nastaje na zvučniku napon:

$$U_z = \frac{k_i}{100} \cdot I_o \cdot R'_i \quad (11.3)$$

gdje smo sa R' označili paralelni spoj otpora R_i in R_t .

Označimo li sa U_{zo} napon osnovnog vala na zvučniku, to će efektivni faktori izobličenja biti:

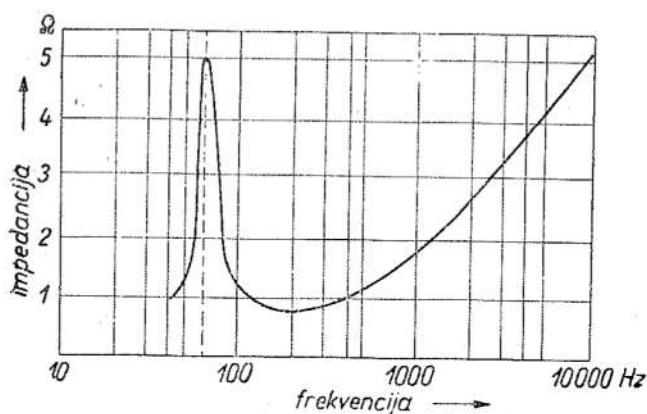
$$k_{ef} = \frac{U_z}{U_{zo}} \cdot 100 = \frac{\frac{k_i}{100} \cdot I_o \cdot R'_i}{I_o \cdot 2\pi f_o L_1} \cdot 100 [\%] \quad (11.4)$$

odnosno:

$$k_{ef} = \frac{k_i}{2\pi f_o L_1} \cdot R'_i [\%] \quad (11.5)$$

Iz ove formule se vidi slijedeće: što je veći faktor k_i za pojedini harmonik, to je i efektivni faktor izobličenja veći. Faktor izobličenja raste sa smanjivanjem osnovne frekvencije f_o . Što se tiče paralelnog spoja R' , on također rastući povisuje efektivni faktor izobličenja. Prema tome malen unutarnji otpor elektronke povoljno utječe na izobličenje. Ako je R velik, kao na primjer kod pentode, tada se uz isti k_i i f_o izobličenje može smanjiti jedino povećanjem primarnog induktiviteta. Kako se, kao što ćemo kasnije vidjeti (odsjek 14,3), induktivitet smanjuje s predmagnetiziranjem, to je kod protufaznog sklopa važno da anodne struje budu jednake.

Dosada smo pretpostavljali da R'_i ima konstantnu vrijednost kod svih frekvencija. No impedancija zvučnika nije konstantna veličina. Upravo kod najnižih frekvencija ova impedancija ima veliku vrijednost (sl. 11-10.). Time se povećava R' , pa čakle i izobličenje.



Sl. 11-10. Dijagram, u kojem je prikazana ovisnost impedancije zvučnika o frekvenciji.

Prije smo u glavi 5. za donju graničnu frekvenciju dobili izraz:

$$R_i' = 2\pi f_d \cdot L_1 \quad (5.5)$$

Odavle je:

$$2\pi f_d = \frac{R_i'}{L_1} \quad (5.5a)$$

Uvrstimo li jedn. (5. 5) u jedn. (11. 5), imamo:

$$k_{ef} = k_i \frac{f_d}{f_o} \quad [\%] \quad (11.6)$$

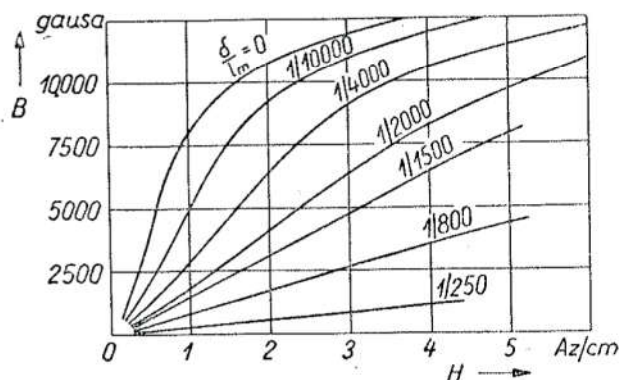
Da efektivni faktor izobličenja kod frekvencije f_o bude što manji, treba, dakle, da je donja granična frekvencija što niža. Kod izlaznih transformatora često se događa, da znatno izobličenje nastaje već kod onih frekvencija, koje transformator dobro prenosi, to jest kod frekvencija, kod kojih pojačanje transformatora nije palo ispod 70% od pojačanja kod srednjih frekvencija. Prema tome donju graničnu frekvenciju izlaznog transformatora zapravo određuje izobličenje uslijed magnetskog zasićenja, a ne veličina primarnog induktiviteta.

Mjere, koje se poduzimlju da se izobličenje smanji, idu za tim da za ljudsko uho izobličenje bude neprimjetno. Zbog toga je kod ocjenjivanja izobličenja potrebno uzeti u obzir krivulje osjetljivosti uha. Neka na primjer ton s osnovnom frekvencijom od 50 Hz sadržava sedmi harmonik, to jest 350 Hz, i to u iznosu od 2%. Budući da je kod tihe reprodukcije uho za 350 Hz oko pedeset puta osjetljivije nego za 50 Hz, to će se ovaj harmonik čuti isto tako jako kao i osnovni ton. To dakako vrijedi uz pretpostavku, da je zvučnik jednako osjetljiv za obje ove frekvencije. No ako je osjetljivost zvučnika za 350 Hz veća nego za 50 Hz, tada će izobličenje biti još neugodnije.

Sada možemo promotriti, kako se na sniženje izobličenja kod transformatora može utjecati u praksi. Unutarnji otpor elektronke je data veličina,¹ impedancija zvučnika također, a isto tako i odnos zavoja, jer je impedanciju titrajnog svitka potrebno transformirati na optimalni opterećni otpor elektronke. Na vrijednost paralelnog otpora prema tome ne može se utjecati. Preostaje još da se poveća primarni induk-

¹ Unutarnji otpor elektronke može se smanjiti naponskom negativnom reakcijom. No često se radi izdizanja basova djelovanje negativne reakcije prema najnižim frekvencijama smanjuje, te do redukcije unutarnjeg otpora kod tih frekvencija praktički ne dolazi.

tivitet L_1 . No povišiti broj zavoja znači istodobno smanjiti presjek žice, kako bi se žica mogla smjestiti u prozor jezgre. Time se povećavaju gubici u bakru. Nadalje, povećavanjem broja zavoja povećava se i rasipni induktivitet. Primarni induktivitet može se povećati i povećanjem presjeka željezne jezgre. To znači povećanje količine željeza, a time i bakra. No postoji način kako se izobličenje može smanjiti bez povećanja induktiviteta. Primjenom zračnog raspóra, kao što se vidi iz sl. 11-11., može se krivulja magnetiziranja približiti pravcu. Već sa



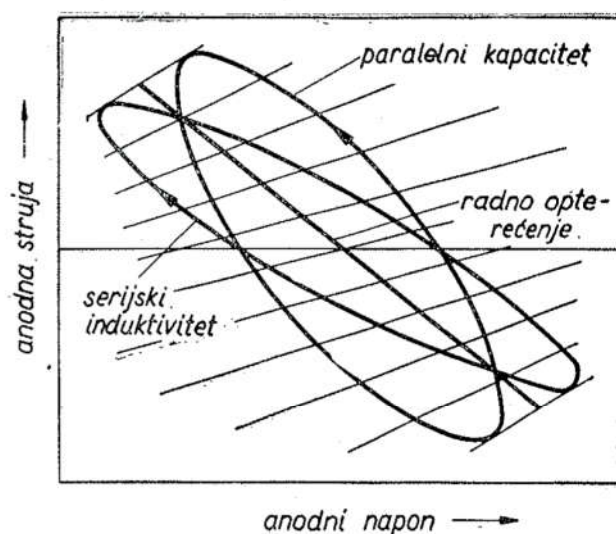
Sl. 11-11. S povećanjem odnosa $\frac{\delta}{l_m} = \frac{\text{put silnica u zraku}}{\text{put silnica u željezu}}$ —
krivulja magnetiziranja se sve više približava pravcu.

zračnim raspórom, koji prema putu silnica u željezu čini odnos 1/800, dobiva se krivulja magnetiziranja, koja je praktički pravac. U ovom slučaju se i petlja histereze pretvara skoro u pravac, te je izobličenje maleno. Kako zračni raspór smanjuje induktivitet, to je gubitak induktiviteta potrebno nadoknaditi dodavanjem zavoja, što ujedno znači da treba povećati jezgru (veći prozor!) Iz svega ovoga slijedi, da *visokokvalitetan izlazni transformator mora biti velikih dimenzija*.

11.2 IZOBLIČENJE ZBOG REAKTIVNOG OPTEREĆENJA ELEKTRONKE UZROKOVANOG TRANSFORMATOROM

Zbog transformatora može doći do harmoničnog izobličenja i u području visokih frekvencija. Samo u ovom slučaju izvor izobličenja nije sam transformator, nego elektronka opterećena transformatorom. U području visokih frekvencija transformator dodaje opteretnom otporu induktivnu, odnosno kapacitivnu komponentu. Induktivna komponenta dolazi od rasipnog induktiviteta, a kapacitivna od vlastitog kapaciteta

transformatora. Ove reaktivne komponente u opteretnoj impedanciji uzrokom su, da radna karakteristika elektronke nije pravac, nego elipsa. Na sl. 11-12. prikazane su anodne karakteristike dviju izlaznih pentoda u protufaznom spoju. Preko ovih karakteristika nacrtan je radni pravac i radne elipse. Jedna od elipsa odnosi se na impedanciju sastavljenu od serijskog spoja radnog otpora i rasipnog induktiviteta. Druga se elipsa odnosi na impedanciju, koju čini radni otpor s paralelno dodanim parazitnim kapacitetom transformatora. Strelice na elipsama pokazuju, u kojem smjeru putuje radna točka za vrijeme jedne periode signala. Kod induktivnog opterećenja prolazi elipsa na putu od nule do

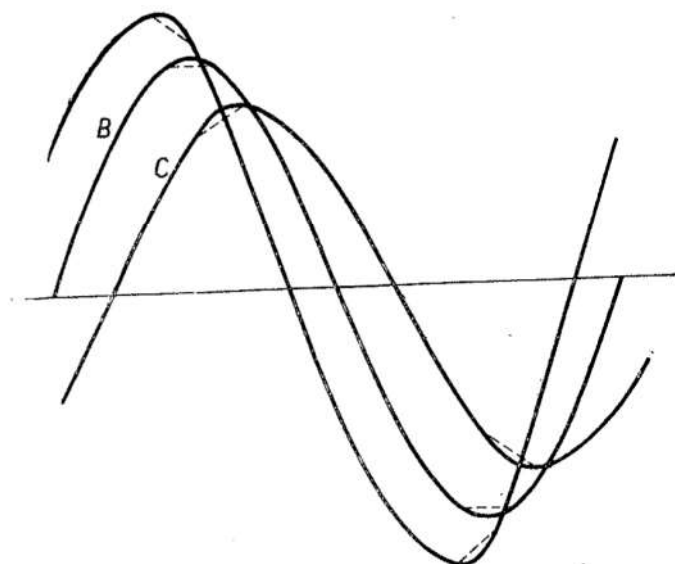


Sl. 11-12. Anodne karakteristike protufaznog izlaznog stepena s pentodama i radne karakteristike uz čisto omsko, serijsko induktivno i paralelno kapacitivno opterećenje.

maksimuma preko karakteristika elektronke, koje su međusobno stisnute, dok su na putu po elipsi od maksimuma do nule karakteristike elektronke jedna od druge udaljenije. Kao posljedica ovoga dolazi do izobličenja, koje se vidi na sl. 11-13. Krivulja izlaznog napona je uz induktivno opterećenje u dijelu od nule do vrha položenija, a od vrha prema nuli strmija. Kod kapacitivnog opterećenja je obrnuto: idući od nule prema vrhu nailazi se na strmiji dio krivulje, dok je od vrha prema nuli krivulja položenija. Osim ovih dviju krivulja vidi se na sl. 11-12. i krivulja, koja pripada radnom pravcu na sl. 11-11. Ova krivulja je sinusoida, dakle izobličenja nema.

Na sl. 11-13. još je crtkano naznačeno, do kakvog izobličenja dolazi u slučaju, kad se pobuđivanjem prijeđe u područje struje rešetke, te dolazi do »rezanja« krivulje.

Sve što je gore izloženo, vrijedi za slučaj, kad su obje polovine primara transformatora simetrične, i to kako u pogledu rasipnog induktiviteta, tako i u pogledu parazitnog kapaciteta. Ako, međutim, takve simetrije nema, onda svaka od polovina primara ima svoju posebnu



Sl. 11-13. Krivulje izlaznog napona uz serijsku induktivnu komponentu (krivulja A), čisto omsko opterećenje (krivulja B), i uz paralelnu kapacitivnu komponentu (krivulja C).

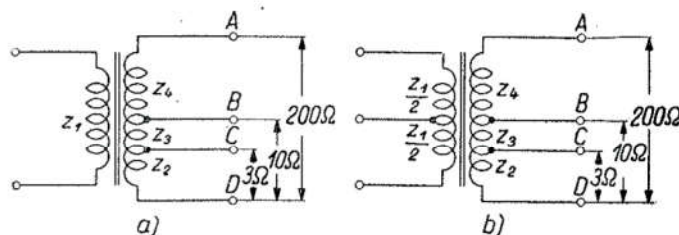
rezonantnu frekvenciju, te fazna razlika između napona na polovinama primara nije više 180° , kao što bi trebalo da bude. Ovakve fazne razlike, naročito kod pentoda i uz negativnu reakciju povučenu sa sekundara (ili tercijara) dovode do najrazličitijeg nesimetričnog izobličenja izlaznog napona.

IZLAZNI TRANSFORMATOR S ODVOJCIMA

Na izlazni se transformator mogu priključiti i zvučnici s različitim impedancijama, a da elektronka ipak bude ispravno opterećena. U tome se slučaju sekundarni svitak izvodi s odvojcima. Sl. 12-1. prikazuje takav transformator za obični i za protufazni izlazni stupanj.

Kod ovakvog transformatora naći ćemo se katkada pred zadatkom, da uz poznati broj sekundarnih zavoja za priključivanje jedne impedancije treba naći broj zavoja za priključivanje neke druge impedancije. Na primjer: odnos zavoja transformatora proračunan je za priključivanje impedancije od 10 oma. Ovdje je najjednostavnije, da se

Sl. 12-1. Shema jednofaznog i protufaznog izlaznog transformatora s odvojcima na sekundarnom svitku.



sekundarni svitak sam za sebe shvati kao autotransformator, kod kojeg je potrebno naći odnos zavoja za transformiranje jedne impedancije u drugu. Već otprije nam je poznato, da je odnos zavoja jednak korijenu iz odnosa impedancija. Označimo li sa z_2 , z_3 i z_4 broj zavoja, tada imamo:

$$\frac{z_2 + z_3 + z_4}{z_2 + z_3} = \sqrt{\frac{200}{10}} \approx 4,5$$

Dakle za 10-omsku impedanciju broj zavoja mora biti 4,5 puta manji, nego broj zavoja cijelog sekundarnog svitka.

Želimo li izračunati odnos zavoja za impedanciju od 3 oma, tada će vrijediti odnos:

$$\frac{z_2 + z_3 + z_4}{z_2} = \sqrt{\frac{200}{3}} \approx 8,2$$

Na isti način možemo izračunati, koja bi se impedancija mogla priključiti na z_4 zavoja:

$$\frac{z_2 + z_3 + z_4}{z_4} = \sqrt{\frac{200}{Z_x}}$$

$$Z_x = \left(\frac{z_4}{z_2 + z_3 + z_4} \right)^2 \cdot 200$$

Ako je poznat broj zavoja, onda se iz poznatih impedancija može izračunati nepoznata impedancija. Neka je u našem primjeru nepoznata impedancija Z_{AB} . Možemo pisati:

$$\frac{z_4}{z_2 + z_3 + z_4} = \sqrt{\frac{Z_{AB}}{200}}$$

$$\frac{z_2 + z_3}{z_2 + z_3 + z_4} = \sqrt{\frac{10}{200}}$$

Zbrojimo ove dvije jednačbe:

$$\frac{z_4}{z_2 + z_3 + z_4} + \frac{z_2 + z_3}{z_2 + z_3 + z_4} = \sqrt{\frac{Z_{AB}}{200}} + \sqrt{\frac{10}{200}}$$

Kako je u ovoj jednačbi lijeva strana jednaka jedinici, to dobivamo:

$$\sqrt{200} = \sqrt{Z_{AB}} + \sqrt{10}$$

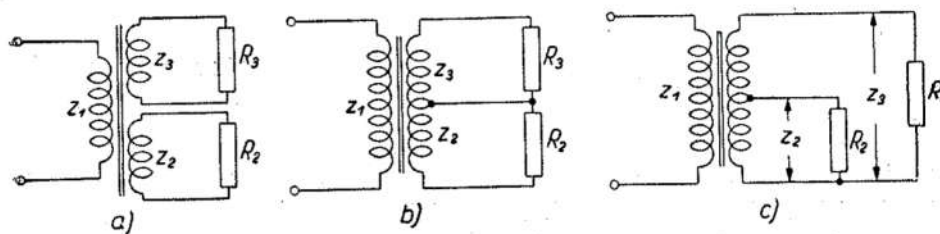
odnosno:

$$\sqrt{Z_{AB}} = \sqrt{200} - \sqrt{10}$$

$$Z_{AB} \approx 121 \, \Omega$$

IZLAZNI TRANSFORMATOR S VIŠE SEKUNDARNIH SVITAKA

Na izlazni se transformator može priključiti također nekoliko, i to različitih impedancija. Takav se transformator može izvesti bilo s posebnim sekundarnim svicima (sl. 13-1a), bilo sa spojenim sekundarnim

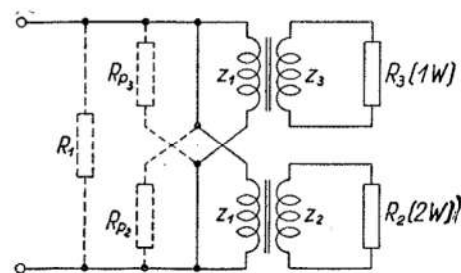


Sl. 13-1. Shema izlaznog transformatora s dva sekundarna svitka.

svicima (sl. 13-1b), ili s odvojcima (sl. 14-1c), gdje je na svaki odvojak priključeno neko opterećenje. Sva ova tri spoja su — ne uzimajući u obzir gubitke u transformatoru — električki potpuno identična.

Kako bi razlaganje bilo pristupačnije, uzet ćemo da je transformator na sl. 13-1a nadomješten s dva transformatora. Budući da nas

Sl. 13-2. Što se tiče transformacije opterećenih otpora, može se transformator s dva sekundarna svitka zamijeniti s dva posebna transformatora, koji imaju odgovarajući odnos zavoja.



zanima samo transformiranje otpora (idealni transformatori!), to između transformatora na sl. 13-1a i sl. 13-2. nema razlike. Sekundarni otpori R_2 i R_3 na sl. 13-2. transformirani na primarnu stranu daju vrijednosti

$R_{p_2} = (z_1/z_2)^2 \cdot R_2$ i $R_{p_3} = (z_1/z_3)^2 \cdot R_3$. Ovi su otpori spojeni paralelno, te rezultirajući otpor ima vrijednost:

$$R_1 = \frac{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_2 \times \left(\frac{z_1}{z_3}\right)^2 \cdot R_3}{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_2 + \left(\frac{z_1}{z_3}\right)^2 \cdot R_3},$$

odnosno:

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3}{\left(\frac{z_3}{z_1}\right)^2 \cdot R_2 + \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \cdot R_3} \quad (13.1)$$

Ovo je općenita formula, koja vrijedi za sve transformatore na sl. 13-1.

Kod priključivanja više zvučnika na transformator s više sekundarnih svitaka bilo bi krivo priključiti zvučnike, koji doduše imaju odgovarajuće impedancije, ali su različitih opteretivosti. U takvom slučaju bi se izlazna snaga podijelila podjednako na sve zvučnike, te bi neki od njih bili preopterećeni. Promotrimo ovaj problem s dva transformatora kao na sl. 13-2. Neka je impedancija jednog zvučnika $R_2 = 3 \Omega$ i maksimalna snaga $N_2 = 2 \text{ W}$, a impedancija drugog zvučnika $R_3 = 10 \Omega$ i maksimalna snaga $N_3 = 1 \text{ W}$. Optimalna opteretna impedancija elektronke neka je $R_1 = 7000 \Omega$ i maksimalna snaga $N_1 = N_2 + N_3 = 3 \text{ W}$. Transformiranjem impedancija na primarnu stranu dobiva se, da su na isti napon U (izmjenični anodni napon elektronke) priključene dvije impedancije: R_{p_2} i R_{p_3} . Impedancija R_{p_2} troši snagu od 2 W , a R_{p_3} troši 1 W . Možemo dakle pisati:

$$\frac{U^2}{R_{p_2}} = N_2 = 2 \text{ W} \quad \text{i} \quad \frac{U^2}{R_{p_3}} = N_3 = 1 \text{ W}$$

Podijelimo li jednu jednadžbu s drugom, dobivamo:

$$\frac{R_{p_3}}{R_{p_2}} = \frac{N_2}{N_3} = \frac{2}{1}$$

Snage su dakle obrnuto proporcionalne impedancijama. Ovo vrijedi sasvim općenito, pa prema tome i za odnos ukupne snage prema pojedinačnoj:

$$\frac{R_1}{R_{p_2}} = \frac{N_2}{N_1}, \text{ odnosno: } \frac{7000}{R_{p_2}} = \frac{2}{3}$$

$$\frac{R_1}{R_{p_3}} = \frac{N_3}{N_1}, \text{ odnosno: } \frac{7000}{R_{p_3}} = \frac{1}{3}$$

Odavle je:

$$R_{p_2} = \frac{3 \cdot 7000}{2} = 10500 \, \Omega$$

$$R_{p_3} = \frac{3 \cdot 7000}{1} = 21000 \, \Omega$$

Kako je $R_{p_2} = (z_1/z_2)^2 \cdot R_2$, a $R_{p_3} = (z_1/z_3)^2 R_3$, to možemo pisati:

$$\left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad \text{i} \quad \left(\frac{z_3}{z_1}\right)^2 = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{N_3}{N_1}$$

ili općenito:

$$\boxed{\frac{z_n}{z_1} = \sqrt{\frac{R_n}{R_1} \cdot \frac{N_n}{N_1}}} \quad (13.2)$$

gdje je:

z_1 = broj primarnih zavoja,

z_n = broj sekundarnih zavoja,

R_n = opteretni otpor na z_n sekundarnih zavoja,

R_1 = ukupni opteretni otpor transformiran na primarnu stranu,

N_n = snaga koja se troši u R_n

N_1 = ukupna snaga.

U našem primjeru dobivaju se odnosi zavoja:

$$\frac{z_2}{z_1} = \sqrt{\frac{3}{7000} \cdot \frac{2}{3}} \approx \frac{1}{59}$$

$$\frac{z_3}{z_1} = \sqrt{\frac{10}{7000} \cdot \frac{1}{3}} \approx \frac{1}{45,8}$$

Ako je više zvučnika priključeno paralelno ili na odvojke transformatora, tada se iskapćanjem pojedinih zvučnika mijenja opterećenje izlaznog stupnja. Da se to ne dogodi, valja mjesto iskopčanog zvučnika ukopčati odgovarajući otpor, kako bi opteretna impedancija bila uvijek jednaka.

INDUKTIVITET SVITKA SA ŽELJEZOM

14.1 ŽELJEZO BEZ PREDMAGNETIZIRANJA I BEZ ZRAČNOG RASPORA

Ako ni kroz jedan od svitaka transformatora (ili kroz svitak pri-
gušnice) s posve zatvorenom jezgrom (bez raspora) ne teče istosmjerna
struja, koja bi jezgru predmagnetizirala, tada je induktivitet dotičnog
svitka ovisan o kvadratu broja zavoja, o presjeku željezne jezgre, o per-
meabilnosti željeza, a obrnuto je razmjeran srednjoj dužini magnetskih
silnica:

$$L = 1,26 \times 10^{-8} \cdot z^2 \cdot \frac{Q}{l_m} \cdot \mu_d \quad [\text{henrija}] \quad (14.1)$$

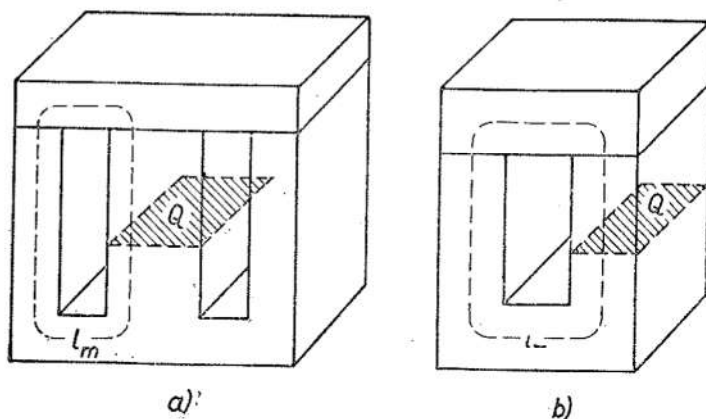
z = broj zavoja,

Q = presjek željezne jezgre (cm^2)

l_m = srednja dužina magnetskih silnica (cm),

μ_d = dinamička permeabilnost.

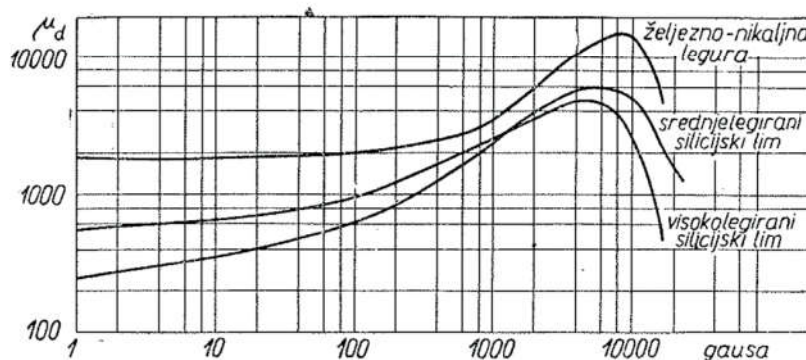
Iz sl. 14-1. se vidi, što se razumijeva pod presjekom željezne jezgre
za obje vrste jezgri. U formulu (14.1) treba uvrstiti presjek čistog že-



Sl. 14-1. Za proraču-
navanje induktivite-
ta potrebno je po-
znati presjek jez-
gre Q i srednju du-
žinu magnetskih sil-
nica.

ljeza, to jest bez izolacije na limu. Iz sl. 14-1. vidi se također, što se razumijeva pod srednjom dužinom magnetskih silnica.

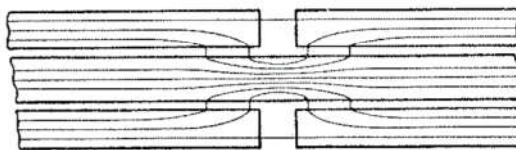
Za razliku od *statičke permeabilnosti* (koja je jednaka kvocijentu magnetske gustoće i magnetskog polja, kad se radi o istosmjernom magnetskom polju), *dinamička* ili *izmjenična permeabilnost* odnosi se na procese u vezi s izmjeničnom strujom. Kao što smo već vidjeli, kod većih magnetskih gustoća nastaje zbog krivulje magnetiziranja izobličenje, i to bilo izobličenje struje, bilo izobličenje napona. Budući da je induktivitet,



Sl. 14-2. Ovisnost permeabilnosti o magnetskoj gustoći kod nekih vrsta transformatorskih željeza.

odnosno dinamička permeabilnost proporcionalna kvocijentu napona i struje, to je u račun potrebno uvrstiti bilo amplitude, bilo efektivne vrijednosti osnovnog vala. Dinamička permeabilnost se obično definira kao odnos efektivnih vrijednosti magnetske gustoće i magnetskog polja. No kao ni statička, tako ni dinamička permeabilnost nije stalna veličina. Ono ovisi ne samo o vrsti željeza, nego i o amplitudi napona, odnosno

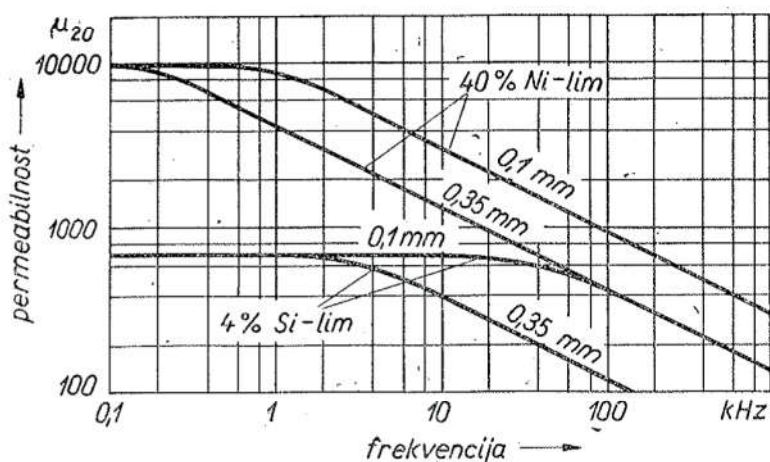
Sl. 14-3. Zračni raspor i izolacioni sloj kod transformatorskih limova utječu na tok magnetskih silnica, pa prema tome i na efektivnu permeabilnost jezgre.



o amplitudi magnetske gustoće. Ova ovisnost prikazana je za neke vrste transformatorskog željeza na sl. 14-2. *Efektivna dinamička permeabilnost*, to jest prosječna permeabilnost stvarne jezgre, ovisi također o zračnom rasporu, koji nužno postoji zbog proreza u limu. Na ovu permeabilnost

utječe i izolacija limova, kao i to, kako se limovi preklapaju (sl. 14-3.). Zato pravu vrijednost efektivne dinamičke permeabilnosti ili njezinu ovisnost o magnetskoj gustoći možemo kod neke jezgre odrediti samo mjerenjem.

Magnetska permeabilnost ovisna je i o frekvenciji. Kod viših frekvencija dolazi do potiskivanja magnetskog toka iz unutrašnjosti lima, odnosno do magnetskog skin-efekta, zbog čega permeabilnost opada. Iz dijagrama na sl. 14-4. vidi se, kako permeabilnost ovisi o frekvenciji kod dvije vrste materijala i uz dvije različite debljine limova.

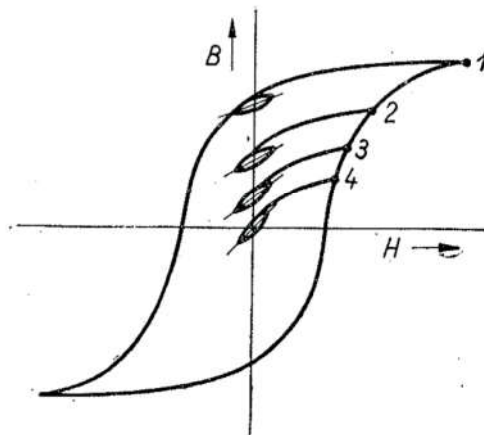


Sl. 14-4. Ovisnost permeabilnosti o frekvenciji kod limova od nikaljne i silicijske transformatorske legure. Debljina limova 0,1 i 0,35 milimetara.

Permeabilnost ovisi i o magnetskoj prošlosti željeza. Na sl. 14-5. prikazana je krivulja magnetiziranja, po kojoj se magnetizira neko željezo uz jako izmjenično magnetsko polje. Ako magnetiziranje u točkama 1, 2, 3 ili 4 prekinemo i polje smanjimo na nulu, doći ćemo po odgovarajućim krivuljama na ordinatnu os. Željezo će posjedovati stanovitu remanentnu magnetsku gustoću ovisnu o magnetskom stanju u točkama 1, 2, 3 i 4. Izložimo li sada željezo ponovno izmjeničnom, ali slabom magnetskom polju, tada će se magnetiziranje vršiti po malim petljama, koje vidimo na slici. Nagib pravca, koji spaja vrhove pojedine petlje, predstavlja dinamičku permeabilnost. Što je remanentna magnetska gustoća veća, to će nagib petlje biti manji. Prema tome će i permeabilnost željeza μ_d , odnosno induktivitet svitka L , biti također manji.

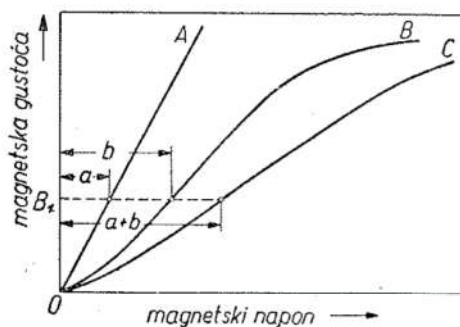
14.2 ŽELJEZO SA ZRAČNIM RASPOROM, BEZ PREDMAGNETIZIRANJA

Zračni raspor u željeznoj jezgri, okomit na smjer silnica, može u znatnoj mjeri promijeniti oblik krivulje magnetiziranja. Kako do toga dolazi, može se vidjeti iz sl. 14-6. Pravac OA predstavlja karakteristiku



Sl. 14-5. Dinamička permeabilnost ovisi o magnetskoj prošlosti željeza. Što je remanentna magnetska gustoća veća, to je dinamička permeabilnost manja.

magnetskog napona, koji se troši na svladavanje magnetskog otpora u rasporu. Krivulja OB odnosi se u istom smislu na željezo. Zbroj obaju napona za pojedine vrijednosti magnetske gustoće daje ukupni magnetski napon, koji se troši u krugu. Na primjer: da se u magnetskom krugu



Sl. 14-6. Zračni raspor promijeni krivulju magnetiziranja tako, da krivulja dobije veći nagib i manje je zakrivljena.

dobije magnetska gustoća B_1 , potrebno je na zračni raspor utrošiti magnetski napon a , a na željezo napon b . Na cijeli magnetski krug utrošit će se magnetski napon $a + b$. Za razne vrijednosti magnetske gustoće dobiva se ovakvim zbrajanjem krivulja OC, koja predstavlja krivulju magnetiziranja za dotično željezo s rasporom. Umetanjem zračnog raspora krivulja, dakle, dobiva veći nagib i manje je zakrivljena. Što je

raspor veći, to je i nagib veći, a krivulja je po obliku bliža pravcu. Već uz relativno malen raspor željezo nema bitan utjecaj na magnetska svojstva svitka. Zbog većeg nagiba krivulje efektivna permeabilnost je općenito manja, ali je istodobno gotovo konstantna, to jest neovisna o amplitudi napona, odnosno o magnetskoj gustoći. Ako je dakle potrebno, da induktivitet bude što manje ovisan o naponu, ili ako se radi o tome, da se radi što manjeg izobličenja krivulja magnetiziranja linearizira, izvodi se željezna jezgra transformatora ili prigušnice s rasporom.

