

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

E.Dreimanis

**Elektrisko induktorspoļu starpvijumu izolācijas
augstfrekvences diagnostikas metožu un iekārtu
izpēte un izveide**

PROMOCIJAS DARBS

2011

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Enerģētikas un elektrotehnikas fakultāte
Industriālās elektronikas un elektrotehnikas institūts

Edgars DREIMANIS

Doktora studiju programmas „Elektrotehnoloģiju datorvadība” doktorants

**ELEKTRISKO INDUKTORSPOLU
STARPVIJUMU IZOLĀCIJAS
AUGSTFREKVENCES DIAGNOSTIKAS
METOŽU UN IEKĀRTU IZPĒTE UN
IZVEIDE**

Promocijas darbs

Zinātniskais vadītājs
Dr.hab. sc. ing., profesors
I.RAŅĶIS

Rīga 2011

UDK 621.314.21(043)
Dr 288e

Dreimanis E. Elektrisko induktorspoļu starpvijumu izolācijas augstfrekvences diagnostikas metožu un iekārtu izpēte un izveide. Promocijas darbs.-R:RTU, 2011.-131 lpp.

Iespiests saskaņā ar IEE institūta 2011.gada 28.jūnija lēmumu, protokols Nr.57



Šis darbs izstrādāts ar Eiropas Sociālā fonda atbalstu projektā “Atbalsts RTU doktora studiju īstenošanai”

ISBN 978-9934-10-171-7

ANOTĀCIJA

Promocijas darba tēma ir „Elektrisko induktorspoļu starpvijumu izolācijas augstfrekvences diagnostikas metožu un iekārtu izpēte un izveide”.

Darbs sastāv no 131 lapas, 104 attēla, 1 tabulas. Darbā izmantoti 114 literatūras avoti, 1 pielikums.

Promocijas darbā apskatītas esošas starpvijumu izolācijas diagnostikas metodes, to principi, pielietojums un ierobežotās iespējas. Izstrādāta jauna starpvijumu izolācijas diagnostikas metode uz rezonanses invertora pustilta shēmas principa.

Darba analītiskajā daļā izstrādāta un izanalizēta izolācijas pārbaudes metode. Tā salīdzināta ar esošajām pārbaudes metodēm. Norādīti gadījumi, kad ieteicams lietot tieši šo metodi. Norādītas priekšrocības attiecībā pret pārējām metodēm.

Darba aprēķinu daļā izstrādāta metodika parametru izvēlei pie dažādām spolēm un darba ierobežojošiem parametriem. Apskatīti procesi, kas norisinās izolācijas pārbaudes procesa gaitā bojājuma gadījumā, un rasta iespēja šos bojājumus konstatēt krietni efektīvāk nekā esošās metodes.

Izveidota metode ar etalonspoli, kad spolei ieslēdz etalonspoli ar praktiski no frekvences nemainīgu rezistanci, tad iespējams daļēji ierobežot spoles strāvas strauju samazināšanos pie frekvences pieauguma, un panākt augstākus spriegumus uz spoles pie vienām un tām pašām frekvencēm. Tādejādi iegūta uzlabota shēma ar efektīvākiem darba parametriem.

Darba eksperimentālajā daļā veikti eksperimenti ar spoli, pārbaudot metodes atbilstību teorētiskajai bāzei. Iegūtie rezultāti salīdzināti ar datorsimulācijās un aprēķinos iegūtajiem rezultātiem.

Izdarīti secinājumi par metodes atbilstību dotajam darba uzdevumam. Norādīti iespējamie metodes pielietošanas gadījumi.

ANNOTATION

Promotion paper theme is "Investigation and development of diagnostic methods and equipment for electrical inductor coil windings insulation".

Paper consists from 131 pages, 104 pictures, 1 table, 1 attachment, 114 literature sources.

Here is investigated existing winding insulation diagnostic methods, their principles, use and limited opportunities in this paper. Is invented new insulation diagnostic method on basis of resonant inverter half bridge scheme.

In analytic part is invented and analyzed insulation method. It is compared with existing diagnostic methods. There are mentioned cases when this method is recommended to use. Also have shown benefits in relation to other methods.

In paper calculation part is developed methodology for choice of parameters for various coils and their limited work options. Are investigated processes in insulation damage case and have found opportunity to detect it more effective and faster than previously mentioned methods.

In this paper have developed method with bench coil. In this case this method is more effective.

In paper experimental part are made experiments with coil. Have been checked methods conformity to theoretical basis.

Acquired results have been compared with results from computer simulations and calculations.

Have been made conclusions about method conformity to paper tasks.

АННОТАЦИЯ

Тема докторской диссертации: «Разработка и исследование оборудования и методик высокочастотной диагностики межвитковой изоляции электрических индукционных катушек».

Работа состоит из 131 листов, 104 изображений, 1 таблицы. В работе использовано 114 литературных источника, 1 приложение.

В докторской диссертации рассмотрены существующие методы диагностики межвитковой изоляции, принципы применения и их ограниченные возможности. Выработан новый метод диагностики межвитковой изоляции на принципе резонансного инвертора полу-мостовой схемы.

В аналитической части работы выработан и проанализирован метод проверки изоляции. Он сравнен с существующими методами. Указаны случаи, когда рекомендуется применять именно этот метод. Также указаны преимущества данного метода по отношению к другим методам.

Подробнее рассмотрены процессы происходящие во время проведения проверки изоляции в случае повреждения и найдена возможность констатировать повреждения значительно эффективнее чем это возможно с существующими методами.

Выработан стандарт для выбора параметров резонансному инвертору при разных начальных параметрах и рабочих режимах.

Выработан метод с эталонкатушкой, когда к катушке подключается эталонкатушка с практически от частоты неизменной резистенцией, тогда возможно частично ограничить резкое уменьшение тока катушки, при росте частоты и достичь более высокого напряжения на одних и тех же частотах катушки.

Проведены экспериментальные исследования для проверки метода.

SATURS

ANOTĀCIJA.....	3
ANNOTATION.....	4
АННОТАЦИЯ.....	5
SATURS.....	6
IEVADS	8
1. ELEKTRISKĀS SPOLES KĀ IZPĒTES OBJEKTS	21
1.1.Elektriskās spoles parametri līdzstrāvas ķēdēs	21
1.2. Spoles rezistances atkarība no strāvas frekvences.....	27
1.3. Spoles darbība vijuma iekšējā īsslēguma gadījumā	30
1.4. Procesi ar īsslēgta vijuma spoli rezonanses ķēdē	37
1.5. Elektriskās bezserdes spoles darbība ar starpslāņu izolācijas caursiti.....	38
1.5.1. Aizvietošanas shēma.....	38
1.5.2. Parametru sakarības	39
1.5.3. Spoles vaļējās daļas strāvas aprēķins.....	42
1.5.4. Spoles īsināšana rezonanses ķēdē.....	43
1.6.Spoles caursites pārejas process	47
1.7. Secinājumi	53
2. REZONANSES INVERTORA IZVĒLE UN DARBĪBAS IZPĒTE.....	55
2.1.Rezonanses invertora shēmas izvēle.....	55
2.1.1. Prasības pret shēmu	55
2.1.2. Iespējamo shēmu apskats.....	55
2.1.2.1.Paralēlais rezonanses tiristoru invertors. Tilta shēma	55
2.1.2.2.Virknes rezonanses invertors pēc nesimetriskas shēmas.....	58
2.1.2.3.Virknes rezonanses invertors pēc pustilta shēmas.....	59
2.1.2.4.Virknes rezonanses invertors pēc tilta shēmas	61
2.1.2.5.Virknes rezonanses invertors pēc pustilta shēmas ar IGBT tranzistoriem	62
2.1.3. Shēmas izvēle iespējamai realizācijai.....	64
2.2.Rezonanses invertora darbība pie $\omega_v = \omega_r$	65
2.2.1. Elektromagnētiskie procesi shēmā	65
2.2.2. Rezonanses ķēdes elementu sprieguma aprēķins stacionārā režīmā	67
2.2.2.1.Posms S1. Tiek ieslēgts slēdzis S1. Slēdzis S2 ir atslēgts.....	67

2.2.2.2. Tiek ieslēgts slēdzis S2. S1 atslēgts.	69
2.2.2.3. Teorētisko aprēķinu pārbaude	70
2.3. Rezonanses invertora darbība ar paaugstinātu kontūra frekvenci	74
2.3.1. Procesi shēmā	74
2.3.2. Teorētisko aprēķinu pārbaude	77
2.3.3. Elementu sprieguma samazinājuma pie spoles induktivitātes izmaiņām novērtējums	78
2.4. Uzlabotās shēmas darbības analīze.....	80
2.5. Secinājumi	84
3. SPOLES IZPĒTES REZONANSES SISTĒMAS PARAMETRU IZVĒLE	86
3.1. Rezonanses sistēmas parametru aprēķins pie konstantas pētāmās spoles rezistances.....	86
3.2. Bezserdes spoles rezonanses sprieguma aprēķins	92
3.3. Rezonanses ķēžu aprēķins shēmai ar paralēlām droselēm	97
3.4. Secinājumi	100
4. EKSPERIMENTĀLIE PĒTĪJUMI.....	101
4.1. Pētījumu objekts	101
4.2. Rezonanses invertora darbība ar spoli	106
4.3. Rezonanses ķēdes pētījumi pie dažādām frekvencēm	107
4.4. Procesi izpēte shēmā ar paralēlo augstfrekvences spoli	112
SECINĀJUMI	120
LITERATŪRAS SARAKSTS	122
PIELIKUMS	131

IEVADS

Elektroapgādes drošums ieņem nozīmīgu vietu enerģētikā. Ik gadus pieaug gan elektroenerģijas lietotāju skaits, gan izlietotās elektroenerģijas daudzums. Līdz ar to pieaug zaudējumi, kuri rodas gan lietotājam, gan piegādātājam gadījumā, ja tiek pārtraukta elektroenerģijas piegāde. Elektroapgādes drošums lielā mērā ir atkarīgs no iekārtu drošuma, kuras ir iekļautas elektroapgādes ķēdē no ģeneratora līdz elektroenerģijas patērētājam. Iekārtu drošumu galvenokārt nosaka elektroiekārtu izolācijas stāvoklis.

Jāpiemin, ka vieni no svarīgākajiem elektrotehniskās sistēmas elementiem ir elektriskās mašīnas ar vijumiem. Turklāt svarīgākie no tām ir transformatori [81,86,11,79,104]. Transformatoru drošai darbībai jānodrošina to tinumu normāli parametri - izolācijas kvalitāte, darbībā iesaistīto tinumu skaits, tinumu jaudas zudumi uzdotajos režīmos [2,81,86,11]. Šo noteikumu izpildes pārbaudei izmanto periodisku tinumu kvalitātes pārbaudi, kas balstīta uz dažādu metožu pielietošanu.

Tāpat izolācija ir svarīga elektroiekārtas sastāvdaļa. Tā lielā mērā nosaka gan elektroiekārtas kalpošanas resursu, gan elektroapgādes ekonomiskos aspektus un elektroapgādes kvalitāti. Tādēļ ir svarīgi novērtēt elektroiekārtu izolācijas stāvokli. Izolācijas rūpīgai, kvalitatīvi labākai novērtēšanai jāiegūst droša informācija par izolācijas stāvokli. Šādas informācijas iegūšanai nepieciešams lietot tikpat drošas un kvalitatīvas diagnostikas metodes un iekārtas.

Drošu, uzticamu informāciju var saņemt no tādas diagnostikas metodes, kas sniedz plašus datus par izolāciju. Jo vairāk izolāciju raksturojošu parametru iegūst diagnostikas veicējs, jo drošāks būs slēdziens par izolācijas stāvokli. Šai informācijai jāietver dati par galvenajiem dielektriskajiem procesiem izolācijā.

Tradicionāli lietoto diagnostikas metožu trūkumi radījuši nepieciešamību pēc jaunām diagnostikas metodēm. Tradicionālo metožu analīze ļauj noteikt ne tikai to trūkumus, bet arī pozitīvās iezīmes, kuras jāpārņem jaunām perspektīvām metodēm. Jaunu metožu attīstība mūsdienās nav iedomājama bez teorētiskās, kā arī tehniskās bāzes.

Elektroiekārtu izolācijas stāvokļa pārbaudi un novērtējumu vai diagnostiku vairumā gadījumu jāveic, atslēdzot spriegumu no iekārtas strāvu vadošajām daļām. Šā iemesla dēļ augstsprieguma, kā arī vidēja sprieguma iekārtu izolācijas stāvokļa pārbaudes ir iespējams veikt daudz retāk nekā zemsprieguma iekārtu pārbaudes. Izolācijas stāvokļa novērtēšana, balstoties uz vienu vai diviem parametriem, ir saistīta ar paaugstinātu iespēju kļūdīties galīgā slēdziena pieņemšanā. Kļūdas mērījumu laikā un mērījumu rezultātu apstrādes laikā, kā arī

mērāmo parametru atkarība no vairākiem faktoriem norāda uz trūkumiem, ko sniedz diagnostika ar mazu informatīvo apjomu. Tas nozīmē, ka veicot augstsprieguma vai vidēja sprieguma izolācijas diagnostiku, ir jāiegūst iespējami daudz informācijas par izolācijas stāvokli. Šīs informācijas apjomam ir jāvelta īpaša vērība, jo tam ir liela nozīme sistēmas tehnisko un ekonomisko aspektu vērtējumā. Formāla attieksme pret izolācijas diagnostiku netieši samazina elektroapgādes drošumu, bet zemāks elektroapgādes sistēmas drošums ir saistīts ar lielākiem zaudējumiem elektroapgādes uzņēmumiem.

Turklāt elektroiekārtu diagnostika ir sava veida prece, kura tiek piedāvāta elektroapgādes uzņēmumiem, lai noteiktu to rīcībā esošo elektroiekārtu izolācijas stāvokli. Ekonomiskā situācija uzņēmumus spiedusi ne tikai pagarināt iekārtu kalpošanas ilgumu, bet arī palielināt to noslodzi un samazināt izmaksas. Latvijas elektroapgādes sistēmās palielinās iekārtu vispārējā novecošanās. Liela daļa iekārtu būvētas sešdesmitajos un septiņdesmitajos gados. Tās tiek ekspluatētas jau 25-35 gadus, kas gan ir normāls elektroiekārtu kalpošanas laiks.

Jāsaka gan, ka elektroiekārtu patiesais kalpošanas ilgums ir atkarīgs no slodzes, dzesēšanas sistēmas, aizsardzības utt. Tas nozīmē, ka vienāda vecuma elektroiekārtām, kas ekspluatētas atšķirīgos apstākļos, atlikušais kalpošanas laiks var būt dažāds visai plašās robežās. To apliecina gan sešdesmito gadu sākumā ražoto elektroiekārtu sekmīga darbība, gan arī eksplozijas jaunākās apakšstacijās Latvijā, Zviedrijā un citās valstīs [39].

Šī pieredze piedāvā divas iespējas:

1. uzticēties elektroiekārtu bezatteikuma darbībai visā tam paredzētajā kalpošanas laikā un neveikt diagnostiku;
2. veikt diagnostiku, iegūstot informāciju par iekārtas stāvokli gan pirms, gan pēc kalpošanas laika beigām, gan arī pirms elektroiekārtas ekspluatācijas sākšanas.

Pirmajā variantā jānodrošina elektroiekārtu nomaiņa, beidzoties to kalpošanas laikam. Pretējā gadījumā tiek radīta nepamatoti augsta riska situācija, apzināti gaidot šo iekārtu atteikumu.

Tātad izvēlēties pirmo iespēju var tikai tad, ja elektroiekārtu ekspluatācijas līmenis ir augsts, kas, šķiet, Latvijas spiedīgajos apstākļos grūti realizējams. Pat ja atsevišķos gadījumos tiek akceptēta šī izvēle, jāņem vērā, ka iekārtu atlikušais kalpošanas ilgums svārstās plašās robežās, ko var lietderīgi izmantot. Turklāt šajā gadījumā jāparedz pēkšņs iekārtu atteikums.

Elektroietaišu atteikumi rada lielus zaudējumus ne tikai elektroapgādes uzņēmumiem, bet arī elektroenerģijas lietotājiem, kuri ir ieinteresēti augstā elektroapgādes

sistēmas drošumā un pieprasa nepārtrauktu elektroenerģijas piegādi. Atsevišķu elektroiekārtu bojājumi var izraisīt vides piesārņojumu, aizdegšanos vai eksploziju, apdraudot apkalpojošo personālu un nodarot lielus materiālos zaudējumus elektrosistēmai.

Diagnostikas galvenais mērķis ir sniegt novērtējumu par diagnosticējamā objekta stāvokli. Informācijai, kuru iegūst veicot objekta diagnostiku, jābūt pilnīgai un nepārprotamai. Tai ir jāatbilst objekta izolācijas stāvoklis uz iegūtās informācijas pamata. Diagnostikas metodei ir jādod pilnīgs priekšstats par pētāmo objektu, pretējā gadījumā objekta drošums netiek novērtēts pareizi.

Galvenie izolāciju raksturojošie parametri, kuru izmaiņas saistītas ar izolācijas novecošanu, ir izolācijas vadītspēja, ģeometriskā kapacitāte un dielektriskā caurlaidība, kā arī polarizācijas procesus raksturojošie lielumi.

Dažādu diagnostikas metožu dota informācijas apjoma salīdzināšanai tiek izmantots elektriskās izolācijas aizvietošanas modelis. Apskatot minēto izolācijas modeli, kā arī izolācijas diagnostikas metodes, ir redzams, ka klasiskās diagnostikas metodes izmanto tikai daļu no izolāciju raksturojošiem lielumiem. Izolācijas pretestības mērījumi nosaka tikai izolācijas vadītspējas lielumu. Mērījumi ar Šeringa tiltu atbilst izolāciju raksturojošos kapacitatīvos lielumus, kas gan netiek atdalīti, bet ir kā vienas kompleksas kapacitātes lielums.

Fizikālie procesi, kas notiek izolācijā ekspluatācijas laikā, ir dažādi. Tos raksturo izolācijas vadītspēja, elektriskā izturība un dielektriķa polarizācija. Dielektriskā teorija matemātiski apraksta šos procesus dielektriķī, tam atrodoties elektriskajā laukā [37,35].

Izolācijas novecošana ir vairāku procesu kopums, kuru intensitāte nosaka izolācijas kalpošanas ilgumu. Jo lielāka ir dažādu novecošanas procesu intensitāte, jo ātrāk noveco izolācija un tās novecošanās pakāpe palielinās [77,7].

Izolācijas novecošanās pakāpes noteikšanai ir nepieciešams novērtēt izolācijas stāvokli ekspluatācijas laikā. Izolācijas stāvokļa novērtēšanā izšķir divus galvenos virzienus: izolācijas nepārtraukta kontrole un periodiska diagnostika.

Izolācijas kontrole ir nepārtraukta datu uzkrāšana ar sensoru palīdzību no darbā esošas iekārtas, kā arī šo datu apstrāde. Izolācijas kontrole ir perspektīvs virziens, kurš salīdzinājumā ar izolācijas diagnostiku ļauj nekavējoties brīdināt par iekārtas pārslodzēm vai paredzamu bojājumu. Taču tās tehniskais izpildījums ir saistīts ar speciālu sensoru radīšanu, kā arī dārgām iekārtām signālu uztveršanai un analīzei. Transformatoru atteikumu biežums ir

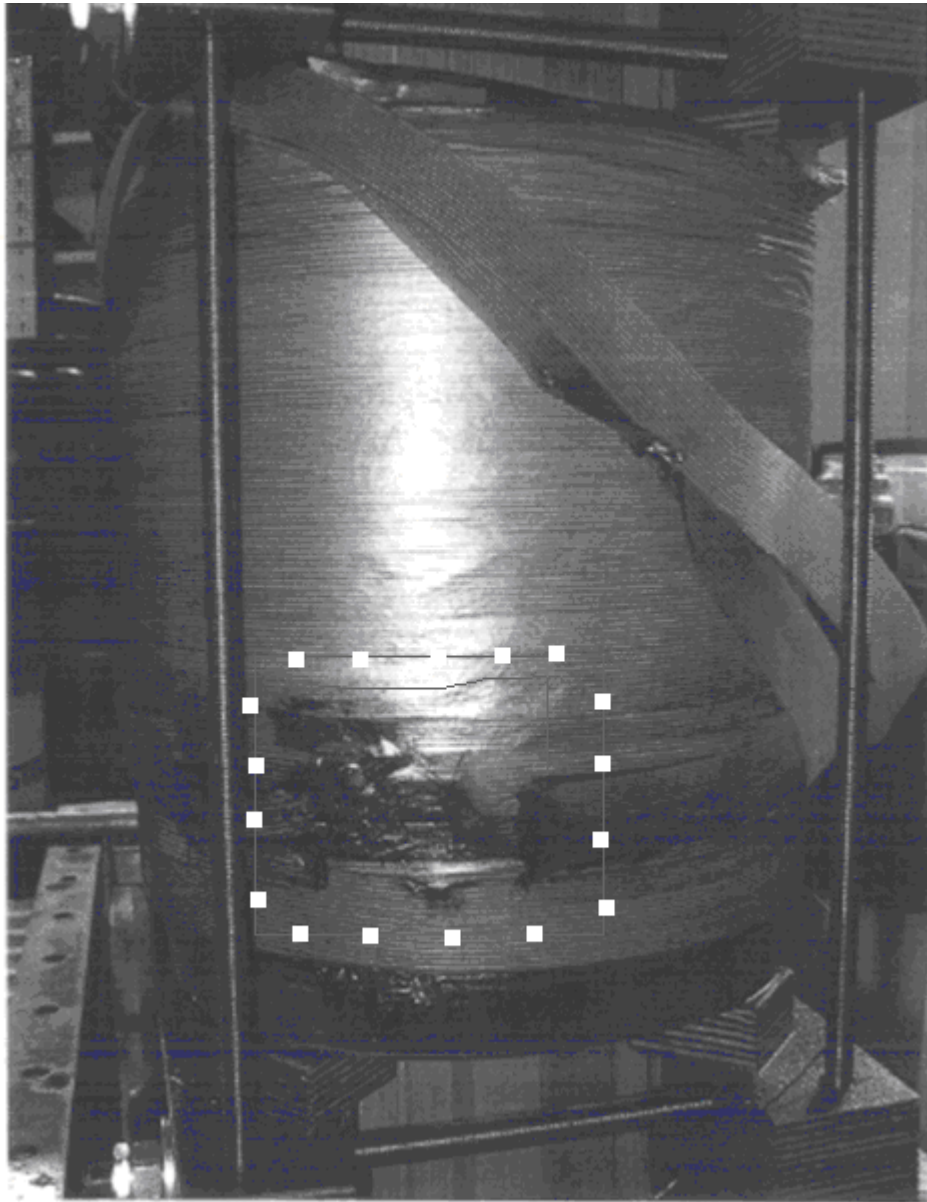
mazs, parasti 0,2-2% gadā, tādēļ augstu izmaksu sistēmas atteikuma novēršanai netiek ekonomiski attaisnotas [3].

Elektrotehnisko iekārtu izolācijas raksturīgo kontroles parametru ir ļoti daudz. Ja regulāri tiktu mērīti pilnīgi visi materiāli, šo mērījumu rezultāti un to attīstības dinamika ļautu spriest par iekārtas stāvokli ar ļoti augstu precizitāti. Taču visaptveroša iekārtas apsekošana izmaksā dārgi, tādēļ tiek veikta kontroles parametru izvēles optimizācija, kas noris divos posmos. Vispirms tiek mērīti minimālie obligātie raksturīgie parametri, pēc kuriem ir iespējams noteikt faktu, ka iekārtā ir radies defekts. Kad defekts tiek konstatēts, tiek uzsākts otrs diagnostikas posms, kura gaitā tiek pārbaudīti papildus kontroles parametri un noteikts defekta veids un tā attīstības pakāpe. Šī pieeja ir ekonomiski pamatota, taču diemžēl pagaidām nav atrasts optimāls minimālais kontrolējamo parametru kopums, pēc kura būtu iespējams noteikt jebkura defekta rašanos [11].

Par šādu pārbažu nepieciešamību norāda 1.attēls, kurā attēlots tipisks transformatora tinumu izolācijas bojājums, kā rezultātā transformators iziet no ierindas. Netiešā veidā tinumus var pārbaudīt, neizjaucot magnētisko sistēmu [105,13]. Šai metodei ir veltīti daudzi pētījumi, kas tiks pieminēti turpmākajā darbā. Diagnostika ietver mērījumu datu interpretāciju, kā arī periodiskas iekārtu izolācijas pārbaudes. Galvenās no tām ir:

- Elektriskās nedestruktīvās metodes;
- Elektriskās destruktīvās metodes;
- Neelektriskās destruktīvās metodes;
- Neelektriskās nedestruktīvās metodes;

Nedestruktīvās diagnostikas metodes ļauj pētīt izolācijas stāvokli, novērtēt tās novecošanās pakāpi, nesagraujot iekārtas izolāciju vai nesamazinot tās darbību. Savukārt destruktīvās diagnostikas mērķis ir iegūt atbildi: vai iekārta iztur uzdotos testa parametrus.



1.att. 20/0.4kV ALSTOM TNOSP100 100kVA transformatora tinums, ražots 2004.gadā.

Defekts- dedzis C-fāzes augstsprieguma tinums

No diagnostikas lietotāja viedokļa ir svarīgi, vai veicot diagnostiku ir nepieciešams atslēgt no sprieguma pārbaudāmo iekārtu. Faktiski gandrīz visas destruktīvās diagnostikas metodes ir izpildāmas tikai pārbaudāmo iekārtu atslēdzot no darba sprieguma.

Mehāniskā slodze un mainīgā sprieguma svārstības veido elektromehānisko slodzi, kas graužoši iedarbojas uz izolāciju. Šī pulsējošā slodze noteiktos apstākļos var izraisīt mikroplaisas cietajos izolācijas materiālos.

Viens no izolācijas novecošanās izplatītākajiem iemesliem ir daļējās izlādes. Fizikāli daļējās izlādes ir elektrisks fenomens, kura rašanās iemesli var būt gan paaugstinātas

temperatūras un elektriskā lauka, gan ķīmiskas reakcijas, gan mehāniskas pārslodzes, vai arī vairāku šo faktoru rezultāts. Daļējo izlāžu skaita un intensitātes palielināšanās samazina izolācijas dielektrisko izturību.

20. gadsimta 80-desmitajos gados plašus novērošanas metodes pētījumus veica RTU profesors J.Rozenkrons [94]. Pārbaudes būtība balstījās uz netiešu tinumu temperatūras kontroli, pēc kuras parametriem sprieda par transformatora stāvokli. Tieša kontrole nebija iespējama, jo nebija pieejama atbilstoša aparatūra. Bija zināmas trīs temperatūras kontroles metodes [94]. Netiešā temperatūras kontrole ar viskarstākajā vietā iebūvēta temperatūras devēja palīdzību- termodevēja novietošana pie strāvu vadoša daļām saistīta gan ar drošības aspektu, gan sadārdzinājuma dēļ, tāpēc šī metode netiek izmantota masveida transformatoriem. Turklāt nav īsti konkrēti zināma viskarstākā tinumu vieta. Netiešā temperatūras kontrole ar matemātiskās modelēšanas palīdzību - šīs metodes trūkums ir ļoti zema precizitāte ekspluatācijas pārmaiņu dēļ. Netiešā temperatūras kontrole netiešā veidā mērot un modelējot temperatūras izmaiņas- šai metodei raksturīgas lielas izmaksas un modelēšanas zemā precizitāte [94,102]. J.Rozenkrona pārbaudes būtība tika balstīta uz nepārtrauktu tinumu efektīvās strāvas kvadrāta integrēšanu laikā, nosakot reālo noslodzi darbībā [94,102]. Izveidotās metodes un aparatūras galvenais trūkums ir ārējās vides faktoru (mitrums, temperatūra) ietekmes ignorēšana, kā arī ļoti sarežģītā šī ietekmes ievērošana [94]. Izveidotā elektroniskā aparatūra nebalstījās uz mūsdienīgiem datorizētajiem risinājumiem, kas radīja papildus precizitātes trūkumus.

Kā alternatīvu šai metodei Dr.S.Vītoliņas disertācijā aplūkotās gāzu analīzes metodes, kas izdalās transformatoru eļļā, strāvai plūstot tinumos [11]. S.Vītoliņas apskatītā metode pieskaitāma pie nesagraujošajām pārbaudžu metodēm. Eļļā izšķīdušo gāzu hromatogrāfiskā analīze (turpmāk GHA) mūsdienās tiek uzskatīta par galveno kontroles veidu eļļas transformatoru diagnostikā [11]. GHA tiek plaši izmantota arī mērmaiņu, ar eļļu pildītu kabeļu, transformatora sprieguma regulēšanas ierīču, ievadu u.c. iekārtu tehniskā stāvokļa novērtēšanai.