Uz uvjet da magnetski tok prolazi najvećim dijelom kroz jezgru, to jest da je zračni raspor relativno malen, induktivitet se može izračunati po formuli:

$$L = \frac{1,26 \times 10^{-8} \cdot z^2}{\frac{l_m}{\mu_d \cdot Q} + \frac{\delta}{Q_z}} \quad [\text{henrija}] \quad (14.2)$$

gdje je:

l_m = srednja dužina magnetskih silnica u magnetskom materijalu (cm)

δ = dužina magnetskih silnica u zraku = dužina raspora (cm)

Q = presjek jezgre (cm²)

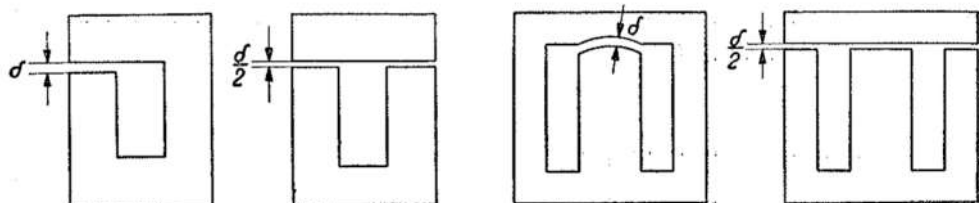
Q_z = presjek raspora (cm²)

Iz praktičkih razloga, i to naročito kod jezgre sastavljene od limova s »jezikom«, raspor se najčešće ne uzima manji od 0,05 cm = 0,5 mm. U tom slučaju se magnetski otpor željeza prema otporu zraka u rasporu može zanemariti. Za izračunavanje induktiviteta uz raspor $\delta \geq 0,05$ cm može se upotrebiti formula (14.1), u koju se umjesto srednje dužine magnetskih silnica l_m uvrsti dužina raspora δ , a za μ_d se uvrsti permeabilnost zraka $\mu_d = 1$. Ovako dobivena približna formula glasi:

$$L = 1,26 \times 10^{-8} \cdot \frac{Q}{\delta} \cdot z^2 \quad [\text{henrija}] \quad (14.3)$$

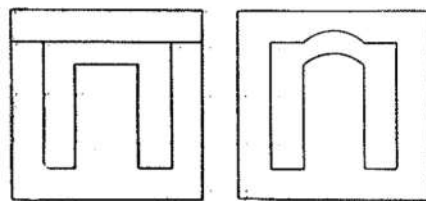
Na sl. 14-7. pokazano je, što se smatra dužinom raspora kod različitih vrsta jezgri. Valja pripaziti, da je kod E-jezgre s I-dodatkom raspor jednak dvostruko udaljenosti E-dijela od I-dijela. Ako kod ove jezgre raspor treba da bude velik, ne će se željeni rezultat postići udaljivanjem I-dijela od E-dijela preko neke mjere, jer će magnetski tok mimoći I-dio i zatvoriti se direktno kroz zrak. U takvom slučaju treba srednje rebro skratiti na potrebnu dužinu, da se dobije traženi raspor (sl. 14-8.).

Magnetski tok prolazi u rasporu kroz veći presjek, nego što je presjek željeza (sl. 14-9.). Tome je uzrok širenje magnetskog toka pri prolazu kroz raspor, kao i to, da je zbog izolacije limova efektivni presjek



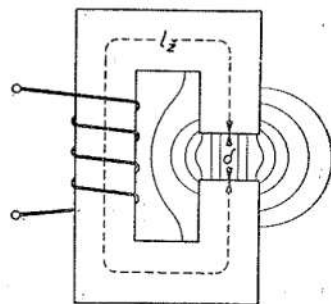
Sl. 14-7. Zračni raspor kod različitih oblika transformatorskih limova.

raspora veći od presjeka željeza. Magnetski otpor raspora je prema tome manji, nego što to odgovara dužini δ i presjeku željeza Q . Da se uzme u obzir širina presjeka magnetskog toka pri prolazu kroz zrak, treba ra-



Sl. 14-8. Kod ovog oblika lima velik raspor treba izvesti skraćivanjem srednjeg rebra.

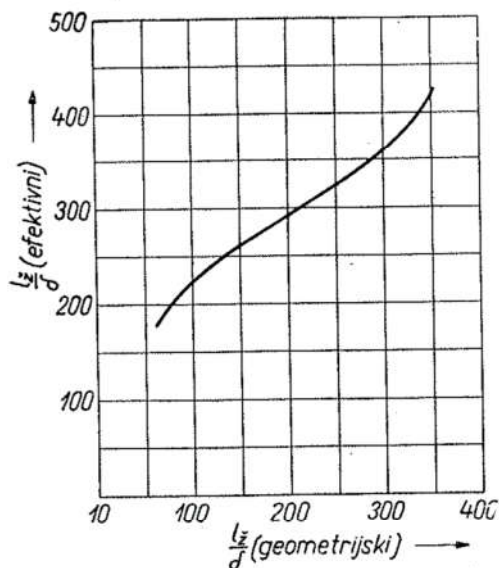
spor učiniti većim nego što se dobije računom iz formule (14.3). Dijagram na sl. 14-10. prikazuje ovisnost računskog odnosa l_m/δ o geometrijskom odnosu, i to za neku jezgru od 4⁰/₀-tnog silicijskog lima. Kako potrebno povećanje raspora ne ovisi samo o geometrijskom odnosu l_m/δ i o vrsti željeza, nego i o odnosu širine presjeka željeza prema visini presjeka, te o obliku raspora, to pravi raspor nije moguće odrediti računom, nego samo mjerenjem.



Sl. 14-9. U zračnom rasporu dolazi do širenja magnetskog toka, zbog čega je efektivni raspor manji od geometrijskog.

14.3 ŽELJEZO S PREDMAGNETIZIRANJEM

Kod transformatora, koji se nalaze u krugu istosmjerne struje, dolazi do predmagnetiziranja željezne jezgre. To je na primjer slučaj s izlaznim transformatorom, koji ne radi u protufaznom sklopu. Što se događa uslijed predmagnetiziranja, možemo vidjeti iz sl. 14-11. Krivulja OA prikazuje ovisnost istosmjerne magnetske gustoće kod nekog transformatora ili prigušnice o magnetskom naponu. Ako istosmjerni mag-



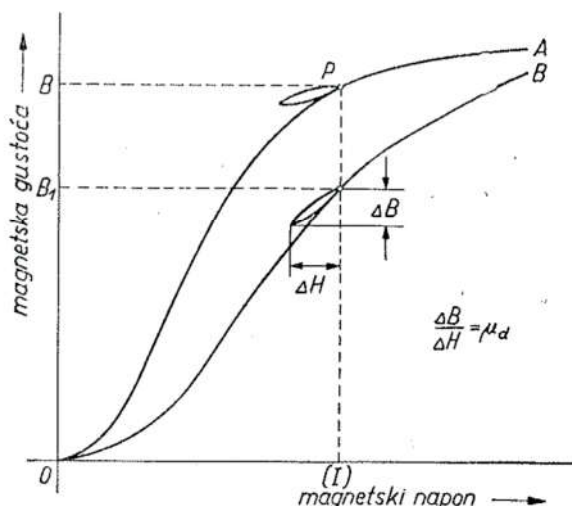
Sl. 14-10. Ovisnost efektivne veličine raspora o geometrijskoj veličini kod neke jezgre.

netški napon ima vrijednost OI , tada će se magnetska gustoća dodavanjem izmjenične komponente magnetskog napona mijenjati po petlji histereze P . Nagib petlje je mjera promjene magnetske gustoće. Prema tome o nagibu petlje ovisi induktivitet dotičnog svitka transformatora.

Uvrsti li se sada u put magnetskih silnica zračni raspor, tada će se krivulja magnetiziranja promijeniti, kako smo to vidjeli u predhodnom odsjeku (na sl. 14-11., krivulja OB). Uz isti magnetski napon OI u ovom slučaju će magnetska gustoća biti manja (B_1), jer se je povećao magnetski otpor. No petlja histereze, po kojoj se sada uz istu izmjeničnu komponentu mijenja magnetska gustoća, ima veći nagib nego prije. Induktivitet svitka postao je dodavanjem zračnog raspora veći.

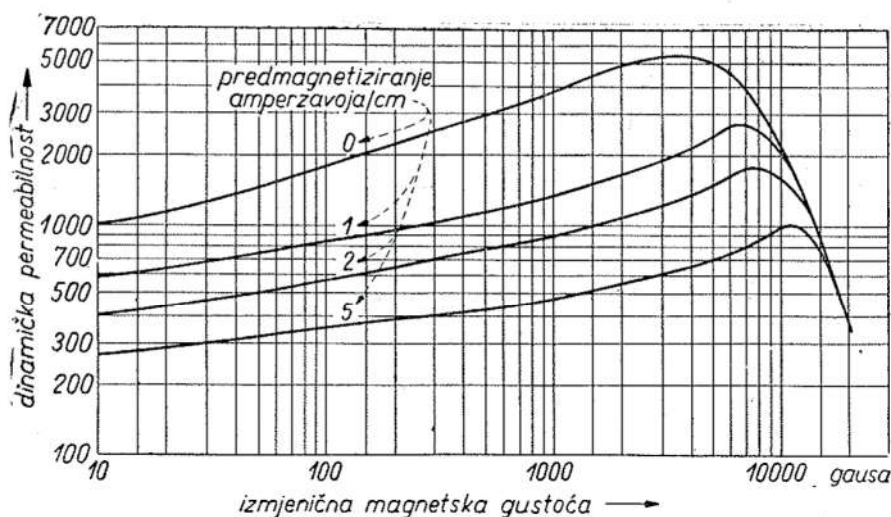
Izmjenična permeabilnost željeza s predmagnetiziranjem ovisi o veličini izmjeničnog magnetskog polja, a u stanovitoj mjeri također o magnetskoj prošlosti željeza. Ovisnost o istosmjernom i izmjeničnom

magnetskom polju prikazana je na sl. 14-12. Magnetska prošlost željeza utječe utoliko, što će se dodavanjem istosmjernog magnetskog polja doći u drugo magnetsko stanje u slučaju, ako je željezo prije posjedovalo neki remanentni magnetizam, nego u slučaju, ako toga magnetizma nije bilo.



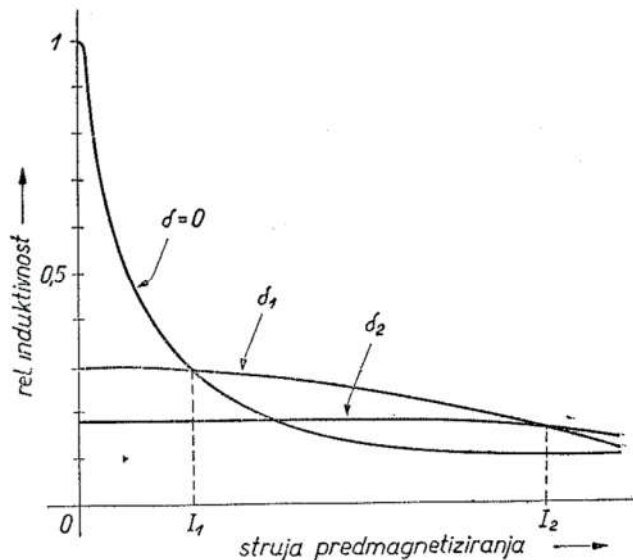
Sl. 14-11. Kod željezne jezgre s predmagnetiziranjem može se dodavanjem raspóra povećati dinamička permeabilnost.

Ovisnost induktiviteta nekog transformatora ili prigušnice o predmagnetiziranju, i to bez zračnog raspóra i sa zračnim raspórom, prikazana je na sl. 14-13. Iz krivulje, koja pripada željezu bez raspóra ($\delta = 0$),



Sl. 14-12. Ovisnost dinamičke permeabilnosti o amplitudi magnetske gustoće i o predmagnetiziranju.

vidi se, da s predmagnetiziranjem induktivitet naglo pada. Sa zračnim rasporom δ_1 induktivitet također pada, ali ne tako naglo kao u slučaju bez raspora. Osim toga uz istosmjernu struju, koja je veća od I_1 , induktivitet je veći nego bez raspora. Ako se raspor poveća na veličinu δ_2 ,



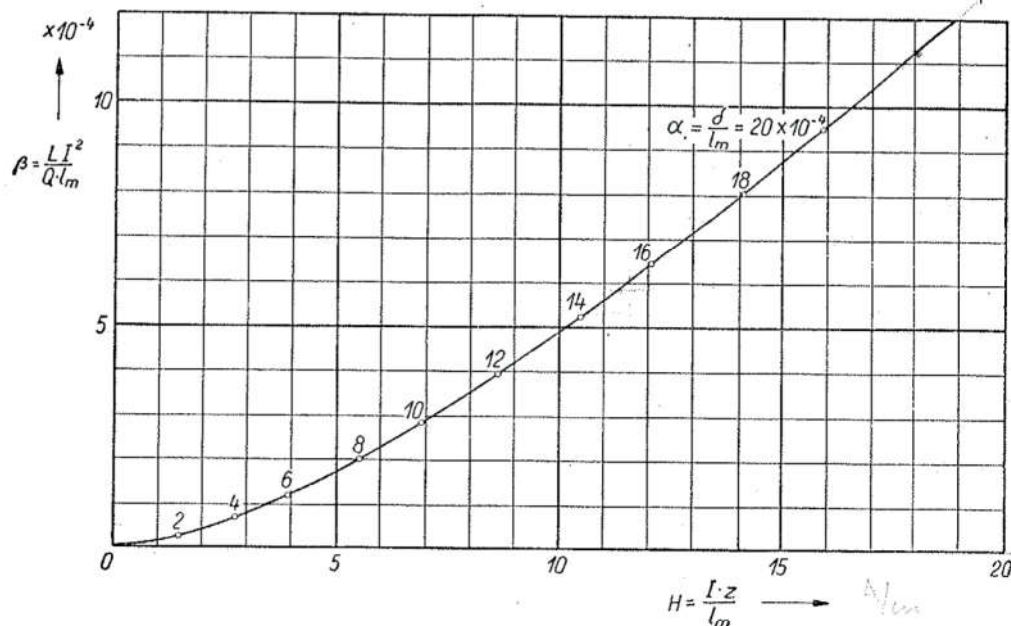
Sl. 14-13. Uz različito predmagnetiziranje najveći induktivitet postiže se uz odgovarajući zračni raspor.

opadanje induktiviteta s predmagnetiziranjem bit će još polaganije. S ovim rasporom će uz istosmjernu struju, koja je veća od I_2 , induktivitet biti veći nego u oba prva slučaja. Želimo li dakle kod dotičnog transformatora ili prigušnice postići što veći induktivitet, tada uz struju predmagnetiziranja do jakosti I_1 treba upotrebiti jezgru bez raspora, za struje jakosti između I_1 i I_2 s rasporom δ_1 , a za struje preko I_2 s rasporom δ_2 .

Uz veći raspor je ovisnost induktiviteta o struji predmagnetiziranja manja. Ovo se može vidjeti i iz sl. 14-11. Kod dovoljno velikog raspora induktivitet ovisi isključivo o rasporu, jer magnetska svojstva željeza nemaju nikakvog utjecaja (efektivna izmjenična permeabilnost = 1).

U praksi se najčešće postavlja zadatak, da se uz datu jezgru i istosmjernu struju, te zavoje, koje je moguće smjestiti u prozor jezgre, nađe raspor, uz koji će induktivitet biti najveći. Ili: uz datu jezgru i istosmjernu struju traži se broj zavoja i raspor, kako bi se dobio traženi induktivitet. Ovi se zadaci mogu za 40%-tni silicijski lim riješiti uz pomoć dijagrama na sl. 14-14. Ovaj dijagram vrijedi uz uvjet, da su amplitude izmjenične struje mnogo manje od istosmjerne struje, i da je

presjek jezgre posvuda konstantan. To znači, da kod jezgre s tri rebra presjek vanjskih rebara treba da bude polovica presjeka srednjeg rebara. Račun se provodi na slijedeći način:



Sl. 14-14. Dijagram za proučavanje transformatora ili prigušnice s predmagnetiziranjem i s jezgrom od 4%-tnog silicijskog lima.

Iz poznate istosmjerne struje predmagnetiziranja I , broja zavoja z , kroz koje ova struja teče, i srednje dužine magnetskih silnica l_m izračuna se pad magnetskog napona po centimetru ili magnetsko polje $H = I \cdot z / l_m$. Iz dijagrama se za ovaj H očitava vrijednost $\beta = L \cdot I^2 / (Q \cdot l_m)$ i $\alpha = \delta / l_m$. Sada se može izračunati induktivitet:

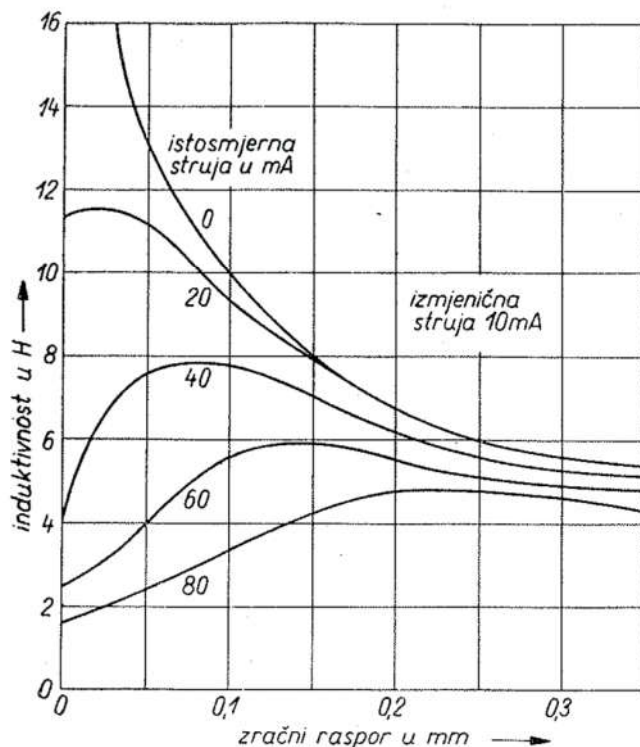
$$L = \beta \cdot \frac{Q \cdot l_m}{I^2} \quad (14.4)$$

a također optimalni raspored:

$$\delta = \alpha \cdot l_m \quad (14.5)$$

Kod realiziranja rasporeda stanovišta odstupanja od prave veličine nisu kritična, jer maksimum induktiviteta, kao što se vidi iz dijagrama na

sl. 14-15., nije oštar. Ako je dobiveni induktivitet veći nego što je potrebno, može se povećanjem raspora smanjiti. Time se ujedno dobiva manja ovisnost efektivne dinamičke permeabilnosti, dakle, također, induktiviteta, o amplitudama napona.



Sl. 14-15. Ovisnost induktiviteta kod neke jezgre o veličini zračnog raspora i o struji predmagnetiziranja.

Za slučaj da se računom dobije manji induktivitet nego što je potrebno, mora se promijeniti broj zavoja i raspor. Postupak je ovaj:

Uvrsti se potrebni induktivitet L i izračuna $\beta = L \cdot I^2 / (Q \cdot l_m)$. Vrijednosti ovog izraza odgovara u dijagramu vrijednost za $H = I \cdot z / l_m$ i za $\alpha = \delta / l_m$. Sada se može izračunati broj zavoja $z = H \cdot (l_m / I)$ i optimalni raspor $\delta = \alpha \cdot l_m$.

14.4 IZRAČUNAVANJE PRESJEKA ŽELJEZA UZ PREDMAGNETIZIRANJE

Uz pomoć dijagrama račun se može provesti i u smjeru traženja presjeka. Za izračunavanje je potrebno poznavati istosmjenu struju predmagnetiziranja I , induktivitet L i dimenzije odabranog lima. Ako se radi o transformatoru, tada možemo pretpostaviti, da će primarni svitak zapremiti veći dio prozora nego sekundarni svitak. Na primarnom svitku

naime vlada osim izmjeničnog još i istosmjerni napon, te se i za izolacioni materijal mora predvidjeti neki prostor. Zato ćemo sada za primarni svitak predvidjeti 0,6 F, a ne pola prozora kao prije [jedn. (5.14)]. Prema tome za presjek bakra primarnog svitka vrijedi ova jednačba:

$$Z_1 \cdot q_1 = 0,6 F \cdot 0,25 \cdot 100 \quad (14.6)$$

Stavimo li za $q_1 = I/s$, i odaberemo gustoću struje $s = 2 \text{ A/mm}^2$, tada dobivamo:

$$z_1 = 30 \frac{F}{I} \quad (14.7)$$

Sada možemo izračunati magnetsko polje $H = I \cdot z_1/l_m$ i iz dijagrama naći vrijednost za $\alpha = \delta/l_m$, odnosno zračni raspor, kao i prije.

Vrijednosti α odgovara u dijagramu vrijednosti $\beta = L_1 \cdot I^2/c(Q \cdot l_m)$. Iz ovoga se dobiva presjek željezne jezgre:

$$Q = \frac{L_1 \cdot I^2}{\beta \cdot l_m} \quad (14.8)$$

Ako se radi o prigušnici, onda će svitak, kroz koji teče struja predmagnetiziranja I, zapremati cijeli prozor, te će jednačba za presjek bakra glasiti (uz faktor ispune za bakar $p = 0,3$):

$$z \cdot \frac{I}{2} = F \cdot 0,3 \cdot 100 \quad (14.9)$$

odnosno:

$$z = 60 \frac{F}{I} \quad (14.10)$$

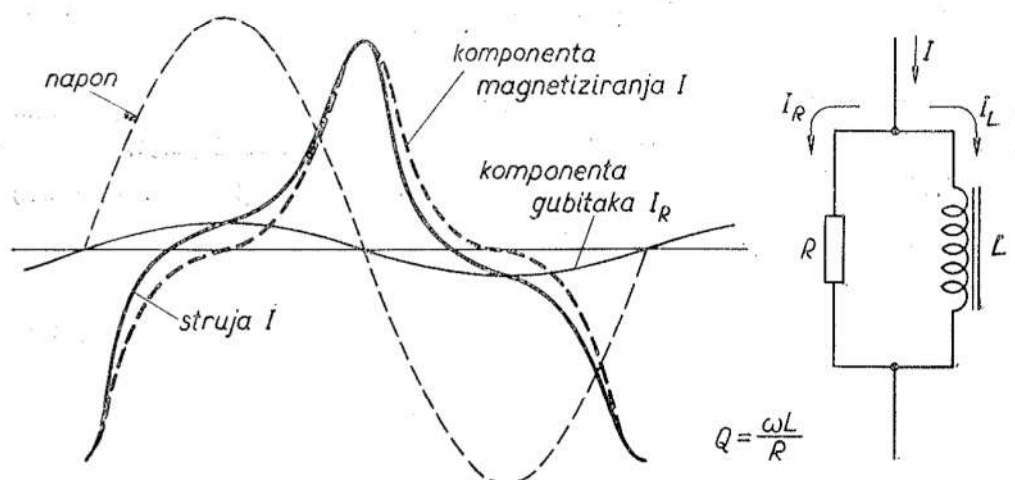
Zračni raspor i presjek jezgre nade se po postupku, koji je već gore izložen.

Što se tiče izvedbe raspora i širenja magnetskog toka u rasporu vrijedi isto, što je rečeno pod 2. za jezgru s rasporom bez predmagnetiziranja.

14.5 FAKTOR DOBROTE SVITKA SA ŽELJEZOM

Katkad je potrebno sagraditi prigušnicu, kod koje induktivni otpor na određenoj frekvenciji treba da je što veći prema otporu gubitaka. Treba, dakle, u tom slučaju sagraditi prigušnicu sa što većim faktorom dobrote Q .

Kao što je poznato iz glave 11., gdje se govorilo o harmoničkom izobličavanju, uz sinusoidan napon teče kroz svitak sa željezom nesinusoidna struja (sl. 14-16.). Ova se struja može rastaviti na dvije komponente: jedna komponenta je u fazi s naponom, dakle, to je komponenta



Sl. 14—16. Struja magnetiziranja kod svitka sa željezom sastavljena je od radne i induktivne komponente.

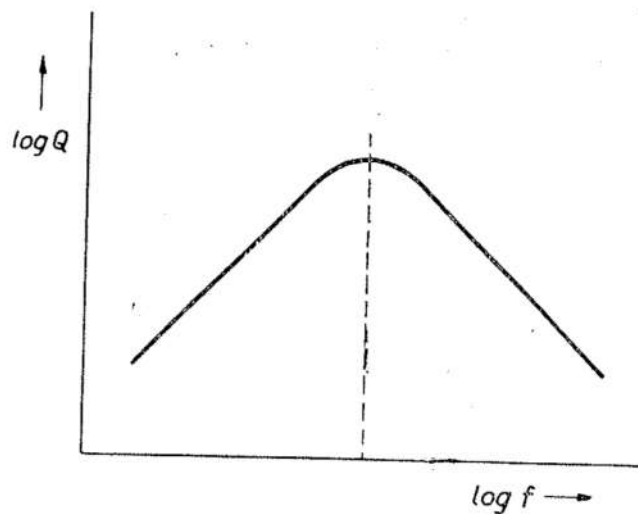
gubitaka, dok je druga komponenta čista induktivna. Amplituda komponente gubitaka približno je razmjerna amplitudi magnetske gustoće. Budući da su gubici razmjerni kvadratu struje, to možemo također reći, da su gubici približno razmjerni kvadratu magnetske gustoće. Uz konstantan napon i frekvenciju, dakle, vrijednost otpora R na sl. 14-17. opada s porastom magnetske gustoće u željezu, faktor dobrote Q se smanjuje.

Dodavši dotičnoj željeznoj jezgri raspor, induktivitet svitka se smanji. Da bismo dobili prijašnji induktivitet, kako bi induktivni otpor kod dotične frekvencije ostao isti, treba povećati broj zavoja. Uz povećani broj zavoja (napon i frekvencija konstantni!) smanji se magnetska gustoća (vidi formulu 1.1). Prema tome i gubici u željezu postanu manji, što znači da se otpor R poveća, pa prema tome i faktor Q . Povećanjem

raspora postaje faktor Q svitka sa željezom sve veći. To, međutim, tako ide samo do neke granice. Uz povećani raspor treba nužno radi održavanja istog induktiviteta povećati broj zavoja, a time se povećavaju gubici u bakru. Kod raspora, uz koji se gubici u željezu izjednače s gubicima u bakru, faktor dobrote Q je najveći. Daljnjim povećanjem raspora faktor Q se smanjuje.

Neki određeni svitak sa željezom ima najveći faktor Q kod jedne frekvencije. Uz pretpostavku, da je svitak priključen na posve nizak napon, gubici uslijed histereze su neznatni, te dolaze u obzir samo gu-

Sl. 14-17. Ovisnost faktora dobrote Q o frekvenciji.



bici uslijed vrtložnih struja, i, dakako, gubici u bakru. U području niskih frekvencija prevladavaju gubici u bakru, jer je struja magnetiziranja relativno velika. Na visokim frekvencijama postaju veći gubici u željezu. Kod stanovite frekvencije jedni i drugi gubici međusobno se izjednače, i kod te frekvencije faktor Q je najveći (sl. 14-17.).

Kad je potrebno s induktivitetom sa željezom konstruirati titrajni krug s određenim faktorom Q , problem je mnogo kompliciraniji. Rješenje se dobiva empirički, uz pomoć grafičkih metoda.

PRORAČUNAVANJE TONFREKVENTNIH TRANSFORMATORA

Točan proračun tonfrekventnog transformatora nije moguće provesti bez podataka dobivenih mjerenjem na pokusno izvedenom primjerku. U našim izlaganjima ograničit ćemo se na najosnovniji proračun, kako bi se dobili najnužniji podaci za gradnju. Pri tome ne ćemo ulaziti u pitanje izbora materijala, kao ni u pitanje najpovoljnije konstrukcije s obzirom na tvorničku proizvodnju, to jest u pitanje najekonomičnijeg transformatora.

Za proračunavanje tonfrekventnih transformatora potrebni su ovi podaci:

1. Kod izlaznog transformatora *najveća tonfrekventna snaga* N , koju uz dopušteno izobličenje može dati elektronka, odnosno protufazni stupanj, kad je (jedna) elektronka opterećena svojim *optimalnim otporom* R_o . Ova se snaga može naći bilo u tvorničkim podacima o elektronkama, bilo iz karakteristika elektronke, ili direktno mjerenjem.

2. *Unutarnji otpor (odnosno impedancija) generatora* R_i . Kao što je već prije izloženo, o veličini ovog otpora ovisi tok prigušne karakteristike transformatora u području najnižih i najviših frekvencija. Kod mikrofonskih i ulaznih transformatora kao unutarnji otpor generatora djeluje otpor (odnosno impedancija) mikrofona, gramofonske zvučnice i t. d. ili transformirani otpor (impedancija) ovih izvora. Kod međustepenih i izlaznih transformatora otpor generatora je dan unutarnjim otporom prethodne elektronke, odnosno unutarnjim otporom protufaznog stupnja. Ako je u dotičnom stupnju pojačala primijenjena negativna reakcija, treba uzeti u obzir promjenu unutarnjeg otpora elektronke uslijed negativne reakcije.

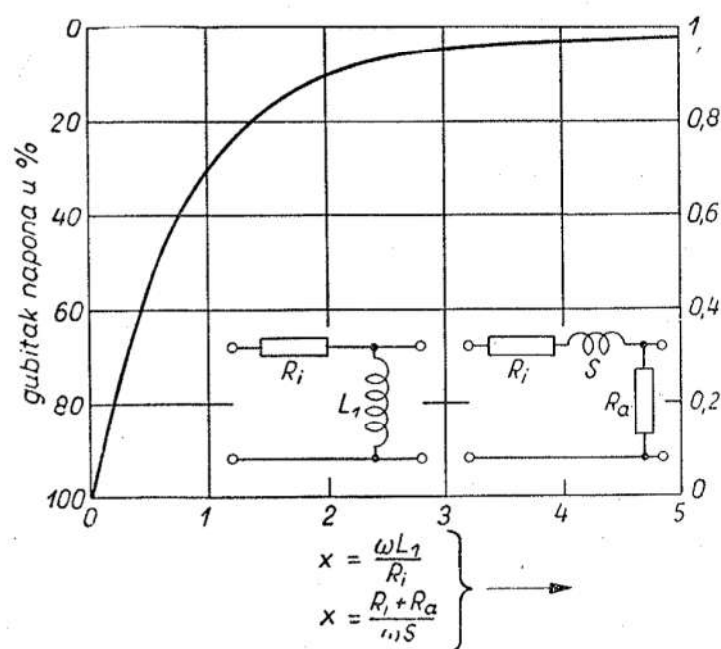
3. *Opteretni otpor (odnosno impedancija)* R_L . Linijski mikrofonski transformatori, kao i ulazni i međustepeni transformatori, opterećeni su, općenito uzevši, kapacitivno. Međustepeni ulazni transformatori sa strujom rešetke imaju kao opterećenje otpor, koji se dobije dijeljenjem

maksimalnog pozitivnog napona na rešetki sa strujom, koja uz taj napon teče prema rešetki. Kod izlaznih transformatora opterećenje predstavlja impedancija zvučnika ili kojeg drugog trošila. U svim ovim slučajevima opteretni otpor u vezi s unutarnjim otporom generatora, odnosno optimalnom opteretnom impedancijom elektronke, određuje, koliki treba da bude odnos zavoja transformatora.

4. *Najniža frekvencija f_{min} i najviša frekvencija f_{maks} .* Ove frekvencije određuju širinu tonfrekventnog pojasa, koji treba preko transformatora što jednoličnije prenijeti. Izbor ovih frekvencija ovisi o prigušnoj karakteristici ostalih elemenata dotičnog elektroakustičkog uređaja, to jest o prigušnoj karakteristici mikrofona, pojačala, zvučnika i t. d. Obično se kao najniža frekvencija f_{min} uzima donja rezonantna frekvencija zvučnika (najčešće između 50 i 100 Hz), jer ispod ove frekvencije zvučnik ionako praktički ne isijava akustičku energiju. Prema tome nema razloga ni od ostalih elemenata uređaja tražiti da prenose niže frekvencije od ove. Najvišu frekvenciju f_{maks} u većini slučajeva također određuje zvučnik. Prosječni zvučnik ne reproducira više tonove od kojih 7000 do 8000 Hz. U takvom slučaju ni transformator ne treba da prenosi više frekvencije od ove. U elektroakustici postoji pravilo, prema kojem se akustička ravnoteža između dubokih i visokih tonova postiže onda, ako produkt $f_{min} \times f_{maks}$ iznosi 400 000. Proširenje pojasa prenošenih frekvencija bilo naniže, bilo naviše, poskupljuje transformator i otežava njegovu konstrukciju, te nema smisla pojas frekvencija bez potrebe proširivati.

5. *Gubitak napona kod najniže i najviše frekvencije.* Prema najnižim i najvišim frekvencijama frekventna karakteristika transformatora, kao što znamo, pada. Frekvencije, kod kojih je napon 30% niži od napona kod srednjih frekvencija, nazvali smo donjom i gornjom graničnom frekvencijom. No kako i drugi elementi pojačala — ostali transformatori kao i RC-spojevi — također zapostavljaju niže i više frekvencije, to je često potrebno da kod transformatora, o kojem se radi, krajnje frekvencije budu u manjoj mjeri zapostavljene nego granične frekvencije. U smanjivanju gubitka napona ne smije se ići suviše daleko, jer pretjerivanje nepotrebno poskupljuje konstrukciju i otežava izgradnju (veći primarni induktivitet, manje rasipanje). Na sl. 15-1. vidimo dijagram, na kojem je prikazana ovisnost gubitka napona kod krajnjih frekvencija o odnosu omskih otpora prema induktivnim otporima. Tako na primjer iz dijagrama vidimo, da je uz odnos $x = 2\pi f L_1/R_i = (R_i + Ra) / (2\pi f S) = 2$ napon kod dotične frekvencije za 10% niži od napona kod

srednjih frekvencija, a uz $x = 3$ razlika između ovih napona je 5%. Kod transformatora, kod kojih se iskorištava rezonancija bilo u području niskih ili u području visokih frekvencija, najsigurnije je stepen zapostavljanja, odnosno eventualno izdizanje krajnjih frekvencija, ugoditi pokusom, a to je potrebno učiniti u sklopu, u kakvom će transformator raditi u pogonu. U našem proračunu ulaznog transformatora predviđeno je formulom (4) – (4/2), da kod f_{maks} nema gubitka napona [formula je izvedena iz formule (3.5) za slučaj da je $Q = 1$]. Stvarno će gubitak napona postojati, jer u formuli nije uzet u obzir omski otpor namota,



Sl. 15-1. Ovisnost gubitka napona o odnosu induktivnih otpora prema omskim otporima.

koji se dodaje otporu generatora i prigušuje rezonaciju. Proračunavanje za slučaj s unaprijed određenim gubitkom napona kod f_{maks} bilo bi suviše komplicirano i najčešće se ne isplati, utoliko više, što se vrijednost sekundarnog kapaciteta i onako procjenjuje.

Uključivanjem izlaznog transformatora u petlju negativne reakcije mijenja se kriterij za određivanje gornje i donje granične frekvencije transformatora. U vezi s negativnom reakcijom potrebno je pored frekventne karakteristike voditi računa i o faznoj karakteristici. Kako fazno izobličenje ovisi i o drugim elementima pojačala, to se dopustivo fazno

izobličenje transformatora ne može odrediti. Stoga se za određivanje primarnog induktiviteta najčešće upotrebljavaju približne formule, kao što je formula (7.12). U pogledu rasipnog induktiviteta ne može se dati nikakva formula, jer treba voditi računa ne samo o tome, da rasipni induktivitet bude što manji, nego i o tome, da što manji budu također kapaciteti svitaka. Isto tako je važan smještaj svitaka jednog prema drugom. U slučaju jake negativne reakcije treba poznavati frekventnu i faznu karakteristiku transformatora u području između nekoliko herca i nekoliko stotina kiloherca. Budući da u području ultrazvučnih frekvencija karakteristike transformatora ovise o parazitnim kapacitetima, koji se ne mogu unaprijed odrediti, to se do izlaznog transformatora, koji treba uključiti u petlju jake negativne reakcije, dolazi gradnjom pokusnih primjeraka.

Medustepeni transformator uzrokuje u području rasipne rezonancije velik fazni zakret, zbog čega se ovaj transformator ne uključuje u petlju negativne reakcije. Ukoliko ga je ipak potrebno uključiti, treba ga opteretiti takvim otporom, da se rasipna rezonancija priguši. U takvom slučaju je to transformator snage, te vrijedi isto što je izneseno u vezi s izlaznim transformatorom u petlji negativne reakcije.

6. *Vrsta i dimenzije željezne jezgre.* Kod mikrofonskih, ulaznih i međustepenih transformatora se veličina limova, kao i presjek jezgre, odabire, i to u dimenzijama, koje su uobičajene za te svrhe. Kod izlaznih se transformatora kao osnova za izbor jezgre može uzeti presjek jezgre, koji se dobije računom iz formule (5.19). Treba nastojati da odabrana jezgra ima potrebni presjek s kvadratičnim oblikom, jer su u tom slučaju pojedini zavoji najkraći. Time se dobije manji omski otpor namota i manje je rasipanje, a i samo namatanje je lakše. Oblik prozora treba odabrati prema vrsti namota. Za cilindrični namot povoljniji je prozor, koji ima oblik izduženog pravokutnika, dok je za pločasti namot povoljniji prozor, koji je po obliku bliži kvadratu. Za mikrofonske transformatore, koji moraju prenositi širok pojas frekvencija, treba upotrebiti visokopermeabilno željezo. Kod upotrebe silicijskog lima za tonfrekventne transformatore treba uzeti visokolegirani silicijski lim debljine ne veće od 0,35 mm.

O jezgri treba imati ove podatke:

a) *Presjek čistog željeza Q* (presjek bez izolacije, netto-presjek). Kako je direktnom mjerenju pristupačan samo brutto-presjek (širina rebra pomnožena s visinom paketa lima), to je radi dobivanja presjeka čistog željeza potrebno brutto-presjek pomnožiti s faktorom ispune lima.

b) *Površina prozora jezgre F.* Da bi se moglo kontrolirati, može li se namot smjestiti u prozor, potrebno je poznavati veličinu prozora.

c) *Srednja dužina magnetskih silnica l_m .* Ova se dužina može izračunati iz dimenzija prozora i rebra jezgre.

d) *Elektivna dinamička permeabilnost jezgre.* Ova permeabilnost je ovisna o radnom naponu, o veličini zračnog raspora, koji postoji zbog proreza u limu, o debljini izolacije lima, kao i o tome, u kojoj je mjeri lim stisnut jedan uz drugi. Zbog toga je izbor permeabilnosti stvar posve nepouzdana, a prava se vrijednost može odrediti samo mjerenjem. Mjerenje se može na jednostavan način izvesti tako, da se na jezgru stavi pokusni svitak, izmjeri se (uz odgovarajući napon!) njegov induktivitet, i iz formule (14.1) izračuna permeabilnost μ_d .

7. *Istosmjerna struja predmagnetiziranja I.* Ako je ova struja vrlo malena, kao što je na primjer slučaj kod elektronke kao naponskog pojačala, tada se računom dobije vrlo malen raspor, koji se ne može realizirati. Stoga se može uzeti kao praktičko pravilo, da do 5 mA struje predmagnetiziranja treba provesti račun broja zavoja, kao da predmagnetiziranja nema, a limove jezgre treba složiti tako, da svi prorezi budu na jednoj strani (prerez na prerez; inače se slaže prerez jednog lima lijevo, slijedećeg desno). Sa strujom predmagnetiziranja preko 5 mA račun se provodi normalno uzimajući u obzir predmagnetiziranje.

15.1 PRORAČUNAVANJE ULAZNIH TRANSFORMATORA

(1) Podaci potrebni za proračunavanje:

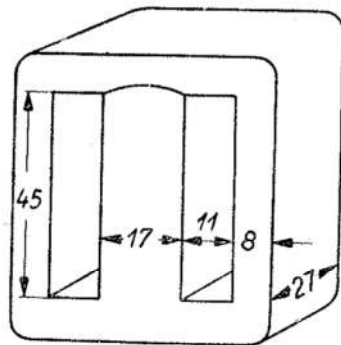
1. Unutarnji otpor generatera P_g (u omima).
2. Radni anodni otpor prethodne elektronke R_a (u omima) kod međustepenog transformatora.
3. Transformirani otpor mikrofona R'_m (u omima) kod linijskog mikrofonskog transformatora.
4. Najvažnija frekvencija f_{min} i najviša frekvencija f_{maks} (u hercima).
5. Faktor dopuštenog gubitka napona α kod f_{min} (iz dijagrama na sl. 15-1.).
6. Vrsta (svojstva) željezne jezgre i njezine dimenzije.
7. Kod transformatora s predmagnetiziranjem istosmjerna struja predmagnetiziranja I (u amperima).

(2) **Presjek jezgre (netto-presjek), površina prozora i srednja dužina magnetskih silnica** (sl. 15-2.):

a) *presjek jezgre:*

$$Q = s \times h \times k \text{ (kvadr. centimetara)}$$

- s = širina rebra jezgre (u centimetrima),
 h = visina paketa lima (u centimetrima),
 k = faktor ispune lima (za silicijski lim obično $k = 0,85$).



Sl. 15-2. Transformatorska jezgra s oznakama, koje su upotrebljene kod proračunavanja.

b) Površina prozora:

$$F = a \times b \text{ (kvadr. centimetara)}$$

a = širina prozora (u centimetrima),

b = visina prozora (u centimetrima).

c) Srednja dužina magnetskih silnica:

$$l_m = 2(a + b) + c \cdot \pi \text{ (centimetara)}$$

c = širina rebra (u centimetrima).

(3) Broj primarnih zavoja:

$$z_1 = 9000 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_m}{\mu d \cdot Q}} \text{ (zavoja)}$$

$\mu d = 250$ (za 4%-tni silicijski lim)

(3/1) Kod mikrofonskog i ulaznog transformatora:

$$L_1 = \frac{x \cdot R_m}{6,3 f_{min}} \text{ (henrija)}$$

(3/2) Kod paralelno napajanoeg međustepenog transformatora:

$$L_1 = \frac{x}{6,3 f_{min}} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \text{ (henrija)}$$

(3a) Broj primarnih zavoja uz predmagnetiziranje (za jezgru od 4%-tnog silicijskog lima):

a) Izračuna se vrijednost izraza $\beta = L_1 \cdot I^2 / (Q \cdot l_m)$, gdje je L_1 vrijednost dobivena u točki (3/1), a I struja predmagnetiziranja (u amperima).

b) Vrijednosti izraza pod a) odgovara na dijagramu na sl. 14-14. odnos $\alpha = \delta/l_m$; odavle se izračuna dužina zračnog raspora:

$$\delta = 10 \alpha \cdot l_m \text{ (milimetara)}$$

c) Vrijednosti α odgovara u dijagramu magnetsko polje $H = I \cdot z/l_m$. Pomoću ovog se izračuna broj zavoja:

$$z_1 = H \cdot \frac{l_m}{I} \text{ (zavoja)}$$

(4) Broj sekundarnih zavoja:

(4/1) Kod linijskog mikrofonskog transformatora:

$$z_2 = \sqrt{\frac{R_m}{R_i}} \cdot z_1 \text{ (zavoja)}$$

(4/2) Kod ulaznog i međustepenog transformatora:

$$z_2 \leq \frac{z_1}{2,5 \sqrt{R'_m \cdot f_{maks} \cdot C_s}} \text{ (zavoja)}$$

Za C_s ćemo uvrstiti $200 \cdot 10^{-12}$ farada (= 200 pF).

(4/3) Kod paralelno napajanog međustepenog transformatora ista formula kao pod (4/2), samo umjesto R_i uvrstiti:

$$R_i = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

(5) Promjer žice primarnog svitka ($R_1 \leq 0,25 R_m$):

$$d_1 \geq 0,03 \sqrt{\frac{z_1 \cdot l_z}{R_m}} \text{ (milimetara)}$$

gdje je l_z srednja dužina zavoja primarnog svitka:

$$l_z = 2(s + h + a) \text{ (cm) za namot prema sl. 9-1.}$$

$$l_z = 2(s + h + 2a) \text{ (cm) za namote prema sl. 9-4. do 8.}$$

(5a) Promjer žice primarnog svitka, kroz koji teče istosmjerna struja predmagnetiziranja I (u amperima; gustoća struje 2 A/mm²):

$$d_1 = 0,8 \sqrt{I} \text{ (milimetara)}$$

(6) Promjer žice sekundarnog svitka:

(6/6) Kod linijskog mikrofonskog transformatora ($R_2 \leq 0,2 R'_m$):

$$d_2 \geq 0,033 \sqrt{\frac{z_2 \cdot l_z}{R'_m}} \text{ (milimetara)}$$

gdje je l_z srednja dužina zavoja sekundarnog svitka:

$$l_z = 2(s + h + 2,5a) \text{ (cm) za namot prema sl. 9-1.}$$

$$l_z = 2(s + h + 2a) \text{ (cm) za namote prema sl. 9-4. do 8.}$$

(6/2) Kod ostalih ulaznih transformatora žica sekundara treba da bude što tanja, kako bi bio potreban što manji prozor. Međutim, radi mehaničke čvrstoće (u vezi s namatanjem) ne preporuča se ići ispod:

$$d_2 = 0,1 \text{ (milimetar)}$$

(7) Odabiranje vrste namota

Najjednostavniji namot, koji bi mogao dati dovoljno malen rasipni induktivitet, treba odabrati prema uputama u glavi 9. ili prema izvedenim primjercima.

(8) Kontrola smještaja namota

Treba ispitati, da li je moguće namot, uzevši u obzir mosur, izolaciju žice, međuslojni papir i t. d., smjestiti u prozor jezgre. Približna kontrola može se provesti izračunavanjem faktora ispune:

$$p = \frac{\text{presjek bakra svih zavoja}}{\text{površina prozora}}$$

Kod namota, koji je motan lak-žicom bez međuslojnog papira, faktor ispune ne smije biti veći od:

$$p = 0,35$$

Kod namota s međuslojnim papirom (također lak-žica) faktor ispune ne smije biti veći od:

$$p = 0,3$$

Ako je faktor p veći od dozvoljene vrijednosti, te dakle smještanje namota u prozor ne bi bilo moguće, treba:

1. uzeti lim s većim prozorom (uz isti presjek jezgre),
2. povećati presjek jezgre, kako bi se izašlo s manjim brojem zavoja.

U svakom slučaju treba proračunavanje izvršiti iznova.

(9) Kontrola rasipnog induktiviteta

Rasipni se induktivitet može izračunati po formulama, koje su navedene u glavi 9. Izračunana vrijednost smije iznositi najviše:

$$S = \frac{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2}{40f_{maks} \cdot C} \text{ (henrija)}$$

(9/1) Kod linijskog mikrofonskog transformatora C u gornjoj formuli je kapacitet voda C_v u faradima (C_v = kapacitet voda po metru dužine $\times$ dužina voda u metrima).

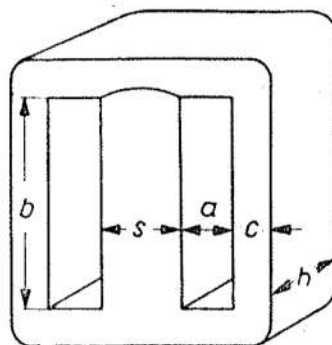
(9/2) Kod ostalih ulaznih transformatora C u gornjoj formuli je ukupni kapacitet na sekundarnoj strani C_s ($200 \times 10^{-12} \text{ F}$).

Ako računom dobiveni induktivitet prelazi dopuštenu vrijednost, treba odabrati drugu vrstu namota, kod kojeg će rasipni induktivitet biti dovoljno malen.

15.2 PRIMJER PRORAČUNAVANJA ULAZNOG TRANSFORMATORA

Zadatak:

Potrebno je proračunati mikrofonski ulazni transformator za razglasno pojačalo, i to prema slijedećim podacima:



Sl. 15-3. Za ovaj proračun ulaznog transformatora predviđen je lim s ovim dimenzijama.

- (1) — 1. $R_i = 200 \Omega$,
2. ./.
3. ./.
4. $f_{min} = 75 \text{ Hz}$, $f_{maks} = 6000 \text{ Hz}$,
5. $x = 1$,
6. 4⁰/₆-tni silicijski lim, dimenzije jezgre na sl. 15-3.,
7. ./.

(2) — a Presjek jezgre:

$$Q = 1,7 \times 2,7 \times 0,85 \approx 3,9 \text{ cm}^2$$

b) Površina prozora:

$$F = 1,1 \times 4,5 = 4,95 \text{ cm}^2$$

c) Srednja dužina magnetskih silnica:

$$l_m = 2(1,1 + 4,5) + 0,8\pi = 13,7 \text{ cm}$$

(3) Broj primarnih zavoja

(3/1 Primarni induktivitet:

$$L_1 = \frac{1 \cdot 200}{6,3 \cdot 75} \approx 0,43 \text{ H}$$

$$z_1 = 9000 \sqrt{\frac{0,43 \cdot 13,7}{250 \cdot 3,6}} = 700 \text{ zavoja}$$

(4) – (4/2) Broj sekundarnih zavoja:

$$z_2 = \frac{700}{2,5 \sqrt{200 \cdot 6000 \cdot 200 \cdot 10^{-2}}} \approx 18100 \text{ zavoja}$$

(5) Promjer žice primarnog svitka:

Srednja dužina zavoja:

$$l_z = 2(1,7 + 2,7 + 1,1) = 11 \text{ cm}$$

$$d_1 = 0,03 \sqrt{\frac{700 \cdot 11}{200}} = 0,186 \text{ mm}$$

Uzet ćemo žicu:

$$d_1 = 0,18 \text{ mm}$$

(6) – (6/2) Promjer žice sekundarnog svitka:

$$d_2 = 0,1 \text{ mm}$$

(7) Odabiranje vrste namota

Budući da je najviša frekvencija f_{maks} relativno niska, odabrat ćemo obični cilindrični namot. Kako se radi o sasvim niskim naponima, predvidjet ćemo namatanje svitaka bez međuslojnog papira.

(8) Kontrola smještanja namota

Kako ćemo namatanje izvršiti lak-žicom, to kontrolu možemo provesti pomoću podataka datih za faktor ispune.

a) Presjek bakra primarnog svitka:

$$700 \cdot \frac{0,18^2 \pi}{4} \approx 18 \text{ mm}^2$$

b) Presjek bakra sekundarnog svitka:

$$18100 \cdot \frac{0,1^2 \pi}{4} \approx 142 \text{ mm}^2$$

c) Ukupni presjek bakra u namotu:

$$18 + 142 = 160 \text{ mm}^2$$

d) Faktor ispune:

$$p = \frac{160}{492} = 0,324$$

Faktor ispune je manji od 0,35, te zadovoljava.

(9) *Kontrola rasipnog induktiviteta*

Za izračunavanje rasipnog induktiviteta potrebno je naći dimenzije namota, odnosno pojedinih svitaka.

a) *Debljina primarnog svitka:*

Uzevši u obzir neiskorišteni dio prozora, koji se mora predvidjeti radi umetanja lima s jezikom, te debljinu bočnih stranica mosura, ostaje za namot dužina prozora od 4,2 cm. Prema tabeli III. može se na 1 cm² namotati 1900 zavoja žice promjera 0,18 mm. Iz toga slijedi da 700 zavoja zaprema:

$$\frac{700}{1900} \approx 0,37 \text{ cm}^2$$

Odavle je debljina primarnog svitka:

$$a_1 = \frac{0,37}{4,2} \approx 0,09 \text{ cm}$$

b) *Debljina sekundarnog svitka:*

Na isti način možemo izračunati debljinu sekundarnog svitka. Presjek sekundarnog svitka iznosi:

$$\frac{18100}{5800} = 3,12 \text{ cm}^2$$

Prema tome je debljina sekundarnog svitka:

$$a_2 = \frac{3,12}{4,2} \approx 0,75 \text{ cm}$$

c) *Debljina papira između svitaka i dimenzije mosura naznačene su na sl. 15-4.*

d) Za izračunavanje rasipnog induktiviteta potrebno je još poznavati srednju dužinu zavoja cijelog namota:

$$l_z = 2(1,7 + 2,7 + 2 \cdot 1,1) = 13,2 \text{ cm}$$

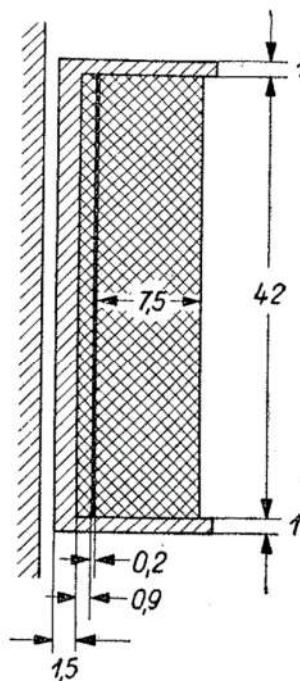
e) *Rasipni induktivitet iznosi:*

$$S = 1,14 \times 10^{-8} \cdot \frac{13,2}{4,2} \cdot 700^2 \left(0,02 + \frac{0,09 + 0,75}{3} \right) \approx 0,0053 \text{ H}$$

f) *Najveći dopušteni rasipni induktivitet:*

$$S = \frac{\left(\frac{700}{18100} \right)^2}{40 \cdot 6000^2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 0,0052 \text{ H}$$

Rasipni induktivitet proračunavanog transformatora imat će dakle s velikom približnošću upravo onu vrijednost, koja je dopuštena s obzirom na najvišu frekvenciju, koju treba prenijeti.



Sl. 15-4. Presjek i dimenzije namota proračunavanog transformatora.

15.3 MJERENJA NA IZVEDENOM PRIMJERKU

Prema podacima ovog proračuna sagrađen je transformator i mjerenjem su dobiveni ovi rezultati:

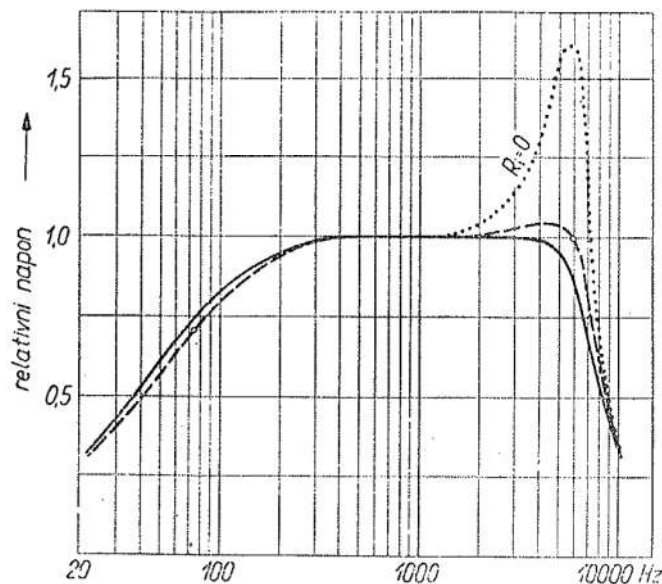
1. *Primarni induktivitet* uz napon od 5 mV:

$$L_1 = 0,58 \text{ H}$$

2. *Rasipni induktivitet* (reduciran na primarnu stranu):

$$S = 0,005 \text{ H}$$

3. *Prigušna karakteristika* na sl. 15-5. mjerena je na sklopu, koji je izveden prema shemi na sl. 28-8. s elektronkom EF 12. Karakteristika je u području niskih frekvencija nešto povoljnija nego što je traženo (donja granična frekvencija je nešto niža). To dolazi odatle, što je efektivna početna permeabilnost upotrebljenog željeza veća od pretpostavljene, te je umjesto proračunanog primarnog induktiviteta od 0,43 H dobiven induktivitet od 0,58 H. U području visokih frekvencija dobi-



Sl. 15-5. Prigušne karakteristike proračunavanog ulaznog transformatora. Označena crtkano je tražena karakteristika, izvučena karakteristika je dobivena mjerenjem u normalnom sklopu, a točkana je dobivena mjerenjem uz $R = 0$.

vena je karakteristika, koja pokazuje da su visoke frekvencije zastavljene u većoj mjeri nego što je traženo. Tome je jedan od razloga u većem prigušnom otporu, nego što je predviđeno, jer formulom pod A (4/2) nije uzet u obzir otpor namota transformatora. Drugi je razlog u tome, što je sekundarni kapacitet veći od pretpostavljenog. Iz karakteristike za $R_i = 0$ vidi se, da rasipna rezonantna frekvencija iznosi 5800 Hz. Pomoću ove frekvencije, izmjerenog rasipnog induktiviteta i odnosa zavoja može se izračunati [formula (24.7)], da stvarni sekundarni kapacitet ima vrijednost od 225 pF.

Kako je ovaj transformator predviđen za elektroakustičke svrhe, to dobivena odstupanja od tražene karakteristike nemaju veće značenje

(naročito u području niskih frekvencija, gdje karakteristika odstupa u pozitivnom smislu, to jest u smislu proširenja pojasa prenošenih frekvencija naniže). Zato se može smatrati, da su rezultati, dobiveni ovim proračunom, posve zadovoljavajući.

15.4 PRORAČUNAVANJE MEĐUSTEPENOG ULAZNOG TRANSFORMATORA SA STRUJOM REŠETKE

(1) Za proračun su potrebni ovi podaci:

- I. — 1. Najniža frekvencija f_{min} i najviša frekvencija f (u hercima).
2. Faktor gubitka napona x kod f_{min} i f_{maks} (iz dijagrama na sl. 15-1.).
3. Vrsta (svojstva) lima i njegove dimenzije.
4. Istosmjerna struja predmagnetiziranja I (u amperima)

II. — Podaci o pobudnoj elektronici:

1. Snaga pobudne elektronke. Kako bi pobudni stupanj mogao dati dovoljno veliku pobudnu snagu s malim izobličenjem, to se preporuča, da ima snagu od jedne desetine snage izlaznog stupnja:

$$N_{pob} = 0,1 N_{izl}$$

Prema ovako dobivenom N_{pob} odabere se odgovarajuća elektronka.

2. Unutarnji otpor elektronke R_i (u omima).
3. Amplituda maksimalnog izmjeničnog napona U koji elektronka može dati uz uvjet, da je anodni otpor četiri puta veći od unutarnjeg otpora R_i . Ovaj se napon može dobiti iz karakteristika elektronke.

III. — Podaci o izlaznim elektronkama:

1. Amplituda maksimalnog izmjeničnog napona na pobudnoj rešetki $U_{g_{maks}}$ (u voltima).
2. Maksimalni pozitivni napon na pobudnoj rešetki U_{g_p} (u voltima).
3. Struja pobudne rešetke $I_{g_{maks}}$ (u amperima), koja teče uz napon U_{g_p} .

(2) Broj primarnih zavoja, zračni raspor i presjek jezgre:

a) Broj primarnih zavoja:

$$z_1 = 30 \frac{F}{I} \text{ (zavoja)}$$

b) Pad magnetskog napona po centimetru (magnetsko polje):

$$H = \frac{I \cdot z_1}{l_m} \text{ (amper-zavoja po centimetru)}$$

l_m je srednja dužina magnetskih silnica (vidi proračun ulaznog transformatora pod (2) - c).

c) Prema padu magnetskog napona H naći u dijagramu na sl. 14-14. vrijednost za α i pomoću ovoga izračunati zračni raspored:

$$\delta = 10 \alpha \cdot l_m \text{ (milimetara)}$$

d) Nađenom α odgovara u dijagramu vrijednost $\beta = L_1 \cdot I^2 / (Q \cdot l_m)$. Odavle je:

$$Q = \frac{L_1 \cdot I^2}{\beta \cdot l_m} \text{ (kvadr. centimetara)}$$

gdje je:

$$L_1 = \frac{x \cdot R_i}{6,3 f_{min}} \text{ (henrija)}$$

e) Visina paketa lima:

$$b = \frac{Q}{s \cdot k} \text{ (centimetara)}$$

s = širina rebra jezgre (vidi sl. 15-2.)

k = faktor ispune lima (za silicijski lim obično $k = 0,85$).

(3) Broj sekundarnih zavoja (polovina sekundara):

$$z_2 = \frac{z_1}{\sqrt{\eta}} \cdot \frac{U_{gmax}}{U_{amaks}} \text{ (zavoja)}$$

η = stupanj djelovanja transformatora, koji kod dobrih konstrukcija iznosi 0,7.

(4) Promjer žice primarnog svitka ($R_1 \leq 0,1 n^2 R_g$)

$$d_1 \geq 0,047 \sqrt{\frac{z_1 \cdot l_z}{\left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_g}} \text{ (milimetara)}$$

l_z = srednja dužina zavoja primarnog svitka [kao kod proračuna ulaznog transformatora pod (5)].

$$R_g = \frac{U_{gp}}{I_{gmax}} \text{ (oma)}$$

(5) Promjer žice sekundarnog svitka ($R_2 \leq 0,1 R_g$)

$$d_2 \geq 0,047 \sqrt{\frac{z_2 \cdot l_z}{R_g}} \text{ (milimetara)}$$

l_z = srednja dužina zavoja sekundarnog svitka [kao kod proračuna ulaznog transformatora pod (6) - (6/1)].

(6) Odabiranje vrste namota

Kao kod proračuna ulaznih transformatora pod (7).

(7) Kontrola smještanja namota

Kao kod proračuna ulaznog transformatora pod (8).

(8) Kontrola veličine transformiranog unutarnjeg otpora pobudne elektronke

Unutarnji otpor pobudne elektronke R_i pojavljuje se na rešetki izlaznog stupnja u vrijednosti $(z_2/z_1)^2 \cdot R_i = R_i'$. Kod dobrih konstrukcija mora biti:

$R_i' < 0,1 R_g$ kod B-pojačala, koje radi s negativnim prednaponom.

$R_i' < 0,2 R_g$ kod B-pojačala, koje radi s prednaponom nula.

(9) Kontrola rasipnog induktiviteta

Rasipni induktivitet može se izračunati po formulama, koje su navedene u glavi 9. Kod ovog transformatora se izračunava rasipni induktivitet primarnog svitka i jedne polovine sekundarnog svitka, koji mora biti:

$$S \leq \frac{R_i + R_g'}{6,3 \cdot \pi \cdot f_{maks}} \text{ (henrija)}$$

gdje je:

$$R_g = \left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_g \text{ (oma)}$$

Ako računom dobiveni rasipni induktivitet namota prelazi dopuštenu vrijednost, treba odabrati drugu vrstu namota, kod kojeg će rasipni induktivitet biti dovoljno malen.

15.5 PRORAČUNAVANJE IZLAZNIH TRANSFORMATORA

(1) Podaci potrebni za proračunavanje:

1. Snaga izlaznog stupnja N (u vatima).
2. Unutarnji otpor (jedne) izlazne elektronke R_i (u omima).
3. Optimalna opteretna impedancija (jedne) izlazne elektronke R_a

(u cmima).

4. Opteretni otpor R_t (u cmima) na sekundaru transformatora.
5. Najniža frekvencija f_{min} i najviša frekvencija f_{maks} (u hercima).
6. Faktor gubitaka napona x kod f_{min} i f_{maks} (iz dijagrama u sl. 15-1.).
7. Vrsta (svojstva) lima i njegove dimenzije.
8. Kod transformatora s predmagnetiziranjem istosmjerna struja predmagnetiziranja I (u amperima).

(2) Dimenzije željezne jezgre

a) Presjek jezgre:

$$Q = 150 \frac{N}{F \cdot f_{min}} \text{ (kvadr. centimetara)}$$

F = površina prozora odabranog lima (u cm^2)

b) Visina paketa lima (vidi sl. 15-2.):

$$b = \frac{Q}{s \cdot k} \text{ (centimetara)}$$

s = širina rebra jezgre (u cm),

k = faktor ispune lima, koji se kod silicijskog lima obično uzima 0,85.

c) Srednja dužina magnetskih silnica:

$$l_m = 2(a + b) + c \cdot \pi \text{ (centimetara)}$$

a = širina prozora (u cm),

b = visina prozora (u cm),

c = širina rebra (u cm).

(2a) Broj primarnih zavoja, zračni raspored i presjek jezgre kod predmagnetiziranja:

a) Broj primarnih zavoja:

$$z_1 = 30 \frac{F}{I} \text{ (zavoja)}$$

b) Pad magnetskog napona po centimetru:

$$H = \frac{I \cdot z_1}{l_m} \text{ (amper-zavoja po centimetru)}$$

c) Prema padu magnetskog napona H naći u dijagramu na sl. 14-14. vrijednost za a i pomoću ovoga izračunati zračni raspored:

$$\delta = 10 a \cdot l_m \text{ (milimetara)}$$

- d) Nađenom α odgovara u dijagramu vrijednost $\beta = L_1 I^2 / (Q \cdot l_m)$
 Odavle je presjek jezgre:

$$Q = \frac{L_1 \cdot I^2}{\beta \cdot l_m} \text{ (kvadr. centimetara)}$$

gdje je:

$$L_1 = \frac{x}{6,3 f_{min}} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \text{ (henrija)}$$

- e) Visina paketa lima kao pod (2) - b).

(3) Broj primarnih zavoja:

- (3/1) Kod jednofaznog transformatora (bez predmagnetiziranja):

$$z_1 = 9000 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_m}{\mu_d \cdot Q}} \text{ (zavoja)}$$

$\mu_d = 1000$ (za 4%-tni silicijski lim), također u formuli pod (3/2) i (3/3).

$L_1 =$ kao pod (2a) - d).

- (3/2) Kod protufaznog transformatora A-pojačala (broj zavoja cijelog primara):

$$z_1 = 9000 \sqrt{\frac{2 L_1 \cdot l_m}{\mu_d \cdot Q}} \text{ (zavoja)}$$

$L_1 =$ kao pod (2a) - d)

- (3/3) Kod protufaznog transformatora B-pojačala (broj zavoja cijelog primara):

$$z_1 = 9000 \sqrt{\frac{4 L_1 \cdot l_m}{\mu_d \cdot Q}} \text{ (zavoja)}$$

$L_1 =$ kao pod (2a) - d)

(4) Kontrola presjeka jezgre s obzirom na najveću magnetsku gustoću:

$$Q = \frac{U_1 \times 10^8}{4,44 z_1 \cdot f_{min} \cdot B} \text{ (kvadr. centimetara)}$$

$B = 8000$ gaussa (za 4%-tno silicijsko željezo). Kod transformatora s predmagnetiziranjem $B = 4000$ gaussa.

- (4/1) Kod jednofaznog transformatora:

$$U_1 = \sqrt{N \cdot R_a} \text{ (volta)}$$

(4/2) Kod protufaznog transformatora A-pojačala:

$$U_1 = \sqrt{2 N_A \cdot R_a} \text{ (volta)}$$

N_A = izlazna snaga protufaznog stupnja (u vatima).

(4/3) Kod protufaznog stupnja B-pojačala:

$$U_1 = 2 \sqrt{N_B \cdot R_a} \text{ (volta)}$$

N_B = izlazna snaga protufaznog stupnja (u vatima).

Ako se ovim računom dobije presjek jezgre Q veći nego po formuli pod (2) a), tada treba uzeti jezgru s ovim presjekom (bez promjene broja primarnih zavoja).

(5) Broj sekundarnih zavoja:

(5/1) Kod jednofaznog izlaznog stupnja:

$$z_2 = \sqrt{\frac{R_t}{R_a}} \cdot z_1 \text{ (zavoja)}$$

(5/2) Kod protufaznog stupnja A-pojačala:

$$z_2 = \sqrt{\frac{R_t}{2 R_a}} \cdot z_1 \text{ (zavoja)}$$

(5/3) Kod protufaznog stupnja B-pojačala:

$$z_2 = \sqrt{\frac{R_t}{4 R_a}} \cdot z_1 \text{ (zavoja)}$$

(6) Promjer žice primarnog svitka (uz gustoću struje od 1,5 A/mm²):

$$d_1 = 0,92 \sqrt{I_1} \text{ (milimetara)}$$

(6/1) Kod jednofaznog transformatora:

$$I_1 = \sqrt{\frac{N}{R_a}} \text{ (ampera)}$$

(6/2) Kod protufaznog transformatora B-pojačala:

$$I_1 = \sqrt{\frac{N_B}{2 R_a}} \text{ (ampera)}$$

(6a) Promjer žice primarnog svitka, kroz koji teče struja predmagnetiziranja I (u amperima; gustoća struje 2 A/mm²):

$$d_1 = 0,8 \sqrt{I} \text{ (milimetara)}$$

Ako bi kroz primar trajno tekla još i izmjenična komponenta maksimalne vrijednosti, promjer žice bio bi:

$$d_1 = \sqrt{I} \text{ (milimetara)}$$

(7) Promjer žice sekundarnog svitka (uz gustoću struje od 1,5 A/mm²):

$$d_2 = 0,92 \sqrt{I_2} \text{ (milimetara)}$$

gdje je:

$$I_2 = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot I_1 \text{ (ampera)}$$

(8) Odabiranje vrste namota

Najjednostavniji namot, koji bi mogao dati dovoljno malen rasipni induktivitet, treba odabrati prema uputama u glavi 9. ili prema izvedenim primjercima. Kod protufaznog transformatora, naročito za B-pojačalo, treba postići što potpuniju električku i magnetsku simetriju između polovina primara.

(9) Kontrola smještanja namota

Treba ispitati, da li je moguće namot, uzevši u obzir mosur, izolaciju žice, međuslojni papir i t. d., smjestiti u prozor jezgre. Približna kontrola za namot s lak-žicom može se provesti izračunavanjem faktora ispune p . Ovaj faktor ne smije biti veći od:

$$p = \frac{\text{presjek bakra svih zavoja}}{\text{površina prozora}} = 0,3$$

Ako je faktor p veći od ove vrijednosti, treba:

1. uzeti lim s većim prozorom (uz isti presjek jezgre), ili
2. povećati presjek jezgre, kako bi bio potreban manji broj zavoja.

Dakle, u svakom slučaju treba proračun ponoviti.

(10) Kontrola rasipnog induktiviteta

Po formulama, koje su navedene u glavi 9., izračuna se rasipni induktivitet reduciran na broj zavoja cijelog primarnog svitka, i on mora biti:

(10/1) Kod jednofaznog transformatora:

$$S \leq \frac{R_i + R_a}{6,3 \times f_{maks}} \text{ (henrija)}$$

(10/2) Kod protufaznog transformatora A-pojačala:

$$S_A \leq \frac{2(R_i + R_a)}{6,3 \times f_{maks}} \text{ (henrija)}$$

(10/3) Kod protufaznog transformatora B-pojačala:

$$S_B \leq \frac{2,5(R_i + R_a)}{6,3 \times f_{maks}} \text{ (henrija)}$$

Ako računom dobiveni rasipni induktivitet namota prelazi dopuštenu vrijednost, treba odabrati drugu vrstu namota, kod kojeg će rasipni induktivitet biti dovoljno malen.

(11) Kontrola veličine omskog otpora namota:

a) Omski otpor primarnog svitka:

Za namot prema sl. 9-1.:

$$R_1 = 0,045 z_1 \cdot \frac{s + h + a}{100 \cdot d_1^2} \text{ (oma)}$$

Za namote prema sl. 9-4. do 8.:

$$R_1 = 0,045 z_1 \cdot \frac{s + h + 1,5 a}{100 \cdot d_1^2} \text{ (oma)}$$

U obje formule s , h i a u cm, d_1 u mm.

b) Omski otpor sekundarnog svitka:

Za namot prema sl. 9-1.:

$$R_2 = 0,045 z_2 \cdot \frac{s + h + 2,5 a}{100 \cdot d_2^2} \text{ (oma)}$$

Za namote prema sl. 9-4. do 8. ista formula kao za R_1 , samo umjesto d_1 uvrstiti d_2 .

Obično se nastoji, da prigušenje bakra ne bude veće od 5%, to jest:

(11/1) Kod jednofaznog izlaznog transformatora treba da bude:

$$\frac{R_1 + \left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_2}{R_i + R_a} \leq 0,05$$

(11/2) Kod protufaznog izlaznog transformatora A-pojačala treba da bude:

$$\frac{R_1 + \left(\frac{z_1}{z_2}\right)^2 \cdot R_2}{2(R_i + R_a)} \leq 0,05$$

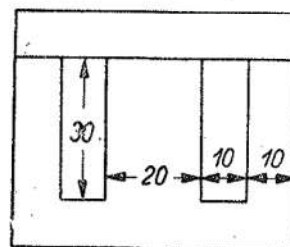
(11/3) Kod protufaznog izlaznog transformatora B-pojačala treba da bude:

$$\frac{R_1 + \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{z_2} \right)^2 \cdot R_2}{2(R_i + R_a)} \leq 0,05$$

15.6 PRIMJER PRORAČUNAVANJA IZLAZNOG TRANSFORMATORA

Zadatak:

Treba proračunati izlazni transformator za elektronku EL 11 u normalnom sklopu.