Tehnisku un elektrisku defektu rezultātā notiek defektu gāzu rašanās, kas izdalās transformatora eļļā, izdalās, piemēram, ūdeņradis, metāns, etāns, u.c. Mērot katras gāzes īpatsvaru, var noteikt bojājuma iemeslu [11].

Jāsaka, ka GHA metodes pamatā ir jau 1970-tajos gados izstrādātā Dornenburga metode, kurā tika salīdzināta gāzu attiecība. Jāsaka gan, ka arī šai metodei ir savi trūkumi, jo gāzu attiecība parāda varbūtējo defekta tipu, tāpat izsaka minējumu, nevis konkrēti norāda uz

defektu. Šī metode paredz daudzu nosacījumu pārbaudi pirms lēmuma pieņemšanas, turklāt nereti nav iespējama konkrēta iekārtas novērtējuma iegūšana [11].

Viena no praktiskajām metodēm ir izolācijas parauga ņemšana, lai iegūtu polimerizācijas koeficientu, jeb izolācijas novecošanās. Koeficients parāda vidējo nesagrauto glikozes gredzenu skaitu celulozes molekulās, kas tieši ir atkarīgs no darba temperatūras. Lai noteiktu šo koeficientu, jāņem izolācijas paraugi no tinuma visvairāk sakarsētajām daļām. Tas ir saistīts ar tvertnes atvēršanu un iespējams, veicot atslēgta transformatora apsekošanu, ja eļļa ir pilnībā vai daļēji izlaista no tvertnes. Trīsfāzu transformatoriem parasti visvairāk sakarsētās tinuma daļas atrodas vidējās fāzes augšējā daļā [11].

Vēl viena metode ir termogrāfijas tests, kas balstīts uz pamatpieņēmumu, ka jebkurš objekts, kura temperatūra ir lielāka par absolūto nulli, izstaro siltumu. Termogrāfija ir pārbaudes metode, kuras gaitā tiek iegūts objekta izstarotā siltuma attēls. Tādējādi iespējams spriest par siltuma sadalījumu konkrētā objektā. Analizējot termogrammas, jāatceras, ka šīs metodes rezultātus jūtami ietekmē apkārtējās vides apstākļi (vēja ātrums, temperatūra, nokrišņi), tādēļ tiek pielietoti korekcijas koeficienti [11]. Ar termogrāfijas metodi lielākoties novērtē iekārtas silšanas procesus, taču zināmā mērā ar to var noteikt arī daļējo izlāžu esamību.

Pie tiešajām izolācijas pārbaudes metodēm pieskaita arī izolācijas pārbaudi ar megaohmmetru. Šāda izolācijas pretestības pārbaude ļauj noskaidrot tās kvalitāti, galvenokārt mitrumu un rupjus izolācijas defektus, kas neļauj veidoties turpmākiem izolācijas defektiem pie tās pārbaudes ar paaugstinātu spriegumu [110]. Lielākoties šādos mērījumos izolācijas pretestību mēra ar megaohmmetru un ar spriegumu 2500V. Izmērītās izolācijas pretestības lielums ir atkarīgs no tās temperatūras, tāpēc mērījumu laikā tiek mērīta temperatūra. Izmērīto izolācijas pretestības vērtību salīdzina ar izmērīto vērtību transformatora izgatavošanas laikā. Izmērītā pretestība gan ne vienmēr nosaka transformatora mitruma pakāpi, tāpēc kā papildus noteikums kalpo absorbcijas koeficients, kurš jaunam transformatoram nevar būt mazāks kā 1.3 [110].

Izolācijas pretestības mērīšanas pamatā ir pretestības mērīšana lietojot līdzspriegumu uz laiku parasti līdz vienai minūtei. Mērījuma spriegums parasti ir līdz 5000V. Metode plaši tiek lietota zemsprieguma elektroiekārtu pārbaudēm. Nepieciešamība nomērīt pretestības vērtību ir saistīta ar iegūtā rezultāta salīdzināšanu ar iepriekšējā mērījuma rezultātu. Jāpiebilst, ka izolācijas pretestības lielums mainās atkarībā no sprieguma padošanas brīža. Šis fenomens ir saistīts ar polarizācijas procesiem izolācijā. Tādējādi, lai iegūtu patieso izolācijas pretestības

lielumu jeb izolācijas vadītspēju, ir nepieciešams veikt mērījumu, līdz kamēr visi polarizācijas procesi noslēdzas pilnībā. Atkarībā no izolācijas veida šie procesi var ilgt no 2-3 stundām papīra un eļļas izolācijai, bet polimēru izolācijai pat vairākas diennaktis. Izolācijas vadītspēja ir atkarīga arī no apkārtējās vides temperatūras. Jāsaka gan, ka izolācijas pretestības mērījumi sniedz vispārīgu priekšstatu par izolācijas stāvokli.

Absorbcijas koeficientu jeb polarizācijas koeficientu nosaka kā attiecību starp izolācijas pretestības vērtībām, kuras tiek iegūtas pēc 15 un 60 sekundēm kopš līdzsprieguma pieslēgšanas izolācijai:

$$k_{abs} = \frac{R_{60}}{R_{15}} \quad (1)$$

Ārzmēs praktizē koeficienta noteikšanu kā izolācijas pretestību attiecību 1 un 10 minūtē. Līdz ar to abu koeficientu skaitliskās vērtības atšķiras. Līdz ar to metodikas tieša adaptēšana, piemērojot vienu vai otru koeficientu izolācijas novērtēšanai, ir kļūdaina. Šo metodi izmanto, lai novērtētu mitruma saturu izolācijā. Taču dažos pētījumos tiek norādīts uz šā koeficienta parabolisko atkarību no izolācijas novecošanās, līdz ar to kļūdainu rezultātu interpretāciju [74]. Kopumā metode ļauj samazināt temperatūras ietekmi uz rezultātu, kā arī iekārtas ģeometrijas faktoru iespaidu, salīdzinājumā ar pretestības mērījumiem. Transformatora eļļas un papīra izolācijai rekomendē 1.1. tabulā norādītos absorbcijas koeficienta vērtības. Taču jāuzsver, ka izolācijas novērtēšana, balstoties tikai uz absorbcijas koeficientu, nav pieļaujama. Gan izolācijas pretestības, gan absorbcijas koeficienta sakarības ar dielektrisko zudumu faktoru ir ļoti vājas un faktiski nepamatotas.

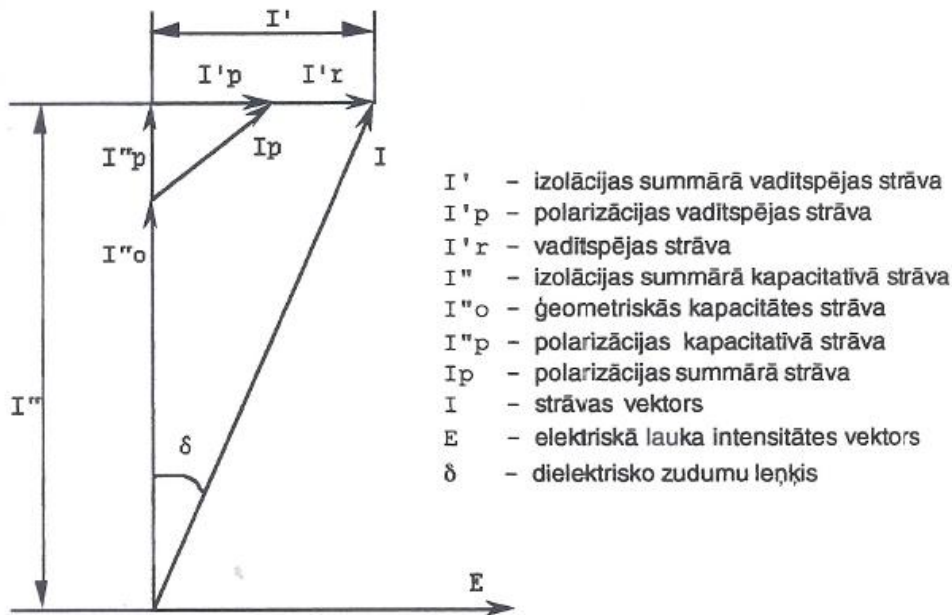
1. Tabula

Transformatoru izolācijas pretestības, absorbcijas koeficienta un dielektrisko zudumu faktora pieļaujamās vērtības [59,74]

Iekārtas nominālais spriegums, U_{nom} , kV	Izolācijas pretestība, R , $M\Omega$	Absorbcijas koeficients, k_{abs}	Dielektrisko zudumu faktors, $tg\delta$, %
0,4	0,5	-	-
20	300	<1,3	5,0
110	500	-	3,0

Dielektrisko zudumu leņķis, arī dielektrisko zudumu faktors, $tg\delta$, raksturo leņķi starp aktīvās un kapacitatīvās strāvas komponentēm, kuras plūst caur izolāciju. Jo lielāka ir

aktīvās strāvas komponente attiecībā pret kapacitatīvo, jo lielāks ir leņķis starp šīm strāvām un izolācijas dielektriskās īpašības tiek uzskatītas par sliktām. Šo strāvu vektorālais attēlojums redzams 2. att, Dielektrisko zudumu faktora mērījuma laikā izolācijas tiek pakļauta maiņspriegumam, kurš parasti nav lielāks par iekārtas nominālo spriegumu. Mērījuma laikā tiek noteikta izolācijas kapacitāte un dielektrisko zudumu leņķa tangenss attiecīgajai frekvencei.



2.att. Dielektriska materiāla vektoru diagramma

Izmantojot $\tan \delta$, tiek novērtēts mitruma saturs izolācijā. Šī metodika ir lielākoties pamatota ar eksperimentāliem mērījumiem. Savukārt, mitrums ir viens no izolācijas novecošanas pamatiemesliem. Taču metodei ir trūkumi, kas pēdējo desmit gadu laikā ir radījuši nepieciešamību radīt jaunas pilnīgākas diagnostikas metodes:

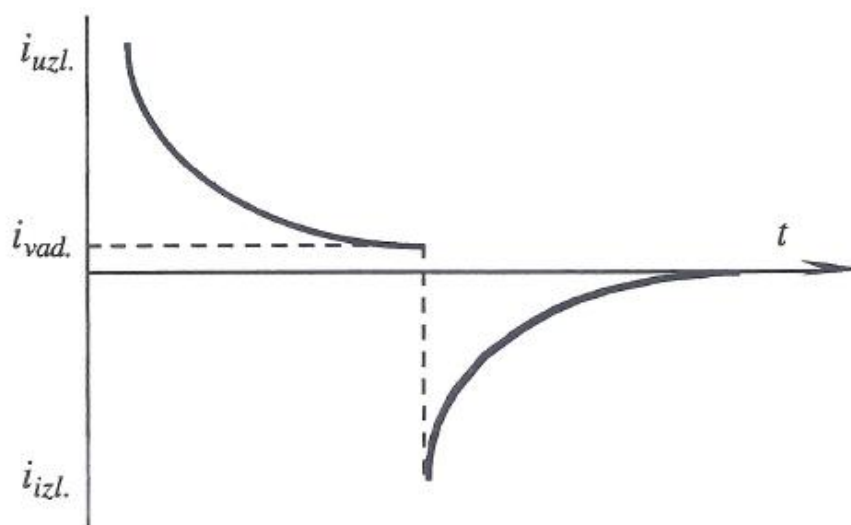
- Ievērojamas noplūdes strāvas;
- Slikts pievienojums ievieš kļūdu mērījumos;
- Koronas efekts, veicot mērījumus augstu spriegumu tuvumā;
- Iekārtas gabarīti samazina mobilitāti.
- Mērījums tiek veikts tikai vienā frekvencē, līdz ar to neraksturojot dielektriskos pamatprocesus pilnībā;
- Mērījumi neļauj izšķirt izolācijas vadītspējas un polarizācijas fenomenu kvantitatīvos rādītājus;
- Mērījuma rezultātu temperatūras atkarība izraisa novērtēšanas grūtības;

- Metode neļauj prognozēt.

Daļējās izlādes izolācijā tiek izraisītas izolācijas novecošanās blakusproduktiem elektriskā lauka ietekmē. Daļējo izolāciju raksturlielumus - ierosmes un rimšanas spriegumu, kā arī izlāžu lādiņu kulonos nosaka veicot daļējo izlāžu mērījumus [10].

Fizikāli daļējās izlādes ir viens no galvenajiem izolācijas novecošanas iemesliem. Taču to noteikšana ir saistīta ar grūtībām, ko izraisa augstā mēraparatūras jutība uz ārējiem faktoriem, Daļējo izlāžu mērījumu pamatā ir pētījumiem pakļautās iekārtas kapacitātes izmaiņas iegūšana, kas liecina par daļējo izlāžu esamību izolācijā. Daļējo izlāžu mērījumiem izmanto dārgas iekārtas signālu uztveršanai, kā arī mērījuma veikšanai ir nepieciešams augstsprieguma avots.

Uzlādes un izlādes strāvas mērīšanas rezultāts polarizācijas laika konstantes un izolācijas vadītspējas noteikšana [22,31]. Uzlādes un izlādes strāvas mērījumi tiek veikti izolācijas materiālam pieslēdzot līdzspriegumu, kā rezultātā sāk plūst uzlādes strāva kontūrā. Pēc uzlādes seko kapacitātes izlāde, mērot strāvu izlādes kontūrā. Laika diagrammas uzlādes un izlādes strāvu mērījumiem redzama 3. attēlā.



3.att. Uzlādes strāvas un izlādes strāvas laika diagramma

Uzlādes un izlādes strāvu lielumi ir mazi - mikroampēri, tāpēc lielākās grūtības mērot tās ir saistītas ar apkārtējiem traucējumiem, kas stipri ietekmē mērījumu rezultātus.

Pārbaude ar paaugstinātu spriegumu ļauj noteikt izolācijas spēju izturēt noteiktu laiku seškārtīgu pārspriegumu virs iekārtas nominālā sprieguma. Ja izolācija pārbaudi neiztur, tiek iegūts izolācijas caursītes spriegums. Savukārt pārbaudi izturējušu izolāciju uzskata par

derīgu ekspluatācijai. Šīm pārbaudēm izmanto gan līdzspriegumu, gan maiņspriegumu ar 0,1 un 50Hz frekvenci.

Šo pārbauzu priekšrocība ir tā, ka tiek atrastas lokālās vietas izolācijā. Taču vienlaikus šīs metodes trūkums ir tas, ka pārbaude dod tikai indikāciju: labs vai slikts. Metode neļauj noteikt novecošanās veidu, pakāpi un iemeslu. Katra pārsprieguma impulsa ietekmē notiek daļējs izolācijas bojājums vai arī tiek samazināts izolācijas iekšējais resurss.

Izolācijas pārbaudē ar paaugstinātu spriegumu tiek noteikta izolācijas izturība ar paaugstinātu spriegumu. Tiek mērīta izolācija starp dažādiem sprieguma tinumiem un starp katru tinumu un zemi. Šo pārbaudi sauc arī par galvenās izolācijas pārbaudi [108]. Pārbaudes ideja ir tajā, ka no maiņstrāvas avota caur speciālu pārbaudes transformatoru tiek padots spriegums uz pārbaudāmo transformatora tinumu. Spriegumu vienmērīgi palielina no nulles līdz pārbaudāmajam spriegumam. Sprieguma frekvence ir 50GHz, pārbaude tiek veikta vienu minūti. Ja šīs minūtes laikā ampērmētrs neuzrāda strāvas palielinājums, bet voltmētrs neuzrāda sprieguma kritumu un nav dzirdami izlādes trokšņi transformatora iekšienē, tad spriegumu vienmērīgi pazemina līdz nullei un uzskata, ka transformators pārbaudi ir izturējis. Pārbaudes spriegumu vērtības transformatoram ar 10kV nominālo spriegumu ir 25kV [108].

Izolācijas pārbaudi ar induktīvo spriegumu veic izolācijas izturības mērīšanai starp slāņiem, vijumiem, u.c. pārbauda ar induktīvo spriegumu. Pie viena tinuma tiek pievadīts maiņspriegums, otru tinumu atstāj brīvu jeb pievieno pie zemes. Tiek uzstādīti ampērmētri katrai fāzei un voltmētrs ar pārslēdzamu slēdzi. Spriegumu padot no ģeneratora un vienmērīgi palielina no nulles līdz pārbaudāmajai vērtībai. Vienu minūti notur pārbaudāmo vērtību un atkal vienmērīgi pazemina līdz nullei. Pievadītais spriegums ir 130% no nominālās vērtības un 50GHz frekvencē. Ja pārbaudes procesā nav strāvas raustīšanās, tad uzskata, ka transformators pārbaudi izturējis [108].

Izejot no iepriekšminētā, radās ideja izstrādāt tādu metodi, kurai nebūtu lielu „blakusefektu” izolācijas pārbaudes gaitā.

Kā viens no variantiem ir metode, kuras pamatā ir pārbaude ar 50Hz pie nominālā sprieguma, bet ļoti ierobežotā laikā. Laiks tiek izvēlēts tāds, lai siltumrežīms, kas rodas no strāvas pārslodzes, neradītu neatgriezeniskus procesus. Jāatgādina, ka spolei noņemot magnēt vadu, samazinās induktivitāte, bet padodamais spriegums paliek iepriekšējais. Tā rezultātā strauji pieaug strāvas vērtība un tā var radīt pārāk lielus siltuma zudumus, kas var radīt izolācijas bojāeju. Šīs metodes realizācijai noteikti vajadzētu bezkontakta slēdzus uz

tiristora pamata, bet pārbaudes sprieguma padošanas laiks nosakāms katram konkrētam gadījuma atsevišķi. Un tā pamatā jābūt siltumaprēķinam, lai nepārsniegtu izolācijas izturību.

Vēl viens variants ir izmantot jebkuru mazas jaudas augstsprieguma iekārtu ar lielu darbības frekvenci pie sinusoidālas formas. Jāpiemin kāpēc sinusoidāla forma ir vajadzīga un kā to iegūt. Sinusoidāla forma ir vēlama, jo taisnstūrveida spriegums sasniedzams ļoti vienkārši. Tas nosaka uz frontēm ievērojamas amplitūdas kapacitatīvās strāvas impulsus caur izolāciju.

Sinusoidāla sprieguma ģenerators ar lielu frekvenci un augstu spriegumu ir pietiekoši sarežģīts un ir ar zemu lietderības koeficientu, tamdēļ cenšas izmantot taisnstūrveida spriegumu, bet pārbaudei tas neder. Tamdēļ apgrūtināti iegūt testēšanas iedarbībai nepieciešamo jaudu.

Nepieciešamā jauda ir tāda jauda, kad strāva caursites sākumā starp izolācijas vijumiem būs ierobežota tādā līmenī, ka uzsākoties caursitei, tā nespēs attīstīties, kad iespējams to identificēt. Lai gan caursites identifikācija jeb fiksēšana pie ierobežotas jaudas ir vienkāršāka, jo var fiksēt vienkāršu strauju izejas sprieguma kritumu.

Augstfrekvences (50-100kHz) metodes trūkums ir tas, ka arī pie sinusoidālas sprieguma formas pie milzīgas frekvences rodas papildus kapacitatīvās strāvas caur izolāciju, kas neatbilst darba režīmam. Šīs kapacitatīvās strāvas ir kaitīgas, jo:

- papildus noslogo mazas jaudas avotu;
- sarežģīt izolācijas caursites identifikāciju;
- polarizācijas dēļ veidojas siltumzudumi, kas ir par priekšnosacījumu veselas izolācijas bojājumiem.

Izejot no augstākminētā, var apkopot prasības izstrādājama metodei:

1. Tādam avotam pie sinusoidālas formas sprieguma jānodrošina spriegums, kas sasniedz vai pat pārsniedz nominālo līmeni.
2. Frekvencei jābūt tādai, lai iegūtu strāvu tuvu nominālajai strāvai $I = I_N$;
3. Avota ārējai raksturlīknei jābūt iespējami mīkstākai, lai ierobežotu strāvu, ja notiek izolācijas caursite un otrkārt, lai atvieglotu caursites identifikāciju.
4. Jābūt iespējama testa iedarbībai dažu minūšu laikā.

Tādējādi varu uzstādīt **disertācijas darba mērķi**, kas ir, pilnveidojot sevi, iepazīt sīkāk elektrisko tinumu uzbūvi, sīkāk izpētīt to izolācijas īpašības, biežākos iemeslus

izolācijas caursītei, bojāšanās iemesliem, apskatīt un izpētīt, kā arī izanalizēt esošās starpvijumu izolācijas pārbaudes metodes, saprast to trūkumus un priekšrocības, ņemot visu iepriekšminēto vērā, izstrādāt jaunu izolācijas pārbaudes metodi, tādējādi, secinot no mana darba mērķa, savus disertācijas uzdevumus aprakstu sekojoši:

1. Iepazīties ar elektrisko tīnumu uzbūvi, procesiem, kas tajos notiek.
2. Izpētīt esošās starpvijumu izolācijas pārbaudes metodes.
3. Izstrādāt jaunu starpvijumu izolācijas pārbaudes metodi.
4. Iepazīties ar pasaules literatūru par esošajiem pētījumiem šajā nozarē.
5. Izpētīt iespējamās metodes pielietojuma mērķus, realizācijas iespējas tirgū.

Disertācijas darba pirmajā nodaļā tiks aplūkotas elektriskās spoles, lai novērtētu to iespējamās parametrus darbībai diagnostikas ietaisē, t.i., novērtēt induktivitātes, rezistances līdzstrāvai un pie paaugstinātas frekvences virsmas efekta ietekmē, tāpat arī spoles parametru izmaiņu pie strpvijumu izolācijas caursītes.

Disertācijas darba otrajā nodaļā tiks aplūkotas iespējas izveidot rezonanses invertoru, kas spētu darbā ar zemsprieguma mazjaudas barošanas avotu iegūt paaugstinātas frekvences un sprieguma sinusoidālus signālus uz pētāmās spoles. Tiks izpētītas arī šāda invertora darbības īpatnības rezonanses režīmā.

Trešajā nodaļā tiks aplūkota diagnostikas sistēmas darbība starpvijumu izolācijas caursītes režīmā, aplūkojot procesu izmaiņas laikā.

Ceturtajā nodaļā tiks atspoguļoti eksperimentālās iekārtas pētījumi.

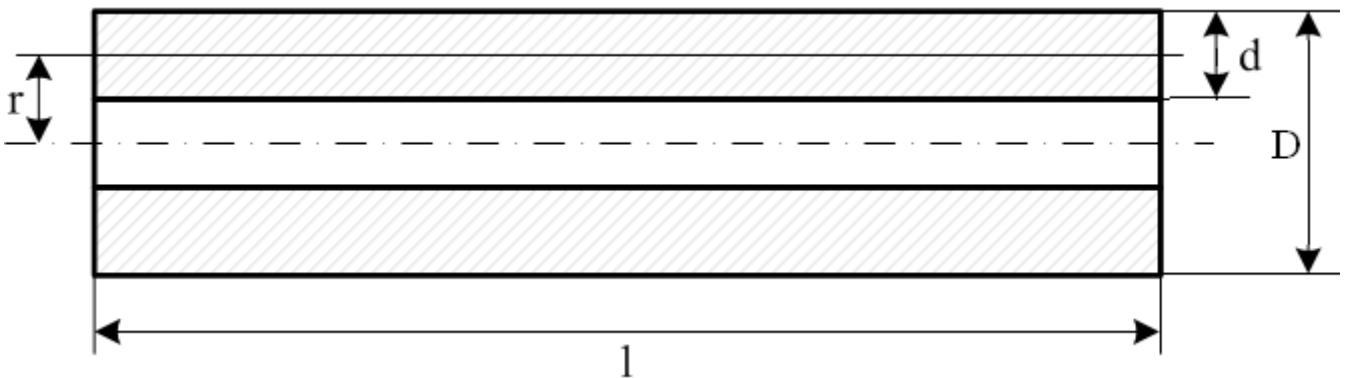
1. ELEKTRISKĀS SPOLES KĀ IZPĒTES OBJEKTS

1.1. Elektriskās spoles parametri līdzstrāvas ķēdēs

Kā zināms [87,71,46], elektriskās spoles induktivitāti var noteikt pēc izteiksmes:

$$L = \frac{0.32r^2w^2}{(6r + 9l + 10d)10^4} \text{ H}, \quad (1.1)$$

kur r - spoles vidējais rādiuss (1.1. att.), l - tās garums, d - tinuma biezums, w - vijumu skaits.



1.1.att. Spoles ģeometriskie parametri

Viens no svarīgākajiem parametriem ir spoles rezistence, kura ir atkarīga no spoles efektīvās strāvas, kā arī ģeometriskajiem parametriem.

Līdzstrāvas gadījumā:

$$R_0 = \rho \cdot w \cdot \frac{l_{vid}}{S_v}, \quad (1.2)$$

kur $\rho = 0.02 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$ ir īpatnējā pretestība vara vadam, $l_{vid} = 2\pi \cdot r$ ir vijuma vidējais garums, S_v ir vada šķērsgriezums, kuru var noteikt kā

$$S_v = \frac{I_{efa}}{j}. \quad (1.3)$$

Šeit I_{efa} ir spoles efektīvās strāvas aprēķina vērtība, j – strāvas blīvuma aprēķina vērtība [A/m^2].

Savukārt vijumu skaits ir nosakāms kā

$$w = \frac{d \cdot l \cdot 0.35 \cdot j}{I_{efa}}, \quad (1.4)$$

kur koeficients 0.35 raksturo spoles aksiālā šķērsriezuma aizpildījumu (35%) ar strāvas vadītāju [107].

Strāvas blīvumam jābūt tādām, lai spole nepārkarstu pie aprēķina strāvas I_{efa} , kā arī, lai nebūtu pie tās nenoslogota. Kā parametrs, kas raksturo spoles noslogotību, var tikt uzskatīts jaudas zudumu spolē un dzesējošās virsmas laukuma attiecība [85,107,92]:

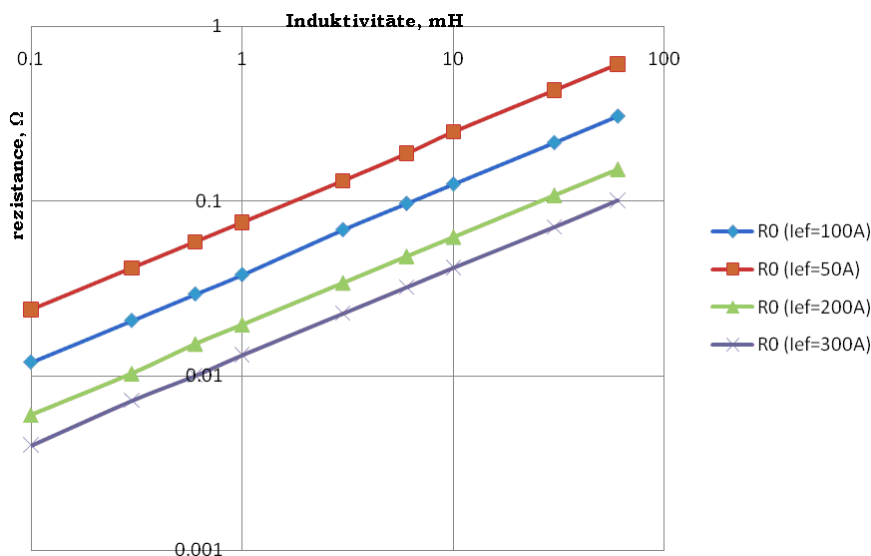
$$q = \frac{\Delta P_{sp}}{S_{dz}}, \quad (1.5)$$

kur ΔP_{sp} - spoles jaudas zudumi ($\Delta P_{sp} = I_{efa}^2 R_0$), S_{dz} - dzesējošās virsmas laukums. Sakarā ar to, ka pētāmās spoles reāli darbojas iekārtās ar magnētisko serdi, spoles iekšējā virsma nevar tikt uzskatīta par dzesējošo, jo tā aptver serdi. Kā dzesējošā var tikt uzskatīta ārējā virsma, kuras laukums:

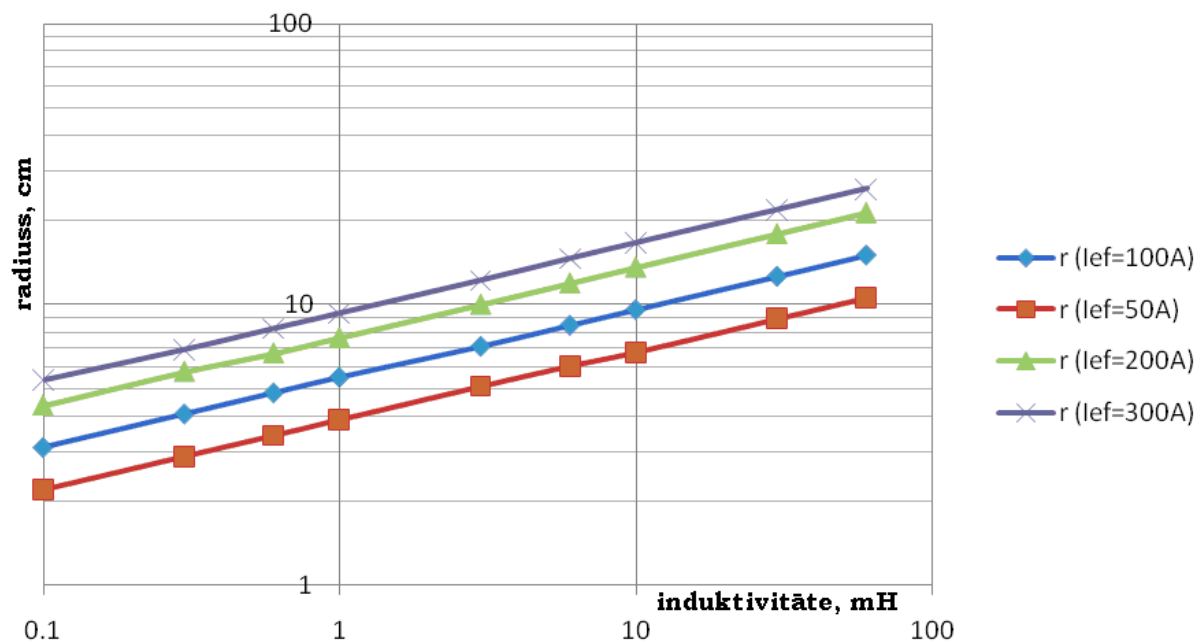
$$S_{dz} = 2\pi(r + 0.5d) \cdot l \quad (1.6)$$

Ja indikators $q > 1200 \text{ W/m}^2$, tad strāvas blīvums spoles aprēķinos ir jāsamazina [107], jo spole pārkarstīs; ja $q < 1100 \text{ W/m}^2$, tad blīvums j ir jāpalielina, jo spole nav noslogota.