Sl. 15-6. Za ovaj proračun izlaznog transformatora predviđen je lim. s ovim dimenzijama.

(1) Podaci za proračunavanje:

1. $N = 4,5 \text{ W}$,
2. $R_i = 50.000 \Omega$
3. $R_a = 7000 \Omega$
4. $R_t = 8 \Omega$
5. $f_{min} = 60 \text{ Hz}$, $f_{maks} = 10000 \text{ Hz}$,
6. $x = 1$,
7. 4%-tni Si-lim, dimenzije prema sl. 15-6.
8. $I = 0,036 \text{ A}$

(2a) — a) Broj primarnih zavoja:

$$z_1 = 30 \cdot \frac{3}{0,036} = 2500 \text{ zav.}$$

b) Magnetski napon po centimetru:

Srednja dužina magnetskih silnica
prema (3) — b):

$$l_m = 2(1 + 3) + 1 \cdot \pi \approx 11,1 \text{ cm}$$

$$H = \frac{0,036 \cdot 2500}{11,1} = 8,1 \frac{\text{Az}}{\text{cm}}$$

c) Iz dijagrama na sl. 14-14. izlazi: $\alpha = 11,4 \cdot 10^{-4}$.

Zračni raspor:

$$\delta = 10 \cdot 11,4 \cdot 10^{-4} \cdot 11,1 \approx 0,13 \text{ mm}$$

d) Iz dijagrama na sl. 14-14. dobiva se $\beta = 3,6 \cdot 10^{-4}$.

Primarni induktivitet prema (2a)
— d):

$$L_1 = \frac{1}{6,3 \cdot 60} \cdot \frac{50000 \cdot 7000}{50000 + 7000} \approx 16,2 \text{ H}$$

$$\text{Presjek jezgre: } Q = \frac{16,2 \cdot 0,036^2}{3,6 \cdot 10^{-4} \cdot 11,1} \approx 5,2 \text{ cm}^2$$

e) Visina paketa lima:

$$h = \frac{5,2}{2 \cdot 0,85} \approx 3 \text{ cm}$$

(5) — (5/1) Broj sekundarnih zavoja:

$$z_2 = \sqrt{\frac{8}{7000}} \cdot 2500 \approx 85 \text{ zav.}$$

(6a) Promjer žice primarnog svitka:

$$d_1 = 0,8 \sqrt{0,036} = 0,152 \text{ mm}$$

Odabrat ćemo: $d_1 = 0,15 \text{ mm}$.

(7) Promjer žice sekundarnog svitka:

Izmjenična komponenta primarne
struje prema (6/1):

$$I_1 = \sqrt{\frac{4,5}{7000}} \approx 0,025 \text{ A}$$

Sekundarna struja prema (7):

$$I_2 = \frac{2500}{85} \cdot 0,025 \approx 0,75 \text{ A}$$

$$d_2 = 0,92 \sqrt{0,74} \approx 0,8 \text{ mm}$$

(8) Odabiranje vrste namota:

S obzirom na velik unutarnji otpor elektronke, koji dopušta da rasipni induktivitet bude relativno velik, odabrat ćemo obični cilindrični namot, to jest u donjem dijelu namota primarni, a iznad njega sekundarni svitak.

(9) Kontrola smještaja namota:

a) Presjek bakra primarnog svitka:

$$2500 \cdot \frac{0,15^2 \pi}{4} \approx 44 \text{ mm}^2$$

b) Presjek bakra sekundarnog svitka:

$$84 \cdot \frac{0,8^2 \pi}{4} \approx 42 \text{ mm}^2$$

c) Ukupni presjek bakra:

$$44 + 42 = 86 \text{ mm}^2$$

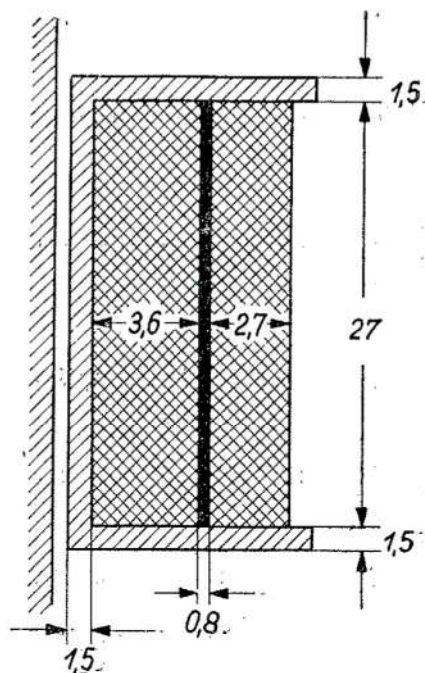
d) Faktor ispunje:

$$p = \frac{86}{30 \times 10} = 0,287$$

Faktor ispunje je manji od 0,3, te zadovoljava.

(10) Kontrola rasipnog induktiviteta:

Da bi se mogao izračunati rasipni induktivitet, potrebno je poznavati dimenzije namota, odnosno dimenzije pojedinih svitaka.



Sl. 15-7. Presjek i dimenzije namota proračunavanog izlaznog transformatora.

a) *Debljina primarnog svitka:*

Žica promjera 0,15 mm zajedno s lakom ima promjer oko 0,18 mm.

Ako se od visine prozora odbije debljina stranica mosura, dobije se dužina prostora za namatanje (sl. 15-7.):

$$l = 30 - (2 \cdot 1,5) = 27 \text{ mm} = 2,7 \text{ cm}$$

Na ovu dužinu može se u jednom sloju namotati:

$$\frac{27}{0,18} = 150 \text{ zavoja.}$$

Svi zavoji primara stat će u:

$$\frac{2500}{150} = 16,7 \text{ dakle } 17 \text{ slojeva.}$$

Zajedno s međuslojnim papirom debljine 0,03 mm svi će slojevi zajedno dati debljinu primarnog svitka:

$$\alpha_1 = (17 \times 0,18) + (16 \times 0,03) \approx 3,6 \text{ mm} = 0,36 \text{ cm}$$

b) *Debljina sekundarnog svitka:*

Kod žice promjera 0,8 mm možemo računati da će s lakom imati promjer do 0,9 mm. U jednom sloju će biti:

$$\frac{27}{0,9} = 30 \text{ zavoja.}$$

Svi zavoji sekundara moći će se smjestiti u:

$$\frac{85}{30} = 2,8 \text{ dakle } 3 \text{ sloja.}$$

Debljina sekundarnog svitka namotanog bez međuslojnog papira iznositi će:

$$\alpha_2 = 3 \times 0,9 = 2,7 \text{ mm} = 0,27 \text{ cm}$$

c) Sada ćemo izračunati *srednju dužinu zavoja za oba svitka:*

$$l_z = 2(2 + 3 + 0,5\pi) \approx 13,2 \text{ cm}$$

d) *Papir između svitaka neka ima debljinu:*

$$h_1 = 0,8 \text{ mm} = 0,08 \text{ cm}$$

e) *Rasipni induktivitet prema formuli (9.1) iznosi:*

$$S = 1,14 \times 10^{-8} \cdot \frac{13,2}{2,7} \cdot 2500^2 \left(0,08 + \frac{0,36 + 0,27}{3} \right) \approx 0,1 \text{ H}$$

f) Prema formuli pod (10.1) rasipni induktivitet smije iznositi najviše:

$$S = \frac{50000 + 7000}{6,3 \cdot 1 \cdot 10000} \approx 0,9 \text{ H}$$

Rasipni induktivitet će, dakle, biti daleko ispod dozvoljene vrijednosti.

(11) Kontrola veličine omskog otpora namota:

a) Otpor primarnog svitka:

$$R_1 = 0,045 \cdot 2500 \cdot \frac{2 + 3 + 1}{100 \cdot 0,15^2} = 300 \text{ } \Omega$$

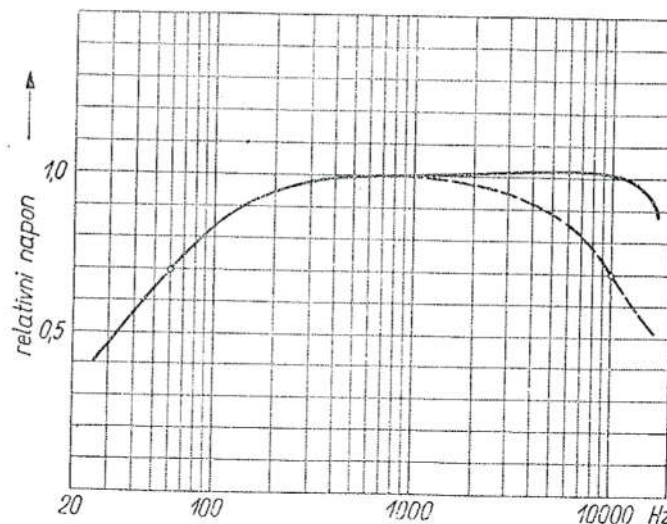
b) Otpor sekundarnog svitka:

$$R_2 = 0,045 \cdot 85 \cdot \frac{2 + 3 + 2,5}{100 \cdot 0,8^2} \approx 0,45 \text{ } \Omega$$

(11.1) Prigušenje bakra:

$$\frac{300 + \left(\frac{2500}{85}\right)^2 \cdot 0,45}{50000 + 7000} = 0,012$$

Budući da je prigušenje manje od 0,05, to veličina otpora namota zadovoljava.



Sl. 15-8. Prigušne karakteristike proračunavanog izlaznog transformatora. Označena crtkano je tražena karakteristika, a izvučena karakteristika je dobivena mjerenjem na izvedenom primjerku.

15.7 MJERENJA NA IZVEDENOM PRIMJERKU

Prema podacima gornjeg proračuna sagrađen je transformator i mjerenjem su dobiveni ovi rezultati:

1. *Primarni induktivitet* uz istosmjernu struju predmagnetiziranja od 36 mA i izmjeničnu komponentu napona od:

$$\begin{array}{ll} U_1 = 50 \text{ V}_{ef} & L_1 = 15,8 \text{ H} \\ U_1 = 100 \text{ V}_{ef} & L_1 = 16,5 \text{ H} \end{array}$$

2. *Rasipni induktivitet* (mjeren na primarnoj strani):

$$S = 0,095 \text{ H}$$

3. *Prigušna karakteristika*. Mjerenje prigušne karakteristike izvršeno je u sklopu transformatora s elektronkom EL11 i opterećenim otporom od 8Ω . Kao što se vidi iz sl. 15-8., u području niskih frekvencija dobivena karakteristika se poklapa s traženom karakteristikom. U području visokih frekvencija postoji odstupanje u smjeru proširenja pojasa prenošenih frekvencija. To dolazi odatle, što je dobiveni rasipni induktivitet daleko manji od dopuštenog, i što dolazi do pojave izložene na sl. 5-6.

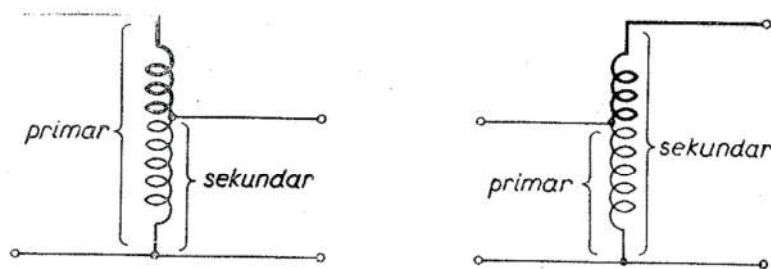
Primjedba! U ovom proračunu nismo izvršili kontrolu presjeka jezgre prema 15 — C — (4). Prema ovoj kontroli trebalo bi da je presjek nešto veći od proračunatog. No u kontrolnoj formuli pretpostavlja se, da će na najnižoj frekvenciji nastupiti najviša amplituda napona, što je elektronka može dati. To kod reprodukcije govora i glazbe ne dolazi u obzir, te izračunani presjek zadovoljava. Kad bi se radilo o visoko-kvalitetnom izlaznom stepenu, bila bi primijenjena negativna reakcija, te bi primarni induktivitet bio određen prema drugačijem kriteriju (vidi poglavlje 7, odsjek 11.).

ŠTEDNI TRANSFORMATOR

Štedni transformator ili autotransformator ima samo jedan svitak. Ulogu drugog svitka vrši dio ovog prvog, tako da je taj dio zajednički za primar i sekundar (sl. 16-1.). Ovakav transformator najčešće se upotrebljava za reguliranje napona, na primjer, kod radio-uređaja, gdje je potrebno predvidjeti priključke za razne napone mreže.

16.1 OSNOVNA SVOJSTVA ŠTEDNOG TRANSFORMATORA

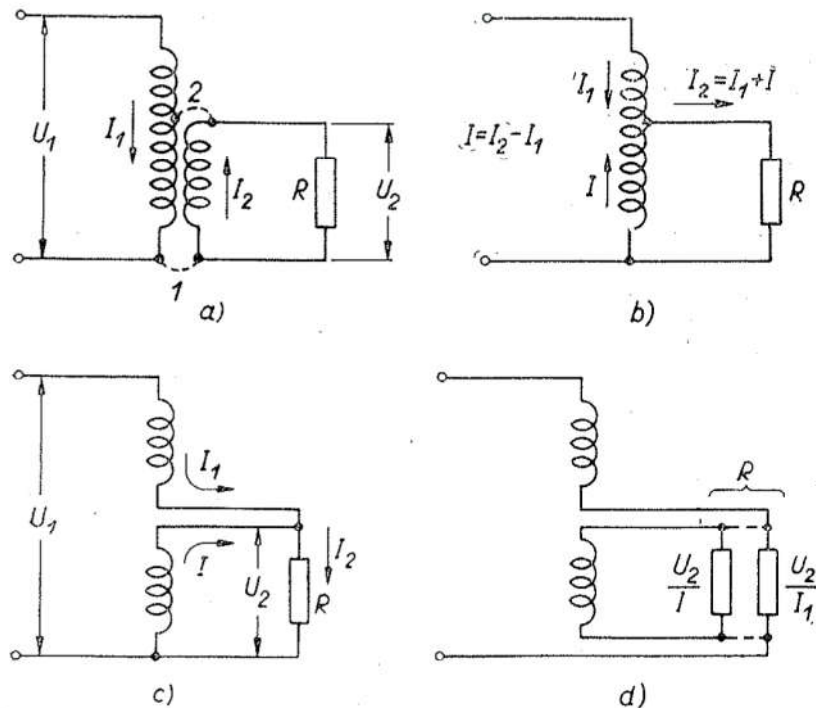
Razmotrit ćemo posebno štedni transformator, koji transformira napon naniže, a posebno onaj, koji podiže napon, i to najprije uz pretpostavku, da se radi o transformatoru bez gubitka.



Sl. 16-1. Štedni transformator je svitak s odvojkom.

Na sl. 16-2. vidi se, kako se transformator s dva svitka može pretvoriti u štedni transformator. Spajanjem krajeva sekundarnog svitka s isto tolikim dijelom primara (sl. 16-2a) ništa se u biti ne će promijeniti. Kroz opterećni otpor i dalje će teći ista struja kao i prije spajanja, a isto tako će i primarna struja biti prijašnje jakosti. To je i razumljivo, ako se sjetimo, da je inducirana elektromotorna sila u spojenom dijelu primara jednaka po smjeru i veličini elektromotornoj sili induciranoj u sekundarnom svitku, jer se radi o istom broju zavoja, i o istom magnetском toku. No struje su kod transformatora s dva svitka međusobno protusmjerne. Zato će poslije spajanja, kroz oba svitka, koji se stvarno stapaju u jedan svitak (sl. 16-2b), teći razlika između prijašnje sekundarne struje i primarne struje. Struja, koja teče kroz opterećni otpor, jednaka

je zbroju struje, koja teče kroz preostali dio primarnog svitka, i struje, koja teče kroz zajednički svitak (sl. 16-2c). Iz toga se vidi, da opteretni otpor dobiva snagu preko transformatora na dva načina: jedan dio se strujom I_1 prenosi direktnim putem, galvanskom vezom, dok se drugi dio strujom I prenosi preko magnetske veze, dakle pomoću transformacije (sl. 16-2d). Razmotrit ćemo, koji se dio od ukupne snage prenosi transformatorskim putem.



Sl. 16-2. Štedni transformator s transformacijom napona naniže. Iz transformirane sheme se vidi, koji se dio snage prenosi transformatorskim putem.

Kao što se vidi iz sl. 16-2c, indirektnim putem prenosi se snaga:

$$N = U_2 \cdot I = U_2 (I_2 - I_1) \quad (16.1)$$

Budući da je ukupna snaga, koja se troši u opterećenom otporu:

$$N_2 = U_2 \cdot I_2, \quad (16.2)$$

to se kao odnos snage, koja se prenosi transformatorskim putem, prema snazi, koja se privodi opterećenom otporu, dobiva:

$$\frac{N}{N_2} = \frac{U_2 (I_2 - I_1)}{U_2 \cdot I_2} = 1 - \frac{I_1}{I_2} \quad (16.3)$$

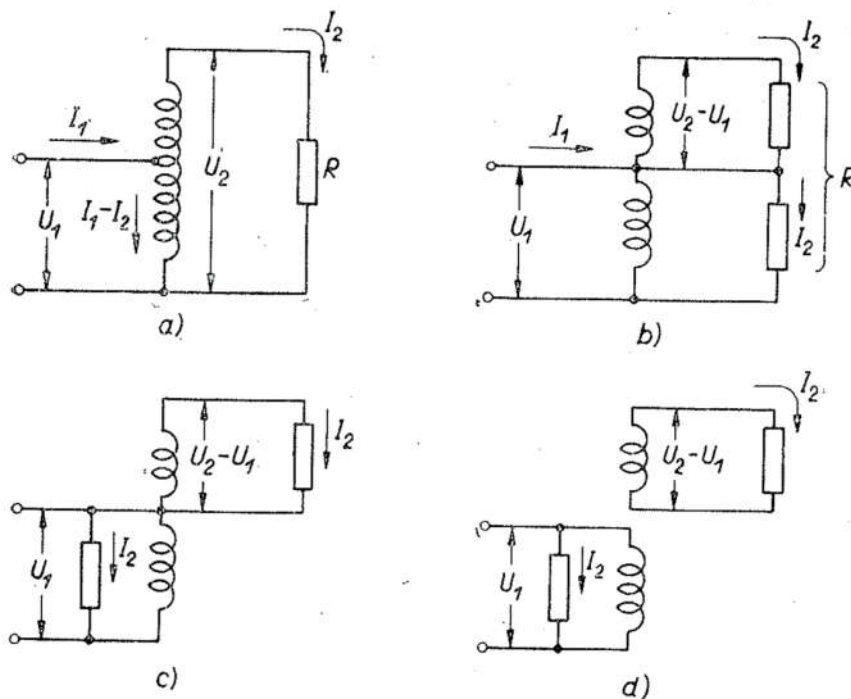
Iz ovoga slijedi da je snaga, koja se prenosi preko magnetskog toka:

$$N = N_2 \left(1 - \frac{I_1}{I_2} \right) \quad (16.4)$$

Kako su kod običnog transformatora struje obrnuto proporcionalne naponima (a I_1 i I_2 se odnose na transformator s dva svitka), to imamo:

$$N = N_2 \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right) \quad (16.5)$$

Iz ove formule se vidi, da je snaga, koja se transformira preko štednog transformatora, ovisna o prijenosnom odnosu. Što je sekundarni napon U_2 po vrijednosti bliži primarnom naponu U_1 , to je ova snaga manja.



Sl. 16-3. Štedni transformator s transformacijom napona naviše. Iz transformirane sheme se vidi, koji se dio snage prenosi transformatorskim putem.

Uzmemo li u obzir i snagu gubitaka u željezu i bakru, a koju ćemo označiti sa N_g , to dobivamo:

$$N = N_2 \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right) + N_g \quad (16.6)$$

Kod malih transformatora s dva svitka može se uzeti da gubici iznose 20% od primarne snage, odnosno da je primarna snaga za 25% veća od snage, koju uzima opterećni otpor. Zato ovdje možemo pisati:

$$N = 1,25 N_2 \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right) \quad (16.7)$$

Sada ćemo razmotriti slučaj štednog transformatora, kod kojeg se napon transformira naviše. Da bismo dobili jasnu sliku o tome, koji se dio snage prenosi preko magnetskog toka, izvršit ćemo transformaciju sheme transformatora. Opterećni otpor, koji smo na sl. 16-3a označili sa R , razdjelit ćemo na dva dijela, i to tako, da na donjem dijelu imamo napon U_1 (sl. 16-3b). Time razdjelna točka na transformatoru i razdjelna točka na otporu R imaju isti potencijal, te ih možemo međusobno spojiti, a da se u radu transformatora ništa ne promijeni. Također se ne će ništa u radu transformatora promijeniti, ako donji dio otpora R premjestimo na lijevu stranu, kao što je učinjeno na sl. 16-3c. Sada se već posve jasno vidi, da se na donji dio otpora snaga prenosi direktno, dok se samo na gornji dio otpora R snaga prenosi transformatorskim putem (sl. 16-3d). Nađimo, kolika je transformirana snaga kog ovog transformatora prema ukupnoj snazi, koju prima opterećni otpor.

Transformatorskim putem prenosi se snaga:

$$N = (U_2 - U_1) \cdot I_2 \quad (16.8)$$

Kako je snaga, što se troši u opterećnom otporu:

$$N_2 = U_2 \cdot I_2 \quad (16.2)$$

to se kao odnos snaga dobiva:

$$\frac{N}{N_2} = \frac{(U_2 - U_1) \cdot I_2}{U_2 \cdot I_2} = 1 - \frac{U_1}{U_2}, \quad (16.9)$$

odnosno:

$$N = N_2 \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (16.10)$$

Uzevši u obzir gubitke snage, koje ćemo označiti sa N_g , dobivamo:

$$N = N_2 \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right) + N_g \quad (16.11)$$

I ovdje možemo gubitke unijeti u račun na taj način, da uvedemo korisnost od 0,8, pa imamo:

$$N = 1,25 N_2 \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (16.12)$$

Do odnosa zavoja 1:2, odnosno do 2:1, uštednja je u tome, što se — u usporedbi s transformatorom s dva svitka — kod štednog transformatora, koji transformira napon naniže, uštedi cijeli sekundarni svitak, odnosno kod transformatora, koji transformira napon naviše, cijeli primarni svitak, i još je u oba slučaja žica zajedničkog dijela svitka manjeg promjera. Kod većih odnosa zavoja ušteda je manja.

Naročito je interesantan slučaj štednog transformatora s prijenosnim odnosom 1:2 ili 2:1. Kroz cijeli svitak takvog transformatora, to jest i kroz onaj zajednički i kroz posebni, teče struja iste jakosti, te je žica iste debljine. Ovo je slučaj, kod kojeg — u usporedbi s normalnim transformatorom — otpada cijeli primarni svitak (kod odnosa 1:2), odnosno cijeli sekundarni svitak (kod 2:1), te ostaje nepromijenjeni, tek s dodanim odvojkom, samo onaj svitak s većim brojem zavoja.

Ušteda na bakru — opet u usporedbi s transformatorom, koji ima dva svitka — dobiva se više mjesta u prozoru jezgre, te se može povećati broj zavoja i time smanjiti presjek željeza. Zato štedni transformator ima manje dimenzije od običnog transformatora, iako se radi o istoj snazi, koja se dovodi opterećenom otporu. Pri tome treba posebno naglasiti, da do značajnije uštede dolazi samo u slučaju, kad je odnos napona bliže jedinici, što izlazi i iz formula za snagu štednog transformatora.

Ozbiljan nedostatak kod štednog transformatora je metalna, galvanska veza između primara i sekundara, dakle kod mrežnog transformatora između mreže i aparata, što često nije dopustivo.

16.2 PRIMJER PRORAČUNAVANJA

Kako bismo još jednom upozorili na bitna svojstva štednog transformatora, uzet ćemo jedan jednostavan numerički primjer. Neka se radi o transformatoru, koji uz napon mreže od 150 volta treba opterećenom otporu da osigura napon od 220 volta i struju od 0,5 ampera (sl. 16-4). Iz ovih podataka slijedi da opterećeni otpor troši:

$$N_2 = 220 \cdot 0,5 = 110 \text{ W}$$

Prema formuli (16.12) transformator je opterećen snagom:

$$N = 1,25 \cdot 110 \left(1 - \frac{150}{220} \right) = 44 \text{ W}$$

Presjek željezne jezgre (za snagu od 44 W) i broj zavoja računa se po istim formulama kao za obični mrežni transformator. Snaga, koja se privodi transformatoru (uz korisnost od 0,8) iznosi:

$$N_1 = (1 - 0,8) \cdot 44 + 110 \approx 119 \text{ W.}$$

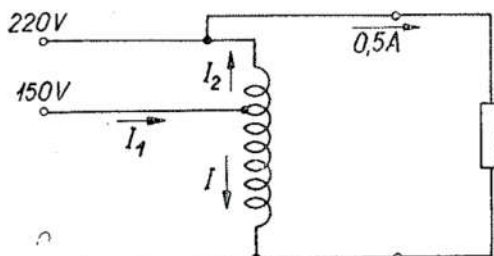
Struja, koju transformator uzima iz mreže, ima vrijednost:

$$I_1 = \frac{119}{150} = 0,8 \text{ A.}$$

Žica ulaznog svitka transformatora opterećena je strujom:

$$I = 0,8 - 0,5 = 0,3 \text{ A}$$

Kroz gornji dio svitka teče struja, koju troši opteretni otpor, to jest $I_2 = 0,5$ ampera. Prema ovim strujama dimenzionira se žica transformatora.



Sl. 16-4. Shema: proračunavanog transformatora.

tora. Ako se želi uzeti u obzir i gubitak napona zbog otpora žice, treba izračunati otpor žice, a iz ovoga i struje dalje izračunati pad napona, te u odgovarajućoj mjeri povećati broj zavoja gornjeg dijela svitka.

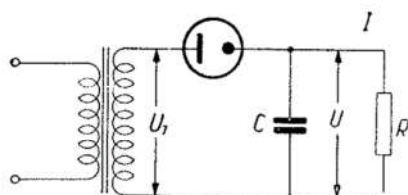
MREŽNI TRANSFORMATOR

Prijemnik i pojačalo, koji se priključuju na mrežu izmjenične struje, dobivaju pogonsku energiju iz mrežnog dijela. Sastavni elementi mrežnog dijela su: mrežni transformator, ispravljač (suhi) ili ispravljačica (elektronka), i filter za izgladivanje. Mrežni transformator ima zadatak, da preko svojih sekundarnih svitaka dobavlja uređaju različite napone, to jest anodni napon i žarne napone za elektronke.

Kod mrežnog transformatora je problem konstrukcije mnogo jednostavniji nego kod tonfrekventnog transformatora, jer se radi samo o jednoj frekvenciji, naime o frekvenciji električne mreže. Kod konstrukcije potrebno je zadovoljiti dva glavna uvjeta: da ugrijavanje ne prijeđe dozvoljenu granicu, to jest da ugrijavanje bakra i željeza ne bude preveliko, i da gradnja bude ekonomična, to jest što jeftinija.

17.1 ISPRAVLJAČ S KAPACITIVNIM OPTEREĆENJEM

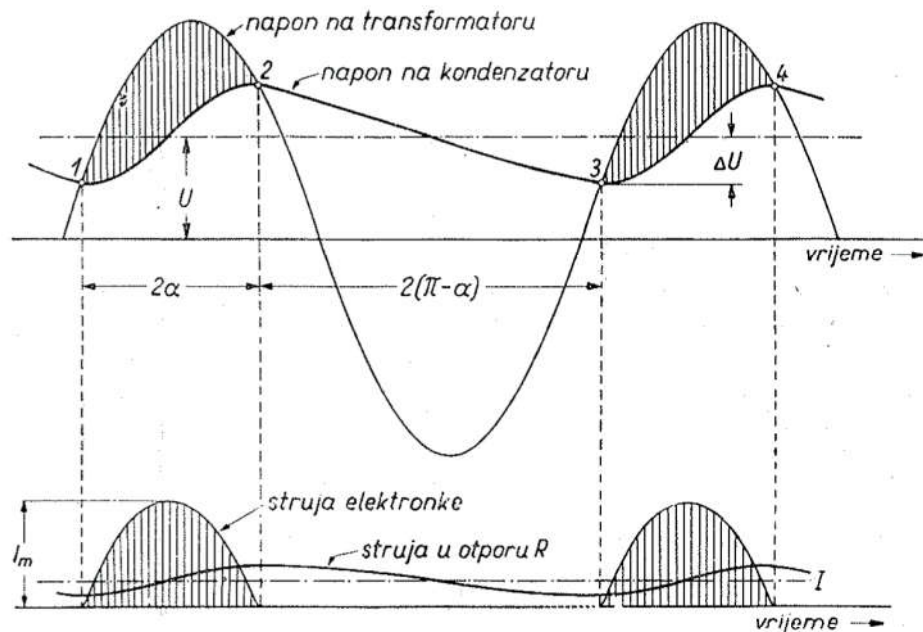
Kako bi se o mrežnom transformatoru dobila što potpunija slika, potrebno je njegov rad promotriti u vezi s ispravljačem i filtrom. Sl. 17-1. prikazuje shemu mrežnog dijela s jednofaznim ispravljanjem. Kao opterećenje spojen je otpor R , kojemu je radi filtriranja paralelno spojen kondenzator C . Sekundarni krug transformatora zatvoren je ispravljačicom i kondenzatorom. Preko kondenzatora C dobiva ispravljačica od sekundarnog svitka izmjenični napon. Za vrijeme pozitivnih po-



Sl. 17-1. Shema jednofaznog ispravljača.

lualova, to jest kad je anoda ispravljačice prema katodi pozitivna, teče kroz elektronku struja. Ovom strujom se nabija kondenzator C i snabdijeva trošilo R . Kroz cijelo ostalo vrijeme, kroz koje je anoda prema katodi negativna, ne prenosi transformator energiju. Trošilo R dobiva tada struju iz kondenzatora, koji se pri tome izbiju.

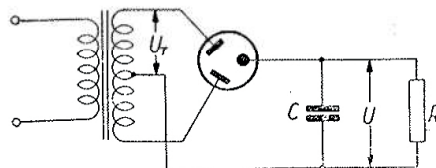
Na sl. 17-2. prikazan je rad jednofaznog ispravljača pomoću dijagrama. Iz dijagrama se vidi, da je između točke 1 i 2 napon transformatora viši od napona na kondenzatoru. Kroz to vrijeme se kondenzator nabija i njegov napon raste. Iscrtkana površina prikazuje gubitak napona



Sl. 17-2. Dijagrami napona i struja kod jednofaznog ispravljača.

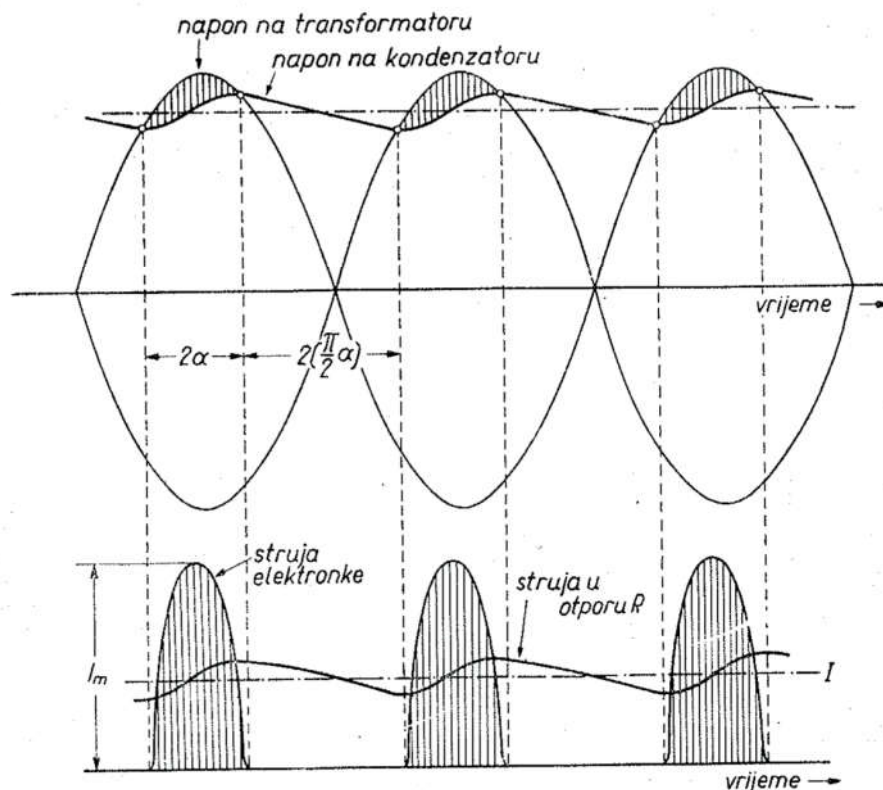
na ispravljačici i u svicima transformatora. Struja, koja teče kroz ispravljačicu, odnosno koja nabija kondenzator, prikazana je dijagramom na istoj slici dolje. Kao što se vidi, radi se o *kratkotrajnim strujnim impulsima*. Između točke 2 i 3 kondenzator se izbiju i njegov napon pada. Srednja vrijednost istosmjerne struje, koja teče kroz trošilo, prikazana je linijom I .

Sl. 17-3. Shema dvofaznog ispravljača.



Potpuno sličan proces vrši se kod mrežnog dijela s dvofaznim ispravljanjem (sl. 17-3.). Jedina je razlika u tome, što je ovdje frekvencija impulsa, kojima se nabija kondenzator, dva puta veća od frekven-

cije kod jednofaznog ispravljanja, to jest jednaka je dvostrukoj frekvenciji mreže. Kod dvofaznog ispravljanja vrijeme izbijanja kondenzatora je znatno kraće, nego kod jednofaznog. Iz toga slijedi, da će i promjene istosmjernog napona na kondenzatoru i trošilu biti manje (sl. 17-4.).

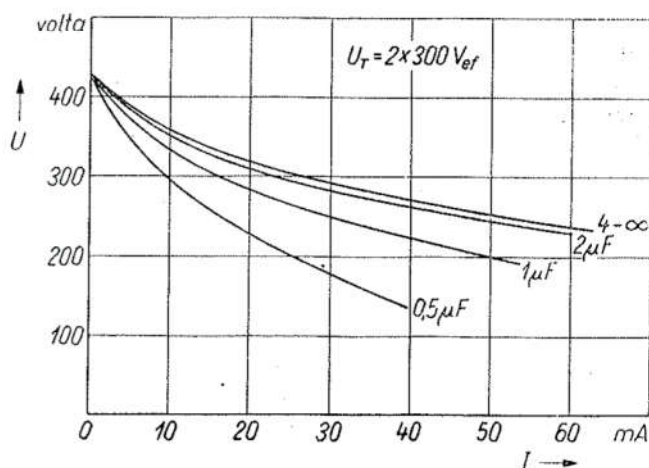


Sl. 17-4. Dijagrami napona i struja kod dvofaznog ispravljača.

S obzirom na transformator za nas će biti zanimljivo da doznamo, kolika treba da bude efektivna vrijednost izmjeničnog napona na sekundarnom svitku, pa da se uz određene uvjete dobije traženi istosmjerni napon na trošilu. Zatim, kolika je efektivna vrijednost struje, koja teče kroz sekundarni svitak i ugrijava žicu.