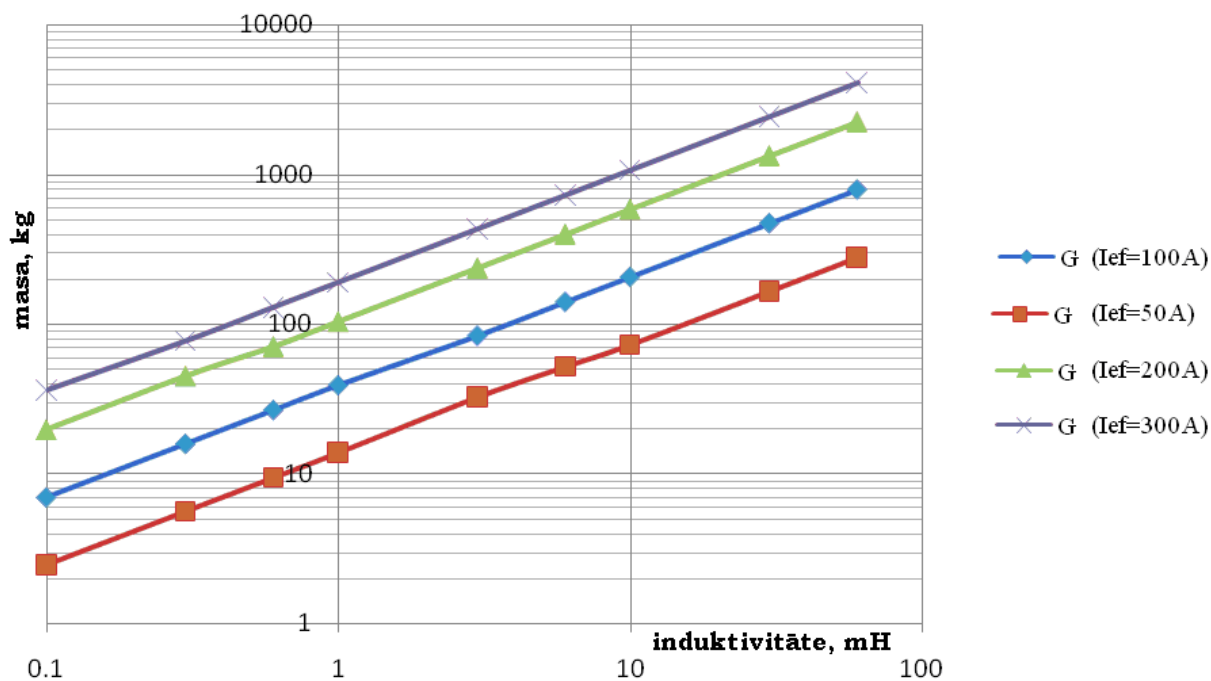
Ir iespējama liela parametru r , d , l variāciju daudzveidība, kas pie dotā L un I_{efa} nodrošina nepieciešamos kritērijus. Taču konkrētajam pētījumam, atbilstoši transformatoru konstrukcijām, var pieņemt $d=r$ un $l=12r$, t.i., šāda spole ir 4 reizes garāka par tās ārējo diametru. Tad spoles galvenie parametri, izmantojot dotās izteiksmes, var tikt aprēķināti un tie ir attēloti 1.2.a, 1.2.b, 1.2.c att. Šeit dotas sakarības $r=f(L)$, $G=f(L)$, $R_0=f(L)$ pie dažādām efektīvām strāvām. Šeit G ir droseles masa, aprēķināta pie $\gamma=8900\text{kg/m}^3$. Ω



1.2.a att. Sakarības $R_0=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; L dots mH, R_0 – omos, $l/d=4$



1.2.b att. Sakarības $r=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; r dots cm, $l/d=4$



1.2.c att. Sakarības $G=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; G dots kg, $l/d=4$

Kā var redzēt, pretestība, pieaugot spoles induktivitātei, arī pieaug, turklāt mazākām I_{efa} vērtībām ir lielākas rezistances R_0 . Pēc aprēķinu datiem, spolēm ar pieņemto konfigurāciju (4:1) rezistanci R_0 aproksimēti var aprēķināt kā

$$R_0 = 124.5 \cdot \frac{\sqrt{L}}{I_{efa}}. \quad (1.7)$$

Savukārt spoles rādiuss metros no datiem aproksimēti ir $r \approx 0.03 \cdot \sqrt[4]{L} \cdot \sqrt{I_{efa}}$.

Strāvas optimālais blīvums pie šādas l/d attiecības var tikt izteikts kā

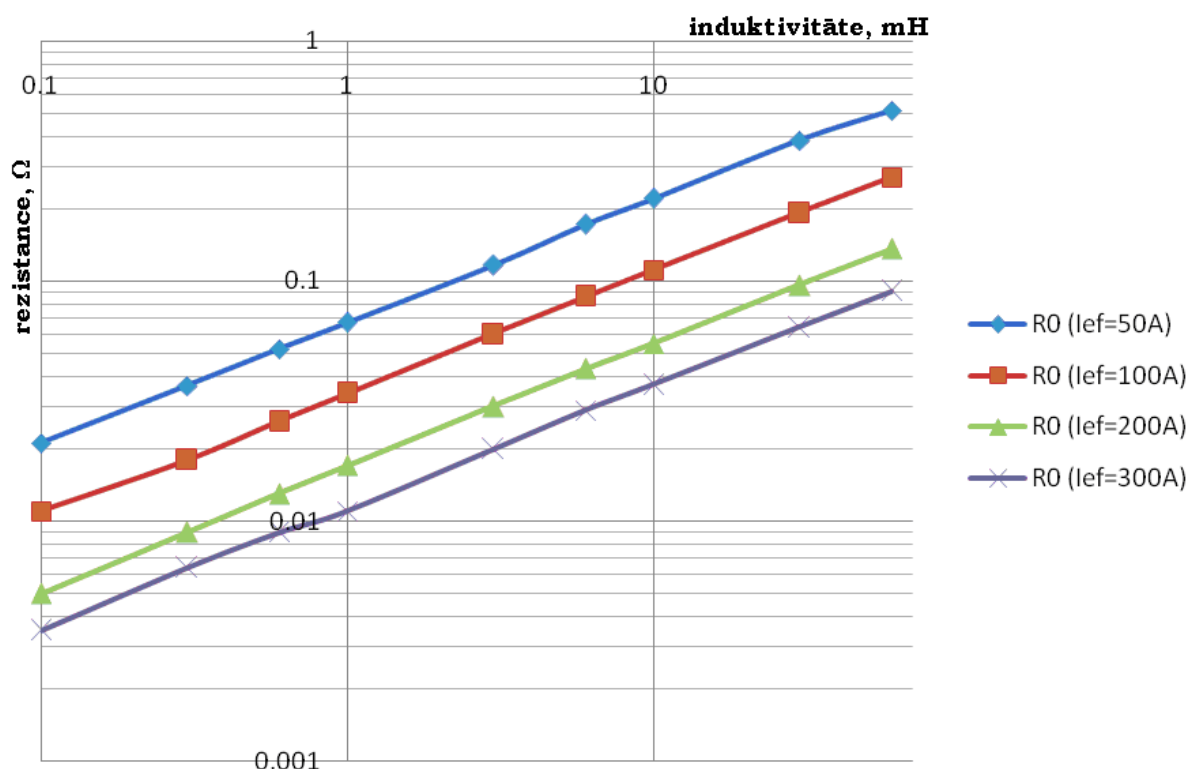
$$j = \frac{1,65 \cdot 10^6}{\sqrt[6]{L} \cdot \sqrt[5]{I_{ef}}} \quad (1.8)$$

Vada šķērsriezums:

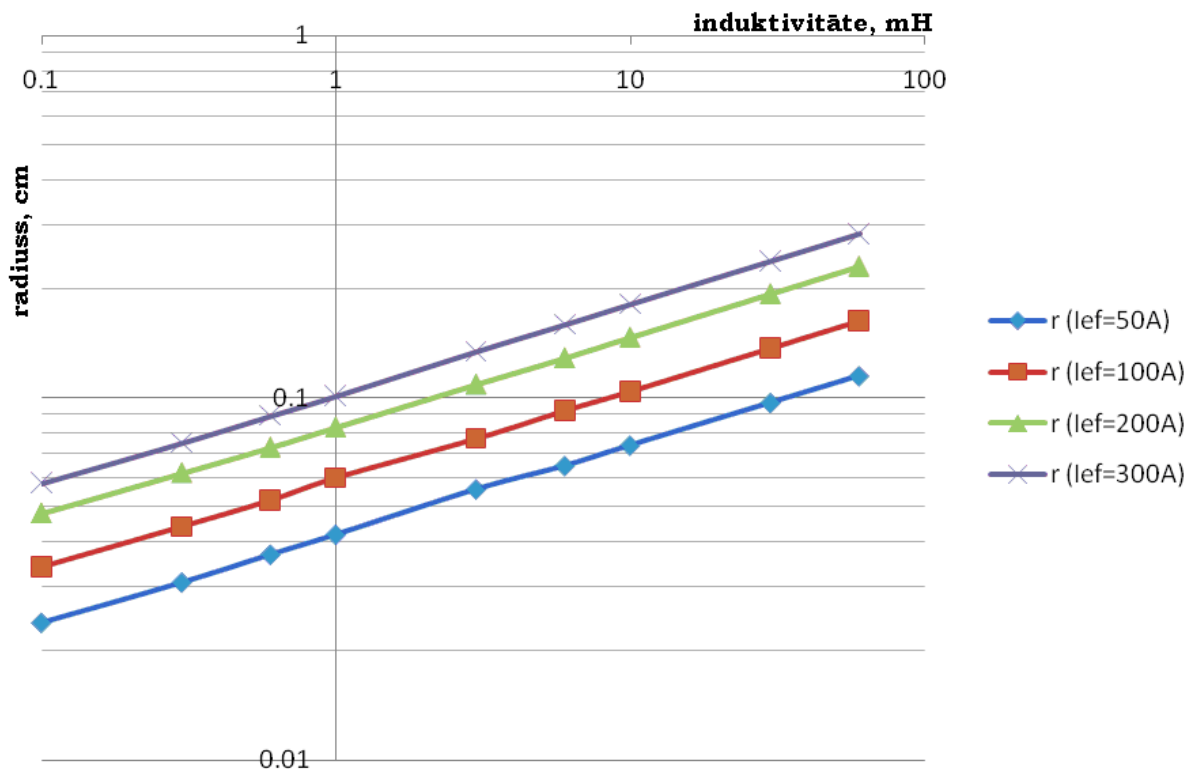
$$S_v = \frac{I_{ef}}{j} = \pi \cdot r_v^2, \quad (1.9)$$

kur r_v - vada rādiuss.

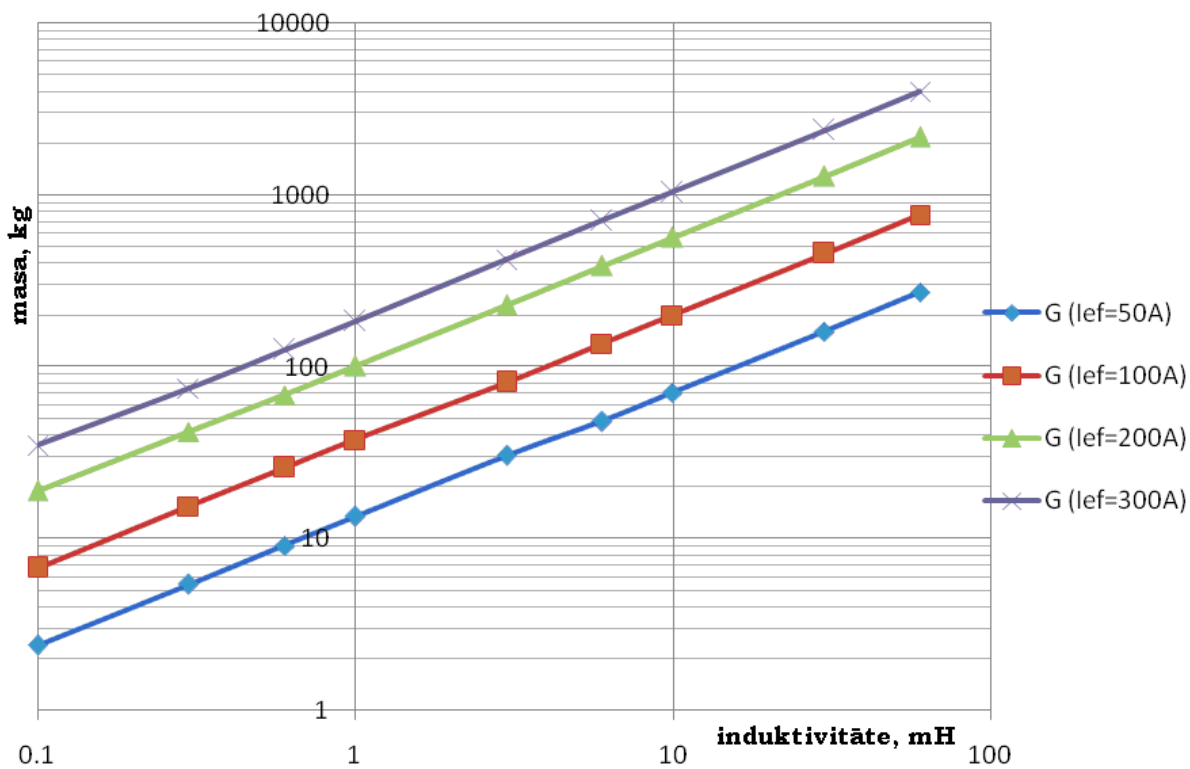
Attiecība l/D 4:1 ir laba spoles dzesēšanai, bet, ja šāda spole ir transformatorā, tad ir ļoti gara serde. Attiecība 3:1 būtu labāka šādā gadījumā, bet pilnīgi iespējams, ka garuma un ārējā diametra attiecība spolei ir 2:1. Ja attiecība ir 4:1, tad $l=12R$; ja attiecība ir 3:1, tad $l=9R$; ja attiecība ir 2:1, tad $l=6R$. Veicot aprēķinus šīm garuma un ārējā diametra attiecībām, var iegūt līdzīgas raksturlīknes, kā attēlots 1.2. attēlā. Šīs raksturlīknes $r=f(L)$, $R_0=f(L)$, $G=f(L)$ pie dažādām efektīvajām strāvām attēlotas 1.3. att. (attiecībai 3:1), 1.4. att. – attiecībai 2:1.



1.3.a att. Sakarības $R_0=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; L dots mH, R_0 – omos un $l/D=3$

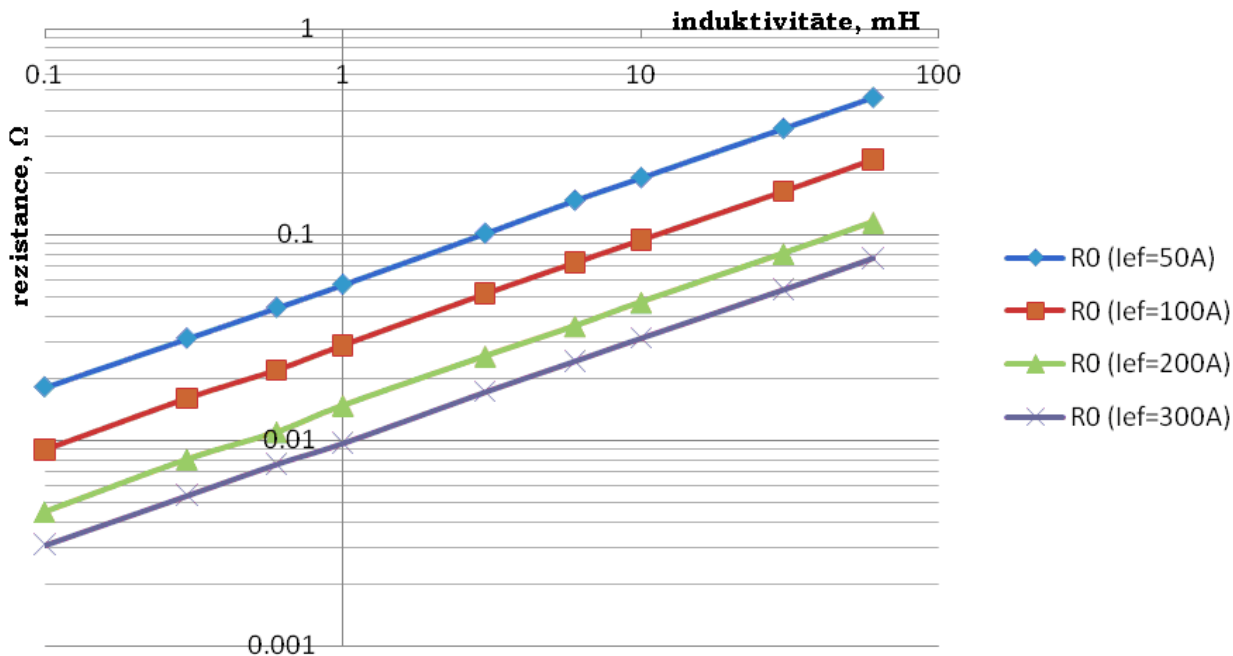


1.3.b att. Sakarības $r=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; r dots cm un $l/D=3$

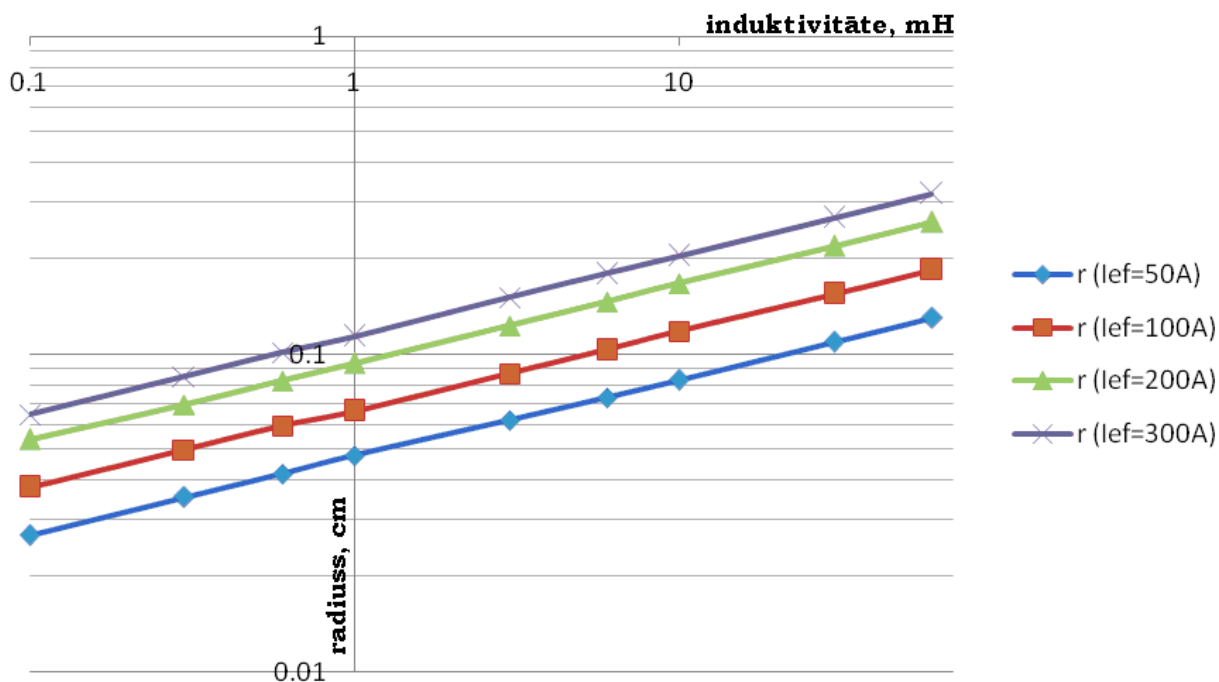


1.3.c att. Sakarības $G=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; G dots kg un $l/D=3$

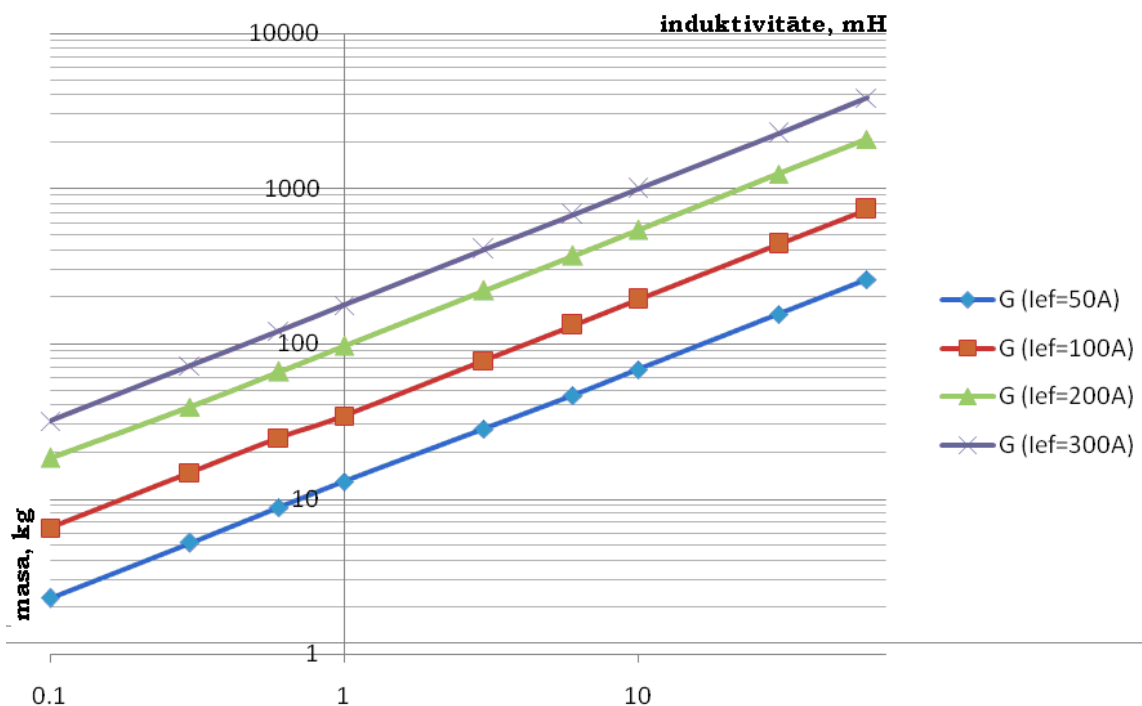
Kā var redzēt, rezistence, pieaugot spoles induktivitātei, arī pieaug, turklāt mazākām I_{efa} vērtībām ir lielākas rezistances R_0 . Šī sakarība ir spēkā arī attiecībai 4:1 un 2:1, kā tas redzams attēlos 1.2. un 1.4.



1.4.a att. Sakarības $R_0=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; L dots mH, R_0 – omos un $l/D=2$



1.4.b att. Sakarības $r=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; r dots cm un $l/D=2$



1.4.c att. Sakarības $G=f(L)$ pie dažādām I_{efa} vērtībām; G dots kg un $l/D=2$

Ievērojot spoles garuma un diametra attiecību ld (kas izsakās kā l/D) aproksimācijas izteiksmes mazliet mainās:

Spoles tinuma rezistances līdzstrāvai

$$R_0 = \frac{86 \cdot \sqrt[4]{ld} \cdot \sqrt{L}}{I_{efa}} \quad (1.10)$$

Spoles vidējais radiuss

$$r = \frac{0.045 \cdot \sqrt[4]{L} \cdot \sqrt{I_{efa}}}{\sqrt[4]{ld}} \quad (1.11)$$

Strāvas blīvums

$$j = \frac{1.6 \cdot 10^6 \cdot \sqrt[10]{ld}}{\sqrt[6]{L} \cdot \sqrt[5]{I_{efa}}} \quad (1.12)$$

1.2. Spoles rezistances atkarība no strāvas frekvences

Pieaugot strāvas frekvencei, sāk izpausties virsmas efekts [78, 80], kura ietekmi raksturo elektrtomagnētiskā viļņa iespiešanās dziļums:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}, \quad (1.13)$$

kur $\omega = 2\pi f$ - strāvas izmaiņu leņķiskā frekvence, μ - magnētiskā caurlaidība, kura nemagnētiskajiem materiāliem vienāda ar $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$. Tādā veidā pētāmajām spolēm ar vara vadītājiem

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot 0.02 \cdot 10^7}{10^6 \cdot 2\pi \cdot f \cdot 4\pi}} = \frac{0.0684}{\sqrt{f}}. \quad (1.14)$$

Kā zināms strāva vadītājā virsmas efekta iespaidā pamatā plūst tikai virsmas slānī ar dziļumu δ . Virsmas efekta ietekmē vada aktīvais šķērsgriezums samazinās līdz

$$S_{va} = \pi r_v^2 - \pi(r_v - \delta)^2 = \pi(2r_v\delta - \delta^2). \quad (1.15)$$

Izteiksme spēkā, ja $\delta < r_v$.