Da najprije vidimo, o čemu ovisi vrijednost istosmjernog napona U . Sasvim je razumljivo da će u prvom redu ovisiti o veličini izmjeničnog napona na transformatoru U_T . Jedan dio izmjeničnog napona gubi se u ispravljačici i u svicima transformatora. No veličina napona U ovisi i o kapacitetu ulaznog kondenzatora C (kondenzatorski efekt). Sto je kapacitet ovog kondenzatora veći, to je porast napona na kondenzatoru za vrijeme nabijanja manji, a također i opadanje napona za

vrijeme izbijanja polaganije. Opadanje napona za vrijeme izbijanja ovisit će o jakosti struje, koju troši trošilo, dakle o opterećenju mrežnog dijela. S povećanjem opteretne struje (sa smanjivanjem otpora trošila) bit će opadanje napona na kondenzatoru brže, te će istosmjerni napon U biti niži. Sl. 17-5. prikazuje karakteristike nekog ispravljača (mrežnog dijela), iz kojih se vidi ovisnost istosmjernog napona na otporu R o jakosti opteretne struje I uz različite kapacitete C . Što je veće opterećenje i što je manji kapacitet, to je istosmjerni napon manji, uz inače isti izmjenični napon transformatora. Iz dijagrama se također vidi, da u slučaju kad nema opterećenja (otpor R neizmjereno velik), istosmjerni napon, koji vlada na kondenzatoru, ima vrijednost, koja je



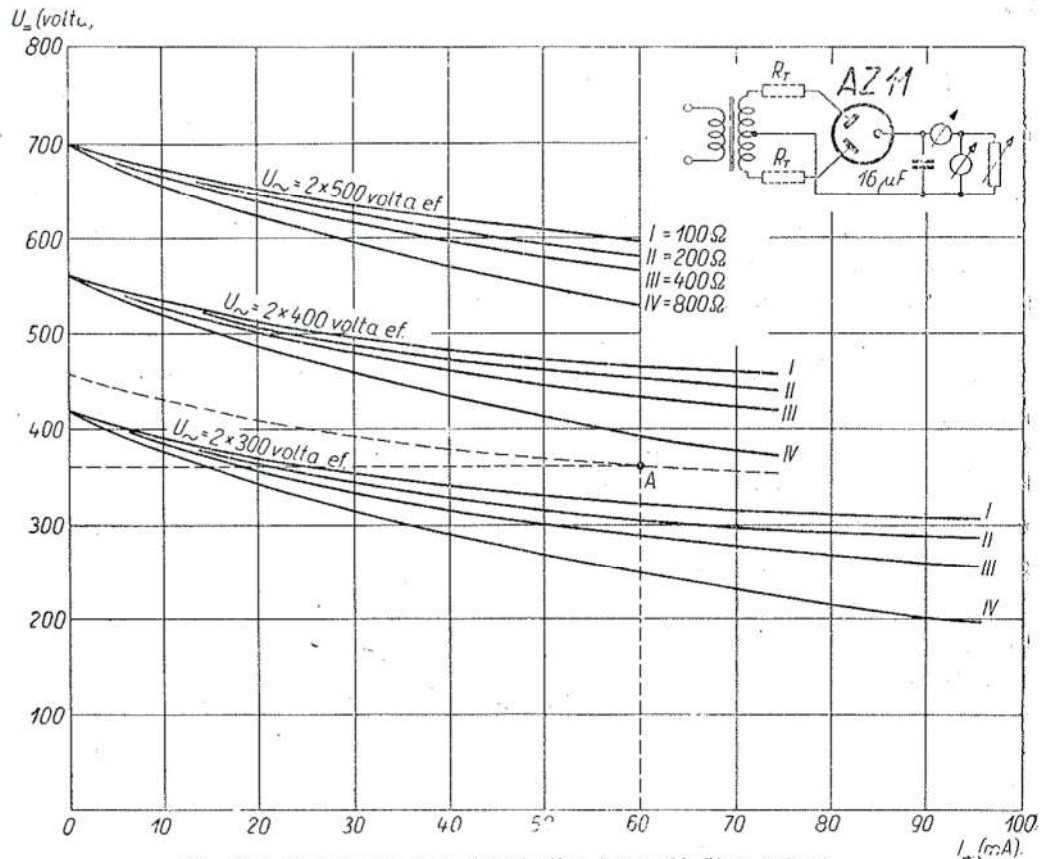
Sl. 17-5. Ovisnost napona na opteretnom otporu kod dvofaznog ispravljača iz sl. 17-3. o opteretnoj struji i ulaznom kapacitetu.

jednaka tjemenoj vrijednosti izmjeničnog napona. Na sl. 17-5. efektivna vrijednost izmjeničnog napona je 2×300 volta, pa je bez opterećenja napon na kondenzatoru 424 volta. Uz opterećenje od 50 miliampera i kapacitet kondenzatora od 1 mikrofarađ istosmjerni napon već padne na 200 volta. Iz dijagrama se također vidi, da povećavati kapacitet, kako bi se dobio što veći istosmjerni napon, ima smisla samo do neke granice. Kod dotičnog ispravljača, na koji se odnosi ovaj dijagram, kondenzator s kapacitetom većim od $4\mu F$ praktički ništa ne pridonosi povišenju istosmjernog napona.

17.2 ODREĐIVANJE SEKUNDARNOG ANODNOG NAPONA TRANSFORMATORA

U praksi se redovito događa, da je poznat samo potrebni istosmjerni napon na prvom kondenzatoru i istosmjerna struja, koju troši trošilo. Pomoću ovog napona i struje treba naći izmjenični sekundarni napon, za koji se ima izračunati broj zavoja.

Iz sl. 17-5. vidjeli smo, kako istosmjerni napon ovisi o jakosti istosmjerne opteretne struje. Slične krivulje vidimo na sl. 17-6., i to za ispravljačicu AZ 11. Ovakve krivulje se dobiju mjerenjem u sklopu, koji je prikazan shemom na istoj slici. Svaka od četiri krivulje u pojedinoj skupini odnosi se na naznačeni izmjenični sekundarni napon uz dvofazno ispravljanje. Za svaku krivulju naznačen je na desnom njezinom kraju



Sl. 17-6. Opteretne karakteristike ispravljačice AZ 11.

nadomjesni otpor transformatora. Ovaj otpor jednak je zbroju otpora primarnog svitka pomnoženog s kvadratom odgovarajućeg odnosa zavojaka i polovine otpora anodnog sekundarnog svitka (kod jednofaznog ispravljanja dolazi u obzir otpor cijelog sekundarnog svitka):

$$R_T = \left(\frac{z_2}{2z_1} \right)^2 \cdot R_1 + \frac{R_2}{2} \quad (\text{oma}) \quad (17.1)$$

Iz dijagrama na sl. 17-6. vidi se, da istosmjerni napon ovisi o opterećenju i o nadomjesnom otporu. Prema tome se ne može uzeti da je istosmjerni napon na prvom kondenzatoru jednak efektivnoj vrijednosti izmjeničnog napona na sekundarnom svitku! Na primjer uz sekundarni napon od 2×300 volta i nadomjesni otpor transformatora od 800 oma imamo uz opterećenje od 90 miliampera istosmjerni napon od 200 volta! Određivanje prave vrijednosti sekundarnog napona traži dakle da stoje na raspolaganju ovakve karakteristike za dotičnu elektronku.

Za slučaj da uz određeno opterećenje i traženi istosmjerni napon ne dobivamo točku na nacrtanoj krivulji, treba nacrtati novu krivulju, koja prolazi kroz dotičnu točku. Ova nova krivulja dobiva se tako, da se krivulja s odgovarajućim nadomjesnim otporom pomakne paralelno prema gore ili dolje. Na primjer kod ispravljača s elektronkom AZ 11 i s nadomjesnim otporom od 100 oma potrebno je uz opteretnu struju od 60 miliampera dobiti istosmjerni napon od 360 volta. Na sl. 17-6. ove dvije veličine daju točku A. Krivulju I, koja vrijedi za napon 2×400 volta i za nadomjesni otpor od 100 oma, premjestimo vertikalnim pomakom prema dolje tako da prolazi kroz točku A. Lijevo na vertikalnoj osi očitamo, koliki vršni napon odgovara novoj krivulji. U našem slučaju ovaj napon iznosi 460 volta, te nova krivulja vrijedi za izmjenični napon s efektivnom vrijednošću od $460 \sqrt{2} = 325$ volta, dakle za 2×325 volta.

Ako stanovita odstupanja od tražene vrijednosti istosmjernog napona nisu od većeg značenja, može se uz opterećenje, koje imamo kod normalnih prijemnika i pojačala, uzeti da je istosmjerni napon jednak efektivnoj vrijednosti izmjeničnog napona, što se katkad i čini.

17.3 ODREĐIVANJE EFEKTIVNE VRIJEDNOSTI STRUJE, KOJA TEČE KROZ ANODNI SVITAK

Kao što smo već vidjeli, istosmjerna struja trošila dobiva se iz strujnih impulsa, koje propušta ispravljačica. Što je istosmjerni napon uz isti izmjenični napon viši, to je razmak između točke 1 i 2 na sl. 17-2. manji, te su i strujni impulsi kraći. No uz istu istosmjernu struju trošila bit će uz kraće trajanje impulsa vršna vrijednost impulsa veća. Ova vršna vrijednost može biti i nekoliko puta viša od vrijednosti istosmjerne struje trošila. Dakako da to na katodu ispravljačice stavlja velike zahtjeve. Da se ispravljačica ne preoptereti, ne smije kapacitet C biti suviše velik. Ukoliko je potrebno da bude velik, treba ispred njega staviti zaštitni otpor, koji će ograničiti jakost struje.

Iz svega ovoga izlazi, da struja, koja teče kroz sekundarni svitak, nema oblik sličan sekundarnom naponu. Ona štaviše nije ni izmjenična, već istosmjerna, u impulsima. U sekundaru transformatora kod jednofaznog ispravljanja teče struja samo u jednom smjeru (u propusnom smjeru ispravljačice), a kod dvofaznog zapravo u oba smjera, ali u pojedinoj polovini anodnog svitka samo u jednom smjeru. Radi određivanja debljine žice sekundarnog svitka potrebno je poznavati efektivnu vrijednost sekundarne struje. Do ove vrijednosti doći ćemo slijedećim razmatranjem:

Pretpostavit ćemo da strujni impuls, koji prolazi kroz ispravljačicu i kroz anodni svitak transformatora, ima oblik polusinusoide. Time ne ćemo učiniti veliku pogrešku, a stvar ćemo znatno pojednostavniti. Mjerenja u praksi pokazuju, da je vršna vrijednost impulsa I_m najčešće oko šest puta veća od vrijednosti istosmjerne struje, koja otpada na jednu fazu; dakle:

$$I_m \approx 6 \frac{I}{n} \quad (17.2)$$

gdje je n broj faza. To znači da kod dvofaznog ispravljača, iz kojeg se uzima 60 miliampera istosmjerne struje, vršne struje iznose oko $6 \cdot 60/2 = 180$ miliampera!

Mjerenjem je također ustanovljeno, da pojedini strujni impulsi imaju u normalnim slučajevima trajanje oko jednu četvrtinu periode izmjeničnog napona, to jest $0,25 T$. Nas zanima, kolika je efektivna vrijednog strujnog impulsa, i to u odnosu na cijelu periodu T . Efektivna vrijednost impulsa s obzirom na njegovo vlastito trajanje jednaka je vršnoj vrijednosti I_m podijeljenoj s $\sqrt{2}$. Toplinski efekt ove struje u nekom otporu R , i to u dijelu periode $0,25 T$, bio bi jednak toplinskom efektu neke druge struje I_{ef} , koja bi tekla kroz isti otpor R , ali za vrijeme cijele periode izmjeničnog napona T ; prema tome možemo pisati:

$$\left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R \cdot 0,25 T = I_{ef}^2 \cdot R \cdot T \quad (17.3)$$

odavle:

$$I_{ef} = \sqrt{0,125} \cdot I_m \quad (17.4)$$

odnosno:

$$I_{ef} = \sqrt{0,125} \cdot \frac{6 I}{n} \quad (17.4a)$$

$$I_{ef} \approx 2,2 \frac{I}{n}$$

(17. 4b)

U primjeru navedenom već prije, gdje je kod dvofaznog ispravljača istosmjerna struja iznosila 60 miliampera, efektivna vrijednost struje, koja teče kroz pojedinu polovinu anodnog svitka transformatora, iznosila bi $2,2 \cdot 60/2 = 66$ miliampera. Ako bi se radilo o jednofaznom ispravljaču, ova struja bi imala vrijednost od $2,2 \cdot 60 = 132$ miliampera!

17.4 ODREĐIVANJE STRUJE I NAPONA KOD ISPRAVLJAČA IZ DIJAGRAMA

U slučaju da prilikom proračunavanja mrežnog transformatora, odnosno ispravljača, ne stoje na raspolaganju opteretne karakteristike ispravljačice, mogu se potrebni podaci dobiti iz dijagrama na sl. 17-7. Ove su krivulje dobivene eksperimentalnim putem, i vrijede za dvofazni ispravljač s visokovakuumskom ispravljačicom, i uz kapacitivno opterećenje. Kao što se iz dijagrama vidi, odnos efektivne vrijednosti struje, koja teče kroz sekundar, prema vrijednosti istosmjerne struje, koju troši opteretni otpor — a isto tako odnos efektivne vrijednosti napona na sekundaru prema istosmjernom naponu — ovisi o dva parametra. Jedan od njih je odnos:

$$\frac{R_{opt}}{X_C} = \frac{\text{opteretni otpor}}{\text{kapacitivni otpor opteretnog kondenzatora na frekvenciji brujanja}}$$

a drugi je odnos:

$$\frac{R_{opt}}{R_{izv}} = \frac{\text{opteretni otpor}}{\text{efektivni otpor izvora}} \quad (17. 5)$$

Pod efektivnim otporom izvora ovdje se razumije otpor transformatora, kako je dan formulom (17.1), uvećan za efektivni otpor ispravljačice:

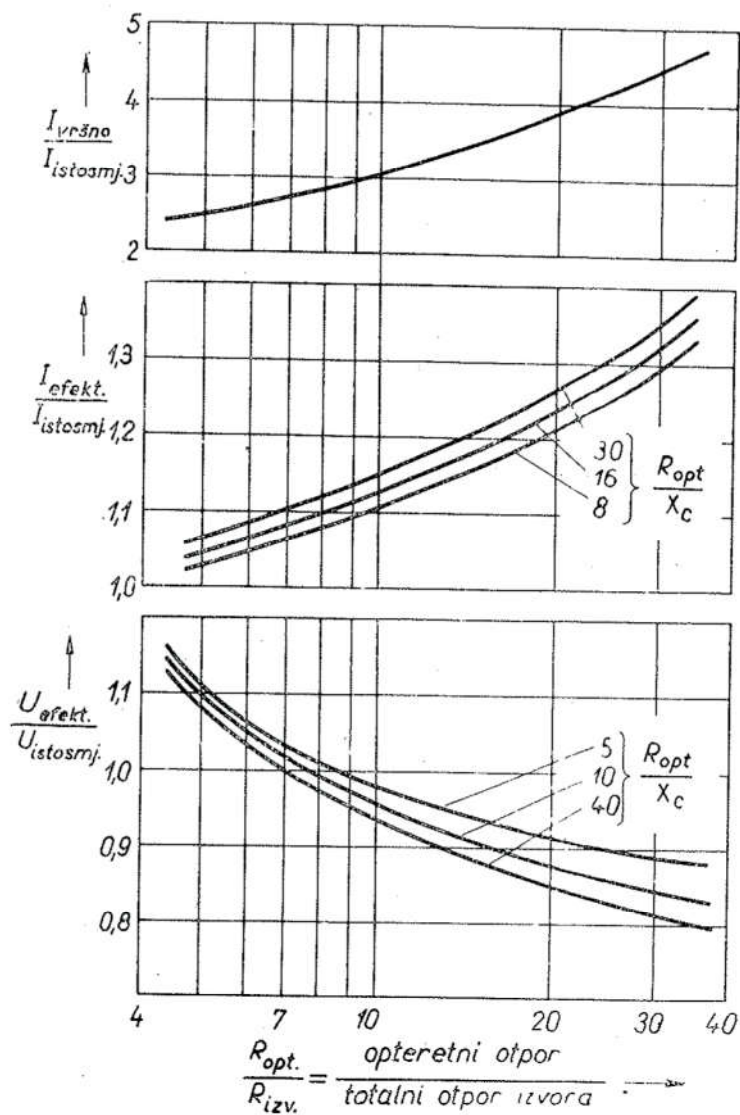
$$R_{izv} = \left(\frac{z_2}{2 z_1} \right)^2 \cdot R_1 + \frac{R_2}{2} + R_{ef} \quad (17. 6)$$

Otpor ispravljačice treba izmjeriti, i to tako, da se nađe, kolika istosmjerna struja I teče prema jednoj anodi ispravljačice uz određeni istosmjerni napon U između anode i katode. Budući da karakteristika ispravljačice nije linearna, treba kvocijent napona i struje umanjiti za kojih 10%, te za efektivni otpor ispravljačice približno vrijedi:

$$R_{ef} = 0,9 \frac{U}{I}$$

(17. 7)

Ova formula je dovoljno točna za područje od pola struje do pune struje, kojom se može opteretiti dotična ispravljačica, uz kapacitivno opterećenje ispravljača.

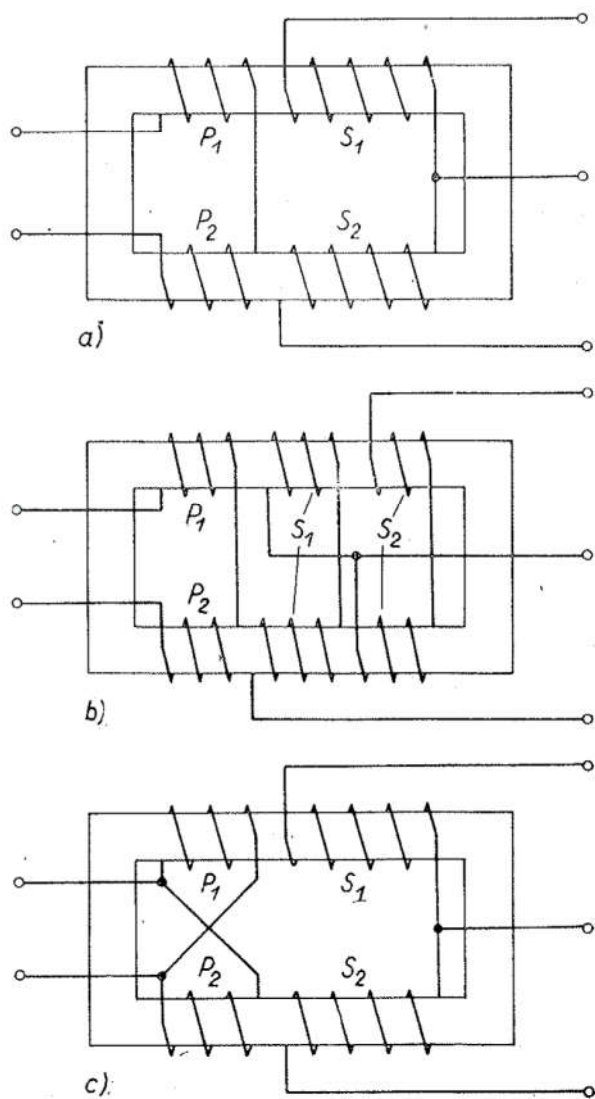


Sl. 17-7. Naponi i struje u ovisnosti o otporima kod dvofaznog ispravljača.

Uz impulsnu sekundarnu struju, kao što je kod ovakvog ispravljača, također primarna struja je impulsna. Za efektivnu vrijednost primarne struje I_{1ef} vrijedi:

$$I_{1ef} = \frac{z_2}{2 z_1} \sqrt{2} \cdot I_{2ef} \quad (17.8)$$

Ovdje je I_{2ef} struja, koja se kao I_{ef} dobiva iz srednjeg dijagrama na sl. 17-7. Dakako da ovakav račun daje primarnu struju samo onda, ako



Sl. 17-8. Načini namatanja mrežnog transformatora na O-jezgru.

nema drugih opterećenja (na primjer, žarenja), i ako se struja magnetiziranja može zanemariti.

Gornji dijagram na sl. 17-7. daje mogućnost, da se nađe vršna vrijednost strujnog impulsa, koji teče kroz ispravljačicu. O ovoj vrijednosti treba voditi računa, kako se ne bi preopteretila katoda ispravljačice. Iz dijagrama se može zaključiti, da vršna vrijednost impulsa ovisi uglavnom o otporu izvora.

17.5 NAMATANJE MREŽNOG TRANSFORMATORA NA O-JEZGRU

Kad bi se na O-jezgru primar namotao na jedan krak, a sekundar na drugi krak, bio bi rasipni tok nedopustivo velik. Slično se događa, ako se mrežni transformator za dvofazno ispravljanje namota na način, kao što prikazuje sl. 17-8a. Prilikom protoka struje kroz svitak S_1 neće se opterećenje prenijeti jednako na oba primarna svitka, jer je veliko rasipanje između sekundarnog svitka S_1 i donje polovine primara P_2 . Velik rasipni induktivitet donje polovine primara spojen je u primarnom krugu u seriju, te izaziva velik pad napona. Osim toga ovako namotan transformator šalje jako magnetsko polje u okolni prostor. Ti nedostaci mogu se izbjeći motanjem na način, koji prikazuju sl. 17-8b i sl. 17-8c. Razlika prema sl. 17-8a je u tome, što je na slici b) sekundar porazdijeljen sa svakom polovinom na oba kraka, a na slici c) su polovine primara spojene paralelno. Na svim ovim slikama crtani su svici jedan pored drugog, što je učinjeno samo radi što veće preglednosti. U praktičkoj izvedbi svici se radi bolje magnetske veze stavljaju jedan iznad drugoga.

PRORAČUNAVANJE MREŽNOG TRANSFORMATORA

Ovdje ćemo se ograničiti na davanje uputa za proračunavanje malih mrežnih transformatora, kakvi dolaze u prijemnicima i pojačalima male snage. Pri tome ne ćemo, kao ni kod tonfrekventnih transformatora, ulaziti u pitanje ekonomičnosti i najpovoljnije konstrukcije s obzirom na serijsku proizvodnju. Kako bi proračun bio što jednostavniji, dat ćemo približne formule, koje daju dovoljno točne podatke za slučajeve, na koje se najčešće nailazi u praksi.

(1) Izračunavanje snage

Kod proračunavanja je potrebno prije svega znati, koliku snagu uzima transformator iz mreže. Ova snaga se sastoji iz ovih pojedinačnih snaga:

a) *Zbroj svih snaga*, koje se troše na žarenje elektronki uključivši ispravljačicu i žaruljice za osvjetljenje skale:

$$N_z = \sum U_z \cdot I_z \text{ (vata)}$$

U_z = žarni napon (u voltima),

I_z = žarna struja (u amperima).

b) *Istosmjerna anodna snaga*:

$$N_a = U_a \cdot I \text{ (vata)}$$

U = istosmjerni napon na ulaznom kondenzatoru filtra (u voltima),

I = istosmjerna struja koju daje ispravljač (u amperima).

c) *Gubici u ispravljačici*. Za približni proračun može se uzeti da je unutarnji otpor (visokovakuumske) ispravljačice $R = 500$ oma. Prema tome gubici iznose:

$$N_i = (2,2 I_a)^2 \cdot 500 \text{ (vata) kod jednofaznog ispravljanja,}$$

$$N_i = 2 \times (1,1 I_a)^2 \cdot 500 \text{ (vata) kod dvofaznog ispravljanja.}$$

d) Zbroj svih ovih snaga daje snagu, koju sekundarni svici predaju opterećenim otporima:

$$N_2 = N_z + N_a + N_i \text{ (vata)}$$

e) Da dobijemo snagu, koju transformator uzima iz mreže, potrebno je sekundarnoj snazi dodati gubitke u transformatoru, to jest snagu, koja se troši na ugrijavanje željeza i bakra. Ovu snagu uzet ćemo u obzir pomoću faktora iskoristivosti ili korisnosti, koja daje odnos iskorištene snage prema snazi, koju transformator uzima iz mreže. Za male transformatore može se uzeti da ovaj faktor iznosi 0,8. Prema tome će primarna snaga biti:

$$N_1 = \frac{N_2}{0,8} = 1,25 N_2 \text{ (vata)}$$

(2) Presjek željezne jezgre

a) Treba odabrati lim, koji po svojoj veličini dolazi u obzir za dotičnu snagu transformatora. Za mrežne transformatore uzima se redovito silicijski lim. Po mogućnosti upotrebiti 4%-tni silicijski lim debljine 0,35 milimetara!

b) Sličnim razmatranjem kao u odsjeku 5,5. u vezi s presjekom jezgre za tonfrekventni transformator, dolazimo do formule za određivanje presjeka jezgre mrežnog transformatora. U ovom ćemo slučaju dopustiti, da najveća magnetska gustoća bude 10 000 gaussa, a gustoća struje da bude 2,5 ampera po kvadratnom milimetru. Tako ćemo dobiti slijedeću formulu za presjek željezne jezgre (netto-presjek):

$$Q = 1,4 \frac{N_1}{F} \text{ (kvadratnih centimetara)}$$

F = površina prozora (u kvadr. centimetrima)

c) Visina paketa lima:

$$h = \frac{Q}{s \cdot k} \text{ (centimetara)}$$

s = širina rebra jezgre (u centimetrima)

k = faktor ispune lima (najčešće $k = 0,85$)

(3) Broj zavoja

a) Broj zavoja po voltu izračunava se po formuli:

$$z = \frac{10^8}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot Q} \text{ (zavoja po voltu)}$$

f = frekvencija mreže (u hercima)

B = maksimalna magnetska gustoća (u gausima)

Uz $f = 50 \text{ Hz}$ i $B = 10\,000 \text{ gaussa}$ dobiva se formula:

$$z = \frac{45}{Q} \text{ (zavoja po voltu)}$$

b) Broj zavoja primarnog svitka:

$$z_1 = U_1 \cdot z \text{ (zavoja)}$$

U_1 = napon mreže (u voltima)

c) Broj zavoja anodnog sekundarnog svitka:

$$z_2 = U \cdot z \text{ (zavoja) kod jednofaznog ispravljanja,}$$

$$z_2 = 2 \times (U_a \cdot z) \text{ (zavoja) kod dvofaznog ispravljanja.}$$

Ovaj broj zavoja nije definitivn, već će nam samo poslužiti za izračunavanje nadomjesnog otpora transformatora. Nakon toga ćemo ovaj broj zavoja korigirati.

d) Broj zavoja svitka za žarenje prijemnih elektronki. Zbog omskog otpora žice dolazi u pojedinom svitku do pada napona (utjecaj rasipnog induktiviteta može se zanemariti). Stoga je potrebno broj zavoja svitaka za žarenje izračunavati za viši napon, nego što je stvarni napon žarenja. Dovoljno velika točnost najčešće se postiže tako, da se računa s naponom, koji je za 10% viši:

$$z_3 = 1,1 U_z \cdot z \text{ (zavoja)}$$

e) Broj zavoja svitka za žarenje ispravljačice:

$$z_4 = 1,1 U \cdot z \text{ (zavoja)}$$

(4) Promjer žice

a) Promjer žice primarnog svitka. Za izračunavanje je potrebno naći jakost primarne struje:

$$I_1 = \frac{N_1}{U_1} \text{ (ampera)}$$

Uz gustoću struje od $2,55 \text{ A/mm}^2$ promjer žice je:

$$d_1 = \sqrt{\frac{I_1}{2}} \text{ (milimetara)}$$

b) Promjer žice anodnog sekundarnog svitka. Efektivna vrijednost struje, koja teče kroz ovaj svitak, iznosi:

$$I_2 = 2,2 I_a \text{ (ampera) kod jednofaznog ispravljanja,}$$

$$I_2 = 1,1 I_a \text{ (ampera) kod dvofaznog ispravljanja.}$$

Promjer žice:

$$d_2 = \sqrt{\frac{I_2}{2}} \text{ (milimetara)}$$

c) Promjer žice svitka za žarenje prijemnih elektronki:

$$d_3 = \sqrt{\frac{I_z}{2}} \text{ (milimetara)}$$

I_z = ukupna struja žarenja prijemnih elektronki s istim žarnim naponom (u amperima).

d) Promjer žice svitka za žarenje ispravljačice:

$$d_4 = \sqrt{\frac{I_z}{2}} \text{ (milimetara)}$$

I = struja žarenja ispravljačice (u amperima).

e) Prema izračunanim promjerima d_1 , d_2 , d_3 i d_4 treba odabrati žicu s najbližim normalnim promjerom. Ako se odabere žica s manjim promjerom od onoga, koji je dobiven računom, treba provesti kontrolu, ne će li gustoća struje prijeći dozvoljenu granicu. Gustoća struje se izračuna po formuli:

$$s = 1,27 \frac{I}{d^2} \text{ (ampera po kvadr. milimetru)}$$

I = struja dotičnog svitka (u amperima),

d = promjer žice dotičnog svitka (u milimetrima).

Ako se ovim računom dobije gustoća struje veća od 3 A/mm², treba uzeti veći promjer žice.

(5) Nadomjesni otpor transformatora

a) Otpor primarnog svitka (primarni svitak smješten do željeza):

$$R_1 = 0,045 \cdot z_1 \cdot \frac{s + h + a}{100 d_1^2} \text{ (oma)}$$

s = širina rebra jezgre (u centimetrima),

h = visina paketa jezgre (u centimetrima),

a = širina prozora (u centimetrima),

d_1 = promjer žice primarnog svitka (u milimetrima).

b) Otpor anodnog sekundarnog svitka:

$$R_2 = 0,045 \cdot z_2 \cdot \frac{s + h + 2a}{100 d_2^2} \text{ (oma)}$$

s , h i a u cm, d_2 u mm.

c) Nadomjesni otpor transformatora:

$$R_T = \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 \cdot R_1 + R_2 \text{ (oma) kod jednofaznog ispravljanja.}$$

$$R_T = \left(\frac{z_2}{2z_1}\right)^2 \cdot R_1 + \frac{R_2}{2} \text{ (oma) kod dvofaznog ispravljanja}$$

(6) Korekcija broja zavoja anodnog sekundarnog svitka

Za ovaj račun potrebno je imati na raspolaganju opteretne karakteristike dotične ispravljačice. Prema izračunanom R_T odabere se između karakteristika (vidi sl. 16-6.) ona karakteristika, koja pripada najbližoj vrijednosti nadomjesnog otpora. Ukoliko točka, koja odgovara traženom istosmjernom naponu i struji, ne pada na ovu karakteristiku, tada se na način, koji je prije izložen (glava 16.), nacrtava nova karakteristika. Prema izmjeničnom naponu U_2 , kojemu pripada nova karakteristika, izračuna se novi broj sekundarnih zavoja:

$$z_2 = U_2 \cdot z \text{ (zavoja) kod jednofaznog ispravljanja,}$$

$$z_2 = 2 \times (U_2 \cdot z) \text{ (zavoja) kod dvofaznog ispravljanja.}$$

(7) Kontrola smještanja namota

Na kraju je potrebno ustanoviti, da li će se namot moći smjestiti u prozor lima. Iako formula za izračunavanje presjeka jezgre uzima u obzir i površinu prozora, to još ne daje sigurnost da je namot u svakom slučaju moguće smjestiti u prozor. Izolacija žice može biti različita (lak, svila, pamuk), mosur se može izvesti na razne načine, papir među slojevima i između pojedinih svitaka može biti različite debljine. Zbog toga se ne može dati općenita formula, po kojoj bi se mogla potrebna površina prozora izračunati za svaki slučaj, bez obzira na izolacioni materijal. Treba dakle izračunati, koji presjek zauzima žica uzevši u obzir njezinu izolaciju, i koji presjek treba osigurati za izolacione dijelove. Kod jezgre s jezgrom (sl. 8-2d i e) treba predvidjeti stanovati neiskoristi dio prozora radi umetanja limova. Kod normalnog namota s lak-žicom kontrola se može provesti izračunavanjem faktora ispune, koji smije iznositi najviše:

$$p = \frac{\text{presjek bakra svih zavoja}}{\text{površina prozora}} = 0,27$$

Ako je faktor p veći od ove vrijednosti, ili ako se izračunavanjem presjeka namota ustanovi, da se namot ne može smjestiti u prozor jezgre, može se učiniti dvoje:

1. Uz isti presjek jezgre uzeti lim s većim prozorom.
2. Povećati presjek jezgre i izračunati broj zavoja s ovim presjekom. Uz veći presjek dobiva se naime uz inače iste uvjete manji broj zavoja, te je potreban i manji prozor za smještanje namota.

IZRAČUNAVANJE ULAZNE SNAGE IZ PODATAKA O JEZGRI

Uz poznati brutto-presjek željezne jezgre i veličinu prozora može se izračunati ulazna snaga, za koju ova jezgra odgovara:

$$N_1 = 0,65 Q_b \cdot F \text{ (vata)}$$

Q_b = brutto-presjek jezgre (u kvadr. centimetrima),

F = površina prozora (u kvadr. centimetrima).

Ova formula vrijedi uz maksimalnu magnetsku gustoću od 10 000 gaussa i gustoću struje od 2,5 A/mm². Daljnji račun se provodi onako, kako je već izloženo u ovoj glavi.

IZRAČUNAVANJE PRESJEKA JEZGRE I ULAZNE SNAGE UZ VEĆE OPTEREĆENJE ŽELJEZA I BAKRA

Ako dopustimo veće ugrijavanje transformatora (veća magnetska gustoća i veća gustoća struje!), možemo istu snagu prenijeti s transformatorom manjih dimenzija. Uz magnetsku gustoću od 12 000 gaussa i gustoću struje od 3 A/mm² presjek jezgre se izračuna po formuli:

$$Q = \frac{N_1^2}{F} \text{ (kvadr. centimetara)}$$

odnosno ulazna snaga, za koju dotična jezgra odgovara:

$$N_1 = 0,9 Q_b \cdot F \text{ (vata)}$$

Uz ovu magnetsku gustoću (12000 gaussa) broj zavoja po voltu iznosi:

$$z = \frac{37,5}{Q} \text{ (zavoja po voltu)}$$

Sve ostalo računa se onako, kako je već prije izloženo.

20.1 PRIMJER PRORAČUNA MREŽNOG TRANSFORMATORA

Zadatak:

Potrebno je konstruirati mrežni transformator za prijemnik s ovim elektronkama: EF 13, ECH 11, EBF 11, EL 12 i AZ 12. Napon mreže 220 volta, istosmjerni napon na izlazu iz ispravljača 300 volta.