Tādēļ līdz ar frekvences palielināšanos krasi pieaug vadītāja rezistence. Ja $\delta < r_v$, kur

r_v ir vadītāja rādiuss ($r_v = \sqrt{\frac{I_{efa}}{\pi \cdot j}}$), tad vadītāja rezistence pie paaugstinātas frekvences

$$R_\delta = R_0 \cdot \frac{r_v^2}{2 \cdot r_v \delta - \delta^2} \quad (1.16)$$

Ņemot vērā j apksimēto izteiksmi, aptuveni

$$r_v = \sqrt{\frac{I_{efa} \sqrt[6]{L} \sqrt[5]{I_{ef}}}{\pi \cdot 1,6 \cdot 10^6 \sqrt[10]{ld}}}, \quad (1.17)$$

un attiecība starp vada rezistanci darbā ar augstu frekvenci R_δ un rezistanci R_0 var tikt rakstīta kā

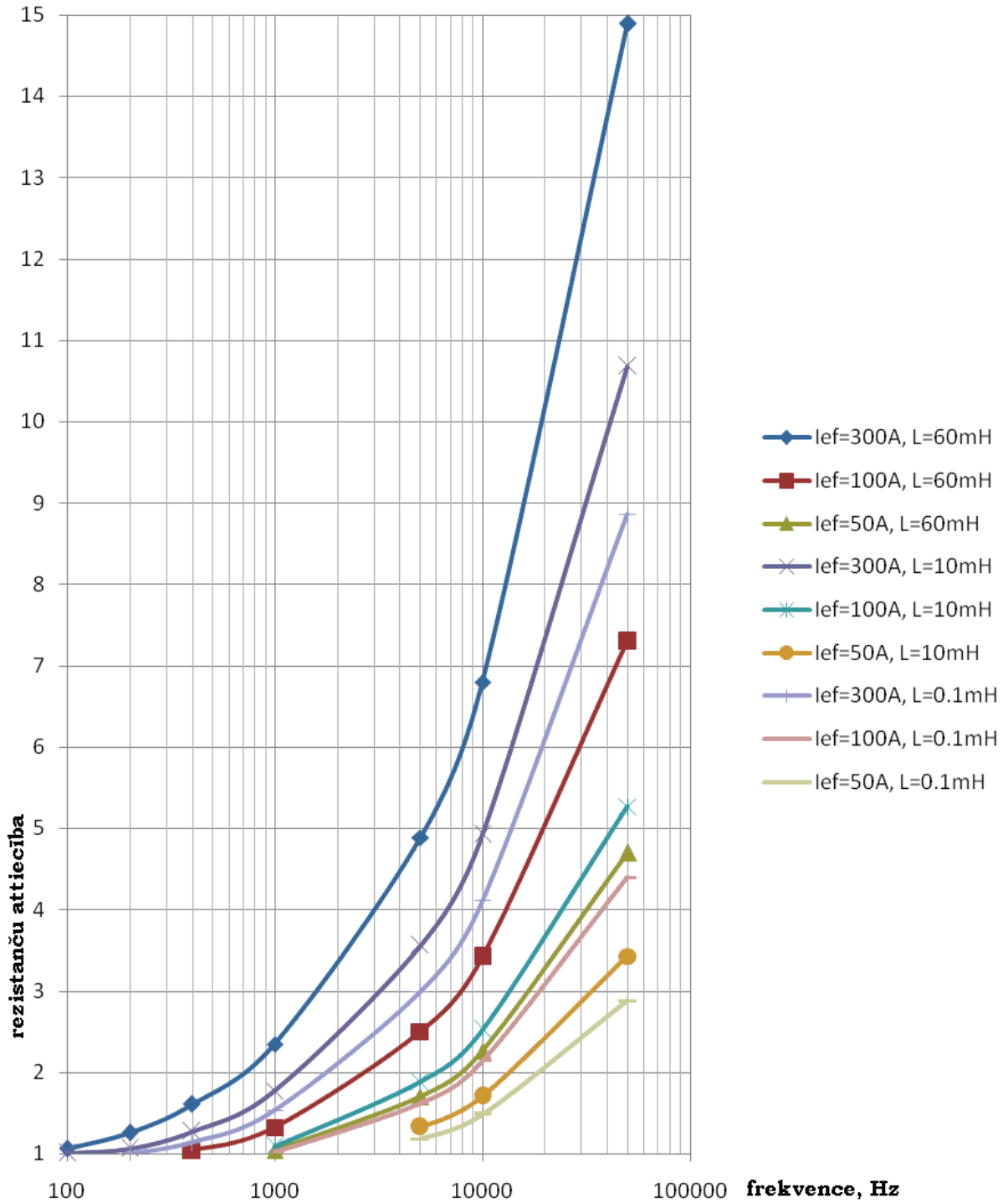
$$\frac{R_\delta}{R_0} = \frac{r_v^2}{2r_v\delta - \delta^2} = \frac{1}{\sqrt{\frac{0,32 \cdot 10^6 \cdot \sqrt[10]{ld}}{\pi \cdot f \cdot I_{ef} \sqrt[6]{L} \sqrt[5]{I_{ef}}} - \frac{0,08 \cdot 10^6 \cdot \sqrt[10]{ld}}{\pi \cdot f \cdot I_{ef} \sqrt[6]{L} \sqrt[5]{I_{ef}}}}}; \quad (1.18)$$

kur pieņemts, ka vara vadam $\rho = 0,02 \cdot 10^{-6} \Omega m$. Izteiksme spēkā, ja $r_v > \delta$, t.i., ja

$$f > \frac{0,08 \cdot 10^6 \cdot \sqrt[10]{ld}}{\pi \cdot I_{ef} \sqrt[6]{L} \sqrt[5]{I_{ef}}}. \quad (1.19)$$

Tā kā δ līdz ar frekvences palielināšanos samazinās, tad attiecība R_δ/R_0 pieaug, kas redzams

1.5.att.

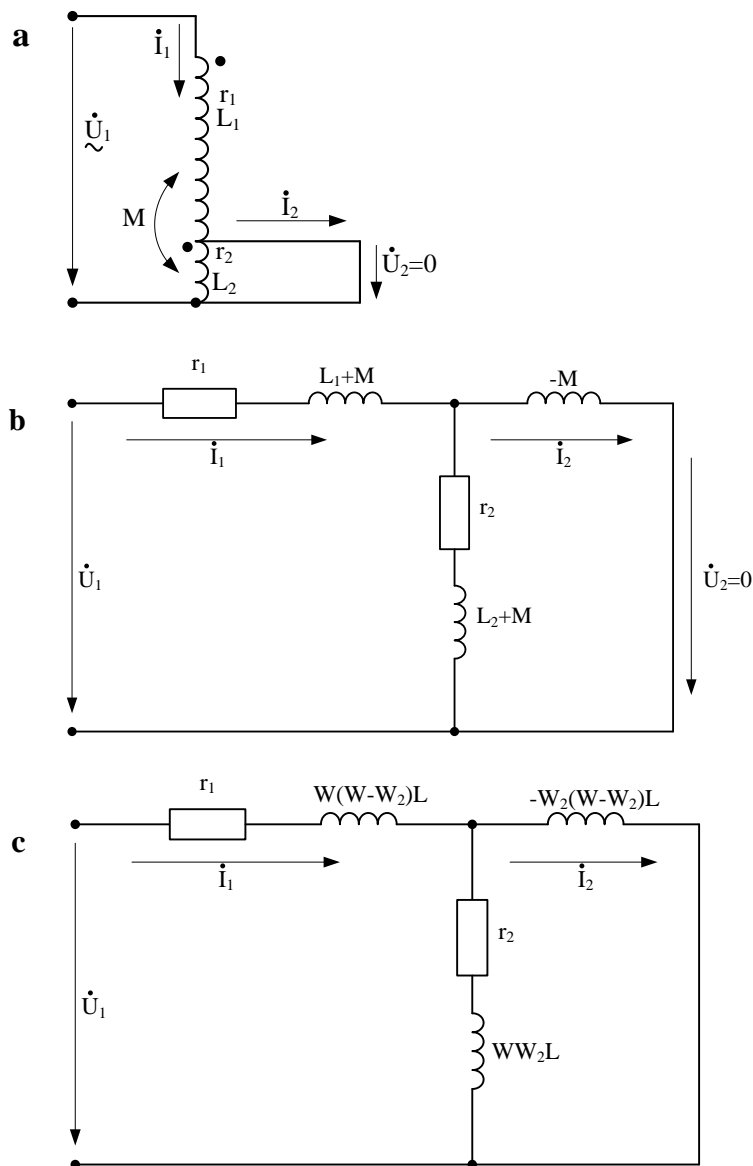


1.5. att. R_δ/R_0 atkarība no I_{ef} un L vērtībām pie dažādām frekvencēm; $l/D=4$

Kā redzams no 1.5.att, pie vienādas efektīvās strāvas rezistances pieaugums ir lielāks, ja spoles induktivitāte ir lielāka. Savukārt, ja induktivitātes ir vienādas, tad pieaugums lielāks pie lielākas strāvas. Turklāt posmā no 100Hz līdz 1kHz palielinājumi nav lieli, bet pieaugot frekvencei tie ir daudz lielāki.

1.3. Spoles darbība vijuma iekšējā īsslēguma gadījumā

Spoles aizvietošanas shēma iekšējā īsslēguma gadījumā pilnībā atbilst autotransformatora aizvietošanas shēmai (1.6. att.), kurā slodzes ķēdes spriegums ir nulle [46].



1.6.att. Īsslēgtas spoles a-shēma, b, c- aizvietošanas shēmas

Atbilstoši shēmai (1.6.a) kontūru vienādojumus var aprakstīt kā

$$\dot{U}_1 = [r_1 + j\omega(L_1 + M)]\dot{I}_1 + [r_2 + j\omega(L_2 + M)](\dot{I}_1 - \dot{I}_2), \quad (1.20)$$

$$0 = \dot{I}_2 j\omega M + (\dot{I}_1 - \dot{I}_2)[r_2 + j\omega(L_2 + M)] \quad (1.21)$$

Šeit \dot{U}_1 ir kopējais spolei pievienotais spriegums, r_1 , L_1 - spoles nenoišsinātās daļas attiecīgi rezistence un induktivitāte; r_2 , L_2 - spoles īsslēgtās daļas attiecīgi rezistence un induktivitāte; M - saites koeficients, kas aprēķināts kā [46]

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.22)$$

Risinājuma uzdevuma formulējums ir šāds: noteikt cik liela būs sprieguma U_1 ķēdes induktivitāte viena īsslēgta spoles vijuma gadījumā.

Ja spoles viena vijuma induktivitāte ir L un rezistence r , tad $L_2 = L$, $r_2 = r$, savukārt $L_1 = w_1^2 L$ un $r_1 = w_1 r$, bet M iznāk vienāds ar $M = Lw_1$, kur w_1 ir vijumu skaits nenoišsinātajā daļā. Spoles kopējais vijumu skaits $w = w_1 + 1$.

Risinot kopā abus vienādojumus, spriegumu U_1 var izteikt kā

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \frac{r_1 r_2 + r_1 j\omega L_2 + j\omega L_1 r_2 - \omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2}{r_2 + j\omega L_2} \quad (1.23)$$

Šī vienādojuma impedances reālā daļa:

$$\text{Re} = \frac{r_1 r_2^2 + r_1 \omega^2 L_2^2 + r_2 \omega^2 M^2}{r_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (1.24)$$

Imaginārā daļa:

$$\text{Im} = \frac{\omega L_1 r_2^2 + \omega^3 L_1 L_2 - \omega^3 M^2 L_2}{r_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (1.25)$$

Pielietojot iepriekš dotās sakarības starp viena īsslēgtā vijuma parametriem un nenoišsinātās spoles daļas parametriem, var iegūt, ka reālā daļa aprakstās kā

$$\text{Re} = \frac{w_1 (r^3 + r\omega^2 L^2 + r\omega^2 w_1 L^2)}{r^2 + \omega^2 L^2} \quad (1.26)$$

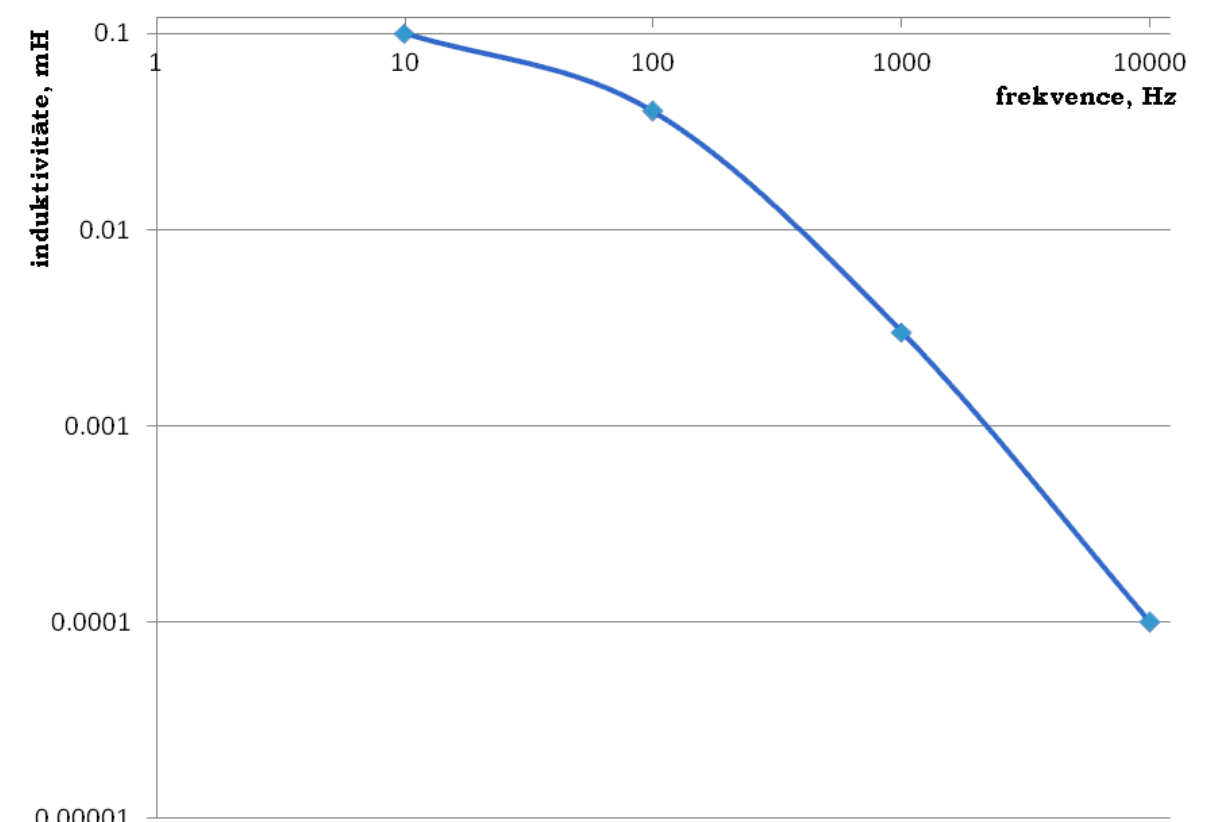
savukārt imagināra daļa kā

$$\text{Im} = \frac{\omega w_1^2 L r^2}{r^2 + \omega^2 L^2} = X_{ksp} \quad (1.27)$$

Imaginārā daļa faktiski ir spoles nenoišinātās daļas induktīvā pretestība attiecībā pret sprieguma U_1 ķēdi un tā ir ļoti atkarīga no $\omega = 2\pi f$. Savukārt induktivitāte

$$L_{ksp} = \text{Im} / \omega = w_1^2 r^2 / (r^2 + \omega^2 L^2).$$

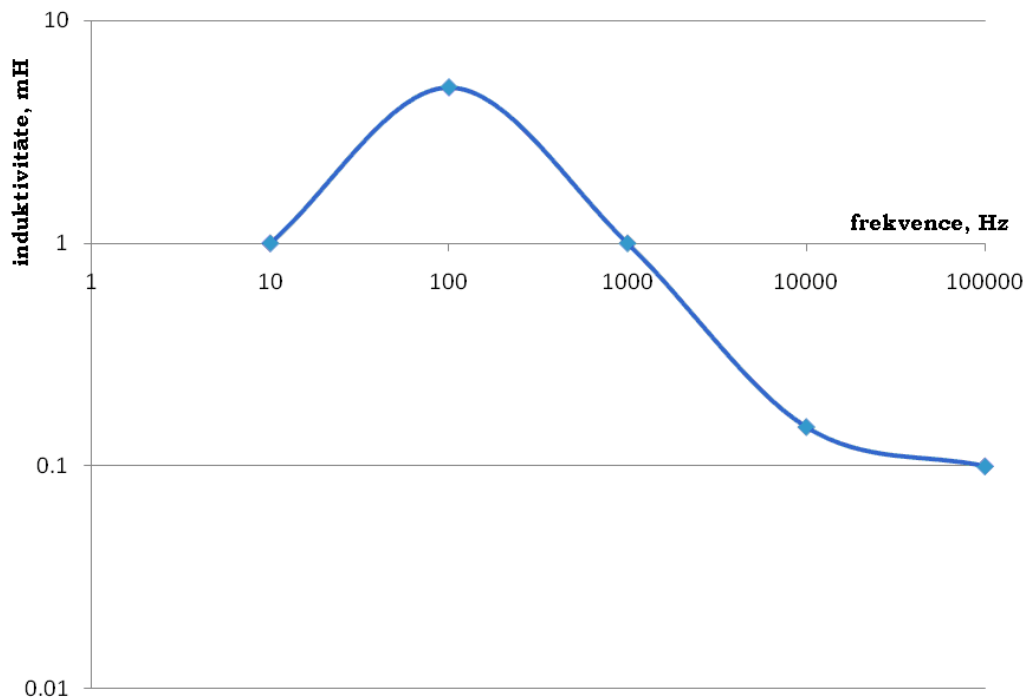
Kā redzams no nenoišinātās daļas spoles induktivitātes izteiksmes, pieaugot frekvencei šī induktivitāte strauji samazinās. Ja, piemēram, pieņem $w_1 = 100$, $L = 10 \mu H$, $r = 1 m\Omega$, tad īsslēgtās spoles induktivitātes atkarība no sprieguma leņķiskās frekvences ω ir tāda, kā parādīts 1.7.att.



1.7. att. Īsslēgtās spoles nenoišinātās daļas induktivitātes atkarība no sprieguma leņķiskās frekvences

Kā redzams, frekvencei pieaugot, īsslēgtās spoles vaļējās daļas induktivitāte strauji samazinās, kas ķēdē ar virknē slēgtu kondensatoru nozīmē, ka kontūra rezonanses frekvence pieaug.

Ja aplūko īsslēgtās spoles induktīvās pretestības izmaiņu atkarībā no frekvences, tad izmaiņas nav tik lielas. 1.8.attēlā parādīta īsslēgtas spoles vaļējās daļas ar parametriem $w_1 = 100$, $L = 10 \mu H$, $r = 1 m\Omega$ induktīvās pretestības atkarība no frekvences.

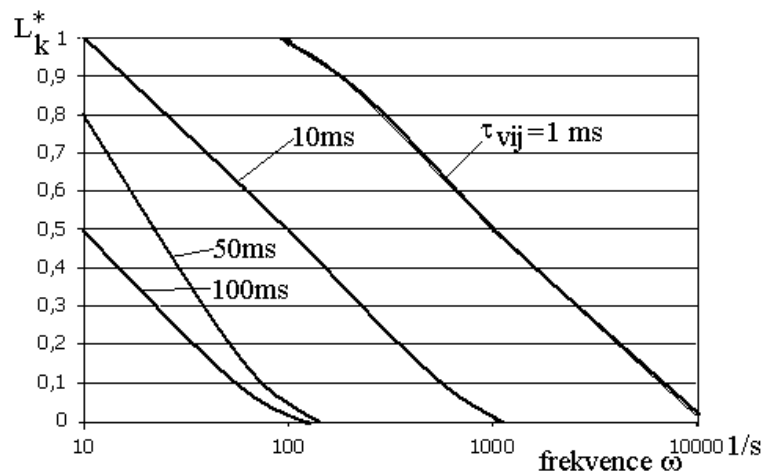


1.8. att. Īsslēgtas spoles vaļējās daļas induktīvās pretestības (Ω) atkarība no frekvences

Vispārīgā gadījumā īsslēgtas spoles vaļējās daļas induktivitātes relatīvā vērtība pret neīsslēgtas spoles induktivitāti Lw_1^2 ir

$$L_k^* = \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_{vij}^2} < 1, \quad (1.28)$$

kur, $\tau_{vij} = L/r$ - viena vijuma laika konstante. Kā redzams, ja ω pieaug, attiecība strauji samazinās. Pie tam lielāks samazinājums būs pie lielākas laika konstantes (1.9.att.).

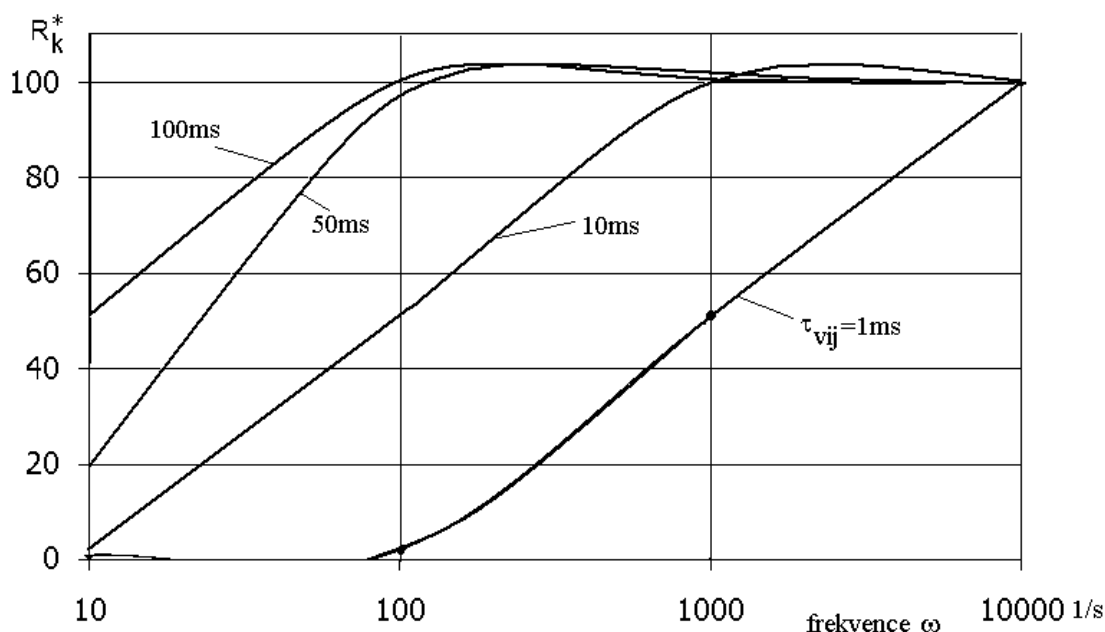


1.9.att. Īsslēgtas spoles L_k^* atkarība no frekvences pie dažādām īsslēgtā vijuma laika konstantēm

Kas attiecas uz īsslēgtas spoles rezistanci $R_{k,sp}$ barojošā avota ķēdē, tad tā būtiski pieaug pret normāli funkcionējošas spoles rezistanci $w_1 r$ un abu šo rezistanču attiecība ir:

$$R_{spk}^* = 1 + \frac{w_1 \cdot \omega^2 \tau_{vij}^2}{1 + \omega^2 \tau_{vij}^2}. \quad (1.29)$$

Kā redzams, īsslēgtas spoles rezistence attiecībā pret barošanas avotu ir ļoti atkarīga no spoles nenoīsinātās daļas vijumu skaita w_1 , t.i., patiesībā no transformācijas koeficienta. Jo tas lielāks, jo rezistence īsslēguma gadījumā lielāka. Rezistances pieaugums ir atkarīgs arī no frekvences – jo tā lielāka, jo pieaugums lielāks (1.10.att.).



1.10.att. Īsslēgtas spoles rezistances pieaugums atkarībā no frekvences pie dažādām vijuma laika konstantēm

Lai pārlicinātos par iegūto sakarību adekvātumu, tika veikta spoles ar parametriem $L_{sp}=1mH$, $R_{sp}=5m\Omega$, $w_1=100$, t.i., $L=1 \cdot 10^{-7}H$, $r=5 \cdot 10^{-5}\Omega$, $\tau_{vij}=2ms$ datormodelēšana PSIM vidē stacionārā īsslēgtā darbībā un īsslēguma procesā.

1.11. att. parādīta spoles sprieguma un strāvu i_1 un i_2 līknes ilgstošā viena vijuma īsslēguma gadījumā pie frekvences $f = 100Hz$.

Kā redzams, strāva i_1 atpaliek fāzē par aptuveni 40° , kaut arī pie darbības bez īsslēguma $\varphi \approx 89.5^\circ$. Toties novērojamā strāvas i_1 amplitūda ir $270A$, kas ir vairāk nekā $175A$, kas būtu pie nebojātas spoles.

Tas nozīmē, ka nenovērtētās daļas rezistence ir pieaugusi un induktivitātes samazinājusies.

Vijuma īsslēguma brīdī (1.12.att.) var redzēt, ka strāva i_1 palielinās un samazinās fāzes nobīde starp u un i_1 .

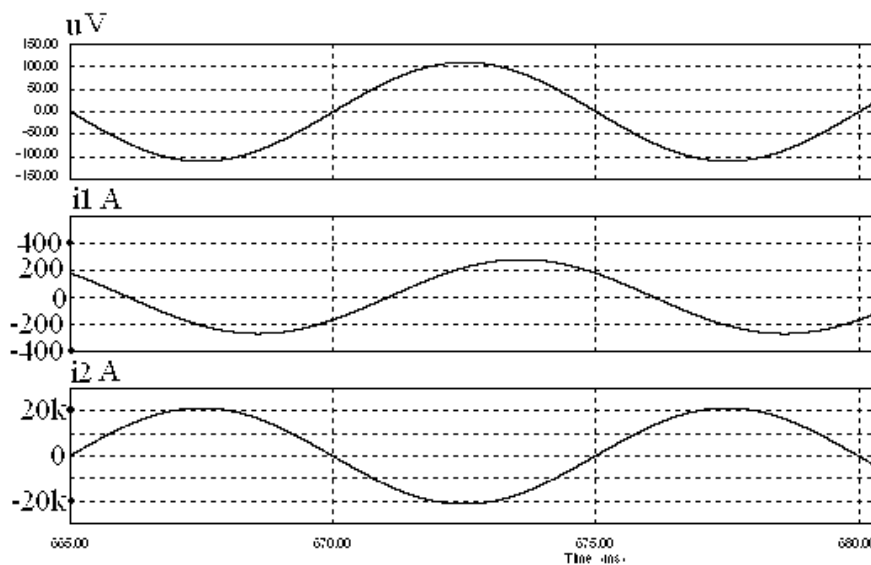
1.12. att. dotas šīs pašas spoles strāvas un sprieguma diagrammas īsslēguma brīdī, ja frekvence ir 100 Hz. Kā redzams, strāva avota ķēdē tikai nedaudz palielinās virs strāvas vērtības normālā režīmā. Pēc līknēm $Z=0,641$ un $X=0,628$ omi normālā režīmā, bet pēc īsslēguma $Z=0,443$ ar $X=0,26$ un $R=0,358$, t.i., $L_k^*=0,41$ un $R_k^*=71,6$. Aprēķins pēc iegūtajām izteiksmēm dod attiecīgi $L_k^*=0,388$ un $R_k^*=62,2$, t.i., sakritība ir laba.

Savukārt 1.13.att. dotas šīs pašas līknes pie sprieguma frekvences 1000 Hz un redzams, ka spoles X samazinās līdz 0,03 omiem, bet R pieaug līdz 5,64 omiem, t.i., pie lielākas frekvences ir spēcīgāka reakcija, kas atbilst aprēķinu rezultātiem.

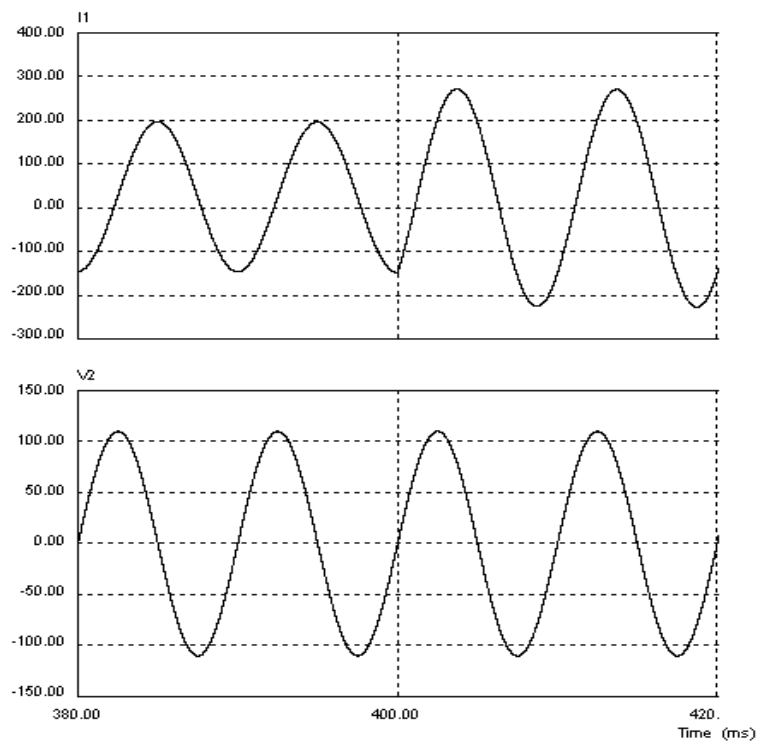
Process ļoti atkarīgs no frekvences. Ja $f = 1000\text{Hz}$, tad īsslēgums rada lielu strāvas i_1 izmaiņu (1.13.att.) un strāva i_1 gandrīz pilnīgi sakrīt fāzē ar spriegumu u .

Tas nozīmē, ka vaļējās daļas induktivitāte praktiski ir tuva nullei, bet rezistence ir vairāk kārt pieaugusi.

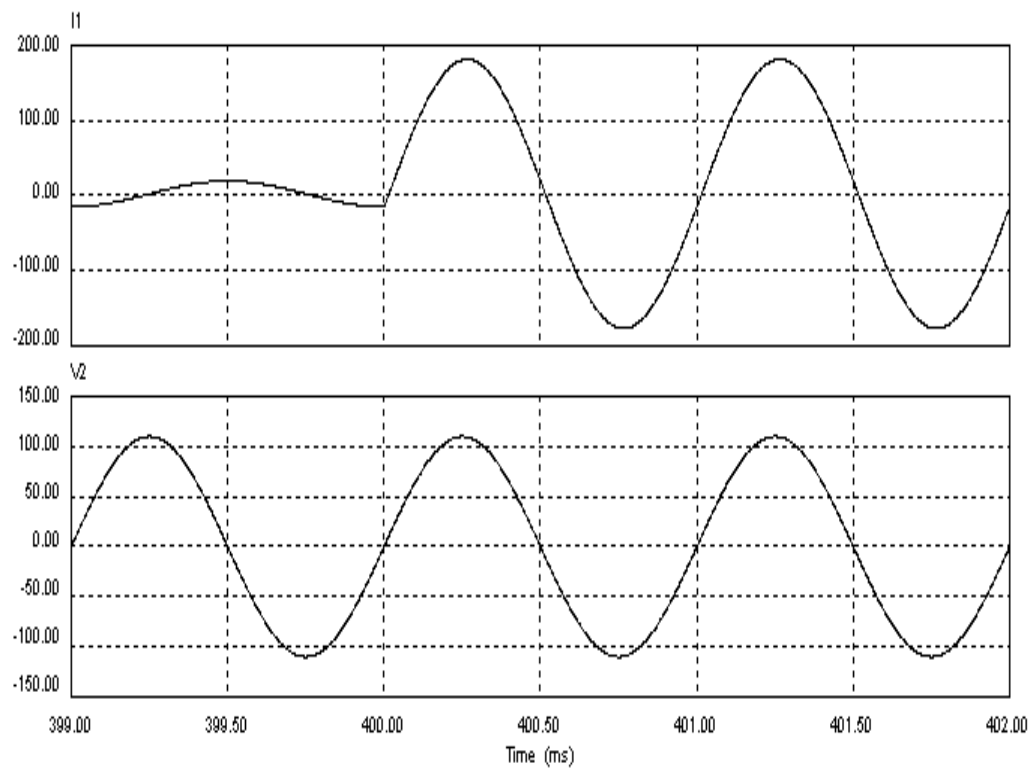
Šie divi modelēšanas eksperimenti apstiprina teorētisko aprēķinu slēdzienu, ka pieaugot frekvencei vaļējās daļas rezistence strauji aug.



1.11. att. Īsslēgtas spoles sprieguma un strāvu līknes pie $f=100$ Hz un sprieguma amplitūdas 110 V



1.12.att. Spoles sprieguma un strāvas līknes pārejā no normāla darba uz darbību pie īsslēguma ($f=100\text{Hz}$)



1.13.att. Spoles sprieguma un strāvas līknes pārejā no normāla darba uz darbību pie īsslēguma ja $f=1000\text{Hz}$

1.4. Procesi ar īsslēgta vijuma spoli rezonanses ķēdē

Lai pārbaudītu spoles starpvijumu izolāciju, to slēdz rezonanses ķēdē virknē ar kondensatoru, kura kapacitāte ir $C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_{sp}}$. (1.30)

Tā kā starpvijumu īsslēguma gadījumā spoles induktivitāte krasi samazinās līdz

$$L_k = L_{sp} \frac{1}{1 + \frac{4\pi^2 f^2 L_{sp}^2}{w_1^2 R_{sp}^2}}, \quad (1.31)$$

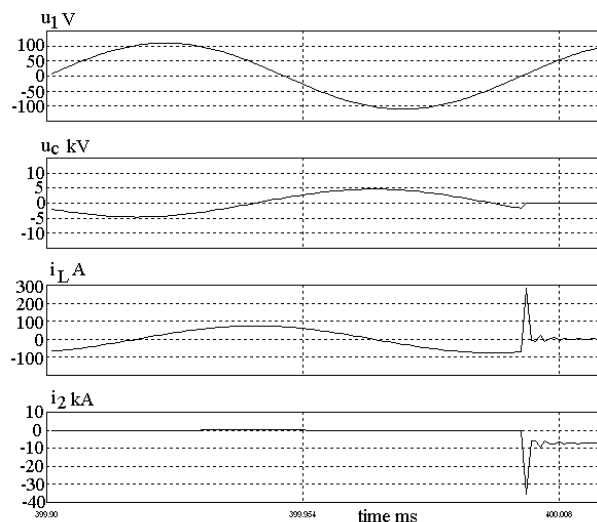
bet rezistence – pieaug līdz

$$R_k = R_{sp} \left[1 + \frac{4\pi^2 f^2 L_{sp}^2}{R_{sp}^2 \left(1 + \frac{4\pi^2 f^2 L_{sp}^2}{w_1^2 R_{sp}^2} \right)} \right], \quad (1.32)$$

tad, sākot ar īsslēguma brīdi, parasti

$$R_k^2 C > 4L_k, \quad (1.33)$$

t.i., rezonanses svārstību režīms pārtrūkst un ķēdes strāva ir tuva nullei. 1.14.att. parādītas īsslēguma brīža spriegumu un strāvu diagrammas, kas iegūtas datormodelī ar $L_{sp}=1\text{mH}$, $R_{sp}=5\text{m}\Omega$, $w_1=100$, $C=0,2536 \mu\text{F}$ pie barojošā sprieguma frekvences 10 kHz. Kā redzams, ķēdes strāva un kondensatora spriegums samazinās pēc īsslēguma līdz ļoti mazām vērtībām.



1.14.att. Rezonanses ķēdē ieslēgtas spoles vijuma īsslēguma strāvu un spriegumu diagrammas

Pielietojot izteiksmes L_k^* un R_k^* aprēķinam, var tuvināti noskaidrot, ka šāda procesa gaita pēc īsslēguma būs, ja

$$\frac{R_{sp}^2}{\pi^2 f^2 L_{sp}^2} + \frac{4}{w_1^2} < 1 . \quad (1.34)$$

Tā kā w_1 parasti ir vismaz desmitos vijumu mērāms, tad var secināt, ka procesa tālākā gaita ir pamatā atkarīga no frekvences un spoles laika konstantes normālā darbībā – jo laika konstante mazāka, jo nepieciešama lielāka frekvence, lai process pēc īsslēguma noslāptu.

1.5. Elektriskās bezserdes spoles darbība ar starpslāņu izolācijas caursiti

Vispārīgā gadījumā elektriskai spolei var būt izolācijas caursite gan starp slāņiem, gan starp blakus vijumiem, ietverot īsslēgtajā kontūrā dažādu daļu no spoles kopējā vijumu skaita W .

Ja apzīmē īsslēgtā kontūra vijumu skaitu ar W_2 , tad var ieviest parametru- relatīvais īsslēgto vijumu skaits pret kopējo spoles vijumu skaitu:

$$K = \frac{W_2}{W} . \quad (1.35)$$

Mērķis ir izpētīt spoles vaļējās daļas (neīsslēgtās) elektriskos parametrus pie dažādiem K [52,53,54].

1.5.1. Aizvietošanas shēma

Atbilstoši shēmai (1.15. att.) neīsslēgtās daļas induktivitāte ir L_1 , rezistence R_1 , bet īsslēgtās daļas induktivitāte ir L_2 un rezistence R_2 . Šie parametri var tikt aprēķināti kā

$$\begin{aligned} L_1 &= (W - W_2)^2 L_v , \\ R_1 &= (W - W_2) R_v , \\ L_2 &= W_2^2 L_v , \\ R_2 &= W_2 R_v , \end{aligned} \quad (1.36)$$

kur L_v un R_v ir attiecīgi viena vijuma induktivitāte un rezistence:

$$R_v = \frac{R_{kop}}{W} , \quad L_v = \frac{L_{kop}}{W^2} .$$

Spoles kopējā induktivitāte

$$L_{kop} = L_1 + L_2 + 2M,$$

kur spolei ar ciešu vijumu un daļu saķēdējumu $M = \sqrt{L_1 L_2}$.

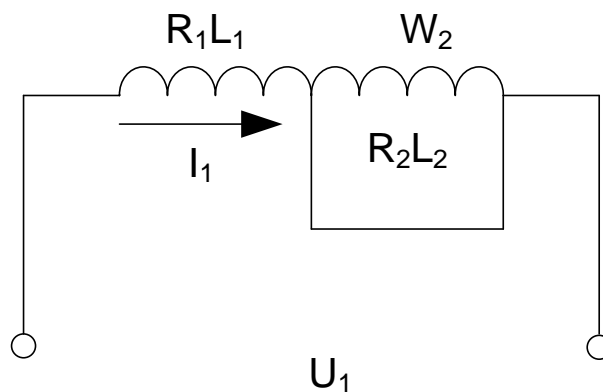
Izmantojot attiecību K, spoles daļu parametri ir

$$R_1 = (1-k)R_{kop},$$

$$L_1 = (1-k)^2 L_{kop},$$

$$R_2 = kR_{kop}$$

$$L_2 = k^2 L_{kop}.$$



1.15. att. Spoles aizvietošanas shēma nenoīsinātās daļas izpētei

1.5.2. Parametru sakarības

Attēlotajai shēmai attēlā 1.15. var rakstīt, ka

$$U_1 = I_1 \frac{R_1 R_2 + R_1 j\omega L_2 + j\omega L_1 R_2 - \omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad (1.37)$$

Kompleksās pretestības reālā daļa - neīsslēgtās daļas rezistence - var tikt noteikta kā

$$\text{Re} = \frac{R_{kop} (1-k) + R_{kop} k(1-k)\omega^2 \tau_{kop}^2}{1 + \omega^2 \tau_{kop}^2 k_2}, \quad (1.38)$$

kur ω ir sprieguma leņķiskā frekvence, τ_{kop} ir laika konstante:

$$\tau_{kop} = W \tau_v = W \frac{L_v}{R_v}. \quad (1.39)$$

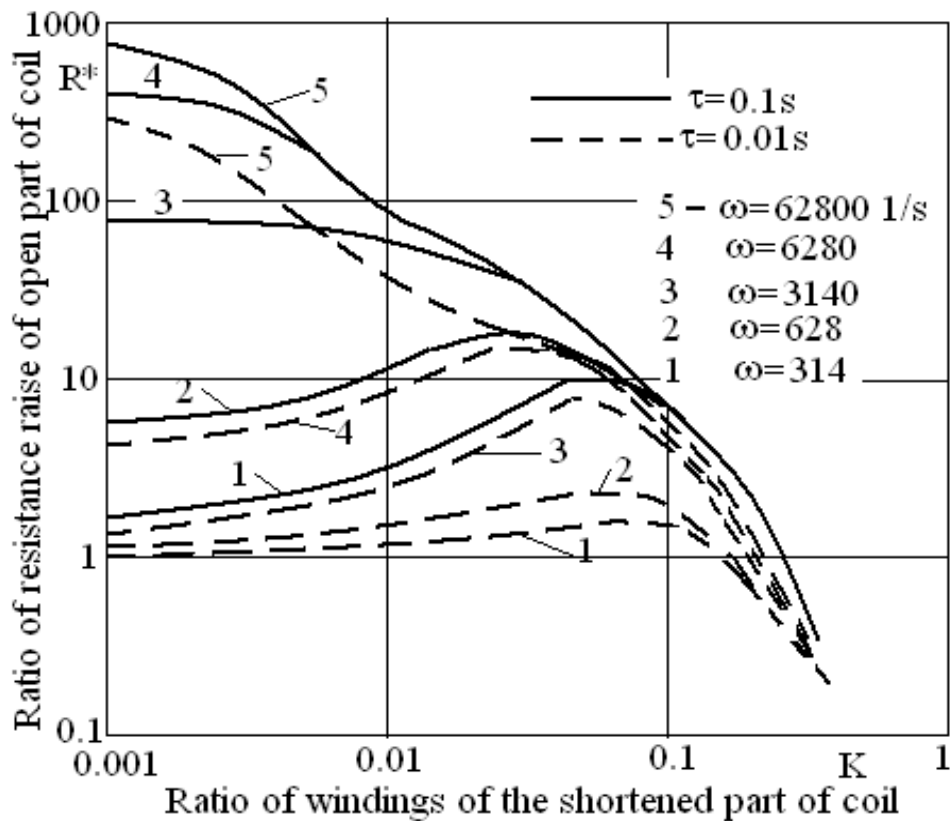
Savukārt pretestības izteiksmes imaginārā daļa raksturo neīsslēgtās daļas induktīvo pretestību:

$$\text{Im} = \frac{\omega L_{kop} (1-k)^2}{1 + \omega^2 k^2 \tau_{kop}^2} \quad (1.40)$$

Spoles darbību raksturo vaļējās daļas induktīvās pretestības un rezistances attiecība pret spoles kopējo induktīvo pretestību un rezistanci normālā situācijā:

$$X^* = \frac{X_{val}}{X_{kop}} = \frac{\text{Im}}{\omega L_{kop}} = \frac{(1-k)^2}{1 + \omega^2 k^2 \tau_{kop}^2}; \quad (1.41)$$

$$R^* = \frac{R_{val}}{R_{kop}} = \frac{\text{Re}}{R_{kop}} = \frac{(1-k)(1 + k\omega^2 \tau_{kop}^2)}{1 + \omega^2 \tau_{kop}^2 k^2}. \quad (1.42)$$

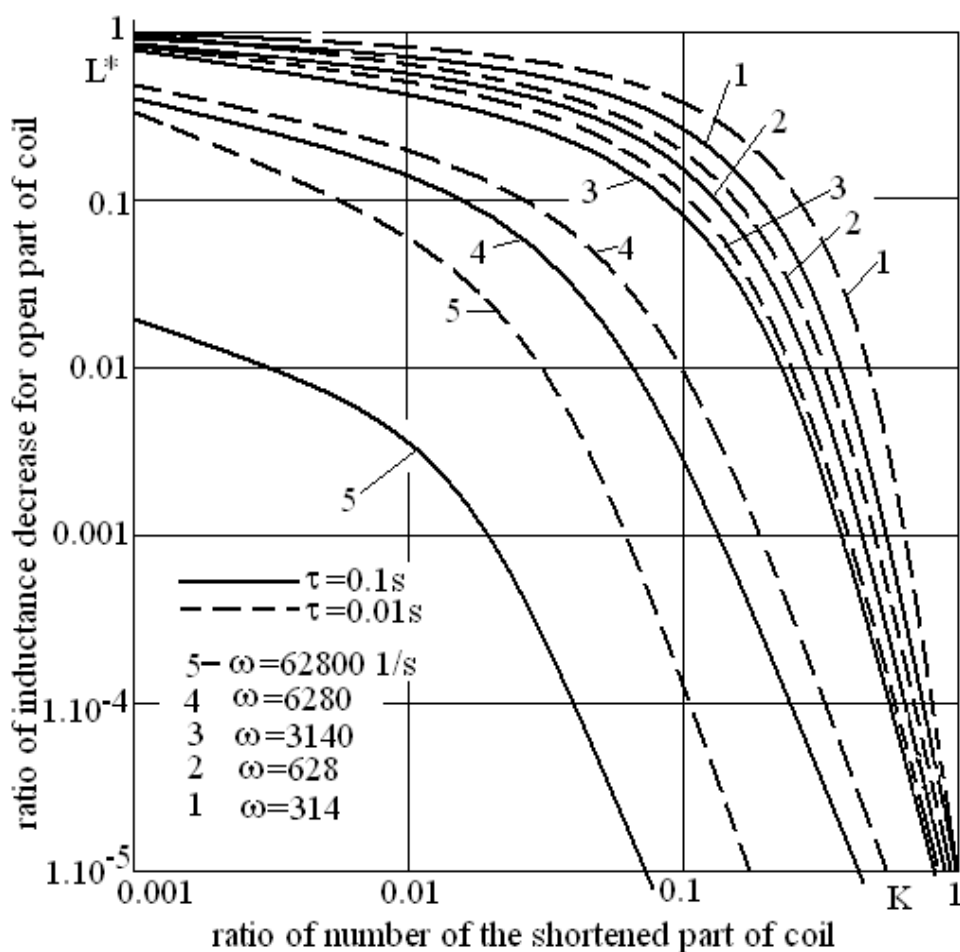


1.16. att. Aprēķinātās vērtības $R^* = f(K)$ pie $\omega = 314, 628, 3140, 6280, 62800$ 1/s un divām spoles laika konstantēm 0.1 un 0.01 s

1.16.att. dotas līknes $R^* = f(k)$ pie dažādiem ω un divām spoles laika konstantēm 0.1s un 0.01s. Pirmā laika konstante atbilst lielākas jaudas spolēm, otra - mazākas. Kā redzams, ja spoles darbība notiek ar kilohercu ω , tad pie maziem k (<0.1) vaļējās daļas rezistence ļoti stipri pieaug, sasniedzot pie $k=0.001$ 100 un tūkstoškārtīgu palielinājumu attiecībā pret spoles kopējo R_{kop} , kas mērīta ar līdzstrāvu.

Turklāt, palielinoties k , attiecība R^* kļūst arvien mazāka, līdz pie $k=0.1$ (10% no spoles vijumiem ieslēgti īsslēguma kontūrā) samazinās līdz 10 un turpina samazināties līdz mazākām par 1 pie k tuva 1. Turklāt R^* palielinājums pie maziem k daudz lielāks ir spolei ar lielāku laika konstanti τ_{kop} .

Savukārt, ja lielākās laika konstantes spole darbojas īsslēguma režīmā ar relatīvi zemākas frekvences spriegumu (mazāku par kHz), kā arī spolēm ar mazāku laika konstanti pat pie ļoti augstas sprieguma frekvences, R^* palielinājums sasniedz tikai 20-30 un pie tam maksimums ir pie $k=0.01\dots 0.05$. Pie ļoti maziem k vaļējās daļas rezistances pieaugums nesasniedz pat 10.



1.17. att. Aprēķinātās vērtības sakarībai starp noīsinātās spoles atvērtās daļas relatīvo induktivitāti un K pie laika konstantēm 0.1 un 0.01 s un leņķiskās frekvences 314, 628, 3140, 6280 1/s

1.17. attēlā dotas līknes $L^*(X^*) = f(k)$ pie dažādiem K un laika konstantēm $\tau_{kop} = 0.1$ un 0.01s. Kā redzams, šī attiecība līdz ar K palielinājumu strauji samazinās līdz ļoti mazām vērtībām.

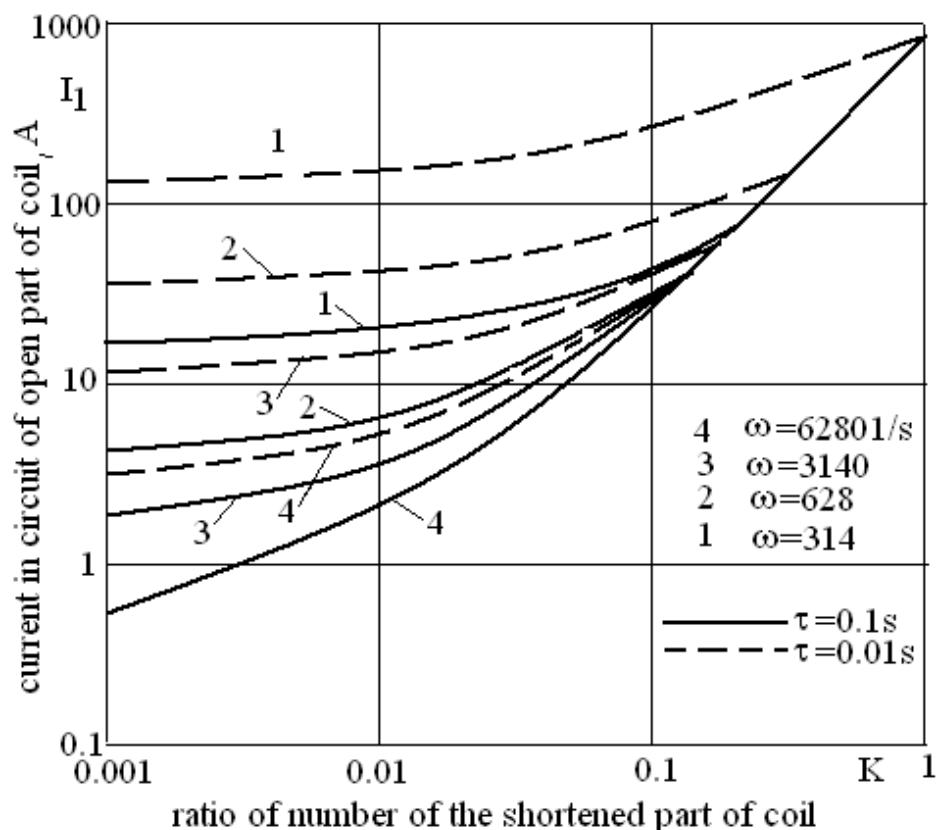
Mazākas L^* vērtības ir jaudīgākām spolēm un pie tam pie augstākas ω vērtības. Pie $k=0.001$ attiecība L^* ir robežās starp 0.02 un 1. Zemākā vērtība ir pie $\omega=62800$ 1/s, augstākā – pie $\omega=314$ 1/s un zemākām.

1.5.3. Spoles vaļējās daļas strāvas aprēķins

Atrastās R^* un L^* attiecības ļauj novērtēt strāvu I_1 droseles ķēdē. Ja droselei pieslēgtais spriegums U_1 ir nemainīgs, tad strāva aprēķināma kā

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_{kop} \cdot R^*)^2 + (\omega \cdot L_{kop} \cdot L^*)^2}} \quad (1.43)$$

1.18.att. parādītas spoles vaļējās daļas strāvas atkarības pie dažādiem ω no koeficienta K . Spoļu induktivitātes ir $L_{kop}=5\text{mH}$ un $L_{kop}=50\text{mH}$, rezistence pie līdzstrāvas $R_{kop}=0.5\Omega$, t.i., $\tau_{kop}=0.01\text{s}$ un 0.1s . Spriegums $U_1=200\text{V}$.



1.18. att. Aprēķinātās vērtības strāvai noīsinātās spoles noīsinātajā atvērtajā daļā ar induktivitāti $L_{kop}=5\text{ mH}$ ($\tau=0.01\text{s}$) un 50 mH ($\tau=0.1\text{s}$), aktīvo rezistanci $0.5\ \Omega$, barošanas spriegumu 200V atkarībā no noīsināto vijumu skaita attiecības

Kā redzams, mazākās strāvas ir pie mazākiem k . Palielinoties k , strāvas pieaug, kā arī satuvinās to vērtības, sasniedzot pie $k=0.8$ praktiski vienu un to pašu vērtību visām frekvencēm un abiem τ . Tajā pašā laikā pie ļoti maziem k lielākās strāvas ir pie maziem ω un τ , pie tam starpības starp vērtībām ir ļoti lielas.

1.5.4. Spoles īsināšana rezonanses ķēdē

Ja spole darbojas rezonanses shēmā virknē ar kondensatoru, tad strāvu rezonanses gadījumā nosaka spoles aktīvā rezistānce [53;54]:

$$I_{1res} = \frac{U_1}{R_{kop}} \quad (1.44)$$

un šī strāva nodrošina nepieciešamo spriegumu pētāmajai spolei

$$U_{Lres} = I_{1res} \omega L_{kop} = U_1 \omega \tau_{kop} \quad \text{vai} \quad U_{Lres}^* = \omega \tau_{kop} \cdot \quad (1.45)$$

Gadījumā, kad tiek noīsināta spoles vijumu daļa, tiek iespaidota atvērtās daļas R_1 (pie $K < 0.8$ tā palielinās pret spoles kopējo rezistānci R_{kop}), kā arī induktivitāte L_1 (pazeminās visos gadījumos). Rezultātā atvērtās daļas strāva samazinās, jo ķēdes rezistānce $(1/\omega C - \omega L^* L_{kop})$ palielinās un $L_1 C$ ķēdes kopējā pretestība izsakās kā

$$Z_k = \sqrt{(R^* R_{kop})^2 + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L^* L_{kop}\right)^2} \quad (1.46)$$

Strāva avota ķēdē ir

$$I_k = \frac{U_1}{Z_k},$$

bet spriegums uz spoles

$$U_{Lk} = \frac{U_1}{Z_k} \omega L^* L_{kop} \quad (1.47)$$

Precīzi analītiski sprieguma aprēķini visos gadījumos ir sarežģīts uzdevums, bet vienkāršotas L^* un R^* aprēķina izteiksmes var tikt izteiktas kā

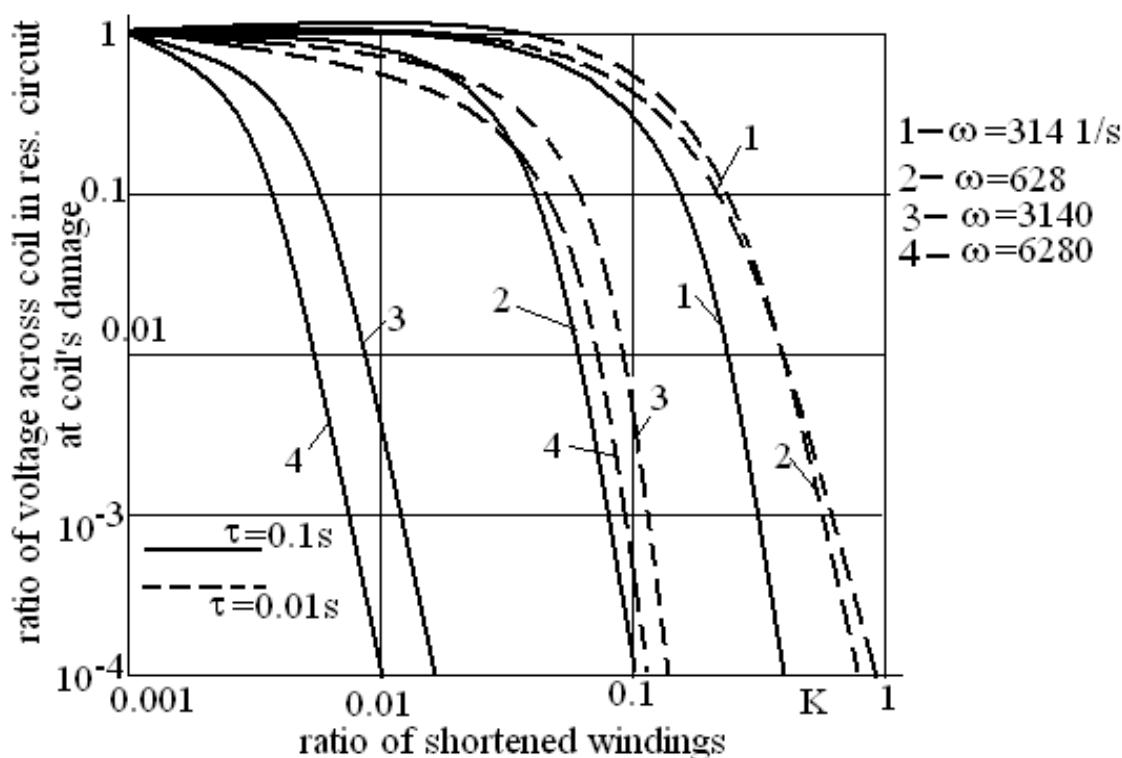
$$L^* \approx \frac{(1-k)^2}{\omega^2 k^2 \tau_{kop}^2} \quad \text{un} \quad R^* \approx \frac{1-k}{k}$$

Šī ir iespējami vienkāršotā izteiksme noīsinātās spoles sprieguma noteikšanai:

$$U_{Lk} \approx \frac{U_1(1-k)^2}{\sqrt{\omega^4 \tau_{kop}^4 k^4 - \omega^2 \tau_{kop}^2 k^2 (1-k)^2 + (1-k)^4}} \quad (1.48)$$

Lietojot šo izteiksmi, tika veikti aprēķini pie dažādām ω vērtībām un $\tau=0.1$ s un 0.01 s un pie nosacījuma, ka K ir robežās no 0.001 līdz 1 (1.19. att.). 1.19.att. dotas līknes

$$U_{LK}^* = U_{LK} / U_1 = f(k).$$



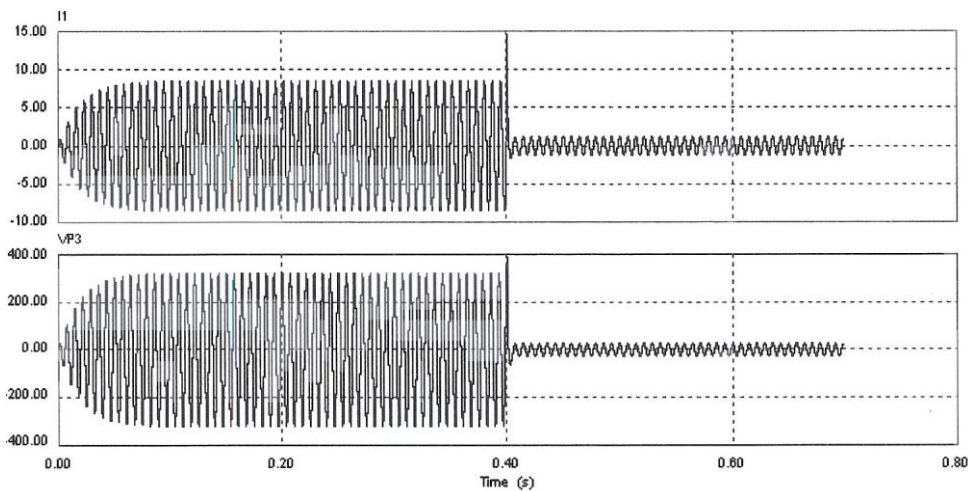
1.19. att. Spoles sprieguma relatīvās attiecības pret barojošo spriegum atkarība no noīsināto vijumu skaita

Kā tas redzams attēlā 1.19., spoles spriegumi pie tās daļas īsināšanas ir daudz mazāki, nekā tas ir pie rezonances. Ja piemēram, $\tau=0.1$ s, tad sprieguma attiecība pret barojošo spriegumu pie rezonances ir 0.1ω . Pie $\omega=314$ 1/s šī attiecība būs 31.4 , bet pie īsinājumiem attiecība katrā atsevišķā gadījumā būs 1 vai mazāka. Lielākas U_{Lk}^* vērtības būs pie mazākām noīsināto vijumu attiecībām. Ja K ir lielāks, tad U_{Lk}^* ir ļoti mazs.