(1) Izračunavanje snage

a) *Snaga za žarenje elektronke.* Prema tvorničkim podacima gornje primjene elektronke uz žarni napon od 6,3 volta troše struju od 1,8 ampera, a ispravljačica uz napon od 4 volta struju od 2,3 ampera: prema tome je žarna snaga:

$$N_z = 6,3 \cdot 1,8 + 4 \cdot 2,3 \approx 20,5 \text{ W}$$

b) *Anodna snaga.* Prema tvorničkim podacima sve prijemne elektronke zajedno troše anodnu struju od cca 100 miliampera; dakle:

$$N_a = 300 \cdot 0,1 = 30 \text{ W}$$

c) Gubitak snage u ispravljačici:

$$N_i = 2 \times (1,1 \cdot 0,1)^2 \cdot 500 \approx 12 \text{ W}$$

d) Ukupna sekundarna snaga:

$$N_2 = 20,5 + 30 + 12 = 62,5 \text{ W}$$

e) Iz mreže transformator uzima:

$$N_1 = 1,25 \cdot 62,5 \approx 78 \text{ W}$$

(2) Presjek željezne jezgre

a) Odabrani lim ima dimenzije naznačene na sl. 20-1. Prozor ima površinu:

$$F = 1,8 \times 4,8 = 8,64 \text{ cm}^2$$

b) Presjek jezgre:

$$Q = 1,4 \cdot \frac{78}{8,64} \approx 12,3 \text{ cm}^2$$

c) Visina paketa lima:

$$h = \frac{12,6}{3,2 \cdot 0,85} \approx 4,6 \text{ cm}$$

(3) Broj zavoja

a) Broj zavoja po voltu:

$$z = \frac{45}{12,5} = 3,57 \text{ zav./V}$$

b) Broj primarnih zavoja:

$$z_3 = 220 \cdot 3,57 \approx 790 \text{ zav.}$$

c) Broj zavoja anodnog sekundarnog svitka:

$$z_2 = 2 \times 300 \cdot 3,57 \approx 2 \times 1070 \text{ zav.}$$

d) Broj zavoja svitka za žarenje prijemnih elektronki:

$$z_3 = 1,1 \times 6,3 \cdot 3,57 \approx 24,7 \text{ dakle } 25 \text{ zav.}$$

e) Broj zavoja svitka za žarenje ispravljačice:

$$z_4 = 1,1 \times 4 \cdot 3,57 \approx 15,7 \text{ dakle } 13 \text{ zav.}$$

(4) Promjer žice

a) Promjer žice primarnog svitka:

$$I_1 = \frac{78}{220} \approx 0,355 \text{ A}$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{0,355}{2}} \approx 0,42 \text{ mm}$$

Odabrat ćemo: $d_1 = 0,4 \text{ mm}$.

b) Promjer žice anodnog sekundarnog svitka:

$$I_2 = 1,1 \times 0,1 = 0,11 \text{ A}$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{0,11}{2}} \approx 0,235 \text{ mm}$$

Odabrat ćemo: $d_2 = 0,25 \text{ mm}$.

c) Promjer žice svitka za žarenje primjenih elektronki:

$$d_3 = \sqrt{\frac{1,8}{2}} = 0,95 \text{ mm}$$

d) Promjer žice svitka za žarenje ispravljačice:

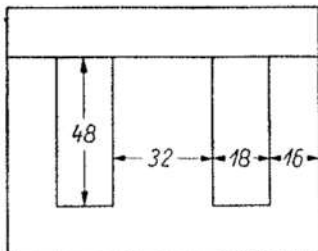
$$d_4 = \sqrt{\frac{2,3}{2}} \approx 1,07 \text{ mm}$$

Odabrat ćemo: $d_4 = 1,1 \text{ mm}$.

e) Kontrola gustoće struje u primarnom svitku:

$$s = 1,27 \cdot \frac{0,355}{0,4^2} = 2,82 \text{ A/mm}^2$$

Gustoća struje je manja od 3 A/mm^2 , te zadovoljava.



Sl. 20-1. Za ovaj proračun mrežnog transformatora predviđen je lim s ovim dimenzijama.

(5) Nademjesni otpor transformatora

a) Otpor primarnog svitka:

$$R_1 = 0,045 \cdot 790 \cdot \frac{3,2 + 4,5 + 1,8}{100 \cdot 0,4^2} \approx 21,3 \Omega$$

b) Otpor anodnog sekundarnog svitka:

$$R_2 = 0,045 \cdot 2 \cdot 1070 \cdot \frac{3,2 + 4,6 + 2 \cdot 1,8}{100 \cdot 0,25^2} \approx 176 \Omega$$

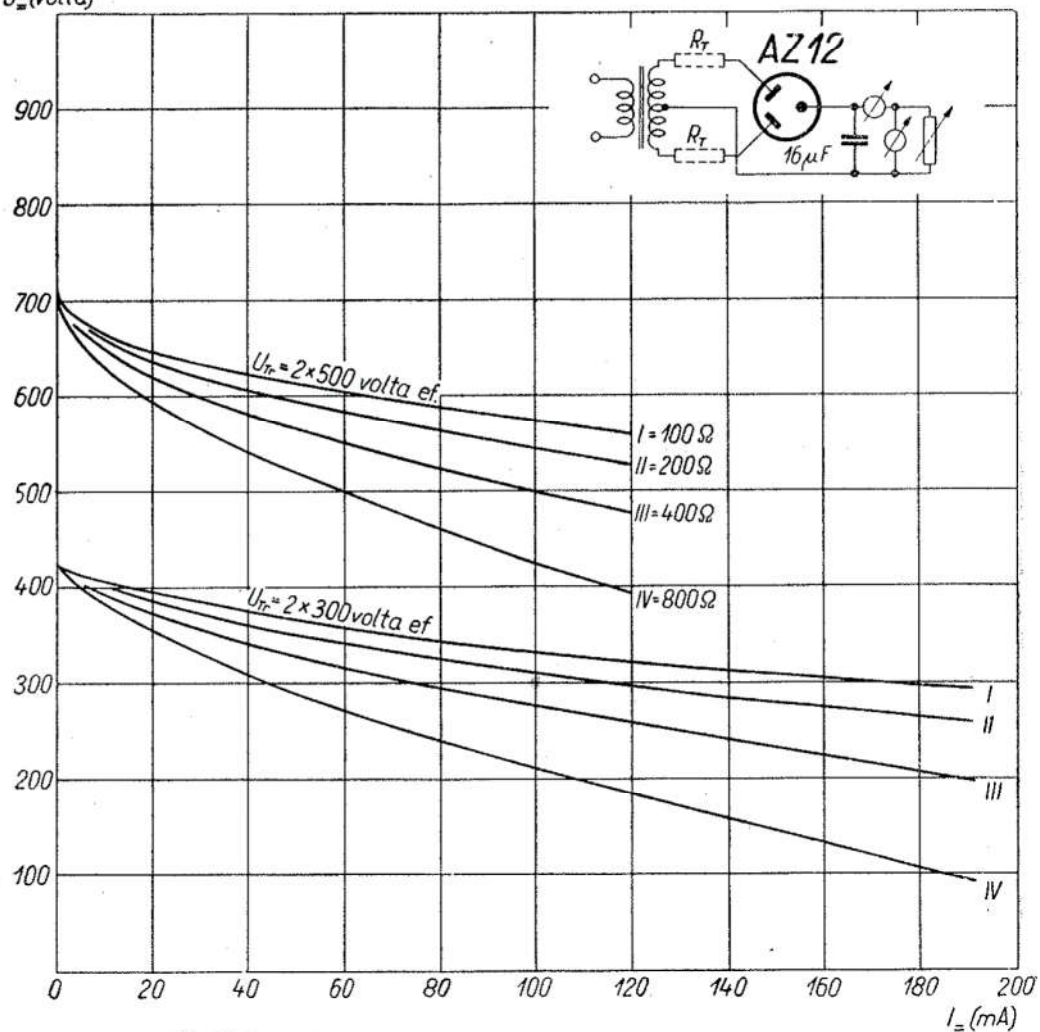
c) Nadomjesni otpor transformatora:

$$R_T = \left(\frac{1070}{790} \right)^2 \cdot 21,3 + \frac{176}{2} \approx 127 \, \Omega$$

(6) Korekcija broja zavoja anednog sekundarnog svitka

Za gornju vrijednost nadomjesnog otpora možemo s velikom približnošću upotrebiti karakteristiku I u dijagramu na sl. 20-2., koja vrijedi za nadomjesni otpor od 100 oma. Spustimo ovu karakteristiku vertikalno naniže u točku, koja odgovara traženom istosmjernom naponu od

U_+ (volta)



Sl. 20-2. Opteretne karakteristike ispravljačice AZ 12.

300 volta i traženoj istosmjernoj struji od 100 miliampera! Nova karakteristika dodiruje ordinatu u točki, koja odgovara naponu od 395 volta. Ovo je tjemena vrijednost izmjeničnog napona na transformatoru, kojim ćemo postići traženi istosmjerni napon. Efektivna vrijednost ovog napona iznosi: $395 / \sqrt{2} = 280$ volta. Prema tome će *korigirani broj sekundarnih zavoja biti*:

$$z_2 = 2 \times 280 \cdot 3,57 \approx 2 \times 1000 \text{ zav.}$$

(7) Kontrola smještanja namota

a) Presjek bakra primarnog svitka:

$$790 \cdot \frac{0,4^2 \pi}{2} \approx 99 \text{ mm}^2$$

b) Presjek bakra anodnog sekundarnog svitka:

$$2 \times 1000 \cdot \frac{0,25^2 \pi}{4} \approx 98 \text{ mm}^2$$

c) Presjek bakra svitka za žarenje prijemnih elektronki:

$$25 \cdot \frac{0,95^2 \pi}{4} \approx 18 \text{ mm}^2$$

d) Presjek bakra svitka za žarenje ispravljačice:

$$16 \cdot \frac{1,1^2 \pi}{4} \approx 15 \text{ mm}^2$$

e) Ukupni presjek bakra:

$$99 + 98 + 18 + 15 = 230 \text{ mm}^2$$

f) Faktor ispune:

$$p = \frac{230}{863} = 0,267$$

Faktor ispune je manji od 0,27, te zadovoljava.

20.2 MJERENJA NA IZVEDENOM PRIMJERKU

Prema podacima, koji su dobiveni ovim proračunom, sagrađen je transformator i izveden sklop sličan onome na sl. 24-13. Mjerenjem su dobiveni ovi podaci:

1. Uz napon mreže od 220 V struja neopterećenog transformatora: 70 mA.

2. Uz normalno opterećenje sekundarnih svitaka žarnom strujom i prijemnih elektronki od 1,8 A, ispravljačicom AZ 12 i anodnom strujom od 100 mA dobiveni su ovi naponi:

a) na žarnom svitku za prijemne elektronke: 6,35 V,

b) na žarnom svitku ispravljačice: 4 V,

c) na anodnom opterećenom otporu: 296 V.

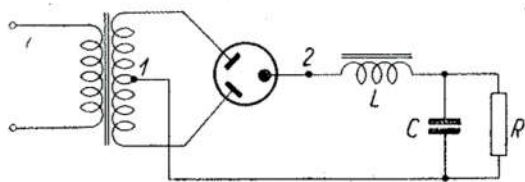
3. Struja, koju opterećeni transformator uzima iz mreže: 320 mA (ova struja je manja od proračunate, jer je postignuta korisnost veća od pretpostavljene).

4. Efektivna vrijednost struje u anodnom svitku (mjerena pomoću instrumenta s termokrižem): 115 mA.

ISPRAVLJAČ S PRIGUŠNICOM NA ULAZU U FILTER

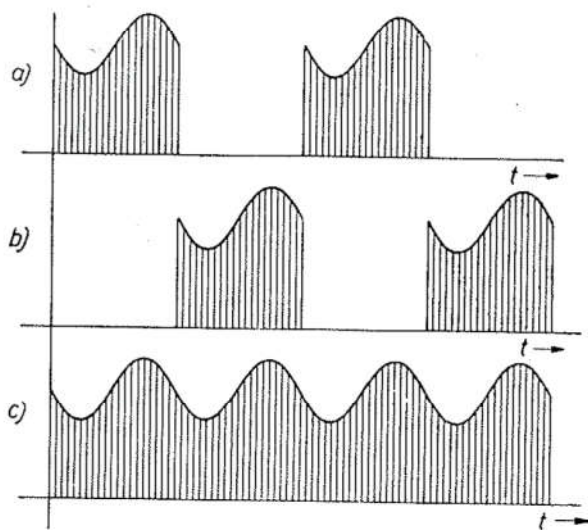
21.1 OSNOVNA SVOJSTVA

Mrežni dio se može izvesti i bez ulaznog kondenzatora, dakle sa L-ulazom (sl. 21-1.). U takvom sklopu dobiva ispravljač stanovita dru-



Sl. 21-1. Shema dvofaznog ispravljača sa L-ulazom u filter.

gačija svojstva nego sa C-ulazom. Kod jednofaznog ispravljača sa L-ulazom struja kroz ispravljačicu teče u impulsima, koje prigušnica prigušuje, zbog čega ovaj sklop nema praktičke vrijednosti. Druga je

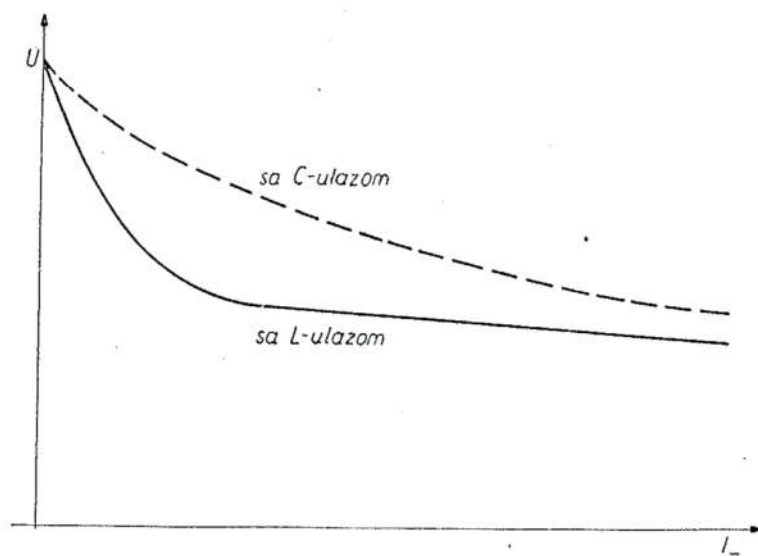


Sl. 21-2. Impulsi struje pod a) i b), koji teku prema pojedinim anodama ispravljačice u ispravljaču sa L-ulazom, sastavljaju se u prigušnici u kontinuiranu struju prikazanu dijagramom pod c).

stvar kod dvofaznog ispravljača, gdje strujni impulsi prolaze kroz elektronku za vrijeme obje poluperiode napona. Ovdje se strujni impulsi jedan na drugog nastavljaju, te kroz prigušnicu teče neprekinuta struja.

Na sl. 21-2. vide se dijagrami impulsa u pojedinoj poluperiodi, kao i dijagram ukupne struje sastavljene od ovih impulsa.

Ovisnost istosmjernog napona o opterećenju kod dvofaznog ispravljača sa L-ulazom vidi se na sl. 21-3. Kod malih opterećenja karakteristika pokazuje nagli pad napona. Kod većih opterećenja karakteristika je mnogo položitija, i to položitija nego kod ispravljača s kondenzatorom na ulazu u filter. Ovo povoljno svojstvo malih promjena napona kod promjene opterećenja naročito dobro dolazi, na primjer, kod izlaznog pojačala klase B, gdje je opterećenje ispravljača jako promjenljivo.



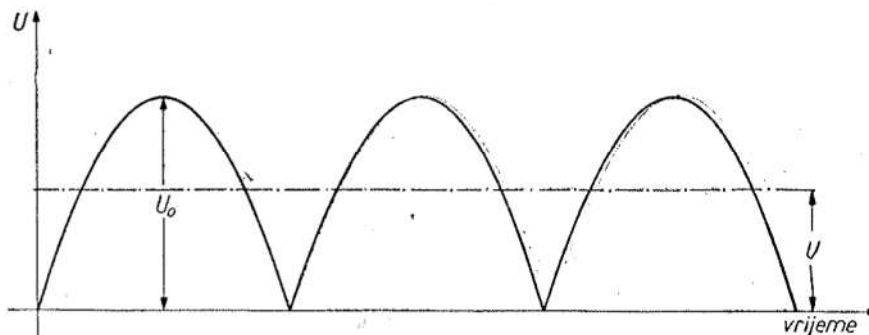
Sl. 21-3. Opteretna karakteristika ispravljača sa L-ulazom.

Nedostatak sklopa sa L-ulazom je u tome, što je promjena napona kod malih opterećenja velika, i što se uz inače iste uvjete dobiva niži istosmjerni napon nego sa C-ulazom. Prvi nedostatak može se otkloniti tako, da se ispravljač predoptereći otporom, koji troši toliku struju (10% do 30% od ukupne struje), da i bez opterećenja trošilom napon ostane u položitom dijelu karakteristike. Osim stabilnog napona prednost ulaza s prigušnicom je i u tome, što nema onako uskih strujnih impulsa kao kod C-ulaza. Vršne struje kod L-ulaza jednake su najviše dvostrukoj struji potrošača, te je iskorištenje ispravljačice mnogo bolje.

Ovisnost napona o opterećenju smanjuje se još i upotrebom ispravljačica punjenih plinom. Gubitak napona u ovim ispravljačicama je vrlo malen (oko 15 V) i neovisan je o jakosti struje.

21.2 SEKUNDARNI ANODNI NAPON TRANSFORMATORA

Budući da kroz elektronku teče neprekinuta struja, to je točka 2 na sl. 21-1. trajno spojena bilo s jednim, bilo s drugim krajem sekundarnog svitka. Napon između točaka 1 i 2 ima oblik prikazan dijagramom na sl. 21-4. Kako se kod ispravljača sa L-ulazom radi što bolje naponske karakteristike upotrebljavaju ispravljači punjene plinom, i trans-



Sl. 21-4. Dijagram napona između točaka 1 i 2 na ispravljaču na sl. 21-1.

formatori s malenim nadomjesnim otporom, to se može uzeti, da je napon između točaka 1 i 2 ujedno elektromotorna sila sekundarnog svitka. Srednja vrijednost ovoga napona jednaka je istosmjernom naponu, koji se dobiva iz ispravljača:

$$U = \frac{2}{\pi} U_0 \quad (21.1)$$

gdje je U_0 amplituda napona. Prema tome iz istosmjernog napona, koji treba da dobijemo iz ispravljača, možemo naći efektivnu vrijednost napona na sekundarnom svitku:

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_0}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{ef} \quad (21.2)$$

Odavle:

$$U_{ef} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U = 1,1 U \quad (21.3)$$

Uzmemo li u obzir pad napona u nadomjesnom otporu transformatora R_T i pad napona u plinom punjenoj ispravljačici (15 V), to dobivamo:

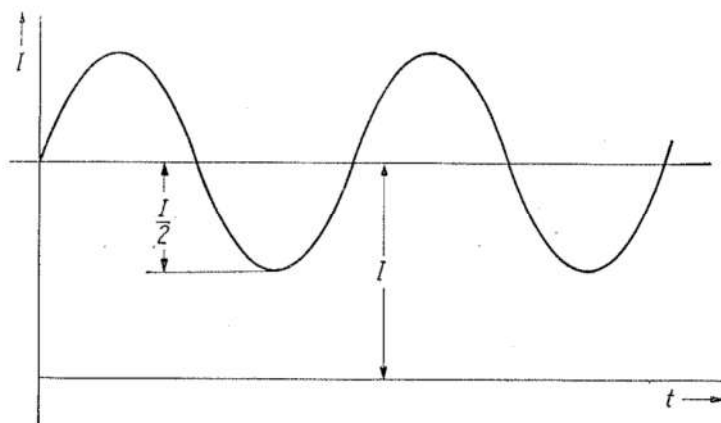
$$U_{ef} = 1,1 U + I \cdot R_T + 15 \quad [\text{volta}] \quad (21.4)$$

21.3 EFEKTIVNA VRIJEDNOST STRUJE U SEKUNDARNOM ANODNOM SVITKU

Jakost struje, koja teče u pojedinoj polovini anodnog sekundarnog svitka, ovisi o tome, kolika je izmjenična komponenta u ukupnoj struji u odnosu na istosmjernu struju, koju uzima trošilo. Uzet ćemo neki srednji slučaj, to jest pretpostaviti ćemo da je amplituda izmjenične komponente jednaka polovini istosmjerne struje, koju daje ispravljač (sl. 21-5.). Efektivna vrijednost ukupne struje jednaka je korijenu iz zbroja kvadrata efektivnih vrijednosti pojedinih komponenata:

$$I_{ef} = \sqrt{I^2 + \left(\frac{I}{2\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{1,125} \cdot I \quad (21.5)$$

Ovo bi bila efektivna vrijednost sekundarne struje u slučaju, kad bi ovakva struja tekla kroz pojedinu polovinu sekundarnog svitka za vrijeme cijele periode izmjeničnog napona. No ona teče samo kroz pola onog vremena, koje odgovara jednoj periodi. Stoga je potrebno ovu



Sl. 21-5. Dijagram promjenljive onadne struje, kod koje je amplituda izmjenične komponente jednaka polovini istosmjerne komponente.

efektivnu vrijednost svesti na vrijednost, koja se odnosi na cijelu periodu. Postupit ćemo isto onako, kako smo postupili kod traženja efektivne vrijednosti u slučaju sa C-ulazom (formula 17.3):

$$(\sqrt{1,125} \cdot I)^2 \cdot R \cdot \frac{T}{2} = I_{ef}^2 \cdot R \cdot T \quad (21.6)$$

Iz ovoga slijedi:

$$I_{ef} = 0,75 I \quad (21.7)$$

Efektivna vrijednost struje, koja ugrijava žicu sekundarnog svitka, iznosi dakle tri četvrtine vrijednosti istosmjerne struje, koju daje ispravljač. Ako na primjer istosmjerna struja iznosi 100 mA, tada presjek žice anodnog sekundarnog svitka kod ispravljača sa L-ulazom treba proračunati za 75 mA.

PRIGUŠNICA U FILTRU SA C-ULAZOM

Izmjenična komponenta promjenljivog napona, koji vlada na kondenzatoru i trošilu u sklopu na sl. 17-1. i 17-3., uzrokuje u zvučniku pojačala i primjenika brujanje. *Ovaj napon brujanja je to veći, što je jača istosmjerna struja, koja se uzima iz mrežnog dijela, i što je manji ulazni kapacitet.* Ukoliko je, naime, jača struja, koju troši trošilo, utoliko se na niži napon izbija kondenzator, te je izmjenična komponenta napona veća. Također, što je manji kapacitet, to je izbijanje brže, te su promjene napona na kondenzatoru veće.

22.1 NAPON BRUJANJA NA ULAZNOM KONDENZATORU

Količina električnog naboja, koji primi kondenzator za vrijeme nabijanja, jednaka je količini naboja, koji iz kondenzatora isteče za vrijeme izbijanja (sl. 17-2.):

$$2 \cdot \Delta U \cdot C = \frac{I}{f} \cdot \frac{2\pi - 2a}{2\pi} = \frac{I}{f} \left(1 - \frac{a}{\pi}\right) \quad (22.1)$$

Odavle je vršna vrijednost napona brujanja:

$$\Delta U = \frac{I}{2Cf} \cdot \left(1 - \frac{a}{\pi}\right) \quad (22.2)$$

Za dvofazno ispravljanje imamo prema sl. 16-4.:

$$\Delta U = \frac{I}{2Cf} \cdot \frac{\pi - 2a}{2\pi} = \frac{I}{2Cf} \left(0,5 - \frac{a}{\pi}\right) \quad (22.3)$$

Kao što se vidi iz sl. 17-2. i 17-4., napon brujanja nije sinusoidan. Ovaj se izmjenični napon može prema Fourier-u rastaviti na osnovni val i više harmonike. Za nas je od važnosti samo osnovni val, jer filtri za izgrađivanje potiskuju više harmonike u daleko većoj mjeri nego osnovni val. Prema tome kao napon brujanja ne ćemo uzimati napon ΔU , već efektivnu vrijednost osnovnog vala u ovom naponu. Računom se može pokazati, a mjerenja ovo potvrđuju, da je amplituda osnovnog vala jednaka približno $0,8 \cdot \Delta U$. Iz ovoga slijedi, da će efektivna vrijednost napona brujanja biti:

$$U_b = 0,8 \cdot \frac{\Delta U}{\sqrt{2}} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I}{2 C f} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) = \frac{0,28}{C \cdot f} I \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \quad (22.4)$$

Ova formula vrijedi za jednofazno ispravljanje. Za dvofazno ispravljanje imamo:

$$U_b = \frac{0,28}{C \cdot f} I \left(0,5 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \quad (22.5)$$

Već prije smo kod izračunavanja efektivne vrijednosti struje u sekundarnom svitku mrežnog transformatora spomenuli, da se kao trajanje impulsa, dakle u našem slučaju trajanje nabijanja kondenzatora, može najčešće uzeti jedna četvrtina periode, to jest $2\alpha = 0,5\pi$. Prema tome je $\alpha/\pi = 0,25$. Ako je frekvencija mreže $f = 50$ Hz, tada kao konačnu formulu za izračunavanje napona brujanja kod jednofaznog ispravljanja dobivamo:

$$U_b = \frac{0,28 \cdot 10^{-3} \cdot I \text{ (mA)}}{10^{-3} C \text{ (}\mu\text{F)} \cdot 50} \cdot 0,75$$

$$U_b \approx 4 \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \quad (\text{volta}) \quad (22.6)$$

Napon brujanja kod dvofaznog ispravljanja iznosi:

$$U_b = \frac{0,28 \cdot 10^{-3} \cdot I \text{ (mA)}}{10^{-3} C \text{ (}\mu\text{F)} \cdot 50} \cdot 0,25$$

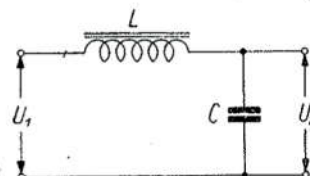
$$U_b \approx 1,5 \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \quad (\text{volta}) \quad (22.8)$$

Primjer: Ako se iz jednofaznog ispravljača uzima istosmjerna struja od 60 mA, a ulazni kondenzator ima kapacitet od $8 \mu\text{F}$, tada napon brujanja na prvom kondenzatoru iznosi $U_b = 4 \cdot 60/8 = 30$ V. Uz iste uvjete bi napon brujanja kod dvofaznog ispravljača iznosio: $U_b = 1,5 \cdot 60/8 = 11$ V.

Kod manjih ispravljača ulazni kondenzator je najčešće elektrolitski. Poznato je da elektrolitski kondenzatori imaju velik otpor gubitaka, te se uz velik napon brujanja griju. Zbog toga je minimalna vrijednost ulaznog kapaciteta za elektrolitski kondenzator određena dopustivim ugrijavanjem.

22.2 INDUKTIVITET PRIGUŠNICE I FILTARSKI ODNOS

Napon brujanja na ulaznom kondenzatoru je gotovo redovito suviše velik, a da bi smio biti priveden pojačalu ili prijemniku. Zato se ulaznom kondenzatoru dodaje paralelno serijski spoj induktiviteta i kapaciteta (sl. 22-1.). Time je napon brujanja, koji preostane na drugom



Sl. 22-1. LC-filtar za izgladivanje promjenljivog istosmjernog napona iza ispravljača.

kondenzatoru, znatno manji, i toliko je manji, što je veći induktivitet prigušnice, i što je veći kapacitet kondenzatora. Odnos napona brujanja na ulazu u filtar prema naponu brujanja na izlazu iz filtra (filtarski odnos) jednak je odnosu impedancije LC-spoja prema kapacitivnom otporu kondenzatora:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}}{1} = (2\pi f)^2 \cdot CL - 1 \quad (22.9)$$

Kako $(2\pi f)^2 \cdot CL$ radi što boljeg filtriranja treba da bude mnogo veće od 1, to možemo pisati:

$$\frac{U_1}{U_2} \approx (2\pi f)^2 \cdot CL \quad (22.10)$$

Odavle izlazi induktivitet prigušnice:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot C} \cdot \frac{U_1}{U_2} \quad (22.11)$$

Prema pojačanju pojačala, koje se priključuje na mrežni dio, napon brujanja treba da bude 1/1000 do 1/10 000 vrijednosti istosmjernog napona. Napon brujanja u anodnom krugu izlazne elektronke prijemnika ne smije biti veći od 2% do najviše 5% od tonfrekventnog napona, koji se dobiva uz izlaznu snagu od 50 mW.

Kod LC-filtra važno je provesti kontrolu, nije li rezonantna frekvencija spoja jednaka frekvenciji napona brujanja. Kod jednofaznog ispravljanja frekvencija napona brujanja jednaka je frekvenciji mreže,

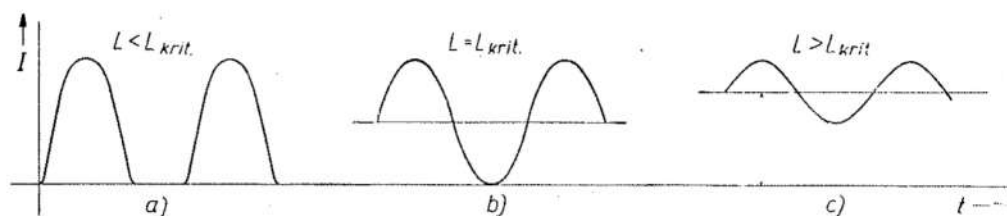
dok kod dvofaznog ispravljanja napon brujanja ima frekvenciju, koja je jednaka dvostrukoj frekvenciji mreže. No kako i kod dvofaznog ispravljača uslijed nesimetrije sekundarnog svitka može u ispravljenoj struji postojati frekvencija mreže, to je općenito potrebno da za obje vrste ispravljanja rezonantna frekvencija filtra bude barem tri puta niža od frekvencije mreže. Taj je uvjet ispunjen, ako je:

$$L \cdot C \geq 100 \quad (22.12)$$

gdje je L u henrijima, C u mikrofaradima, frekvencija mreže 50 Hz. U slučaju da je frekvencija mreže jednaka ili približno jednaka rezonantnoj frekvenciji LC-spoja, postiže se upravo protivno od onoga što se želi: umjesto da je napon brujanja na izlazu filtra manji, on je veći, jer na elementima serijskog titrajnog kruga, kao što je poznato, napon može biti znatno viši od napona na samom krugu.

PRIGUŠNICA U ISPRAVLJAČU SA L-ULAZOM U FILTER

Povoljna naponska karakteristika kod ispravljača s prigušnicom na ulazu u filter dobiva se samo u slučaju, ako induktivitet prigušnice nije manji od stanovite vrijednosti. S prigušnicom ispod minimalnog induktiviteta ispravljač daje pulzirajuću struju, dakle struju, koja ne teče kontinuirano (sl. 23-1a). Povećanjem induktiviteta dolazi se do mo-



Sl. 23-1. Ovisnost izmjenične komponente ispravljene struje kod ispravljača sa L-ulazom o veličini induktiviteta prigušnice.

menta, kada kroz trošilo počne teći *kontinuirana struja* (sl. 20-1b). Ova vrijednost induktiviteta zove se *kritični induktivitet*. Ako se induktivitet i dalje povećava, dobiva se istosmjerna struja, kod koje je izmjenična komponenta sve manja (sl. 23-1c).

Do vrijednosti kritičnog induktiviteta doći ćemo slijedećim razmatranjem: Kod napona prikazanog dijagramom na sl. 21-4. osnovna frekvencija jednaka je dvostrukoj frekvenciji mreže. Budući da za više harmoničke frekvencije prigušnica predstavlja sve veći otpor, to će izmjenična komponenta struje, koja teče kroz prigušnicu, ovisiti uglavnom o osnovnom valu napona. U elektrotehničkim priručnicima možemo naći, da je amplituda osnovnog vala u ovakvom naponu:

$$U_1 = \frac{4}{3\pi} \cdot U_o \quad (23.1)$$

gdje je U_o amplituda napona. Kako kod frekvencije mreže od 50 Hz osnovni val ima u ovom slučaju frekvenciju 100 Hz, to će amplituda

izmjenične komponente struje, koja teče kroz prigušnicu, imati vrijednost:

$$I_L = \frac{U_1}{2\pi f L} = \frac{4}{3\pi} \cdot U_o \cdot \frac{1}{628 L} \quad (23.2)$$

Da struja bude neprekinuta, mora ova amplituda biti manja od istosmjerne struje I , koju daje ispravljač (sl. 23-1c). Istosmjerna struja jednaka je srednjoj vrijednosti napona iz sl. 21-4. podijeljenog s opterećenim otporom ispravljača:

$$I = \frac{U}{R_t} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_o}{R_t} \quad (23.3)$$

Uvjet, da struja bude neprekinuta, glasi:

$$I_L \leq I \quad (23.4)$$

odnosno:

$$\frac{4}{3\pi} \cdot U_o \cdot \frac{1}{628 L} \leq \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_o}{R_t} \quad (23.5)$$

Iz ovoga izlazi *minimalna vrijednost za induktivitet prigušnice ili kritični induktivitet*:

$$L_{krit} = \frac{R_t}{1000} \quad (23.6)$$

Ako je L manje od $R_t/1000$, tada se sklop ponaša kao sa C-ulazom, te je naponska karakteristika strmija.

Iz formule 23.6) vidi se, da uz manju istosmjernu struju, dakle uz veći R_t , kritični induktivitet raste. Postoji način kako se i uz malo opterećenje može upotrebiti prigušnica malih dimenzija. Prigušnica se izvede *bez zračnog raspóra* tako da s povećanjem struje induktivitet opada (*»titrajuća prigušnica«*). To odgovara gornjoj jednadžbi, te je ona uvijek zadovoljena. Ako se primijeni predopterećenje ispravljača, da se dođe u područje položitog dijela karakteristike, tada se također smanjuje potrebni minimalni induktivitet prigušnice.

Djelovanje prigušnice nije samo u tome, da se dobiva neprekinuta struja. S kondenzatorom C prigušnica predstavlja filter za izgladivanje.

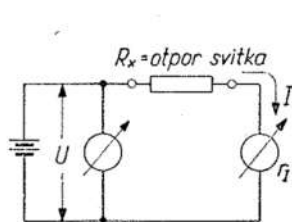
S obzirom na zahtjeve u pogledu izgladivanja može biti potreban mnogo veći induktivitet nego što je kritični induktivitet. U tom je slučaju ekonomičnije da se filter razdijeli u dva člana. Prigušnica u prvom članu treba da zadovolji uvjete u pogledu kritičnog induktiviteta, dok se drugom prigušnicom (drugim članom filtra) izgladuje preostala valovitost napona na traženu vrijednost.

MJERENJA NA TRANSFORMATORIMA

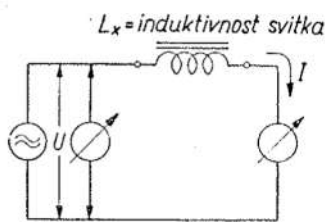
Da se provjere podaci dobiveni proračunom, ili da se nađu konstante nekog transformatora, potrebno je izvršiti mjerenje. Ovdje ćemo opisati neke jednostavnije mjerne metode, pomoću kojih se mogu odrediti najvažnija svojstva transformatora i prigušnica.

24.1 MJERENJA NA TONFREKVENTNIM TRANSFORMATORIMA

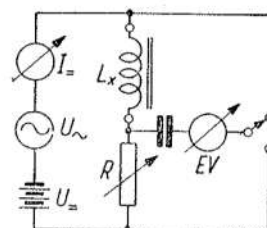
Mjerenje otpora svitaka. — Omski otpor pojedinog svitka mjeri se istosmjernom strujom pomoću ommetra, mosta, ili mjerenjem napona i struje prema shemi na sl. 24-1. Ako se radi o većoj točnosti, treba otpor ampermetra r_I oduzeti od kvocijenta izmjenjenog napona i struje. Kod ulaznih transformatora može mjerena struja uzrokovati štetno predmagnetiziranje. Zbog toga je bolje da se mjerenje izvodi bez željezne jezgre. Ukoliko to nije moguće, potrebno je jezgru naknadno razmagnetizirati.



Sl. 24-1. Mjerenje omskog otpora svitka.



Sl. 24-2. Mjerenje induktiviteta svitka.



Sl. 24-3. Mjerenje induktiviteta svitka s predmagnetiziranjem.

zirati. Ovo se izvodi tako, da se kroz namot propusti izmjenična struja znatno veće vrijednosti od struje predmagnetiziranja, i da se postepeno smanjuje na vrijednost nula.

Mjerenje induktiviteta svitaka. — Induktivitet pojedinog svitka može se također odrediti mjerenjem struje i napona, samo u ovom slučaju pomoću izvora izmjenične struje (sl. 24-2.). Induktivitet se izračuna po formuli:

$$L_x = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R^2} \quad (24.1)$$

gdje je R omski otpor svitka, a f frekvencija izmjeničnog napona. Zbog ovisnosti induktiviteta o naponu potrebno je da mjerni napon bude po vrijednosti što bliže radnom naponu dotičnog transformatora ili prigušnice.