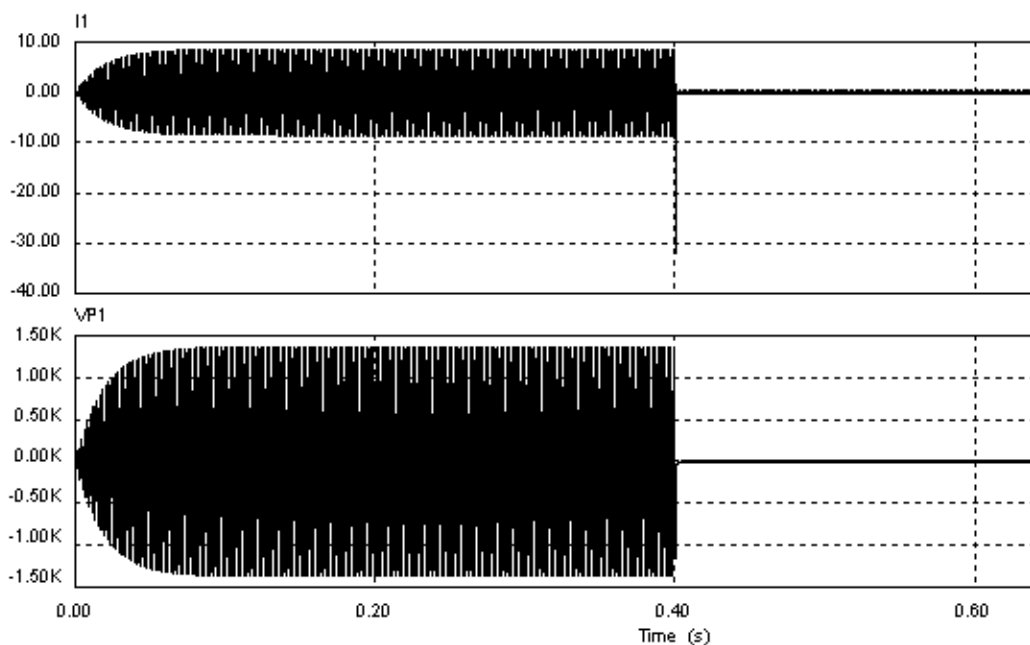
Gadījumā, kad laika konstante ir ļoti maza, sprieguma vērtība pie rezonances būs maza un sekojoši pie mazas noīsināto vijumu attiecības, abas vērtības būs ļoti tuvas. Kā piemērs, ja $\omega=314$ 1/s un $\tau=0.01$ s, tad $U_{Lres}^*=3.14$, bet pie noīsinātas ar $k=0.1$ attiecība U_{Lk}^* būs 1.38 ,

t.i., ļoti tuva rezonanses gadījumam, un tad ir grūti konstatēt spoles vijumu vai slāņu īsslēgumu.

Apskatot sprieguma uz spoles un caurplūstošās strāvas izmaiņas pie spoles daļas īsslēguma atkarībā no frekvences izmaiņām (att.1.20.-1.23.), tika veikta spoles ar parametriem $L_1=35$ mH, $L_2=1,66$ mH, $M=7,6$ mH, $R_1=4,5$ omi un $R_2=1$ oms datormodelēšana. Šeit $k=0,1818$.

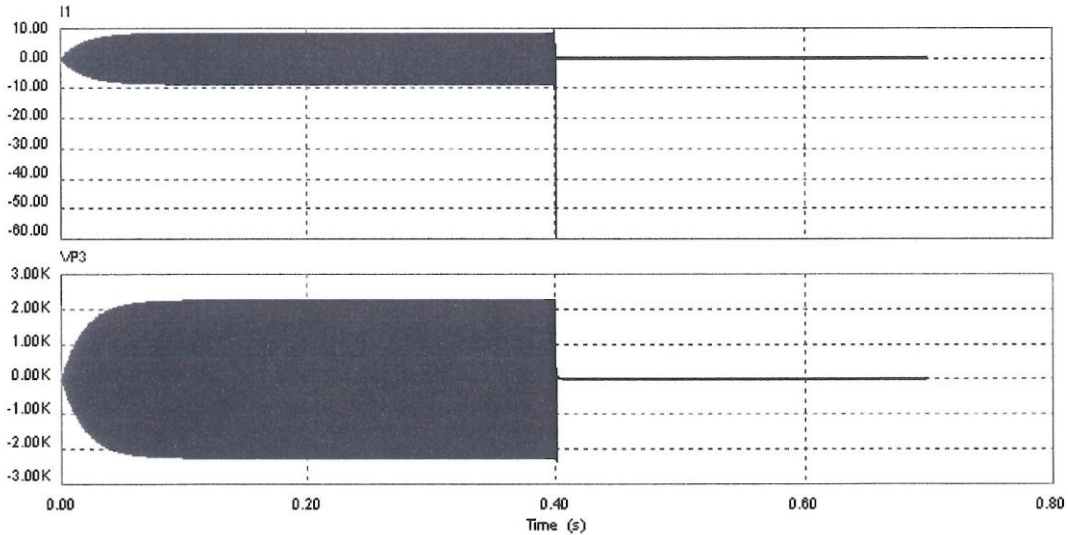


1.20. att. $f=140$ Hz, $C=25\mu\text{F}$, $L=51.86$ mH, $K=0.1818$, $R_1=4.5\Omega$, $R_2=1\Omega$, $L_1=35$ mH,
 $L_2=1.66$ mH, $M=7.6$ mH



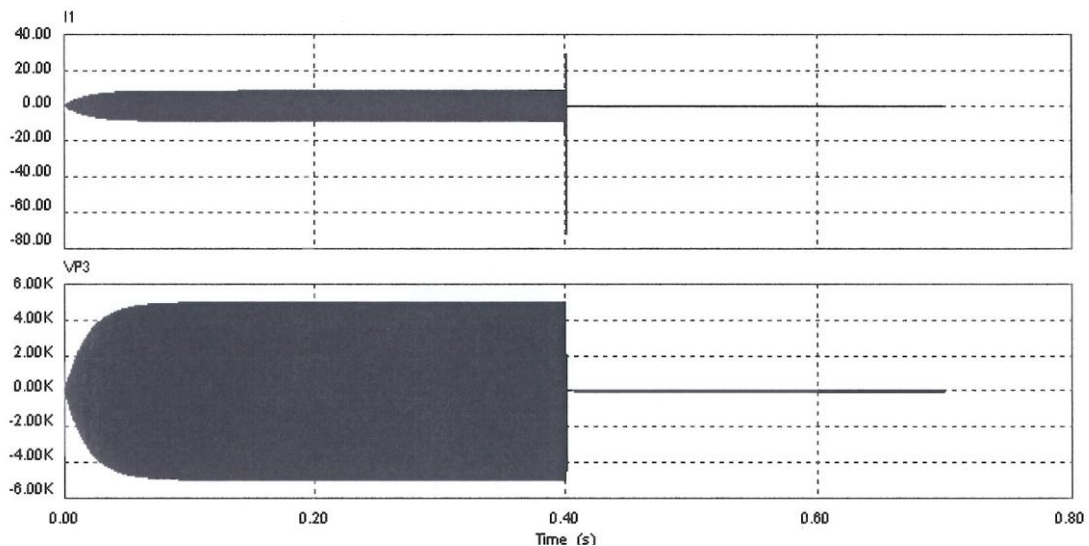
1.21. att. $f=494.5$ Hz, $C=2\mu\text{F}$, $L=51.86$ mH, $K=0.1818$, $R_1=4.5\Omega$, $R_2=1\Omega$, $L_1=35$ mH,
 $L_2=1.66$ mH, $M=7.6$ mH

Kā redzams no att. 1.20 un 1.21, palielinoties frekvencei, ja ir rezonanses punkts, lineāri palielinās sprieguma amplitūda uz spoles, bet caurplūstošā strāva ir konstanta. Frekvence palielināta ~3 reizes, un arī spriegums palielinās tikpat. Attiecīgi att.1.22. redzams, ka palielinot frekvenci līdz 989Hz, kas ir ~7 reizes lielāka, iegūstam sprieguma amplitūdu apmēram 2100V, kas ir apmēram ~7 reizes lielāka kā pirmajā modelēšanas gadījumā.



1.22. att. $f=989\text{Hz}$, $C=0.5\mu\text{F}$, $L=51.86\text{mH}$, $K=0.1818$, $R_1=4.5\Omega$, $R_2=1\Omega$, $L_1=35\text{mH}$,
 $L_2=1.66\text{mH}$, $M=7.6\text{mH}$.

Att.1.23. jau redzams, ka sprieguma amplitūda sasniedz ~5kV pie frekvences 2211Hz un $C=0.1\mu\text{F}$, kas savukārt ir ~17 reizes lielāka nekā pirmajā gadījumā.



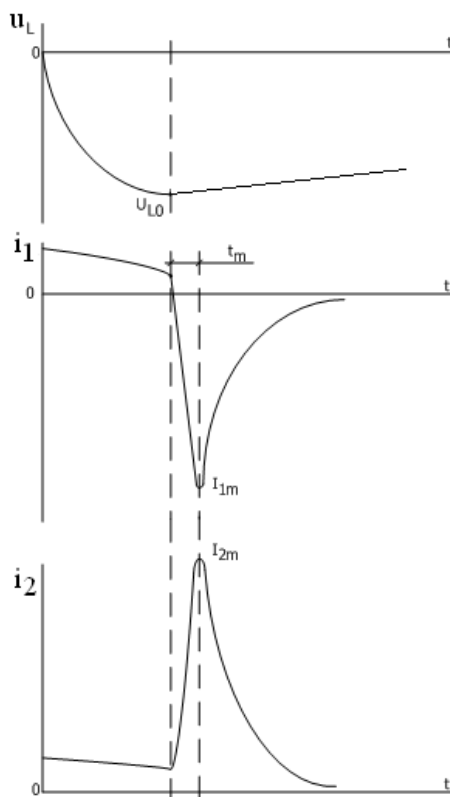
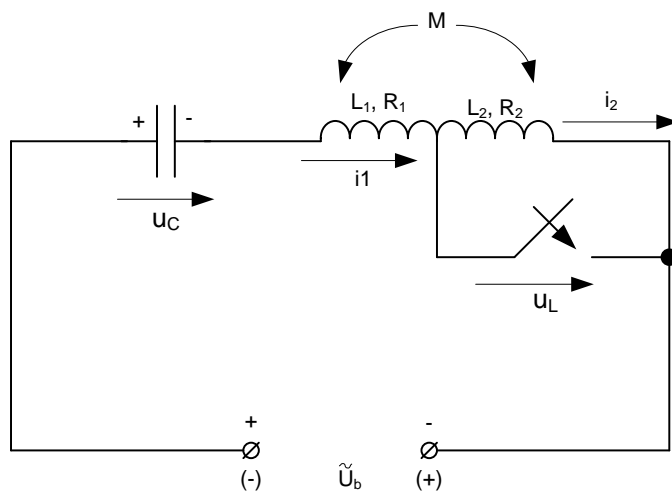
1.23. att. $f=2211\text{Hz}$, $C=0.1\mu\text{F}$, $L=51.86\text{mH}$, $K=0.1818$, $R_1=4.5\Omega$, $R_2=1\Omega$, $L_1=35\text{mH}$,
 $L_2=1.66\text{mH}$, $M=7.6\text{mH}$.

Taču, ja aplūko īsslēgšanu, tad, jo augstāka frekvence, jo relatīvi mazākas strāvas un spriegumi, kas pievienoti spolei. Taču jāievēro, ka īsslēguma brīdī ir izteikts ļoti īslaicīgs

strāvas pieaugums līdz samērā lielām vērtībām, kas palielinās praktiski lineāri ar frekvences pieaugumu. Tas jāievēro, veidojot rezonanses invertora ķēdes.

1.6. Spoles caursites pārejas process

Brīdī, kad notiek spoles caursite rezonanses ķēdē, veidojas būtisks strāvu momentāno vērtību lēcieni (1.24.att.). Tas ļoti spilgti redzams arī attēlā 1.23. un iepriekšējos.



1.24. att. Pārejas procesa aizvietošanas shēma un caursites procesa attēlojums strāvu un spriegumu līknēs

Šis lēciens var būtiski ietekmēt rezonanses invertora darbību, it sevišķi, tranzistoru noslodzi. Tāpēc ir būtiski šo lēcienus novērtēt.

Lai to veiktu, jārisina spoles vienādojumi pārejas procesam:

$$u_L = L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 R_1 + M \frac{di_2}{dt} ; \quad (1.49)$$

$$0 = L_2 \frac{di_1}{dt} + i_2 R_2 + M \frac{di_1}{dt} \quad (1.50)$$

Atbilstoši shēmai, šeit $u_L < 0$.

Ja pieņem sākuma brīdī $i_1 = i_2 \approx 0$, tad

$$L_2 \frac{di_2}{dt} - \frac{M^2}{L_1} \frac{di_2}{dt} + M \frac{u_L}{L_1} = 0. \quad (1.51)$$

Kā redzams, $\frac{di_2}{dt} > 0$, t.i., strāva i_2 pieaug pozitīvajā virzienā un $i_2 > 0$. Taču, lai process

izvērstos, nepieciešams, lai $\frac{M^2}{L_1} < L_2$. Ja saites koeficients būtu ideāls, tad $M = \sqrt{L_1 L_2}$ un

$L_2 - \frac{M^2}{L_1} = 0$, t.i., process būtu nedeterminējams. Tāpēc procesam jāpieņem saites

koeficients spolei mazliet mazāks par 1, piemēram 0.99.

Savukārt, ja $\frac{di_2}{dt} > 0$, tad pie $i_1 = 0$ un $u_L < 0$, strāva i_1 mainās negatīvā virzienā, kas izraisa kondensatora sprieguma izmaiņu negatīvajā virzienā un u_L negatīvās vērtības samazināšanos:

$$u_L = -U_{C0} + U_b - \frac{1}{C} \int i_1 dt. \quad (1.52)$$

Svarīgi noteikt strāvas i_1 maksimālo negatīvo vērtību, kas ietekmē invertora darbību.

No (1.49.) un (1.50.) pie i_1 negatīvās vērtības ekstrēmuma var rakstīt

$$U_{L0} - \frac{1}{C} \int_0^{t_m} i_1 dt = I_{m1} R_1 + M \left(\frac{di_2}{dt} \right)_m, \quad (1.53)$$

kur U_{L0} ir spoles spriegums tieši īsslēguma brīdī, bet t_m ir strāvas i_1 izmaiņas laiks līdz ekstrēmumam.

Tā kā pie i_1 ekstrēmuma

$$\left(\frac{di_2}{dt} \right)_m = -\frac{i_2 R_2}{L_2} \approx \frac{I_{m1} K_{TR} R_2}{L_2}, \quad (1.54)$$

kur $K_{TR} = \frac{W_1}{W_2}$ un pieņemts, kas $i_1 w_1 = -i_2 w_2$, tad

$$I_{m1} = \frac{U_{L0} - \frac{1}{C} \int_0^{t_m} i_1 dt}{R_1 + \frac{MR_2}{L_2} K_{TR}} . \quad (1.55)$$

Savukārt, ja rēķinot kondensatora sprieguma izmaiņas, pieņem, kas strāvas i_1 attiecībā pret kondensatoru mainās lineāri $i_1 = \frac{I_{m1}}{t_m} t$ pie nosacījuma $0 \leq t \leq t_m$, tad

$$I_{m1} = \frac{U_{L0}}{R_1 + \frac{MR_2}{L_2} K_{TR} + \frac{t_m}{2C}} . \quad (1.56)$$

Ļoti aptuveni rēķinot, laika intervāls t_m var tikt aprēķināts pie vidējiem spoles sprieguma un strāvu līmeņiem procesā:

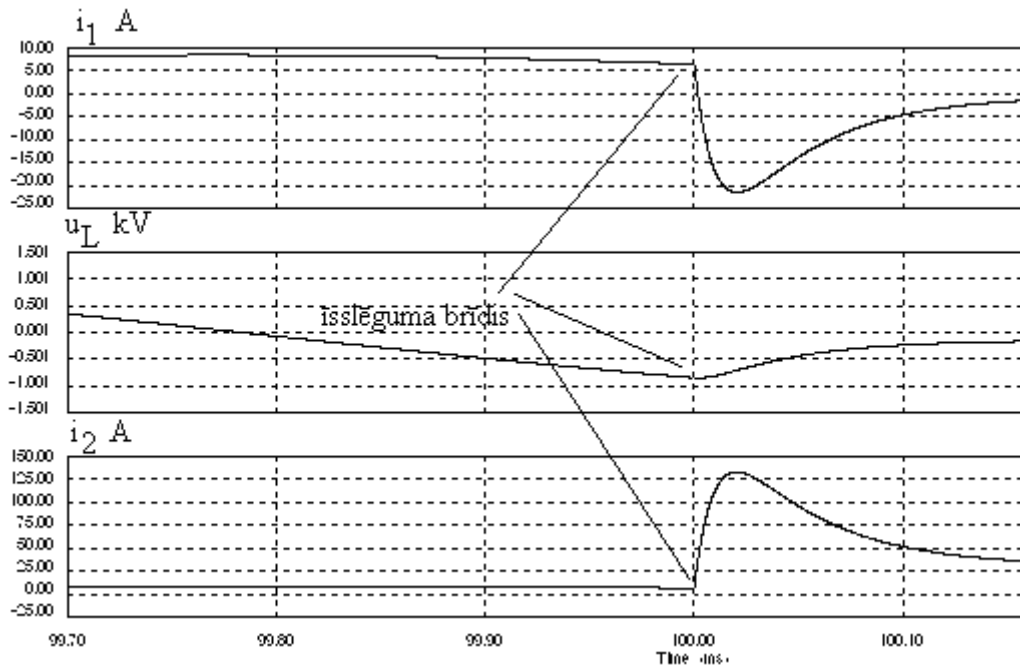
$$t_m = \frac{\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) I_{1m}^2}{U_{L0}} . \quad (1.57)$$

Šeit $U_{L0} < 0$ un $I_{m1} < 0$. Piemēram, ja $L_1=35\text{mH}$, $L_2=1.66\text{mH}$, $\sqrt{L_1 L_2} = 7.622\text{mH}$, $M=7.6\text{mH}$, $\frac{w_1}{w_2} = K_{TR} = 4.5$, $R_1=4.5\Omega$, $R_2=1\Omega$, $C=2\mu\text{F}$, $f_{\text{rez}}=493\text{Hz}$, pēc aprēķina, izmantojot (1.56.) un (1.57.), $I_{m1}=-29.64\text{A}$, bet $t_m=14.3\mu\text{s}$. Tad $I_{2m} = -K_{TR} I_{m1} = 133.38$, bet spoles sprieguma vērtība pie strāvas i_1 ekstrēmuma ir

$$U_{Lm} = U_{L0} - \frac{I_{m1} t_m}{2C} , \quad (1.58)$$

kas piemērā ir $U_{Lm} = -850 + \frac{29.64 \cdot 14.3}{2 \cdot 2} = -744\text{V}$.

Modelēšanas programmā tika veikts eksperimentālais pētījums (1.25.att.) un pie pieņemtajiem izejas datiem iegūti $I_{1m}=-22\text{A}$, $I_{2m}=129\text{A}$, $U_{Lm}=-694\text{V}$, $t_m=19\mu\text{s}$. Ņemot vērā lielos tuvinājumus aprēķinos, rezultātus var uzskatīt par pieņemamiem un izteiksmes (1.56.) un (1.57.) var pielietot aptuveni aprēķiniem.



1.25.att. Īsslēguma procesa sākuma brīža datorsimulācijas strāvu un spriegumu diagrammas

Kondensatora C vērtība un arī U_{L0} ir atkarīgi no rezonanses frekvences: ja vienai un tai pašai spolei rezonanses frekvence tiek paaugstināta, tad samazinās gan C , gan pieaug U_{L0} absorbētā vērtība:

$$C = \frac{1}{L_{sp} 4\pi^2 f^2};$$

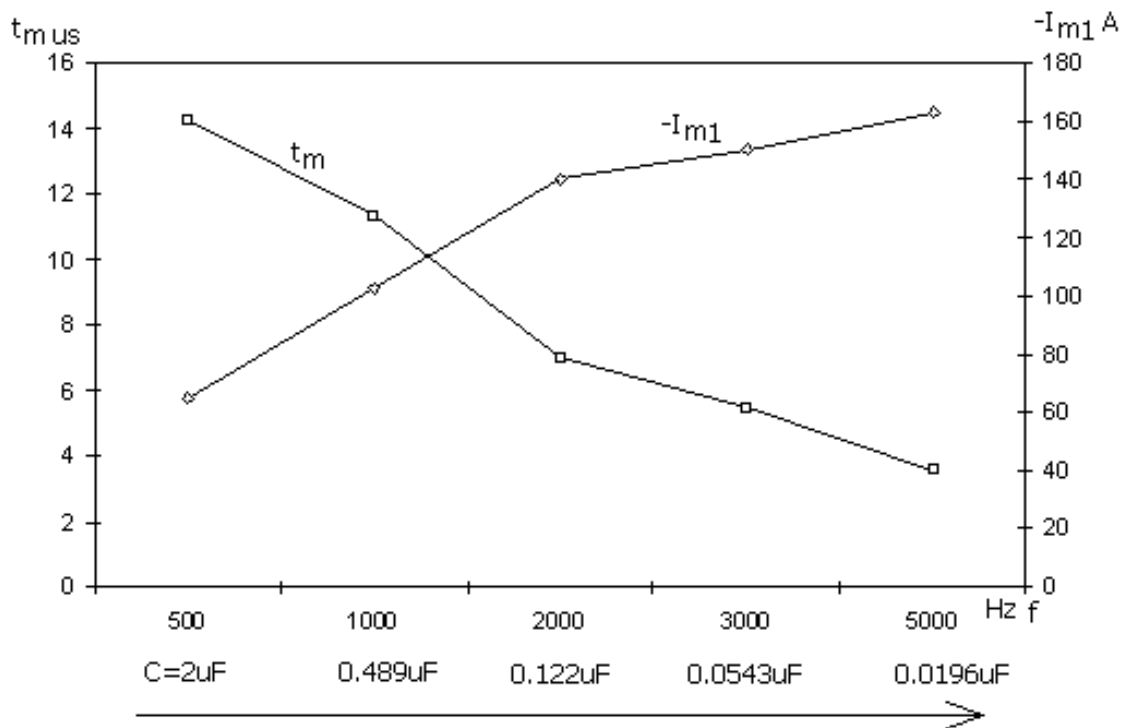
$$|U_{L0}|_{\max} = \sqrt{2} I_{spr} \cdot 2\pi f L_{sp},$$

kur $L_{sp} = L_1 + L_2 + 2M$ - spoles induktivitāte normālā situācijā, I_{spr} - spoles strāvas efektīvā vērtība rezonanses ķēdē:

$$I_{spr} = \frac{4U_b}{\sqrt{2\pi R_{sp}}},$$

kur U_b - invertora radītā taisnstūra formas maiņsprieguma amplitūda, $R_{sp} = R_1 + R_2$.

Izmantojot C un U_{L0} izteiksmes, tika veikti I_{m1} un t_m aprēķini šai pašai spolei pie augstākas rezonanses frekvences, uzskatot spoles parametrus nemainīgus un $K_{TR}=4.5$, bet $U_b=50V$. 1.26. attēlā dotas līknes $-I_{m1}=f(f_r)$ un $t_m=f(f_r)$.



1.26.att. Aprēķinātie I_{m1} , t_m pie paaugstinātas rezonanses frekvences

Kā redzams, pieaugot rezonanses frekvencei, kondensatora kapacitāte samazinās, strāvas i_1 amplitūdas absolūtā vērtība pieaug, bet laika intervāls t_m no īsslēguma brīža līdz strāvas i_1 amplitūdai- samazinās.

Aprēķinu piemēri:

Izmantojot iepriekš minētās izteiksmes, aprēķinājām vērtības, kuras attēlotas attēlā

1.26.

1. Aprēķins:

$$f = 2000\text{Hz},$$

$$t_m = -0.05 \cdot 10^{-6} \cdot I_{m1},$$

$$U = -7534\text{V},$$

$$C = 0.1222\mu\text{F},$$

$$-I_{m1} \cdot 25.1 + I_m^2 \frac{0.05}{0.2444} - 7534 = 0,$$

$$I_{m1} = \frac{25.1 \cdot 0.1222}{0.05} - \sqrt{3763.14 + 61.34} = -140.13\text{A},$$

$$t_m = 7\mu\text{s}.$$

2. Aprēķins:

$$f = 3000 \text{ Hz},$$

$$t_m = \frac{0.205 \cdot 2 \cdot 10^6}{10^3 \cdot 11301 \cdot 10^6} I_{m1} = -0.0363 \cdot I_{m1},$$

$$U = -1130 \text{ V},$$

$$C = \frac{0.489}{9} = 0.0543 \mu\text{F},$$

$$\frac{-I_{m1} \cdot 25.1}{0.0363} + I_m^2 \frac{0.0363}{0.1086} - \frac{11301}{0.0363} = 0,$$

$$I_{m1} = \frac{25.1 \cdot 0.0543}{0.0363} - \sqrt{1409.7 + 37.54} = -150.1 \text{ A},$$

$$t_m = 5.45 \mu\text{s}.$$

3. Aprēķins:

$$f = 1000 \text{ Hz},$$

$$t_m = -0.11 \cdot 10^{-6} \cdot I_{m1},$$

$$U = -3767 \text{ V},$$

$$C = 0.489 \mu\text{F},$$

$$I_{m1} = -102.76 \text{ A},$$

$$t_m = 11.3 \mu\text{s}.$$

4. Aprēķins:

$$f = 500 \text{ Hz},$$

$$U = -1857 \text{ V},$$

$$C = 2 \mu\text{F},$$

$$I_{m1} = -64.78 \text{ A},$$

$$t_m = 14.25 \mu\text{s}.$$

5. Aprēķins:

$$f = 5000\text{Hz},$$

$$L_{sp} = 51.8\text{mH},$$

$$R_{sp} = 5.5\Omega,$$

$$I_{ampl} = 11.58\text{A},$$

$$t_m = \frac{0.205 \cdot 2}{10^3 \cdot (-18835)} I_{m1} = -0.0218 \cdot 10^{-6} \cdot I_{m1},$$

$$U = -18835\text{V},$$

$$C = \frac{10^3}{51.8 \cdot 31.4^2 \cdot 10^6} = 0.0196\mu\text{F},$$

$$-I_{m1} \cdot 25.1 + I_m^2 \frac{0.0218}{0.0392} - 18835 = 0,$$

$$I_m^2 - I_{m1} \frac{25.1 \cdot 0.0392}{0.0218} - \frac{18835 \cdot 0.0392}{0.0218} = 0,$$

$$I_{m1} = \frac{12.55 \cdot 0.0392}{0.0218} - \sqrt{509.26 + 22.567} = -162.8\text{A},$$

$$t_m = 3.55\mu\text{s}.$$

1.7. Secinājumi

1. Veiktie dažādu spoļu parametru aprēķini liecina, ka spoļu rezistence, vidējais rādiuss un masa logaritmiskajā mērogā ir praktiski lineāri augoši, palielinoties induktivitātei. Turklāt rezistence ir reversi atkarīga no aprēķinu strāvas, bet rādiuss un masa - tieši. Neliela ietekme uz parametriem ir arī spoles garuma un diametra attiecībai.

2. Pieaugot spoles strāvas frekvencei, pieaug arī tās rezistence. Lielākais pieaugums ir lielas induktivitātes spolēm ar lielu aprēķina strāvu. Pie vienādas aprēķinu strāvas pieaugums lielāks, ja induktivitāte lielāka; pie vienādas induktivitātes, jo strāva lielāka, jo lielāks palielinājums.

3. Pie īsslēgta vijuma spolē strauji pieaug barojošā avota ķēdē ieslēgtās pārējās spoles daļas rezistence un samazinās tās induktivitāte.

4. Jo lielāka barojošā sprieguma frekvence, jo īsslēgta vijuma spoles vaļējās daļas rezistances un induktivitātes izmaiņas ir lielākas.

5. Iegūtās aprēķinu izteiksmes dod pieņemami precīzus rezultātus salīdzinājumā ar procesu datormodelēšanas rezultātiem.

6. Ja spole darbojas sprieguma rezonanses ķēdē un notiek vijuma īsslēgums, tad vairumā gadījumu rezistances un induktivitātes izmaiņu rezultātā rezonanses svārstību režīms

pārtrūkst, taču īsslēguma brīdī novērojams barojošās ķēdes strāvas īslaicīgs pieaugums līdz relatīvi lielām vērtībām, kas jāievēro projektējot invertoru.

7. Noīsinātās spoles nenosīsinātās daļas rezistances pieaug attiecībā pret kopējo rezistanci normālos apstākļos. Lielāka pieauguma attiecība ir pie augstākas avota sprieguma frekvences un lielākas spoles vijumu laika konstantes. Palielinoties noīsinātās daļas vijumu īpatsvaram, vaļējās daļas rezistances pieaugums samazinās. Savukārt vaļējās daļas induktivitāte samazinās, pie tam samazināšanās ir lielāka, ja pieaug noīsinātās daļas vijumu īpatsvars.

8. Īsslēguma brīdī novērojams samērā liels ļoti īslaicīgs spoles neīsinātās daļas strāvas izsitiens, kas var būtiski ietekmēt rezonanses invertora tranzistoru darbību. Iegūtās izteiksmes strāvas amplitūdas un izsitiena laika aprēķinam uzrāda labu sakritību ar datoreksperimentu rezultātiem. Jo lielāka rezonanses frekvence, jo lielāka strāvas izsitiena amplitūda, bet izsitiena laiks samazinās.

2. REZONANSES INVERTORA IZVĒLE UN DARBĪBAS IZPĒTE

2.1.Rezonanses invertora shēmas izvēle

2.1.1. Prasības pret shēmu

Lai varētu realizēt dažādus spoles izmēģinājuma režīmus, rezonanses invertoram jānodrošina:

1. droša shēmas darbība ar dažādām frekvencēm, kas nesasniedz vai pārsniedz spoles ķēdes rezonanses frekvenci f_r , ($\omega_r = 2\pi f_r$);
2. nelielu spriegumu uz slēdžiem visā to darbības intervālā, turklāt sprieguma kritumam uz ieslēgta slēdža jābūt tuvu nullei;
3. minimāla no barošanas avota patērētā jauda, to panākot ar barojošā sprieguma regulēšanas iespēju, stabilizējot maksimālo spoles strāvu dažādos režīmos;
4. barošana no sprieguma avota ar divvirziena strāvas iespējamību;
5. spoles ķēdes strāvas bezkontakta mērīšanu ar elektronisku iekārtu;
6. dažu milisekunžu pārstrāvas spoles caursites gadījumā kopā ar elektronisku pārstrāvas aizsardzību.

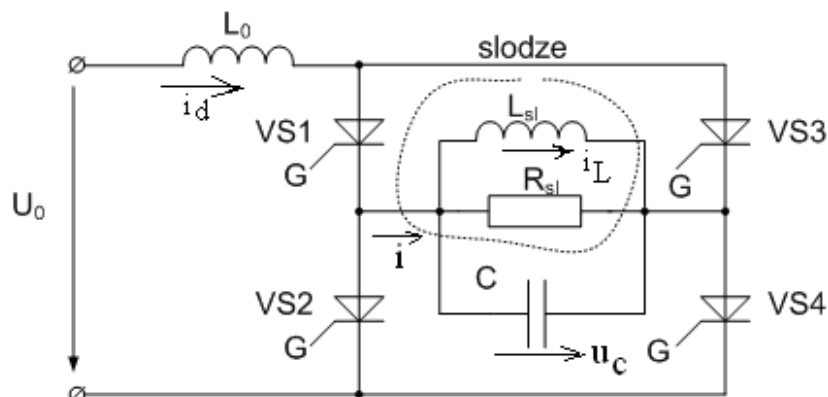
2.1.2. Iespējamo shēmu apskats

2.1.2.1. Paralēlais rezonanses tiristoru invertors. Tilta shēma

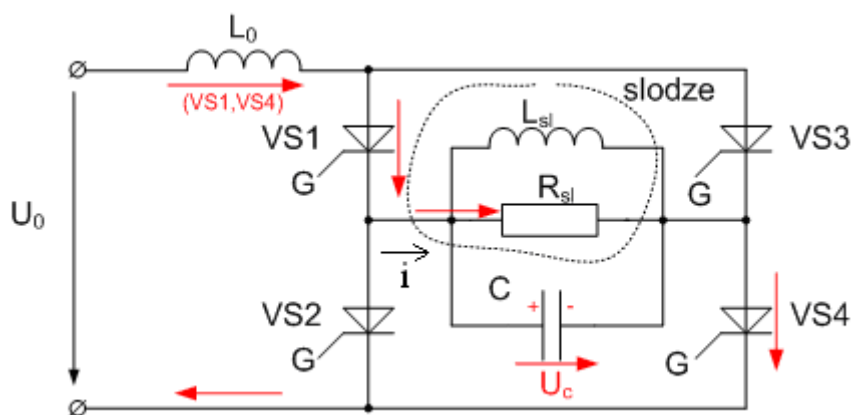
Izejot no tā, ka tiristori ir daudz drošāki pusvadītāju elementi kā tranzistori, priekšroka būtu dodama tiristoru rezonanses invertoriem. Viens no efektīvākajiem varētu būt paralēlais rezonanses invertors, kurā slodzes ķēde slēgta paralēli kondensatoram, kas vienlaikus kalpo gan slodzes rezonanses procesa noteikšanai, gan tiristoru drošai piespiedu komutācijai.

Šāds invertors attēlots 2.1.att. [51]. Rezonanses invertora barošanas ķēdē ieslēgta ieejas drosele ar nelielu induktivitāti L_0 , bet kondensators C islēgts tiristoru tilta diagonālē. Slodzes elements (pētāmā spole ar induktivitāti L_{sl} , kurai piemīt arī aktīvā pretestība R_{sl} , kas šinī shēmā iznesta paralēli L un tai ir ļoti liela vērtība, kaut arī reāli tā ir induktivitātei virknē ar ļoti mazu rezistanci) pieslēgts paralēli kondensatoram. Procesus šajā ķēdē, ko periodiski pārslēdz tiristori VS1, VS4 un VS2, VS3, nosaka parametru attiecības un vadības iedarbes. Kad ieslēgti VS1 un VS4 (2.2.att.), caur droseli L_0 notiek kondensatora C uzlāde ar pozitīvas

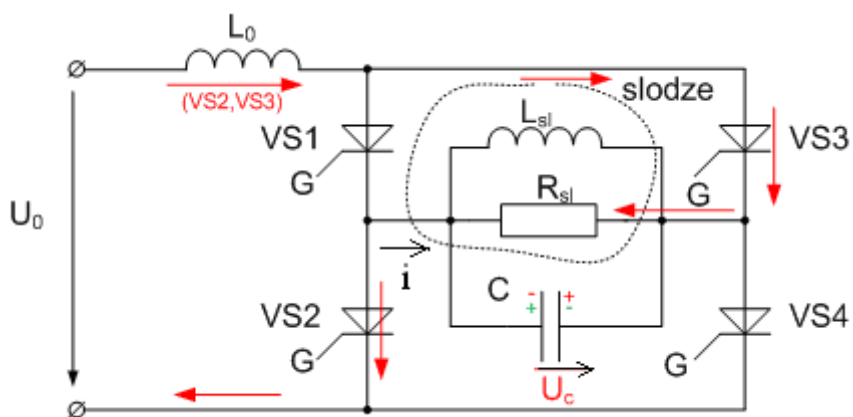
polaritātes beigu spriegumu U_{C1} (kreisā plate pozitīvi lādēta attiecībā pret labējo). Otrajā pusperiodā ieslēdz VS2 un VS3 (2.3.att.) un realizē kondensatora C pārlādi. Strāva i ir ar mīnuss zīmi, un notiek kondensatora pārlāde, kuras beigās polaritāte uz platēm ir pretēja sākotnējai. Kondensatora pārlādes beigu spriegums U_{C0} ir nosacīti negatīvas polaritātes (2.4.att).



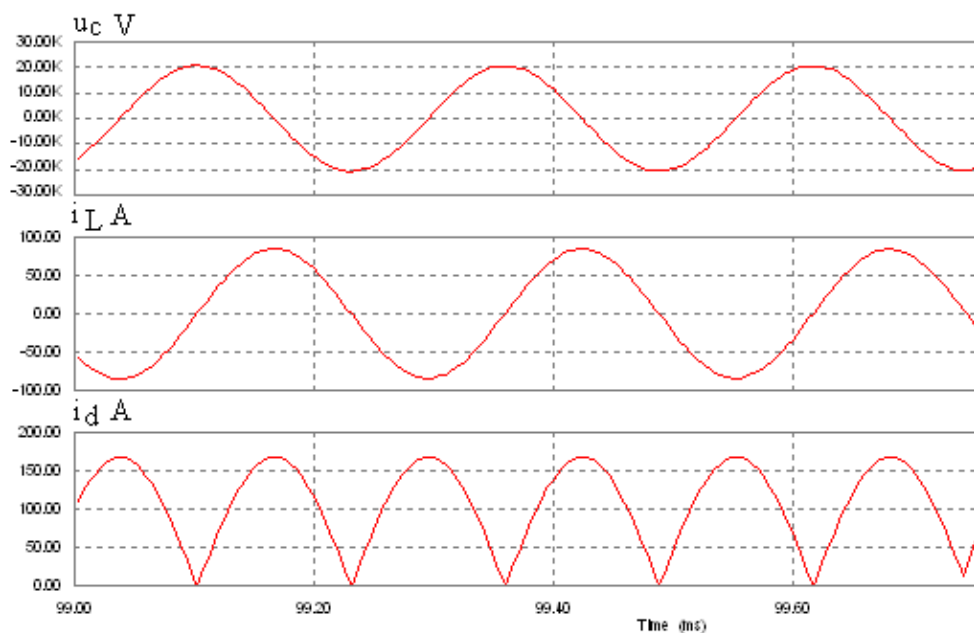
2.1. att. Paralēlais rezonanses invertors. Tilta shēma



2.2. att. Rezonanses invertora darbība pirmajā pusperiodā



2.3.att. Rezonanses invertora darbība otrajā pusperiodā



2.4. att. Shēmas spriegumu un strāvu diagrammas pie vadības frekvences vienādas ar ķēdes rezonanses frekvenci (i_d – avota strāva), $C=0,5\mu\text{F}$, $L_0=5\text{mH}$, $L_{sl}=10\text{mH}$, $R_{sl}=158,7\text{k}\Omega$, $U_0=100\text{V}$

Lai iegūtu uz slodzes sinusoidālas formas spriegumu, tiristoru atvērtā stāvokļa intervāliem jābūt vienādiem ar $\frac{\pi}{\omega_0}$, un strāva, kas plūst caur tiristoriem, ir $i_{vs} = I_m \sin \omega_0 t$, kur ω_0 - ķēdes leņķiskā pašsvārstību frekvence

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_0 + L_{sl}}{L_0 L_{sl} C} - \left[\frac{1}{4R_{sl}^2 C^2} \right]}. \quad (2.1)$$

Šeit L_0 ir avota ķēdē slēgtā induktivitāte. Attēlā 2.4 parādīts gadījums, kad tiristoru pārslēgšanas frekvence ir vienāda ar rezonanses un shēma ir stabila darbībā. Shēmas kondensatora spriegums un enerģētiskie parametri ir ļoti atkarīgi no kondensatora parametriem. Jo kondensators lielākas kapacitātes, jo iespējams iegūt augstāku spriegumu uz tā, taču no avota tiek patērēta liela jauda. Tā 2.4.att. diagrammās redzams, ka no avota tiek patērēti aptuveni 10 kW, bet slodzes rezistancē izdalās tikai 1250 W. Tas tādēļ, ka slodzes reaktīvā jauda netiek rekuperēta uz avotu.

Shēma darbojas stabili pie dažādiem parametriem, taču, ja vadības frekvence neatbilst rezonanses, kondensatora sprieguma ir tuvāks trīssturveida, kaut arī strāva spolē saglabā gandrīz sinusoidālu formu. Trūkums ir sliktie enerģētiskie rādītāji, kā arī augstie

spriegumi uz tiristoriem, kas praktiski vienādi ar kondensatora sprieguma amplitūdu. Tāpat diezgan grūti aprēķināt katrā gadījumā, cik liels būs spriegums uz kondensatora. Tādēļ shēma būs grūti izmantojama spoles izolācijas izpētei.

2.1.2.2. Virknes rezonances invertors pēc nesimetriskas shēmas

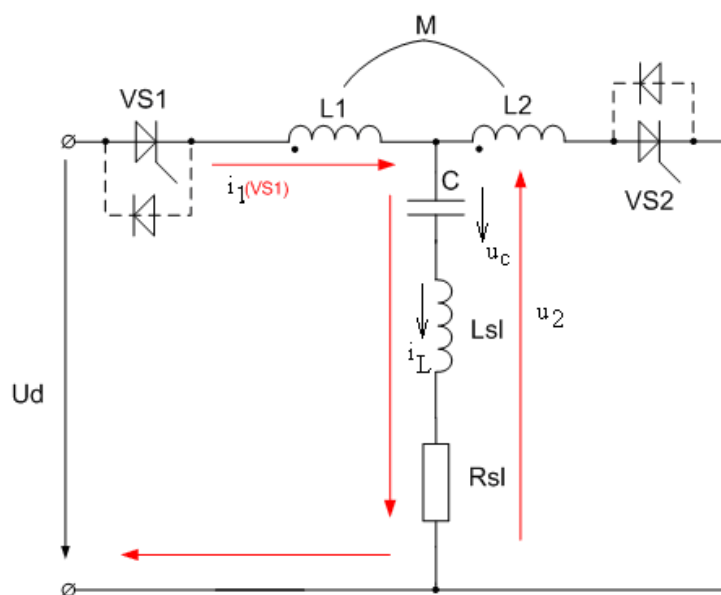
Attēlā 2.5. attēlots virknes invertors nesimetriskā shēmā [8]. Lai nodrošinātu tiristoru aizvēršanos šādā shēmā, jābūt $L_1 = L_2 = L$. Pretēji vērstās diodes nodrošina svārstību procesa nepārtrauktību, jo citādāk uz VS1 un VS2 ir pārspriegums ($u_{VS} \approx u_C$). Ķēdes rezonances frekvence ir

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_{sl} + L)C} - \frac{R_{sl}^2}{4(L + L_{sl})^2}}, \text{ bet labums - } Q = \frac{\omega_0(L + L_{sl})}{R_{sl}} \gg 1. \quad (2.2)$$

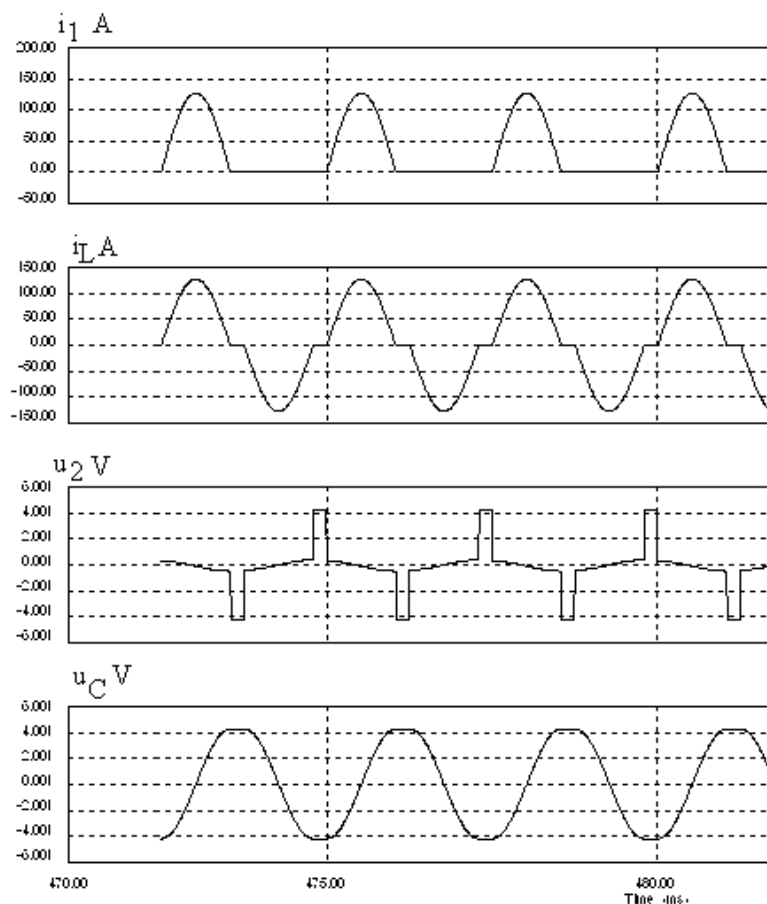
Šajā shēmā kontūra labums ir liels, jo $R_{sl} \ll \omega_0(L + L_{sl})$. No tā izriet, ka rimšana ir minimāla [51].

Ieslēdzot tiristoru VS1, virknes svārstību kontūrs L1, Lsl, C tiek pieslēgts pie barošanas sprieguma. Pēc kontūra pašsvārstību pusperioda strāva slodzes ķēdē kļūst vienāda ar nulli un tiristors VS1 izslēdzas. Ieslēdzot tiristoru VS2, tiek formēts negatīvais svārstību pusperiods un pēc otra pusperioda strāva atkal kļūst vienāda ar nulli un tiristors VS2 izslēdzas pie nulles strāvas [8].

Attēlā 2.6. attēlota invertora strāvu un spriegumu grafiki.



2.5. att. Virknes rezonances invertors nesimetriskā shēmā



2.6. att. Strāvas, sprieguma un tiristoru darbības raksturojums

Att. 2.6 dotas diagrammas, kad tiristoriem nav paralēli pieslēgtas diodes. Tad tiristoru maksimālais spriegums būs vienāds ar kondensatora spriegumu amplitūdām, kas daudzkārt pārsniedz avota spriegumu. Lai to novērstu, var ieslēgt tiristoriem paralēli diodes.

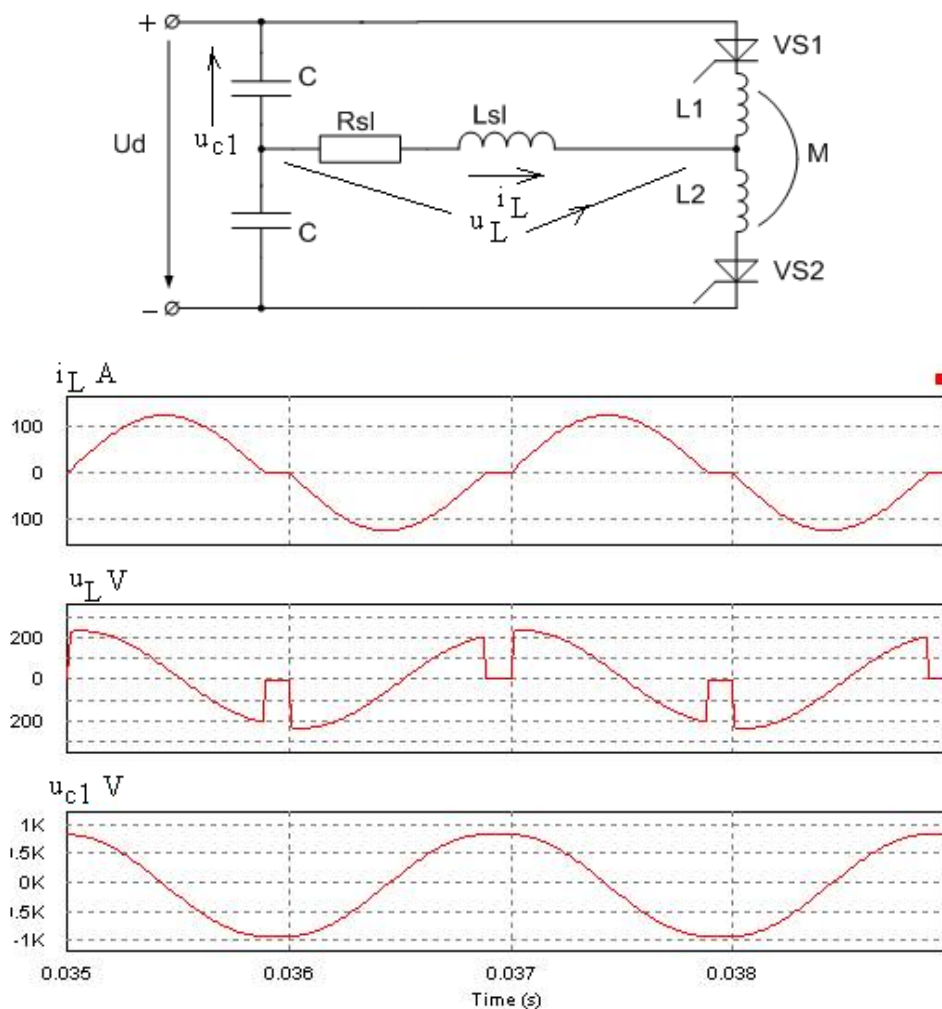
Šajā shēmā, ja tiristoru pārslēgšanas frekvence vienāda ar ķēdes pašsvārstību frekvenci, var notikt tiristoru ķēdes īsslēgums, un tamdēļ arī šī shēma nav derīga mūsu eksperimentiem, kuros plūstoši jāpiemeklē frekvence.

Tiristoru vietā var izmantot IGBT tipa tranzistorus, kuri ir pilnīgi vadāmi, t.i., pirms nākošā pāra ieslēgšanas iepriekšējo var izslēgt ar vadības signālu, turklāt, tranzistora kopējā struktūrā iebūvēta pretparalēlā jeb reversīvā diode.

2.1.2.3. Virknes rezonanses invertors pēc pustilta shēmas

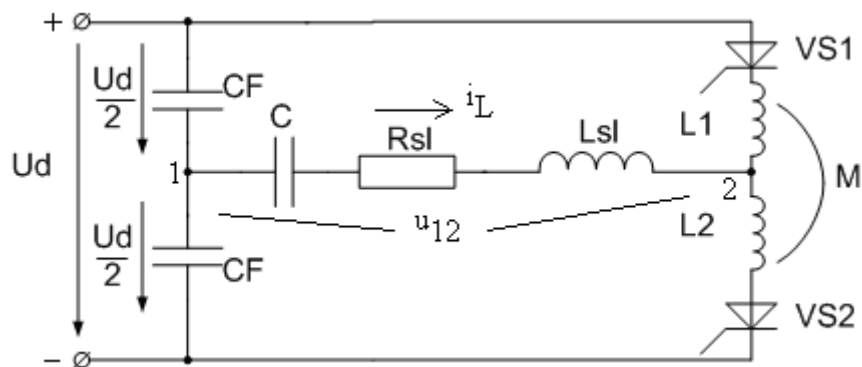
A) Ar sadalīto komutācijas kapacitāti

Šī invertora darbības princips ļoti līdzīgs kā iepriekšējam tilta shēmas virknes rezonanses invertoram. Šajā gadījumā L1 un L2, tāpat kā nesimetriskajā shēmā, darbojas gan kā svārstību kontūra elementi, gan nodrošina tiristoru VS1 un VS2 aizvēršanu. Sadalītā komutācijas kapacitāte tiek pārlādēta katra savā pusperiodā.



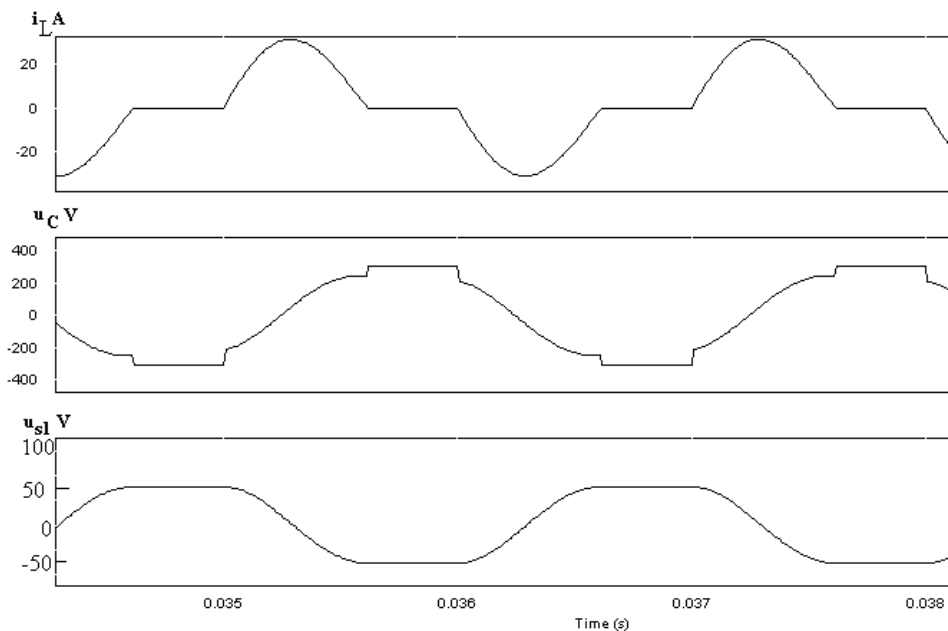
2.7. att. Virknes rezonanses invertors pustilta shēmā ar sadalīto komutācijas kapacitāti: shēma un diagrammas

B) Ar nesadalīto komutācijas kapacitāti



2.8. att. Virknes rezonanses invertors pustilta shēmā ar nesadalīto komutācijas kapacitāti

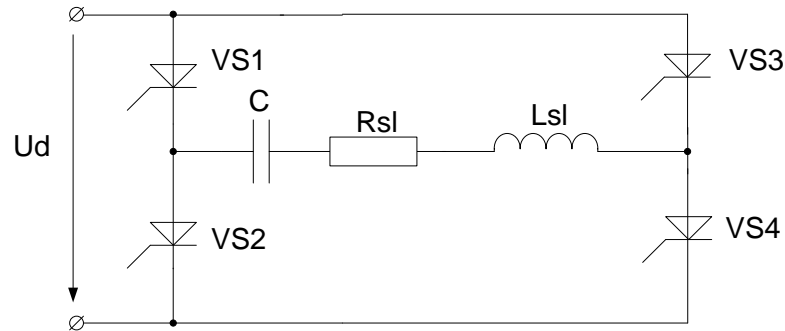
Šajā gadījumā avotam pieslēgtie kondensatori ir ar lielu kapacitāti katrs un tie faktiski darbojas kā līdzsprieguma dinamiskais dalītājs, kas nodrošina, ka pie pētāmās rezonanses ķēdes periodiski pieslēdz tikai vienas vai otras polaritātes spriegumu $\frac{U_d}{2}$ (2.9.att.). Shēmas darbības princips ir līdzīgs kā gadījumā ar sadalīto komutācijas kapacitāti, un, ja tā tiek realizēta ar tiristoriem, tāpat jānodrošina pārslēgšanas frekvence mazāka par rezonanses, kā dēļ rodas strāvas līknes pauzes, kurās tiristoriem tiek pievienots paaugstināts spriegums, tuvs kondensatora C sprieguma amplitūdai.