Induktivitet svitka, kroz koji teče istosmjerna struja, može se izmjeriti prema shemi na sl. 24-3. Elektronskim voltmetrom EV mjeri se naizmjenice napon na svitku i napon na otporu R . Pri tome se otpor R mijenja dotle, dok naponi ne budu jednaki. U tom slučaju je impedancija svitka jednaka otporu R . Tako se mjerenje impedancije svodi na mjerenje omskog otpora. Jednakost otpora i impedancije izražava se jednadžbom:

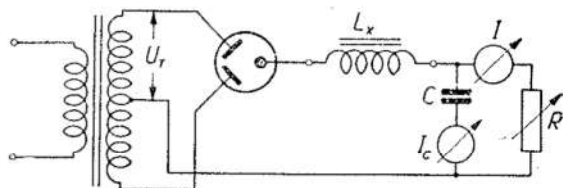
$$R = \sqrt{(2\pi f L_x)^2 + R_s^2} \quad (24.2)$$

a odavle je:

$$L_x = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{R^2 - R_s^2} \quad (24.3)$$

Ovdje je R_s omski otpor svitka, a f frekvencija izmjeničnog napona. Kod mjerenja treba paziti da istosmjerna struja odgovara radnoj struji predmagnetiziranja, a izmjenični napon izvora da je otprilike za 50% veći od radnog napona svitka (zbog gubitka napona na otporu R). Otpornik R mora biti bez induktiviteta i mora izdržati ugrijavanje.

Sl. 24-4. Mjerenje induktiviteta filtarske prigušnice.



Za mjerenje induktiviteta prigušnica, koje rade s visokim naponima, sklop na sl. 24-3. nije praktičan. Za praksu se dovoljna točnost može postići mjerenjem u sklopu prema sl. 24-4. Pomoću promjenljivog otpora R ugodi se struja magnetiziranja, koja se može izmjeriti ampermetrom I . Ako se ne uzme u obzir pad napona u ispravljači i na kon-

denzatoru, tada možemo smatrati, da na prigušnici vlada pulzirajući napon, koji je jednak naponu transformatora U_T . Kako za struje harmonika prigušnica predstavlja daleko veći otpor, nego za struju osnovnog vala, to se može računati samo s osnovnim valom napona U_T . Prema onome, što je već rečeno u glavi 23., između pulzirajućeg napona U_T i osnovnog vala u ovom naponu vrijedi odnos:

$$U_1 = \frac{4}{3\pi} \cdot U_T = 0,424 U_T \quad (23.1)$$

Izmjenična komponenta struje teče uglavnom kroz kondenzator, te se pomoću izmjerenog napona U_T i struje I može izračunati induktivitet:

$$L_x = \frac{0,424 U_T}{2\pi f \cdot I_C} \quad (24.4)$$

gdje je f dvostruka frekvencija mreže. Napon na prigušnici, a prema tome i magnetska gustoća u jezgri prigušnice, može se mijenjati pomoću napona na primarnom svitku mrežnog transformatora.

Prilikom ukapčanja sklopa na mrežu treba instrument u grani kondenzatora premostiti kratkim spojem, da ga struja nabijanja kondenzatora ne bi oštetila.

Mjerenje rasipnog induktiviteta. — Do vrijednosti rasipnog induktiviteta, S reduciranog na primarnu stranu može se doći mjerenjem impedancije primara, a da je pri tome sekundar kratko spojen. Kako je rasipni induktivitet neovisan o frekvenciji i o zasićenju jezgre, jer rasipni tok prolazi najvećim dijelom kroz zrak, to se mjerenje može prosvesti kod bilo koje frekvencije, a također i bez struje predmagnetiziranja. Kod ulaznih transformatora s manjim odnosom zavoja ne smije se mjerenje rasipnog induktiviteta izvesti sa strane sekundara uz kratko spojeni primar, jer u tom slučaju sekundarni kapacitet unosi pogrešku (osim kod posve niskih frekvencija).

Uz poznati omski otpor R_1 i R_2 primarnog i sekundarnog svitka, i uz poznati odnos zavoja $z_1/z_2 = n$ može se rasipni induktivitet dobiti iz formule:

$$Z = \sqrt{(R_1 + n^2 R_2)^2 + (2\pi f \cdot S)^2} \quad (24.5)$$

gdje je Z na gore opisani način izmjerena impedancija, a f frekvencija mjerenog napona. Iz gornje formule slijedi:

$$S = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{Z^2 - (R_1 + n^2 R_2)^2} \quad (24.6)$$

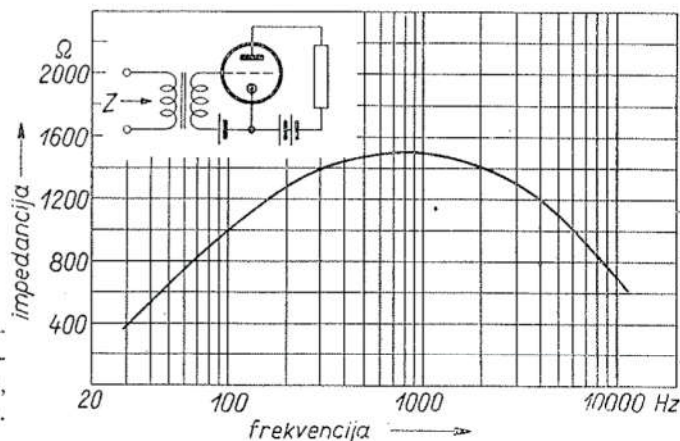
Preporuča se, da se radi kontrole ovo mjerenje izvede kod više frekvencija.

Mjerenje sekundarnog kapaciteta. — Kapacitet, koji djeluje na sekundarnoj strani ulaznog transformatora, sastoji se od kapaciteta sekundarnog svitka i ulaznog kapaciteta elektronke. Zbog toga je potrebno da se mjerenje provede u sklopu s elektronkom, koja će raditi u praktičkom pogonu, i to s normalnim radnim otporom u anodnom krugu.

Uz poznati rasipni induktivitet S sekundarni kapacitet C_s dobiva se pomoću frekvencije f_r , kod koje nastupa paralelna rezonancija, kad se primarni svitak kratko spoji. U tom slučaju je:

$$C_s = \frac{n^2}{(2\pi f_r)^2 \cdot S} \quad (24.7)$$

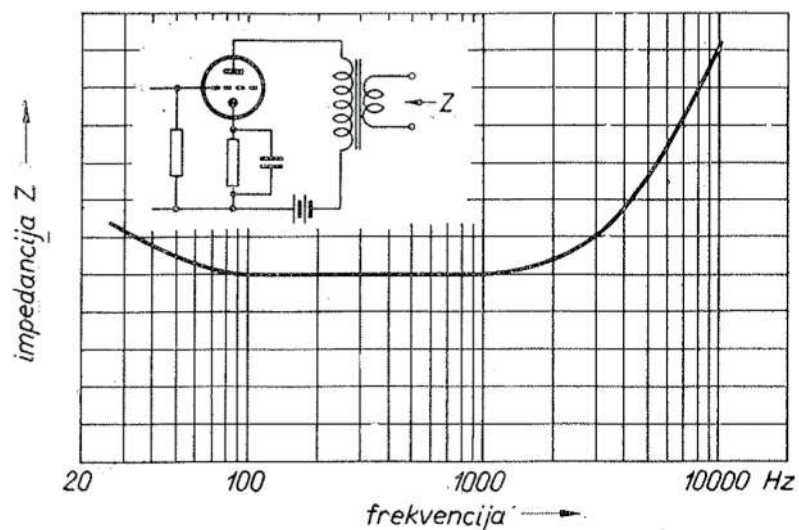
Kod mjerenja treba paziti, da mjerni instrumenat (na pr. elektronski voltmetar), koji se dodaje paralelno sekundarnom svitku, unosi što manji paralelni kapacitet.



Sl. 24-5. Frekventna karakteristika ulazne impedancije nekog transformatora, odnosno nekog pojačala.

Mjerenje ulazne i izlazne impedancije. — Ulazna impedancija u ovisnosti o frekvenciji može se mjeriti na sličan način kao i induktivitet s predmagnetiziranjem (sl. 24-3.). Na tona generator se priključi transformator spojen u seriju s promjenljivim neinduktivnim otporom. Volt-

metrom, koji treba da ima mnogo veći otpor nego mjerena impedancija, mjeri se naizmjenice napon na transformatoru i napon na otporu. Pri tome se otpor mijenja dotle, dok ovi naponi kod dotične frekvencije ne budu jednaki. U tom slučaju je ulazna impedancija transformatora (ili pojačala) jednaka namještenoj vrijednosti otpora. Izmjerene vrijednosti nanesene u ovisnosti o frekvenciji daju dijagram, kakav se vidi na sl.



Sl. 24-6. Frekventna karakteristika izlazne impedancije nekog transformatora, odnosno nekog pojačala.

24-5. Prava vrijednost ulazne impedancije dobiva se samo onda, ako je mjereni napon na transformatoru otprilike u veličini pogonskog napona.

Pod izlaznom impedancijom razumijeva se impedancija neopterećenog sekundarnog svitka izlaznog transformatora u sklopu s izlaznom elektronkom (shema na sl. 24.-6.). Mjerenje izlazne impedancije za razne frekvencije može se provesti na ovaj način: Na pobudnu rešetku elektronke, koja će raditi u sklopu s dotičnim izlaznim transformatorom, priključi se torgenerator. Napon torgeneratora ne smije biti tolik, da dolazi do izobličenja. Na sekundaru transformatora mjeri se napon voltmetrom, koji ima dovoljno veliku ulaznu impedanciju da ne opterećuje transformator. Najprije se izvrši mjerenje napona neopterećenog sekundarnog svitka. Zatim se transformator optereti promjenljivim neinduktivnim otporom i otpor se mijenja dotle, dok napon na otporu ne bude jednak polovini napona, koji je bio izmjeren, kad transformator nije bio

opterećen. Ovako dobiveni otpor jednak je izlaznoj impedanciji transformatora, odnosno pojačala, kod dotične frekvencije.¹

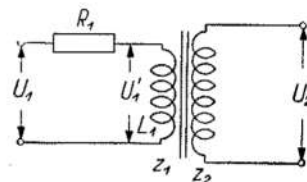
Mjerenje se može provesti za cijeli pojas frekvencija, koje dotični transformator ili pojačalo treba da prenese, te se dobiva dijagram, kakav se vidi na sl. 24-6. U ovom slučaju do porasta izlazne impedancije u području niskih frekvencija dolazi zbog strujne negativne reakcije uzrokovane katodnom impedancijom. U području visokih frekvencija uzrok je porastu impedancije rasipni induktivitet transformatora.

Mjerenje odnosa zavoja. — Do odnosa zavoja dolazi se iz mjerenja primarnog i sekundarnog napona. Mjerenja treba provesti kod niže frekvencije, jer rezonancija na serijskom titrajnom krugu $S-C_s$ povisuje napon. Kod mjerenja s posve niskom frekvencijom dolazi do pogreške uslijed pada napona na omskom otporu žice primarnog svitka. U tom slučaju prema oznakama na sl. 24-7. za odnos zavoja vrijedi: $L_1/z_1 = U_1' U_2$. Kako između napona generatora U_1 i napona induciranog u primarnom svitku U_1' postoji odnos $U_1/U_1' = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2} / \omega L_1$, to je odnos zavoja:

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_1}{\omega L_1}\right)^2}} \quad (24.8)$$

Kod ulaznih transformatora treba mjerenje sekundarnog napona izvršiti elektronskim voltmetrom, kako bi pogreška u mjerenju uslijed pada napona na otporu sekundarnog svitka bila što manja.

Sl. 24-7. Kod mjerenja odnosa zavoja s nižom frekvencijom treba uzeti u obzir utjecaj omskog otpora svitka.

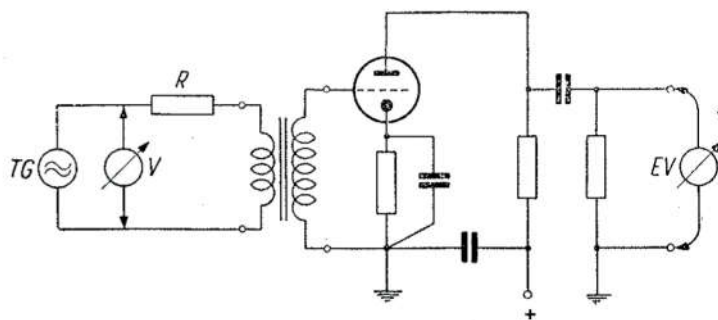


Mjerenje prigušne karakteristike. — Prigušna karakteristika ulaznog transformatora mjeri se u sklopu transformatora s elektronkom, s ko-

¹ Napon neopterećenog transformatora je elektromotorna sila sklopa kao generatora. Kad je napon na opterećenom otporu jednak polovini elektromotorne sile, onda se druga polovina gubi na unutarnjem otporu generatora. Prema tome opterećni otpor, na kojem vlada pola napona neopterećenog transformatora, jednak je unutarnjem otporu generatora, odnosno izlaznoj impedanciji transformatora ili pojačala.

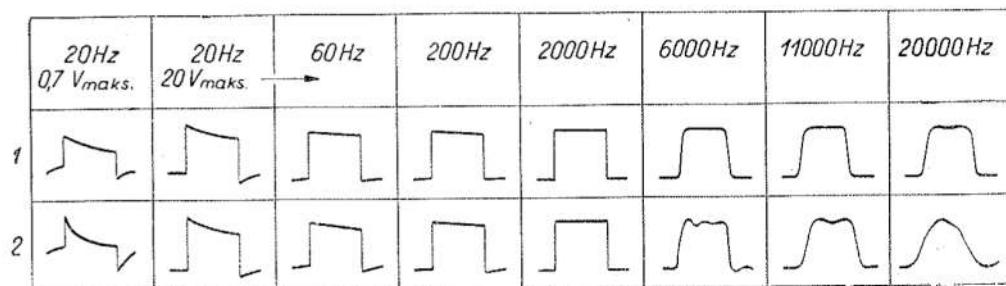
jom će raditi u izvedenom pojačalu (sl. 24-8.). Ispred transformatora treba spojiti otpor R , koji predstavlja unutarnji otpor generatora, od kojeg će transformator dobivati napon u praktičkom pogonu. Ulazni napon iz tongeneratora TG drži se kod svih frekvencija konstantnim i kontrolira voltmetrom V . Elektronskim voltmetrom EV mjeri se izmjenični napon na elektronki.

Na sličan način postupa se kod snimanja prigušne karakteristike izlaznog transformatora. Transformator se spoji u anodni krug elektronke, s kojom će raditi u praktičkom pogonu, a sekundarni svitak se opteretiti normalnim otporom. Na pobudnu rešetku elektronke dovodi se iz tongeneratora konstantan napon kod svih frekvencija, koje transfor-



Sl. 24-8. Snimanje frekventne karakteristike ulaznog transformatora.

mator treba da prenosi, a na opteretnom otporu mjeri se preneseni napon. Ako izlazni stupanj u praktičkom pogonu treba da radi s negativnom reakcijom, potrebno je izvesti baš takav sklop, jer negativna reakcija mijenja unutarnji otpor elektronke, odnosno izlaznu impedanciju sklopa, što utječe na prigušnu karakteristiku.

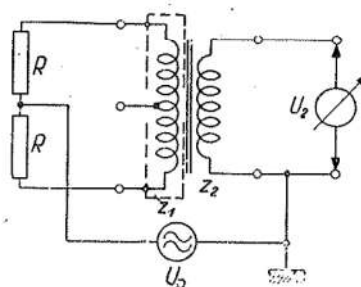


Sl. 24-9. Izobličenje pravokutnog napona kod dva transformatora s različitim konstantama.

Za ispitivanje visokokvalitetnih tonfrekventnih transformatora vrlo su prikladni tonfrekventni naponi *pravokutnog oblika*. Pravokutni val

se sastoji od sinusoidnog osnovnog vala i neparnih harmonika. Amplitude harmonika su obrnuto proporcionalne njihovoj frekvenciji. Prema tome pravokutni val predstavlja zapravo niz sinusoidnih valova različitih frekvencija i amplituda, koji međusobno stoje u određenom faznom odnosu. Ako se ovakav val upotrebi kao ulazni signal nekog uređaja, u našem slučaju transformatora, tada se iz oblika izlaznog vala mogu izvesti zaključci u vezi s prigušnom karakteristikom i prenošenjem tranzijenata. Dovoljno je da se za ispitivanje upotrebe samo tri frekvencije pravokutnog vala: niska, visoka i geometrijska sredina između ovih dviju. Kod transformatora visoke kvalitete, kod kojih ovakvo ispitivanje i dolazi u obzir, obično se uzimaju frekvencije 20 i 20 000 Hz, te njihova geometrijska sredina $\sqrt{20 \times 20\,000} \approx 630$ Hz. Ovako niska i ovako visoka frekvencija odabrane su zato, što je prenošenje tranzijentnih pojava ovisno o mogućnosti transformatora da prenese ove ekstremne frekvencije.

Kao primjer donosimo oscilograme (sl. 24-9.) dvaju transformatora, koji su predviđeni za istu snagu, samo su im konstante različite. Transformator 2 ima veći omski otpor namota i veći rasipni induktivitet nego transformator 1. Unutranji otpor generatora pravokutnih napona bio je u oba slučaja isti.



Sl. 24-10. Ispitivanje električke simetrije kod simetričnog transformatora.

Mjerenje simetričnosti. — *Električka simetričnost* se mjeri mostom prema shemi na sl. 24-10. Simetrični svitak se premosti s dva potpuno jednaka otpora R . Na sredinu između ova dva otpora i uzemnu točku dovede se izmjenični napon U_0 . Ako svitak nije posve simetričan, pojavit će se na sekundaru napon U_2 . Kao mjera električke simetrije uzima se odnos:

$$S_e = \frac{U_2}{U_0} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \quad (24.9)$$

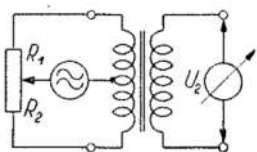
gdje je z_1 broj zavoja simetričnog svitka, a z_2 broj zavoja nesimetričnog svitka.

Magnetska simetričnost ispituje se mostom prema sl. 24-11. Ako je svitak potpuno simetričan, tada se uz jednake otpore R_1 i R_2 , to jest $R_1 = R_2$, na sekundaru ne će pojaviti napon ($U_2 = 0$). U slučaju nesimetrije potrebno je klizač potencijometra pomaknuti u jednom smjeru, pa da sekundarni napon bude jednak nuli. Kao mjera magnetske nesimetrije stavlja se:

$$S_m = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} \quad (24.10)$$

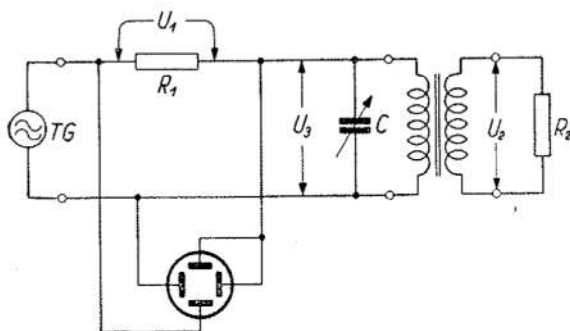
Ovo mjerenje najčešće se poduzima radi ispitivanja, da li svici imaju isti broj zavoja.

Mjerenje napona izobličenja. — Kod izlaznog transformatora potrebno je odrediti, koji se najviši napon smije privesti primarnom svitku, a da pri tome ne dođe do znatnijeg izobličenja. Ovo ispitivanje najbolje je provesti u sklopu transformatora s izlaznom elektronkom, s kojom će raditi u praktičkom pogonu. Sekundarni svitak se optereti normalnim pogonskim otporom. Pobudnoj rešetki elektronke dovede se iz tona-



Sl. 24-11. Ispitivanje magnetske simetrije transformatora.

ratora napon najniže frekvencije, koju transformator treba da prenese. Dijagram napona, koji vlada na opterećenom otporu, promatra se na ekranu oscilografa. Napon, kod kojeg počinje znatnije izobličenje, izmjeri



Sl. 24-12. Mjerenje korisnosti transformatora.

se voltmetrom. Ukoliko ne stoji na raspolaganju tona generator, ispitivanje se može provesti i s naponom iz rasvjetne mreže. Ako frekvencija mreže nije najniža frekvencija, koju transformator treba da prenese, tada se napon izobličenja za neku drugu frekvenciju može dobiti računom pomoću podataka dobivenih ispitivanjem s frekvencijom mreže. Na primjer kod ispitivanja s mrežnom frekvencijom od 50 Hz počelo je izobličenje kod primarnog napona od 150 V. Postavlja se pitanje, kod kojeg napona će nastupiti isto izobličenje uz frekvenciju od 70 Hz? Kako između napona i frekvencije uz istu magnetsku gustoću postoji proporcionalnost, to ćemo imati: $(70/50) \times 150 = 210$ V.

Mjerenje korisnosti. — Približna vrijednost korisnosti može se izračunati, kao što je navedeno u glavi 5., iz podataka dobivenih mjerenjem otpora svitaka i odnosa zavoja. No određivanje točne vrijednosti korisnosti spojeno je sa stanovitim poteškoćama.

Izlazna snaga transformatora dobiva se iz mjerenja izlaznog napona i opteretnog otpora. Međutim, stvar ne stoji tako s utrošenom ili ulaznom snagom. Struja, koju uzima primarni svitak, sadržava osim radne i induktivnu komponentu. Stoga produkt napona na primaru i primarne struje ne daje utrošenu snagu, nego neku veću vrijednost, to jest prividnu snagu. Vrijednost radne struje može se odrediti pomoću sklopa prikazanog na sl. 24-12. Iz sheme se vidi, da je u seriju s primarnim svitkom spojen otpor R_1 . Induktivna komponenta struje kompenzira se kapacitivnom strujom, koja teče kroz dodani odgovarajući kapacitet C . Dok nije postignuta kompenzacija, na ekranu katodne elektronke vidi se elipsa. Kad se izborom pravog kapaciteta postigne kompenzacija, elipsa se pretvori u pravac. U tom slučaju kroz otpor R_1 teče samo radna komponenta struje, koja na otporu stvara pad napona U_1 . Struja prema tome ima vrijednost U_1/R_1 , te je ulazna snaga jednaka $U_2 \times U_1/R_1$. Tako smo dobili podatke za izračunavanje korisnosti:

$$\eta = \frac{U_2^2}{R_2} \cdot \frac{R_1}{U_1 \cdot U_2} \cdot 100 \quad [\%] \quad (24.11)$$

U praksi se pokazalo kao povoljno, da se R_1 odabere nešto manjim od nominalne ulazne impedancije transformatora. Kapacitet C kod malih izlaznih transformatora i kod mjerenja s frekvencijom od 400 Hz ima vrijednost od kojih 15 nanofarada.

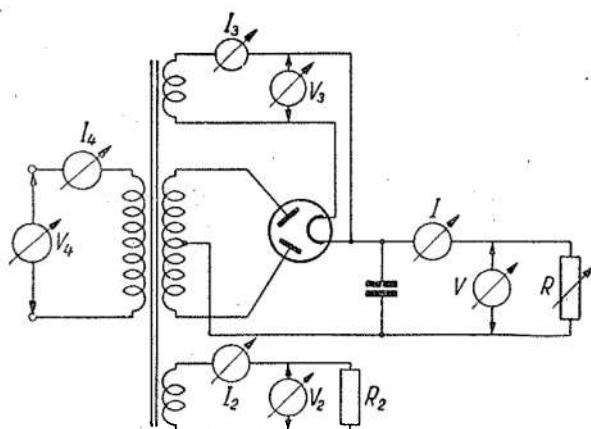
24.2 MJERENJA NA MREŽNIM TRANSFORMATORIMA

Neka od mjerenja, koja smo već opisali — kao što je mjerenje omskog otpora, odnosa zavoja, eventualno rasipnog induktiviteta — poduzimaju se i kod mrežnog transformatora. No postoje metode i mjerenja, koja su specifična za mrežni transformator, te ćemo ih ovdje iznijeti.

Mjerenje struje praznog hoda. — Kod mrežnog transformatora nije interesantan primarni induktivitet kao takav, nego struja magnetiziranja, to jest primarna struja neopterećenog transformatora uz normalni radni napon. Iz veličine ove struje daje se dosta pouzdano zaključiti, nije li u transformatoru došlo do nekog kvara. Dat ćemo orijentacione vrijednosti za veličinu struje neopterećenog transformatora kod normalnog priključnog napona u ovisnosti o veličini snage, za koju je dotični transformator predviđen:

20 do 40 VA	30 do 40 mA
40 do 80 VA	40 do 70 mA
80 do 120 VA	70 do 120 mA

Stanovita odstupanja od navedenih vrijednosti mogu nastati i zbog vrste lima (gubici!). Ako je u transformatoru došlo do kratkog spoja između zavoja, struja praznog hoda može biti i nekoliko puta veća od normalne.



Sl. 24-13. Snimanje opteretne karakteristike mrežnog transformatora.

Također spoj između limova može biti uzrokom, da se struja neopterećenog transformatora poveća na dva do tri puta veću vrijednost.

Snimanje opteretne karakteristike. — Prava slika o ponašanju mrežnog transformatora pod opterećenjem može se dobiti samo mjerenjem u sklopu, u kakvom će transformator raditi u praktičkom pogonu. Shemu takvog sklopa jednog transformatora, predviđenog za pogon pri-

jemnika ili pojačala, vidimo na sl. 22-13. Promjenljivim otporom R može se mijenjati jakost istosmjerne struje, koju mjeri ampermetar I . Napon na ovom otporu mjeri se voltmetrom V . Svitak za žarenje opterećen je otporom R_2 , koji mora imati vrijednost otpora žarnih niti elektronke u pogonskom stanju. Mjerenje napona i struje kod ovog svitka vrši se voltmetrom V_2 i ampermetrom I_2 . Radi kontrole potrebno je i u žarni krug ispravljačice uvrstiti voltmetar i ampermetar. Ukupna struja, koju troši transformator, može se očitati na ampermetru I_1 , a za kontrolu napona mreže služi voltmetar V_1 . Pomoću podataka dobivenih mjerenjem na ovakvom sklopu može se nacrtati karakteristika slična onim na sl. 17-6., koja prikazuje ovisnost istosmjernog napona na otporu R o struji, koja teče kroz ovaj otpor.

Ako nas ne zanima ponašanje sklopa kod promjenljivog opterećenja, nego samo kod stanovitog konstantnog opterećenja, tada se otpor R namjesti da troši odgovarajuću struju, a kontrolira se napon na otporu R , napon anodnog sekundarnog svitka, naponi žarnih svitaka i primarna struja.

Mjerenje ugrijavanja svitaka. — Kontrola temperature žice može se provesti mjerenjem otpora žice u hladnom i u pogonskom stanju. Označimo li sa R_1 otpor svitka u hladnom stanju, a sa R_2 otpor ugrijanog svitka, tada se povišenje temperature dotičnog svitka može izračunati po formuli:

$$t = \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot \alpha} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (24.12)$$

gdje je α temperaturni koeficijent, koji za bakar iznosi okruglo 0.004. Ovo mjerenje treba provesti kod svitka, koji ima najvišu temperaturu, a to je normalno, onaj, koji je smješten do jezgre, najčešće primarni svitak. Mjerenje otpora ugrijane žice treba poduzeti nakon toga, što se temperatura transformatora, ugrađenog u aparat, ustalila, a to znači nakon duljeg pogona pod normalnim opterećenjem. Ovo se mjerenje obično izvodi uz primarni napon, koji je za 10% viši od pogonskog. Povišenje temperature dobiveno iz gornje formule smije iznositi najviše 60°C. Stvarna temperatura dotičnog svitka dobije se tako, da se izračunanom povišenju temperature doda temperatura okoline.¹

¹ Uz primjenu specijalnih izolacionih materijala može se s temperaturom namota ići i do 200°C.

Mjerenje korisnosti. — Kod mrežnih transformatora može se korisnost s dovoljnom točnošću odrediti mjerenjem napona i struje primarnog svitka, te mjerenjem napona i struja normalno opterećenih sekundarnih svitaka. Pri tome sekundarni svici moraju biti svi opterećeni istodobno, kao što je to u pogonskom stanju. Korisnost se dobije po formuli:

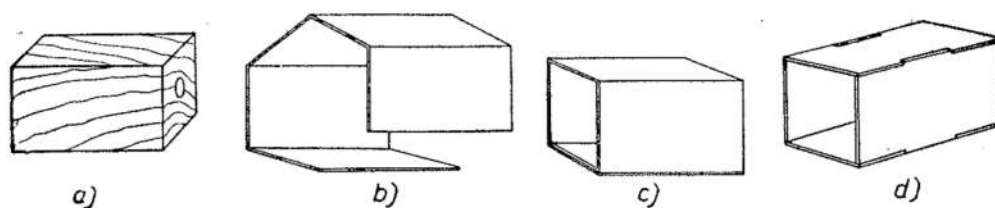
$$\eta = \frac{U_1 \cdot I_1}{\sum U_2 \cdot I_2} \cdot 100 \quad [\%] \quad (24.13)$$

gdje su U_1 i I_1 primarni napon i struja, a U_2 i I_2 pojedini sekundarni naponi i struje. Korisnost od 80% može se kod običnih mrežnih transformatora smatrati kao vrlo dobra.

Ispitivanje probojnosti izolacije. — Za ispitivanje izolacije na probojnost ne postoji neki pouzdani način, po kojem bi se sa sigurnošću moglo utvrditi, da li će izolacioni materijal transformatora izdržati električka naprezanja pod pogonskim uvjetima. Ispitivanje se vrši tako, da se između dva svitka, odnosno jednog svitka i mase (željezne jezgre) prikujući napon znatno viši od pogonskog. Pri tome se promatra, ne će li se negdje na transformatoru pojaviti iskrenje, koje je znak, da je na dotičnom mjestu došlo do proboja. Preporuča se, da se ispitivanje vrši s dvostrukim pogonskim naponom uvećanim za 1000 volta (efektivna vrijednost, 50 Hz), i to kroz jednu minutu. Ovo vrijedi samo kao grubo pravilo, jer ima slučajeva, gdje se ovako visok napon ne smije primijeniti. No ni ispitivanje pod ovako strogim uvjetima ne daje apsolutnu sigurnost, da izolacija s vremenom ne će negdje popustiti. Zbog toga je mjerenje izolacije na probojnost najnepouzdanije mjerenje, koje se vrši na transformatorima.

GRADNJA TRANSFORMATORA

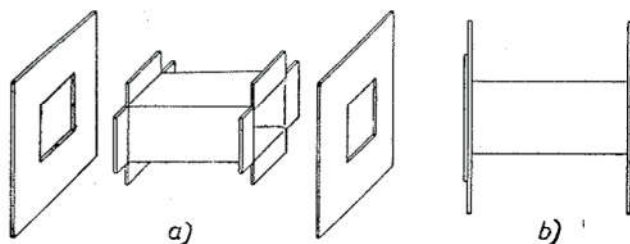
Pouzdan rad transformatora u pogonskim prilikama ovisi između ostalog i o načinu njegove izgradnje. Ovdje ćemo iznijeti osnovne smjernice za gradnju kao i neke praktičke napomene, koje početniku mogu biti od koristi pri samogradnji transformatora.



Sl. 25-1. a) Gradnju mosura mnogo olakšava ovakva drvena prizma. b) i c) Tlačena ljepenka se savije preko zrizme, a krajnje se stranice preklope jedna preko druge i zalijepe. d) Kod gradnje mosura od pertinaksa može se primijeniti ovaj način.

Za namatanje žice potrebno je načiniti mosur, koji će ujedno štiti namot od oštećenja prilikom umetanja lima. Mosur je najlakše načiniti pomoću drvene prizme, koja ima dimenzije rebra željezne jezgre (sl. 25-1.). Preko ove prizme savije se tlačena ljepenka izrezana u obliku

Sl. 25-2. a) Sastavni dijelovi mosura s bočnim pločama. b) Gotov mosur sastavljen od dijelova iz slike a).

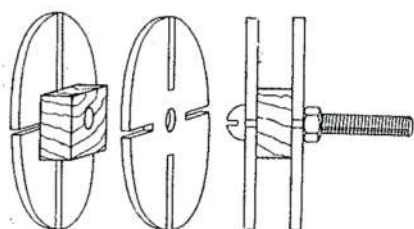


pravokutnika, a krajevi ljepenke se jedan preko drugog preklope i zalijepe. Čvrstoća ovako dobivenog mosura povećava se, ako se preko

njega prelijepi papir. Mosur se može načiniti i od tanjeg pertinaksa, i to na način, koji prikazuje sl. 25-1d).

Kod namatanja bez međuslojnog papira potrebno je izraditi mosur s bočnim pločama. Izgradnju ovakvog mosura razjašnjava sl. 25-2.

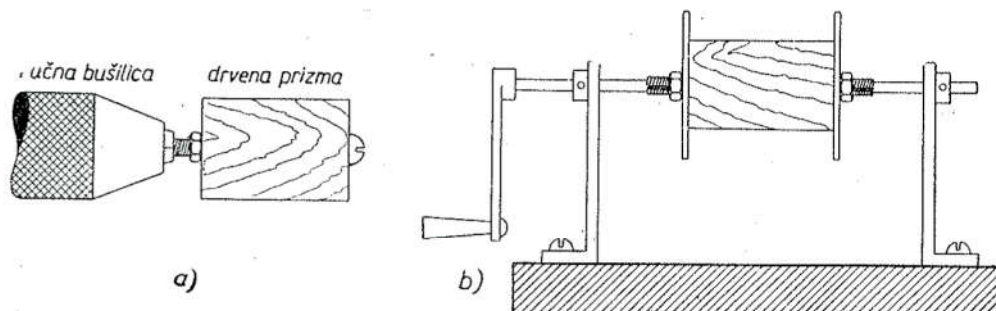
Pločasti svitak može se izvesti pomoću naprave prema sl. 25-3. Bočne ploče ove pomoćne naprave providene su urezima, u koje se prije namatanja umeće konac, da se svitak po završetku namatanja vezivanjem učvrsti. Preporuča se, da se prizma, na koju se namata svitak



Sl. 25-3. Pločasti svitak udobno se mota pomoću ovakve naprave.

(na sl. 25-3. pričvršćena na lijevu ploču), malo u jednu stranu skosi, kako bi se gotov svitak lakše skinuo. Namatanje pločastog svitka pomoću ovakve naprave može se lako vršiti ručnom bušilicom, koja se u horizontalnom položaju učvrsti u škrip.

Drvena prizma, koja je poslužila za gradnju mosura, daje se dobro iskoristiti i za držanje mosura prilikom namatanja. Mosur se natakne na prizmu, a kroz provrt prizme provuče se osovina uređaja za namatanje (sl. 25-4a). Na osovinu se prizma učvrsti pomoću matica.



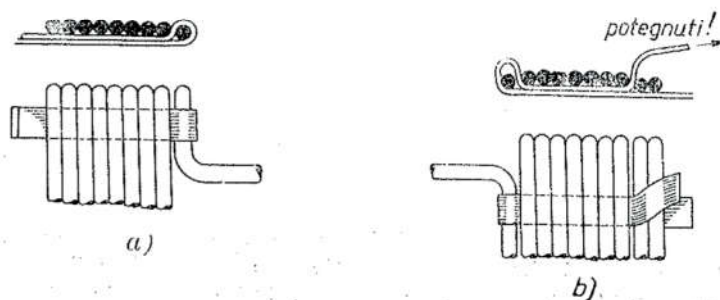
Sl. 25-4. a) Za namatanje transformatora može poslužiti ručna bušilica ili b) jednostavni uređaj sagrađen za tu svrhu.

Kod namatanja tanke žice potrebno je na početak žice nalemiti deblju žicu, koja će služiti za izvod. Početni zavoj svitka od debele žice može se učvrstiti pomoću pamučne vrpce na način prikazan na sl.

25-5a. Na sličan način dade se učvrstiti i završni zavoj svitka (sl. 25-5b).

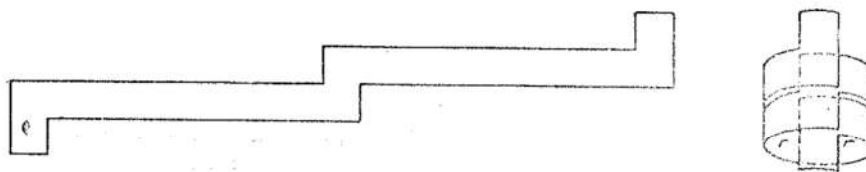
Za izvore s vrlo malim unutarnjim otporom (na pr. za dinamički pojasni mikrofoni) primarni svitak ima tek nekoliko zavoja. Kako bi se osigurao vrlo malen otpor svitka i dobra magnetska veza sa sekundarom, preporuča se primarni svitak izvesti od bakrene folije debljine nekoliko desetinki milimetra. Na sl. 25-6. prikazano je, kako izgleda takav svitak od dva zavoja.

Odvojak na svitku od debele žice može se izvesti na način, koji se vidi na sl. 25-7a. Na dotični zavoj nalemi se traka od bakra ili mjedi,



Sl. 25-5. a) Praktičan način za učvršćivanje početnog zavoja svitka od debele žice. b) Slično se može učiniti sa završnim zavojem.

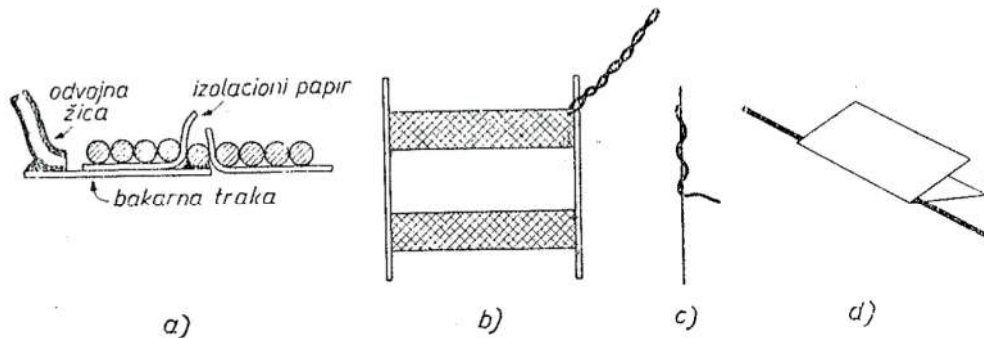
i izolirano izvede prema kraju svitka. Ako je moguće da se odvojak izvede na krajnjem zavoju, onda se on načini od dvije žice, kao na sl. 25-7b. Na svitku od tanke žice odvojna žica treba da bude deblja, a ona se na tanku žicu spaja onako, kako je prikazano na sl. 25-6c. Sva mjesta, gdje se žica spaja sa žicom, bilo da se radi o odvajanju



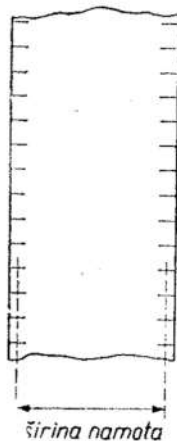
Sl. 25-6. Način izvođenja svitka s vrlo malenim brojem zavoja i s vrlo malenim otporom.

ili o spajanju prekinute žice, treba izolirati pomoću papira ili uljnog platna (sl. 25-6d). Na krajeve svitka, kao i na odvojke, redovito se navuku izolirne cjevčice (bužir-cijevi). Praktično je da radi označivanja pojedinih svitaka cjevčice budu razne boje.

Namatanje transformatora može se vršiti pomoću ručne bušilice, koja se učvrsti u škrip, pomoću tokarskog stroja, pomoću nekog uređaja sagrađenog za te svrhe, kao što je na primjer onaj na sl. 25-4b, ili pak pomoću specijalnog stroja za namatanje, koji može biti u većoj ili manjoj mjeri automatiziran (automatsko zaustavljanje nakon određenog broja zavoja ili kod prekida žice, automatsko umetanje



Sl. 25-7. a) Odvojak na svitku od debele žice može se načiniti od bakrene trake. b) Na kraju svitka od debele žice odvojak se obično izvodi tako da se žice upletu. c) Na svitku od tanke žice odvojak treba da bude od deblje žice. d) Spojno mjesto žica u svitku potrebno je izolirati papirom.



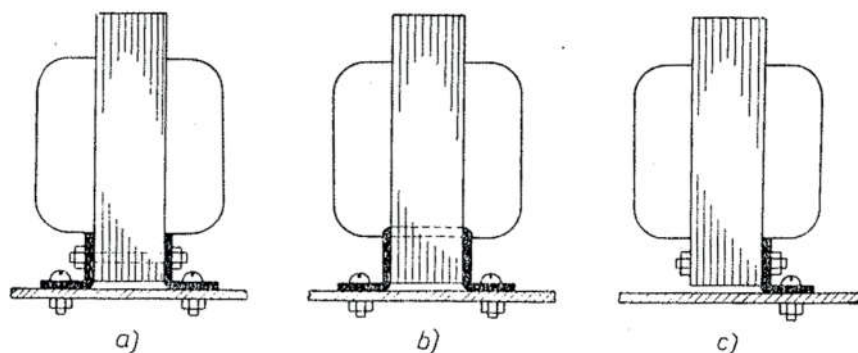
Sl. 25-8. Međuslojni papir za umetanje kod namatanja na mosur s bočnim pločama.

izolacionog papira, i t. d.). Od naročite je prednosti, ako je uređaj za namatanje snabdjeven brojilom za registriranje broja namotanih zavoja.

Kod svitka, koji je motan u slojevima, može u pogonu između početnog zavoja jednog sloja i završnog zavoja slijedećeg sloja doći do prilično visokih napona. Kako su ovi zavoji smješteni jedan do

drugog, ne smije napon među njima prijeći stanovitu granicu, da ne dođe do proboja izolacije. Ako je vršna vrijednost ovog napona viša od kojih 25 volta, potrebno je između svaka dva susjedna sloja žice staviti izolacioni sloj, na primjer lak-papir. Kod napona od 15–25 volta između susjednih slojeva dovoljno je da se izolacioni papir stavlja nakon svakog trećeg sloja. I kod manjih napona se između susjednih slojeva žice stavlja papir, i to zato, da se spriječi spadanje zavoja na niže slojeve. U svim je ovim slučajevima praktično da se međuslojni papir priredi onako, kako je prikazan na sl. 25-8. Ako se namatanje vrši na mosuru bez bočnih ploča, potrebno je nakon svakog sloja žice staviti papir, jer inače nije moguće izvesti svitak, a da na krajevima žica ne spada na niže slojeve.

Debljina izolacionog papira ovisi o promjeru žice, koja se namata. Kod žica s promjerom ispod 0,2 mm upotrebljava se lak-papir debljine 0,03 mm, kod promjera između 0,2 i 1 mm umeće se lak-papir debljine



Sl. 25-9. a) i b) Uslijed neispravnog pričvršćivanja transformatora na metalnu šasiju nastaje kratkospojeni zavoj, te dolazi do gubitka. c) Pričvršćivanje treba izvesti tako, da elementi za pričvršćivanje ne stvaraju zatvoren krug oko magnetskog toka.

0,06 mm, a kod žice promjera preko 1 mm papir je debljine 0,1 mm. Debljina izolacije, koja se stavlja između pojedinih svitaka, ovisi o naponu, koji će u pogonskom stanju vladati među svicima.

Prilikom umetanja limova treba paziti da se ne ošteti izolacioni papir ili lak, koji se nalazi na jednoj strani svakog lima. Ako dođe do ogrebotina na izolacionom sloju, može nastati spoj među limovima, što povećava gubitak u jezgri. Limovi se ne smiju u mosuru nabijati velikom silom pomoću čekića, jer tako najlakše dolazi do ogrebotina na izolaciji. Kod izlaznih i mrežnih transformatora važno je da se limovi u mosur

čvrsto utisnu i posebno pomoću vijaka stegnu, kako u pogonu ne bi došlo do titranja limova i brujanja.

Pričvršćenje transformatora na podlogu ili šasiju treba izvesti tako, da se pričvršćenjem ne izazovu dodatni gubici energije. Na primjer način prikazan na sl. 25-9a, a naročito onaj na sl. 25-9b je loš, jer dijelovi za učvršćivanje čine kratko spojeni zavoj, koji zahvaća u slučaju sl. 25-9a jedan dio, a u slučaju sl. 25-9b cijeli magnetski tok jezgre. Pričvršćivanjem, na primjer, na način prikazan na sl. 25-9c, ne stvara se zatvoreni krug oko magnetskog toka, te do gubitaka ovim putem ne dolazi.

TABELA I

Vanjski promjer žice izolirane lakom (L), svilom (S) ili pamukom (P)

Promjer gole žice mm	Presjek gole žice mm ²	Promjer sa lakom mm	Promjer sa L + S mm	Promjer sa 1 × S mm	Promjer sa 2 × S mm	Promjer sa 1 × P mm	Promjer sa 2 × P mm
0,03	0,0007	0,042	0,077	0,065	0,1	—	—
0,04	0,0013	0,052	0,087	0,075	0,11	—	—
0,05	0,002	0,062	0,097	0,085	0,12	—	—
0,06	0,0028	0,075	0,11	0,095	0,13	—	—
0,07	0,0038	0,085	0,12	0,105	0,14	—	—
0,08	0,005	0,095	0,13	0,115	0,15	—	—
0,09	0,0064	0,105	0,14	0,125	0,16	—	—
0,1	0,0078	0,115	0,15	0,135	0,17	0,2	0,26
0,11	0,0095	0,13	0,165	0,145	0,18	0,21	0,27
0,12	0,0113	0,14	0,175	0,155	0,19	0,22	0,28
0,13	0,0133	0,15	0,185	0,165	0,2	0,23	0,29
0,14	0,0154	0,16	0,195	0,175	0,21	0,24	0,3
0,15	0,0177	0,17	0,205	0,185	0,22	0,25	0,31
0,16	0,0201	0,18	0,215	0,195	0,23	0,26	0,32
0,18	0,0254	0,2	0,235	0,215	0,25	0,28	0,34
0,2	0,0314	0,22	0,255	0,235	0,27	0,3	0,36
0,22	0,038	0,245	0,285	0,26	0,29	0,32	0,38
0,25	0,0491	0,275	0,315	0,29	0,32	0,35	0,41
0,28	0,0616	0,305	0,345	0,32	0,35	0,38	0,44
0,3	0,0707	0,325	0,365	0,34	0,37	0,4	0,46
0,32	0,0804	0,35	0,39	0,36	0,39	0,44	0,52
0,35	0,0962	0,38	0,42	0,39	0,42	0,47	0,55
0,38	0,113	0,41	0,45	0,42	0,45	0,5	0,58
0,4	0,126	0,43	0,47	0,44	0,47	0,52	0,6
0,42	0,138	0,455	0,495	0,46	0,49	0,54	0,62
0,45	0,159	0,485	0,525	0,49	0,52	0,57	0,65
0,48	0,181	0,515	0,555	0,52	0,55	0,6	0,68
0,5	0,196	0,535	0,575	0,54	0,57	0,62	0,7
0,55	0,238	0,59	0,63	0,59	0,63	0,67	0,77
0,6	0,283	0,64	0,68	0,64	0,68	0,72	0,82
0,65	0,332	0,69	0,73	0,69	0,73	0,77	0,87
0,7	0,385	0,74	0,78	0,74	0,78	0,82	0,92
0,75	0,442	0,8	0,84	0,79	0,83	0,87	0,97

Promjer gole žice mm	Presjek gole žice mm ²	Promjer sa lakom mm	Promjer sa L + S mm	Promjer sa 1 × S mm	Promjer sa 2 × S mm	Promjer sa 1 × P mm	Promjer sa 2 × P mm
0,8	0,503	0,85	0,89	0,84	0,88	0,92	1,02
0,85	0,567	0,9	0,94	0,89	0,93	0,97	1,07
0,9	0,636	0,95	0,99	0,94	0,98	1,02	1,12
0,95	0,709	1	1,04	0,99	1,03	1,07	1,17
1	0,785	1,05	1,09	1,04	1,08	1,12	1,22
1,05	0,866	1,11	1,15	1,09	1,13	1,17	1,27
1,1	0,95	1,16	1,21	1,15	1,18	1,22	1,32
1,15	1,039	1,21	1,25	1,19	1,23	1,27	1,37
1,2	1,13	1,26	1,31	1,25	1,28	1,32	1,42
1,25	1,23	1,31	1,35	1,29	1,33	1,37	1,47
1,3	1,33	1,36	1,41	1,35	1,38	1,42	1,52
1,35	1,43	1,41	1,45	1,39	1,43	1,47	1,57
1,4	1,54	1,46	1,51	1,45	1,48	1,52	1,62
1,45	1,65	1,51	1,55	1,49	1,53	1,57	1,67
1,5	1,77	1,56	1,61	1,55	1,58	1,62	1,72
1,55	1,89	1,61	—	—	—	1,7	1,81
1,6	2,01	1,66	—	—	—	1,75	1,86
1,65	2,14	1,71	—	—	—	1,8	1,91
1,7	2,27	1,76	—	—	—	1,85	1,96
1,75	2,4	1,81	—	—	—	1,9	2,01
1,8	2,54	1,86	—	—	—	1,95	2,06
1,9	2,83	1,96	—	—	—	2,05	2,16
2	3,14	2,06	—	—	—	2,15	2,26
2,1	3,46	2,17	—	—	—	2,25	2,36
2,2	3,8	2,27	—	—	—	2,35	2,46
2,3	4,15	2,37	—	—	—	2,45	2,56
2,4	4,52	2,47	—	—	—	2,55	2,66
2,5	4,91	2,57	—	—	—	2,65	2,76
2,6	5,31	2,67	—	—	—	2,75	2,86
2,7	5,73	2,77	—	—	—	2,85	2,96
2,8	6,16	2,87	—	—	—	2,95	3,06
2,9	6,6	2,97	—	—	—	3,05	3,16
3	7,07	3,07	—	—	—	3,15	3,26

TABELA II

**Opterećenje žice (u amperima) uz razne gustoće struje. Otpor žice (Cu)
po metru dužine i težina gole žice (Cu) po kilometru dužine**

d (mm)	1,5 A/mm ²	2 A/mm ²	2,5 A/mm ²	3 A/mm ²	3,5 A/mm ²	Ω/m	kg/km
0,03	0,0011	0,0014	0,0018	0,0021	0,0025	25,15	0,0063
0,04	0,0019	0,0025	0,0031	0,0038	0,0044	14,29	0,0112
0,05	0,0029	0,0039	0,005	0,0059	0,0069	9,1	0,018
0,06	0,0042	0,0057	0,007	0,0085	0,0099	6,31	0,025
0,07	0,0058	0,0077	0,01	0,012	0,013	4,64	0,034
0,08	0,0075	0,01	0,013	0,015	0,018	3,55	0,045
0,09	0,0095	0,013	0,016	0,019	0,022	2,81	0,057
0,1	0,012	0,016	0,02	0,024	0,027	2,27	0,07
0,11	0,014	0,019	0,024	0,029	0,033	1,88	0,085
0,12	0,017	0,023	0,028	0,034	0,04	1,58	0,101
0,13	0,02	0,027	0,033	0,04	0,047	1,35	0,118
0,14	0,023	0,031	0,038	0,046	0,054	1,16	0,137
0,15	0,027	0,035	0,044	0,053	0,062	1,01	0,157
0,16	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,888	0,179
0,18	0,038	0,051	0,063	0,076	0,089	0,703	0,226
0,2	0,047	0,063	0,079	0,094	0,11	0,568	0,280
0,22	0,057	0,076	0,095	0,114	0,133	0,47	0,338
0,25	0,074	0,098	0,123	0,147	0,172	0,364	0,437
0,28	0,092	0,123	0,154	0,185	0,216	0,29	0,548
0,3	0,106	0,141	0,177	0,212	0,248	0,252	0,629
0,32	0,121	0,161	0,201	0,242	0,282	0,222	0,716
0,35	0,144	0,193	0,24	0,289	0,337	0,186	0,856
0,38	0,17	0,228	0,284	0,34	0,395	0,157	1,01
0,4	0,19	0,252	0,314	0,378	0,44	0,142	1,12
0,42	0,207	0,276	0,346	0,414	0,483	0,129	1,23
0,45	0,25	0,318	0,4	0,477	0,557	0,112	1,42
0,48	0,272	0,362	0,452	0,542	0,633	0,099	1,61
0,5	0,294	0,392	0,49	0,588	0,686	0,091	1,75
0,55	0,357	0,476	0,594	0,713	0,832	0,0752	2,12
0,6	0,425	0,57	0,71	0,85	0,99	0,0631	2,52
0,65	0,5	0,66	0,83	1	1,16	0,0538	2,95
0,7	0,58	0,77	0,96	1,16	1,35	0,0464	3,43
0,75	0,66	0,88	1,1	1,33	1,55	0,0404	3,93

d (mm)	1,5 A/mm ²	2 A/mm ²	2,5 A/mm ²	3 A/mm ²	3,5 A/mm ²	Ω /m	kg/km
0,8	0,76	1	1,26	1,51	1,76	0,0355	4,47
0,85	0,85	1,13	1,42	1,7	2	0,0315	5,05
0,9	0,95	1,27	1,6	1,9	2,22	0,0281	5,66
0,95	1,06	1,42	1,77	2,13	2,5	0,0252	6,31
1	1,18	1,57	1,96	2,36	2,75	0,0227	7
1,05	1,3	1,73	2,16	2,6	3,03	0,0206	7,71
1,1	1,43	1,9	2,37	2,86	3,33	0,0188	8,46
1,15	1,56	2,03	2,6	3,12	3,64	0,0172	9,24
1,2	1,7	2,26	2,83	3,4	3,96	0,0158	10,07
1,25	1,85	2,46	3,07	3,7	4,3	0,0145	10,92
1,3	2	2,66	3,32	4	4,65	0,0134	11,81
1,35	2,14	2,86	3,58	4,28	5	0,0125	12,74
1,4	2,31	3,08	3,85	4,62	5,38	0,0116	13,7
1,45	2,48	3,3	4,13	4,95	5,77	0,0108	14,7
1,5	2,66	3,54	4,42	5,31	6,2	0,0101	15,73
1,55	2,84	3,78	4,72	5,68	6,61	0,00946	16,79
1,6	3,03	4,03	5,04	6,06	7,07	0,00888	17,9
1,65	3,21	4,28	5,35	6,42	7,5	0,00835	19,03
1,7	3,4	4,54	5,67	6,8	7,95	0,00787	20,2
1,75	3,6	4,8	6	7,2	8,4	0,00742	21,4
1,8	3,8	5,08	6,35	7,6	8,9	0,00703	22,6
1,9	4,24	5,66	7,1	8,5	9,9	0,00629	25,2
2	4,71	6,28	7,86	9,42	11	0,00568	28
2,1	5,18	6,92	8,66	10,4	12,1	0,00515	30,8
2,2	5,7	7,6	9,5	11,4	13,3	0,0047	33,8
2,3	6,22	8,3	10,4	12,5	14,5	0,0043	37
2,4	6,78	9	11,3	13,6	15,8	0,0039	40,3
2,5	7,36	9,82	12,3	14,72	17,2	0,00364	43,7
2,6	8	10,6	13,3	15,9	18,6	0,00336	47,3
2,7	8,6	11,5	14,3	17,2	20	0,00312	51
2,8	9,24	12,3	15,4	18,5	21,6	0,0029	54,8
2,9	9,9	13,2	16,5	19,8	23,1	0,0027	58,8
3	10,6	14,1	17,7	21,2	24,8	0,00252	62,9

TABELA III.

Broj zavoja, koji se može smjestiti na kvadratni centimetar prozora jezgre. Dužina žice (Cu) u metrima, koja otpada na jedan om, i dužina žice (Cu) u metrima po jednom kilogramu

Promjer mm	Žica izolirana lakom	Žica izolirana lakom i svilom	m/ Ω	m/kg
0,05	17000	11000	0,112	55600
0,06	13000	8400	0,159	40000
0,07	10000	6500	0,216	29400
0,08	8500	5200	0,282	22300
0,09	7200	4500	0,356	17600
0,1	5800	3600	0,441	14300
0,11	4800	3000	0,532	11770
0,12	4100	2700	0,633	9920
0,13	3500	2400	0,741	8480
0,14	3200	2100	0,863	7300
0,15	2700	1900	0,991	6370
0,18	1900	1400	1,42	4430
0,2	1550	1160	1,76	3570
0,22	1300	1000	2,13	2960
0,25	1000	840	2,75	2290
0,3	720	590	3,97	1590
0,35	520	450	5,38	1170
0,4	410	360	7,05	893
0,45	330	310	8,93	705
0,5	260	250	11	572

TABELA IV

Englesko i američko označivanje promjera žice i ovi promjeri
u milimetrima

IWG-Imperial Standard Wire Gauge

BWG-Birmingham Wire Gauge

AWG-American Wire Gauge (Brown & Sharpe)

Oznaka	Promjer u mm			Oznaka	Promjer u mm		
	IWG	BWG	AWG		IWG	BWG	AWG
0000	10,16	11,53	11,68	24	0,56	0,56	0,51
000	9,45	10,8	10,41	25	0,51	0,51	0,45
00	8,84	9,65	9,27				
0	8,23	8,64	8,25				
				26	0,46	0,46	0,4
1	7,62	7,62	7,35	27	0,41	0,41	0,36
2	7,01	7,21	6,54	28	0,376	0,356	0,321
3	6,4	6,58	5,83	29	0,346	0,33	0,286
4	5,89	6,05	5,19	30	0,315	0,305	0,255
5	5,38	5,59	4,62				
				31	0,295	0,254	0,227
6	4,88	5,16	4,12	32	0,274	0,229	0,202
7	4,47	4,57	3,66	33	0,254	0,203	0,18
8	4,06	4,19	3,26	34	0,234	0,178	0,16
9	3,66	3,76	2,91	35	0,214	0,127	0,143
10	3,25	3,4	2,59				
				36	0,193	0,102	0,137
11	2,95	3,05	2,3	37	0,173	—	0,113
12	2,64	2,77	2,05	38	0,152	—	0,101
13	2,34	2,41	1,83	39	0,132	—	0,09
14	2,03	2,11	1,63	40	0,122	—	0,08
15	1,83	1,83	1,45				
				41	0,112	—	—
16	1,63	1,65	1,29	42	0,102	—	—
17	1,42	1,47	1,15	43	0,092	—	—
18	1,22	1,24	1,02	44	0,081	—	—
19	1,02	1,07	0,91	45	0,071	—	—
20	0,91	0,89	0,81				
				46	0,061	—	—
21	0,81	0,81	0,72	47	0,051	—	—
22	0,71	0,71	0,64	48	0,041	—	—
23	0,61	0,64	0,57	49	0,031	—	—
				50	0,025	—	—

L I T E R A T U R A

Knjige:

- H. Bartels: Grundlagen der Verstärkertechnik (S. Hirzel, Leipzig, 1949).
 J. F. Blackburn: Components Handbook (McGraw-Hill Book Company, 1949).
 F. C. Connelly: Transformers (Pitman, London, 1950.)
 C. Crescini: Elettroacustica (U. Hoepli, Milano, 1939).
 G. H. Domsch: Der Uebertrager der Nachrichtentechnik (Geest & Portig K.—G. Leipzig, 1953.)
 R. Feldkeller: Spulen und Uebertrager (S. Hirzel Verlag, Zürich, 1959.)
 W. Hassel: Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker (Deutschliterarisches Institut — J. Schneider, 1938).
 W. Hassel — E. Bgeicher: Handbuch der Netz- und Tonfrequenz-Transformatoren und Drosseln (Franzis Verlag, München, 1951.)
 K. Henney: The Radio Engineering Handbook (McGraw-Hill Book Company, 1941)
 J. Kammerloher: Hochfrequenztechnik I, II & III (C. F. Winter'sche Verlags-handlung, 1938).
 F. Langford — Smith: Radio designer's handbook (Iliffe & Sons, LTD, London 55.)
 R. Lee: Electronic Transformers and Circuits (1947).
 K. A. Macfadyen: Small transformers and inductors (Chapman & Hall LTD, London, 1953.)
 Magnetic Circuits and Transformers (Massachusetts Institute of Technology, 1946).
 J. Moir: High quality sound reproduction (Chapman & Hall LTD, London, 1958.)
 E. Montù: Radiotecnica II & III (U. Hoepli, Milano, 1943/1938).
 F. L. Smith: Radio Designer's Handbook (Iliffe & Sons Ltd, 1946).
 F. E. Terman: Measurements in Radio Engineering (McGraw-Hill Book Com-pany, 1947).
 F. E. Terman: Radio Engineering (McGraw-Hill Book Company, 1947).
 F. E. Terman: Radio Engineers' Handbook (McGraw-Hill Book Company, 1943).
 H. Wieseemann: Praktische Funktechnik (Franckh'sche Verlagshandlung, Stutt-gart, 1939).

Članci u časopisima:

- K. Bär: Die Dämpfung von Tonfrequenzübertragern zwischen Ohmschen Wider-ständen (Funktechnische Monatshefte — FTM, September 1940).
 F. Bergtold: Bemessungsregeln für den Ausgangsübertrager (Auslese der Funk-technik, August 1942).
 F. Bergtold: Zahlenbeispiel zur überschläglichen Berechnung eines Ausgangs-übertragers (Auslese der Funktechnik, Dezember 1942).
 Berechnung von Anodenspannungsgleichrichtern für Radioapparate (Philips' Mo-natsheft für Apparate-Fabrikanten, Januar, Februar, Mai 1935).
 E. Bleicher: Das Wiederinstandsetzen von Netztransformatoren in der Praxis (Radio-Mentor, Januar—Februar, März—April, Mai—Juni 1944).
 N. H. Crowhurst: Input transformer design (Audio, july, 1956.)
 N. H. Crowhurst: Output transformers specifications (Audio, june, 1957.)

- N. H. Crowhurst: Transformers in transistorized equipment (Audio, nov., 1957.)
 Eine Formel zur Schätzung der Abmessungen von Netztransformatoren (Philips' Monatsheft für Apparate-Fabrikanten, August 1936).
 Einige Näherungsformeln zur schneller Berechnung von Netzgleichrichtern (Funk, Juli 1942).
- A. E. Falkus: Output Transformer Efficiency (Wireless World, January 1948).
 J. v. Frommer: Der Entwurf der Endstufe von Kraftverstärkeranlagen (Tungsram Radio 1939/1940).
- R. F. Gibson: Gutput transformer design (Wireless World, april 1955.)
 R. Gürtler: Der Spannungs-Übertrager im Niederfrequenzverstärker (Telefunken-Zeitung, April 1933).
- R. Gürtler: Gleichstrombelastete Eisenkern-Induktivitäten mit Luftspalt (Hochfrequenztechnik, 39, 1932).
- E. B. Harrison: Test Methods for High Quality Audio Transformers (Tele-Tech, March 1950).
- L. W. Howard: Optimum Use of Nickel Alloy Steels in Low-Level Transformers (Audio Engineering, October 1950).
- P. W. Klipsch: Desing of Audio-Frequency Amplifier Circuits Using Transformers (Proceedings of the I. R. E., February 1936).
- G. Koehler: The Design of Transformers for Audio-Frequency Amplifiers with Preassigned Characteristics (Proceedings of the I. R. E., December 1928).
- J. W. L. Köhler: Nichtlineare Verzerrungen magnetischen Ursprungs (Philips' Technische Rundschau, Juli 1937).
- H. Lamson: Advantages of Toroidal Transformers in Communication Engineering (Tele-Tech, May 1950).
- D. M. Leakey — R. B. Gilson: UL output transformers (Wireless World, jan. 1956.)
- E. Lowdon: Transformers and Chokes (Practical Wireless, October, November 1949).
- O. Macek: Magnetisch weiche Werkstoffe (Auslese der Funktechnik, Februar 1942).
- P. Miram: Der Klirrfaktor des Ausgangsübertragers (Funktechnische Monatshefte, März 1941).
- P. Miram: Über die Wirksamkeit der Siebketten von Netzgleichrichtern (Funk, August 1949).
- N. Partridge: Distortion in Transformers Cores (Wireless World, June 1939).
- H. Pitsch: Die gemischte Widerstands-Übertragerkopplung (Funk, Mai 1940).
- H. Pitsch: Die obere Grenzfrequenz bei der Übertragerkopplung (Funk, Dezember 1938).
- H. Pitsch: Die Wicklungsverteilung beim Kerntransformator (Funk, Juli 1939).
- L. Ratheiser: Schaltung und Dimensionierung von Empfängern (Radio-Technik, Heft 2/3, 1947).
- G. Schadwinkel: Beseitigung der Störanfälligkeit von Übertragern durch Verwendung von Ringtransformatoren (Funk, Februar 1939).
- E. Severin: Tonfrequenzübertrager, Ersatzschaltung und Berechnungsunterlagen (Auslese der Funktechnik, October 1942).
- E. Severin: Tonfrequenzübertrager zwischen Wirkwiderständen (Auslese der Funktechnik, April 1941).
- J. L. Snoek: Magnetische Kerne für Pupinspulen (Philips' Technische Rundschau, März 1937).
- H. van Suchtelen: Der Entwurf von Anodenspannungsgleichrichtern (Philips »Miniwatt« Monatsheft, März—April 1942).
- Tungsram-technisch-wissenschaftliche Mitteilungen III., Juli 1934.
- Verwendung gasgefüllter Gleichrichterröhren als Anodenspannungserzeuger (Philips »Miniwatt« Monatsheft, September 1939).
- Verzerrungen durch die Magnetisierungskurven (Radio-Mentor, Oktober 1939).
- M. Wunsch: Der Anschluss mehrerer Lautsprecher an den Empfänger (Funktechnische Monatshefte, März 1940).

— S A D R Ž A J —

	str.
Predgovor	4
1 Osnovna svojstva transformatora i željeza	5
1.1 Transformiranje napona	6
1.2 Transformiranje struje	7
1.3 Gubici u transformatoru	8
1.4 Kapaciteti transformatora	10
2 Nadomjesna shema transformatora	11
2.1 Sastavni elementi nadomjesne sheme	11
2.2 Pojednostavljenje nadomjesne sheme	12
2.3 Reduciranje na odnos zavoja 1:1	12
2.4 Umjesto dva — jedan strujni krug	14
3 Ulazni transformator	16
3.1 Dinamički kapacitet	17
3.2 Prigušna karakteristika	18
3.3 Ulazni transformator za dinamički i kapacitivni mi- krofon	23
3.4 Fazna karakteristika	25
4 Paralelno napajani ulazni transformator	26
5 Izlazni transformator	31
5.1 Nadomjesna shema	31
5.2 Odnos zavoja	32
5.3 Prigušna karakteristika	33
5.4 Izlazni transformator opterećen zvučnikom	38
5.5 Korisnost	38
5.6 Izračunavanje presjeka željezne jezgre	38
6 Paralelno napajanje	40
6.1 Direktno spojeni opteretni otpor	40
6.2 Paralelno napajani izlazni transformator	41
7 Vrste transformatora	43
7.1 Linijski mikrofonski transformator	43
7.2 Ulazni transformator	45
7.3 Međustepeni ulazni transformator	46
7.4 Protufazni međustepeni transformator bez struje rešetke	48
7.5 Protufazni međustepeni transformator sa strujom re- šetke	50
7.6 Međustepeni transformator u tranzistorskom pojačalu	53
7.7 Simetrični transformator	56

	str.
7.8 Izlazni transformator	56
7.9 Protufazni izlazni transformator kod A-pojačala	58
7.10 Protufazni izlazni transformator kod B-pojačala	60
7.11 Izlazni transformator u petlji negativne reakcije	62
7.12 Modulacioni transformator u pi-spoju	64
8 Vrste transformatorskih željeza i njihova svojstva	67
8.1 Silicijsko željezo	67
8.2 Visokopermeabilne legure	68
8.3 Nedostaci silicijskog željeza i prednosti legiranih željeza	70
8.4 Debljina, izolacija i oblik limova	70
9 Načini namatanja	73
9.1 Cilindrični namot	73
9.2 Pločasti namot	76
9.3 Dodatni svijci protiv rasipanja	77
9.4 Štedni transformator (autotransformator)	77
9.5 Multifilarno namatanje	78
9.6 Toroidni transformator	78
10 Zaštita transformatora od vanjskih magnetskih i električnih polja	79
10.1 Magnetsko oklapanje	80
10.2 Astatičko namatanje	82
10.3 Elektrostatsko oklapanje	83
11 Harmenička izobličenja	87
11.1 Izobličenje zbog nelinearne magnetske karakteristike željeza	87
11.2 Izobličenje zbog reaktivnog opterećenja elektronke uzrokovano transformatorom	96
12 Izlazni transformator s odvojcima	99
13 Izlazni transformator s više sekundarnih svitaka	101
14 Induktivitet svitka sa željezom	104
14.1 Željezo bez predmagnetiziranja i bez zračnog rasporeda	104
14.2 Željezo sa zračnim rasporedom, bez predmagnetiziranja	107
14.3 Željezo s predmagnetiziranjem	110
14.4 Izračunavanje presjeka željeza uz predmagnetiziranje	114
14.5 Faktor dobrote svitka sa željezom	116
15 Proračunavanje tonfrekventnih transformatora	118
15.1 Proračunavanje ulaznih transformatora	122
15.2 Primjer proračunavanja ulaznog transformatora	126
15.3 Mjerenje na izvedenom primjerku	129
15.4 Proračunavanje međustepenog ulaznog transformatora sa strujom rešetke	131
15.5 Proračunavanje izlaznih transformatora	133
15.6 Primjer proračunavanja izlaznog transformatora	139
15.7 Mjerenja na izvedenom primjerku	144
16 Štedni transformator	145
16.1 Osnovna svojstva štednog transformatora	145
16.2 Primjer proračunavanja	149

	str.
17 Mrežni transformator	151
17.1 Ispravljač s kapacitivnim opterećenjem	151
17.2 Određivanje sekundarnog anodnog napona transformatora	154
17.3 Određivanje efektivne vrijednosti struje, koja teče kroz anodni svitak	156
17.4 Određivanje struja i napona kod ispravljača iz dijagrama	158
17.5 Namatanje mrežnog transformatora na O-jezgru	161
18 Proračunavanje mrežnog transformatora	162
19 Izračunavanje ulazne snage iz podataka o jezgri	167
20 Izračunavanje presjeka jezgre i ulazne snage uz veće opterećenje željeza i bakra	168
20.1 Primjer proračuna mrežnog transformatora	168
20.2 Mjerenja na izvedenom primjerku	172
21 Ispravljač s prigušnicom na ulazu u filter	174
21.1 Osnovna svojstva	174
21.2 Sekundarni anodni napon transformatora	176
21.3 Efektivna vrijednost struje u sekundarnom anodnom svitku	177
22 Prigušnica u filteru sa C-ulazom	179
22.1 Napon brujanja na ulaznom kondenzatoru	179
22.2 Induktivitet prigušnice i filterski odnos	181
23 Prigušnica u ispravljaču sa L-ulazom u filter	183
24 Mjerenje na transformatorima	186
24.1 Mjerenja na tonfrekventnim transformatorima	186
24.2 Mjerenje na mrežnim transformatorima	196
25 Gradnja transformatora	199
Tabela I. (dimenzije izolirane žice)	205
Tabela II. (opteretivost žice)	207
Tabela III. (zapremanje izolirane žice)	209
Tabela IV. (američko i englesko označivanje dimenzija žice)	210
Literatura	211
Sadržaj	213

Znak: 252 P.

Izdanje:

Prof. dr. ing. TIHOMIL JELAKOVIĆ

TRANSFORMATORI I PRIGUŠNICE

DRUGO IZDANJE

Izdavač:

TEHNIČKA KNJIGA — ZAGREB, Jurišićeva 10

Za izdavača:

Ing. KUZMAN RAŽNJEVIĆ

Uredništvo priručnika:

Glavni urednik:

ZVONIMIR VISTRIČKA

Urednik edicije:

IVAN UREMOVIĆ

Tisak:

»ŠTAMPA« — OSIJEK

Tisak dovršen:

KOLOVOZ 1960.