2.9.att. Sprieguma un strāvas diagrammas 2.8. att. shēmai

2.1.2.4. Virknes rezonanses invertors pēc tilta shēmas

Periodiski tiek pārslēgti tiristori VS1, VS4 un VS2, VS3. Rezonanses ķēdei pievieno pilno barošanas avota spriegumu. Shēma stabili darbosies tikai, ja rezonanses frekvence būs lielāka par tiristoru pārslēgšanas, jo pastāv iespēja abu grupu tiristoriem ieslēgties vienlaikus, kad radīsies īsslēgums.

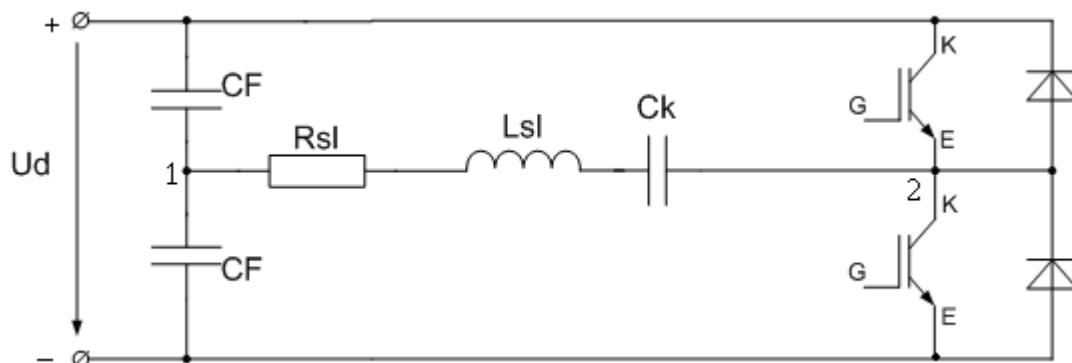


2.10. att. Virknes rezonanses invertors tilta shēmā

Šajā rezonanses invertorā galvenā problēma ir tiristoru aizvēršanās nosacījumi, tādēļ strāva ir pusviļņu formā ar pārtraukumiem, t.i., netiek nodrošināts sinusoidālas strāvas režīms. Tāpat pauzes laikā tiristoriem pievienots pilns kondensatora spriegums, kas daudzkārt pārsniedz barošanas avota.

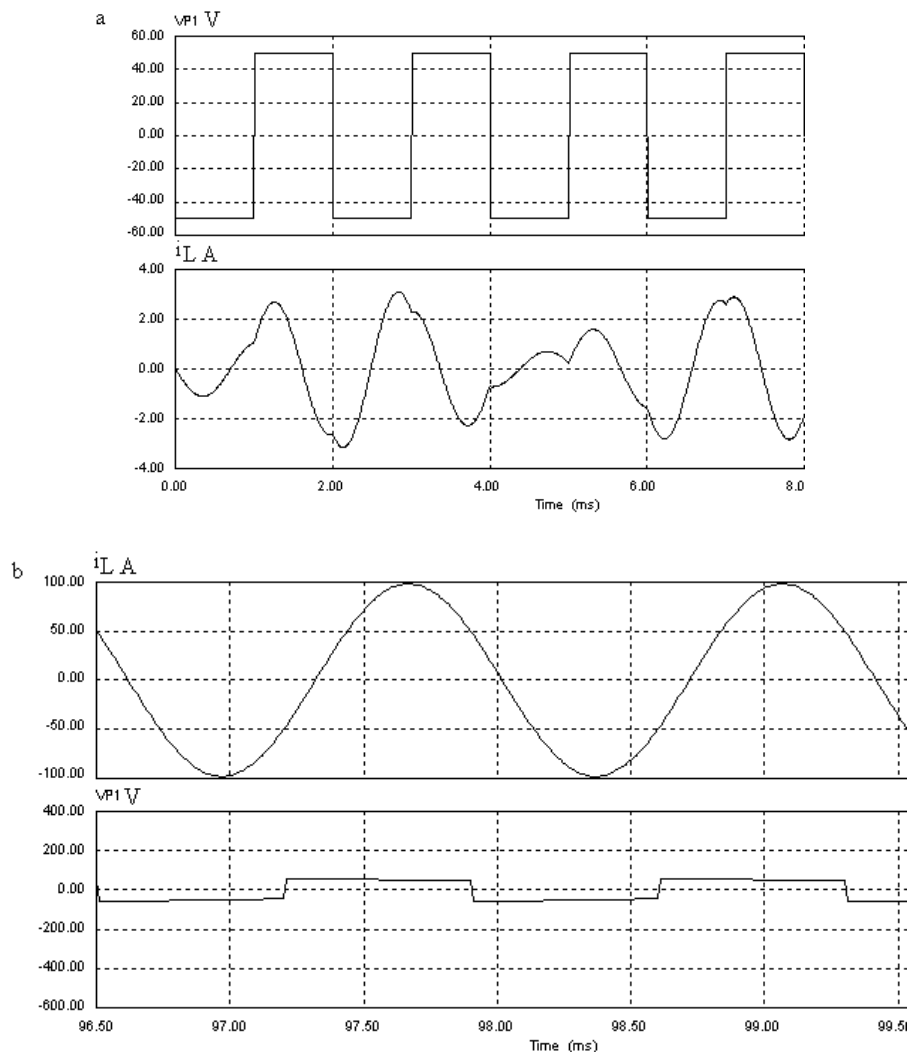
2.1.2.5. Virknes rezonanses invertors pēc pustilta shēmas ar IGBT tranzistoriem

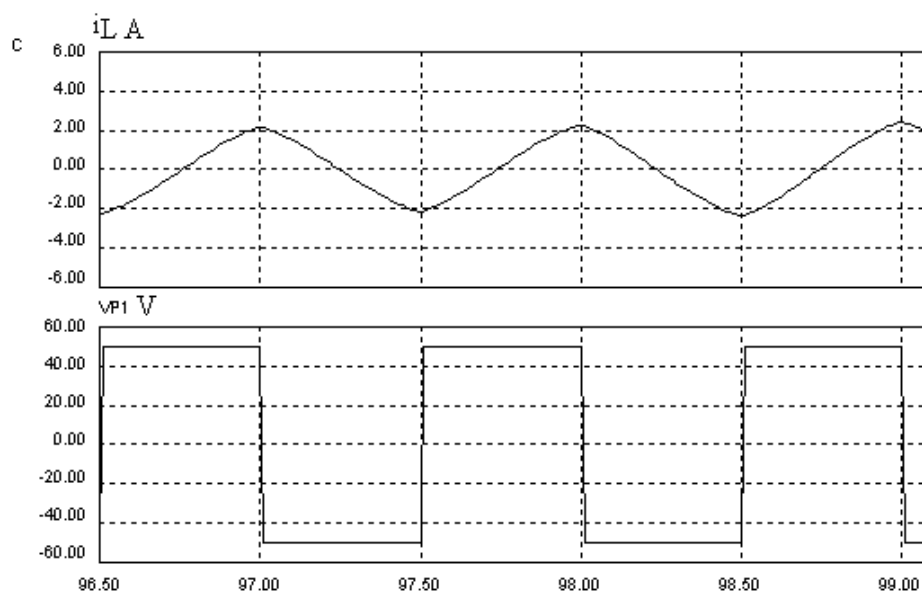
IGBT tranzistoru pielietojums ļauj iegūt jaunas īpašības – pilnīgi vadāmu pārslēgšanu, pārtraucot strāvu ķēdē, tāpat tranzistora struktūrā iebūvētā diode ļauj realizēt enerģijas apmaiņu ar barošanas avotu, kas uzlabo gan enerģētiskos parametrus, gan nodrošina, ka tranzistoru spriegums ierobežots ar avota spriegumu.



2.11. att. Virknes rezonanses invertors ar IGBT tranzistoriem

Šajā shēmā pārmaiņus rezonanses ķēdei tiek pieslēgts spriegums $0,5U_d$ (2.12. att.). Shēma var darboties gan ar pārslēgšanas frekvenci mazāku par rezonanses, gan lielāku, gan vienādu ar rezonanses (2.12.att.).





2.12.att. Shēmas rezonanses ķēdes sprieguma un strāvas diagrammas a – pie frekvences 500Hz; b – pie rezonanses frekvences 715Hz; c – pie $f=1000$ Hz. $L=10\text{mH}$, $C=5\mu\text{F}$, $R=0,5$ omi

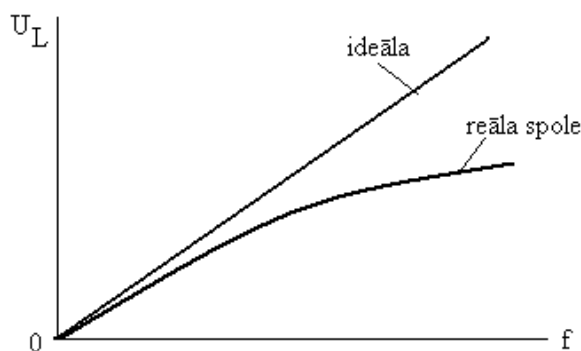
Kā redzams, ja pārslēgšanas frekvence ir zemāka par rezonanses (a), tad strāva ķēdē ir nesinusoidāla un nav iespējams sasniegt augstus spriegumus uz spoles. Līdzīgi ir gadījumā, kad pārslēgšanas frekvence ir lielāka par rezonanses (c). Ja ir rezonanses frekvence, tad strāvu ķēdē ierobežo tikai rezistances un tā ir sinusoidāla ar maksimāli lielu amplitūdu.

2.1.3. Shēmas izvēle iespējamai realizācijai

Ņemot vērā tiristoru shēmu īpatnības, kas saistītas ar drošas aizvēršanas nodrošināšanu un praktiski grūti realizējamu sinusoidālas strāvas režīmu pie pārslēgšanas frekvences vienādas ar rezonanses, tiristoru shēmas būtu jāizslēdz no apskates un praktiska pielietojuma. Vienīgi moderno tranzistoru pielietojums ļauj nodrošināt kvalitatīvu rezonanses režīmu gan ar minimālu barošanas avota jaudu, gan ierobežotiem spriegumiem uz pusvadītāju slēdžiem. Par visvairāk pieejamo var uzskatīt pustilta shēmu ar nesadalīto komutācijas kapacitāti (2.11.att.), jo pietiekoši augsto izejas spriegumu te var iegūt bez paaugstinošā transformatora, kas sarežģītu konstrukciju un procesus shēmā un veidotu papildus zudumus.

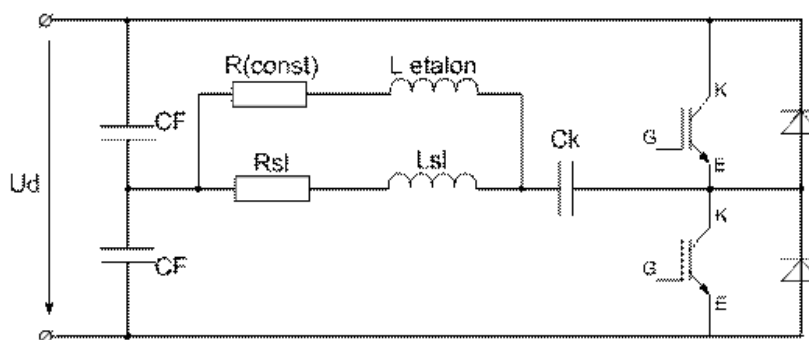
Kā parādīts 1. nodaļā, parastā virknes rezonanses invertorā, palielinot frekvenci, samazinās caurplūstošā strāva, kam par iemeslu ir pētāmās spoles aktīvās pretestības palielinājums virsmas un tuvuma efektu iespaidā. Ja spole pie dažādām frekvencēm būtu ar nemainīgu rezistanci, tad spriegums uz spoles augtu lineāri ar frekvences pieaugumu

(2.13.att.). Patiesībā, frekvencei augot pieaug rezistence, strāvas amplitūda pie rezonanses samazinās un spoles spriegums - arī samazinās.



2.13.att. Spriegums uz pētāmās spoles atkarībā no frekvences

Izvērtējot iepriekšminēto problēmu, nolēmu saviem pētījumiem izmantot uzlabotu rezonanses invertoru ar IGBT tranzistoriem (2.14.att.). Šajā shēmā rezonanses ķēdē paralēli ieslēgtas divas spoles – viena reālā ar masīvu vadu, kā tas paredzēts 50 Hz frekvences spolēm; otra – izgatavota no augstfrekvences daudzdzīslu vada („licendrāte”), un tās rezistence nav atkarīga no frekvences. Tā kā viena spole ir ar nemainīgu pretestību no frekvences, kopēji spoļu mezglam pie attiecīgas parametru izvēles ir samazināta rezistances atkarība no frekvences, un tātad stabilizēta darbība un rezonanses parametri.



2.14. att. Rezonanses invertora shēma ar samazinātu rezistances atkarību no frekvences

2.2.Rezonanses invertora darbība pie $\omega_v = \omega_r$

2.2.1.Elektromagnētiskie procesi shēmā

Rezonanses invertora darbība var norisināties normāli tikai tad, ja ķēdes parametri nodrošina svārstību procesu, t.i., jābūt

$$\frac{1}{LC} > \left(\frac{R}{2L}\right)^2 = \delta^2, \quad (2.3)$$

kur δ - rimšanas koeficients.

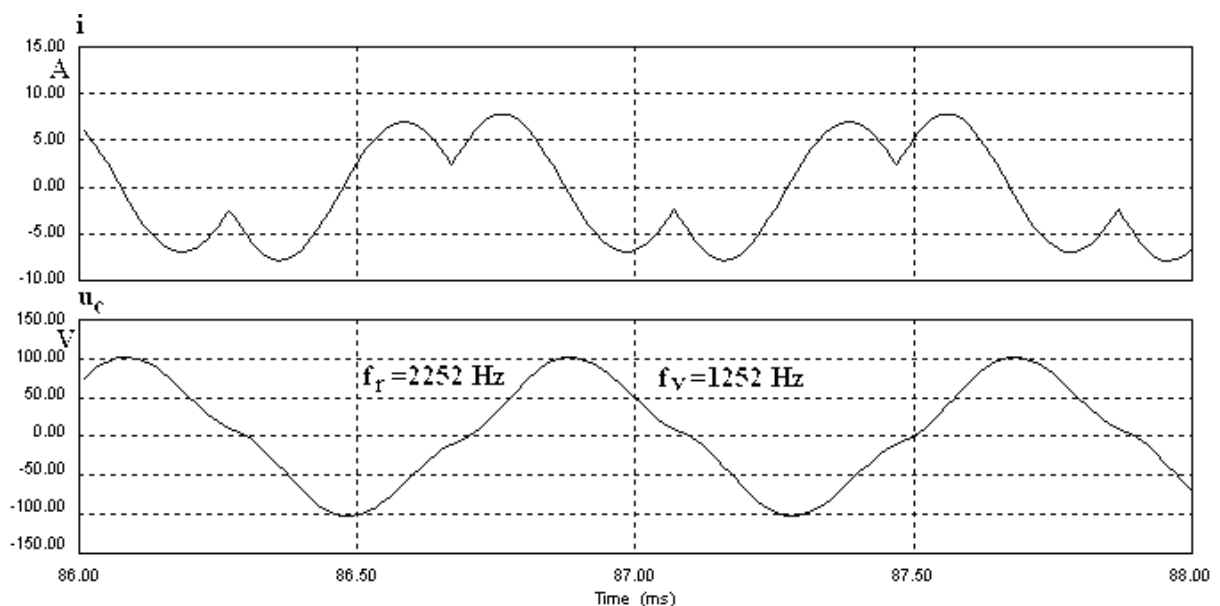
Ķēdes pašsvārstību frekvence

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}. \quad (2.4)$$

Precīzs rezonanses invertora aprēķins ir ļoti sarežģīts uzdevums, jo tas attīstās no viena pārslēgšanās cikla uz nākamo un spriegums uz kondensatora sasniedz stipri augstāku amplitūdas līmeni nekā DC avota amplitūda [45].

Visumā rezonanses invertoram iedala trīs darbības režīmus. Pirmais režīms $\omega_v = \omega_r$, kad vadības leņķiskā frekvence $\omega_v = 2\pi/T$ ir vienāda ar ķēdes pašsvārstību frekvenci $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}$. Šajā gadījumā iegūst robežgadījumu, kad strāva ir nepārtraukta un praktiski sinusoidāla. Šis ir arī vēlamais darbības režīms (2.13.att.b).

Otrais gadījums ir kad vadības leņķiskā frekvence ω_v ir mazāka par ω_r , tad iegūst nesinusoidālu slodzes strāvu (2.13.att.a). Šajā gadījumā strāva, kas plūst caur ķēdi, ir ar nelielu amplitūdu un tas rezultējoši ietekmē arī spriegumu U_c , kas redzams 2.13. un 2.15. attēlā.

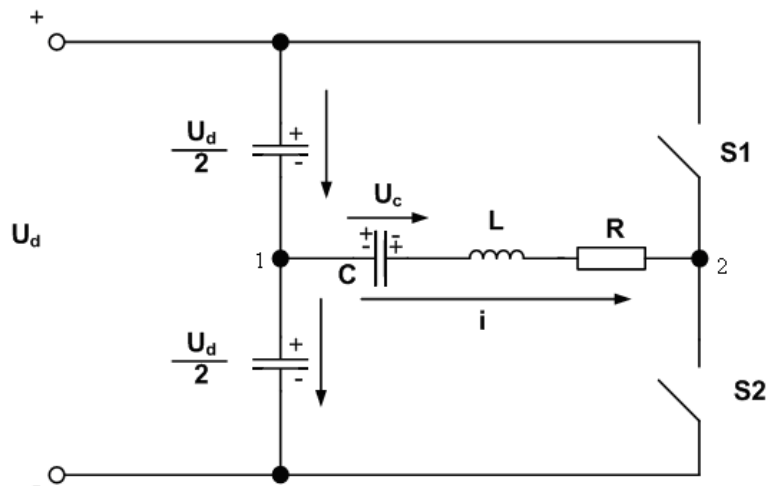


2.15.att. Strāvas un kapacitatīvā sprieguma līknes ja $\omega_v < \omega_r$ ($R=0.5\Omega$, $C=10\mu\text{F}$, $L=0.5\text{mH}$)

Trešais gadījums ir kad $\omega_v > \omega_r$, tad slodzes sprieguma efektīvā vērtība tāpat samazinās attiecībā pret aprēķināto rezonanses režīmam. Šajā shēmā nav iespējams darboties ar $\omega_v > \omega$, ja tranzistors nav šuntēts ar diodi, jo tad tranzistora ieslēgšanās brīdī slodzes ķēdes strāvas momentānā vērtība vienmēr būs ar tranzistora vadāmībai pretēju virzienu, kas neatbilst shēmas pārslēgšanās principiem. Lai nodrošinātu shēmas darbību šai vadīšanas režīmā, katrs tranzistors jāšuntē ar reversa virziena diodi un barošanas avota ķēdei jābūt ar divvirziena vadāmības īpašībām.

2.2.2. Rezonanses ķēdes elementu sprieguma aprēķins stacionārā režīmā

Aprēķini tiek realizēti pie robežgadījuma, kad $\omega_v = \omega_r$. Aprēķinu shēma attēlota 2.16.att.

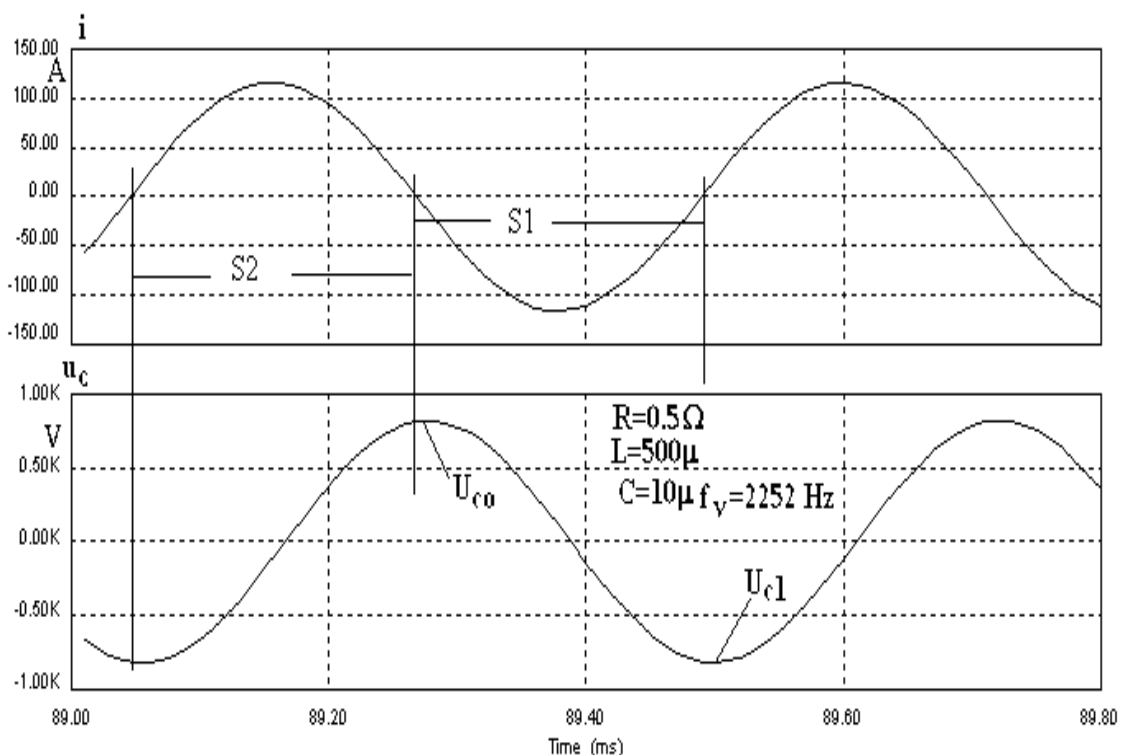


2.16.att. Aprēķinu shēma

Slēdži S1 un S2 tiek pārslēgti periodiski un vadības signāli uz to ieslēgšanu ilgst pusperiodu. Savukārt barošanas avota spriegums tiek dalīts dinamiskā režīmā ar ieejas kondensatoru ķēdi un rezonanses ķēdei periodiski tiek pievadīts vienas un otras polaritātes avota pusspriegums.

2.2.2.1. Posms S1. Tiek ieslēgts slēdzis S1. Slēdzis S2 ir atslēgts

Sprieguma un strāvas līknes abos režīmos ir attēlotas att.2.17.



2.17. att. Rezonanses ķēdes strāvas un kondensatora sprieguma līknes rezonanses režīmā
 Sākumā $t=0$, $i = 0$, bet $u_c = U_{c0}$, kas izriet nonoteikuma, ka ķēdē ir rezonanse un
 tādēļ strāvas līkne sakrīt fāzē ar pārslēdzamo spriegumu u_{12} . Tādējādi strāvas momentāno
 vērtību izmaiņas apraksta vienādojums:

$$i = e^{-\delta t} (A \sin \omega t + B \cos \omega t), \quad (2.5)$$

kas ievērojot sākuma noteikumus, transformējas veidā

$$i = -e^{-\delta t} \frac{0,5U_d + U_{c0}}{\omega_r L} \sin \omega_r t, \quad (2.6)$$

kur $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (pašsvārstību leņķiskā frekvence, kurai atbilstošais periods ir $T = 2\pi\sqrt{LC}$,
 praktiski rezonanses frekvence).

Savukārt droseles spriegums

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -e^{-\delta t} (0,5U_d + U_{c0}) \left(\cos \omega_r t - \frac{\delta}{\omega_r} \sin \omega_r t \right). \quad (2.7)$$

Kad $\omega_r t = \pi$, tad

$$u_{L(\pi)} = e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} (0,5U_d + U_{c0}), \quad (2.8)$$

savukārt kapacitātes sprieguma maksimālā vērtība pie ieslēgta slēdža S1 ir

$$U_{c1} = -0,5U_d - e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} (0,5U_d + U_{c0}), \quad (2.9)$$

kam noteikti ir negatīva vērtība.

2.2.2.2. Tiek ieslēgts slēdzis S2. S1 atslēgts. Arī šajā pusperioda sākumā

$$i = 0$$

Tādejādi strāvas momentāno vērtību izmaiņas apraksta vienādojums

$$i = e^{-\delta t} \frac{0,5U_d - U_{c1}}{\omega_r L} \sin \omega_r t \quad (2.10)$$

(strāvas vērtība tāda pati kā S1 pusperiodā, tikai ar pretēju zīmi).

Tā kā kondensatora strāvas, t.i., strāvas i vidējā vērtība ir nulle, tad integrējot abas strāvas izteiksmes un ievērojot U_{c1} izteiksmi, var iegūt, ka

$$u_c + u_L = 0,5U_d;$$

$$U_{c0} = 0,5U_d + e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} (0,5U_d - U_{c1});$$

$$U_{c0} = \frac{0,5U_d + U_d e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} + 0,5U_d e^{-2\delta \frac{\pi}{\omega_r}}}{1 - e^{-2\delta \frac{\pi}{\omega_r}}}. \quad (2.11)$$

No šīm izteiksmēm iegūstam, ka

$$U_{c0} = 0,5U_d + e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} \left[0,5U_d + 0,5U_d + e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} (0,5U_d + U_{c0}) \right]. \quad (2.12)$$

Minētās izteiksmes (2.9) un (2.11) ļauj aprēķināt nepieciešamos parametrus rezonanses režīmā, t.i., sprieguma amplitūdu uz kondensatora un spoles. Bet ir iespējams arī cits risinājums, kurš balstīts uz pārslēgšanas sprieguma u_{12} pamatharmonikas ietekmes aprēķinu uz rezonanses ķēdes elementu spriegumu. Pamatharmonikas sprieguma amplitūdas vērtība ir vienāda ar:

$$U_{LD(f)m} = \frac{2U_d}{\pi}. \quad (2.13)$$

Tad slodzes strāvas amplitūda rezonanses režīmā ir $U_{LD(f)m}/R$ un kondensatora sprieguma amplitūda ir

$$U_{C0} = \frac{2U_d}{\pi R \omega_r C} . \quad (2.14)$$

No iegūtajām izteiksmēm var aprēķināt avota strāvas I_d vidējo vērtību. Pieņemot, ka pusvadītāju elementos un kondensatorā nav aktīvās jaudas zudumu, var rakstīt, ka

$$I_d = \frac{I_{m0}^2 \cdot R}{2U_d} , \quad (2.15)$$

kur I_{m0} ir rezonanses ķēdes strāvas amplitūda. Tuvināti to var noteikt izmantojot (2.13) kā

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi^2 R} . \quad (2.16)$$

2.2.2.3. Teorētisko aprēķinu pārbaude

Aprēķinu salīdzināšanai tika izmantota simulācijas programma PSIM.

Aprēķinu piemērs Nr.1, kur $R=19\Omega$, $U_d=220V$, $L=0.22H$, $C=0.1\mu F$. Šeit aplūkota spole ar labuma faktoru $Q=78$, bet ķēdes rezonanses frekvence tuvināti ir

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{1}{0.22 * 0.1 * 10^{-6}}} = \sqrt{\frac{10^6}{0.022}} = 6741.99 \text{ 1/s} ;$$

pārējie ķēdes parametri ir

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{19}{2 * 0.22} = 43.18 \text{ 1/s} ;$$

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{6741.99}{2 * 3.14} = 1073.56 \text{ Hz} ;$$

$$\delta \frac{\pi}{\omega_r} = -\frac{R * \pi}{2 * L * \omega_r} = -\frac{19 * 3.14}{2 * 0.22 * 6741.99} = 0.0201 .$$

Pēc izteiksmēm kondensatora ekstremālie spriegumi U_{C1} un U_{C0}

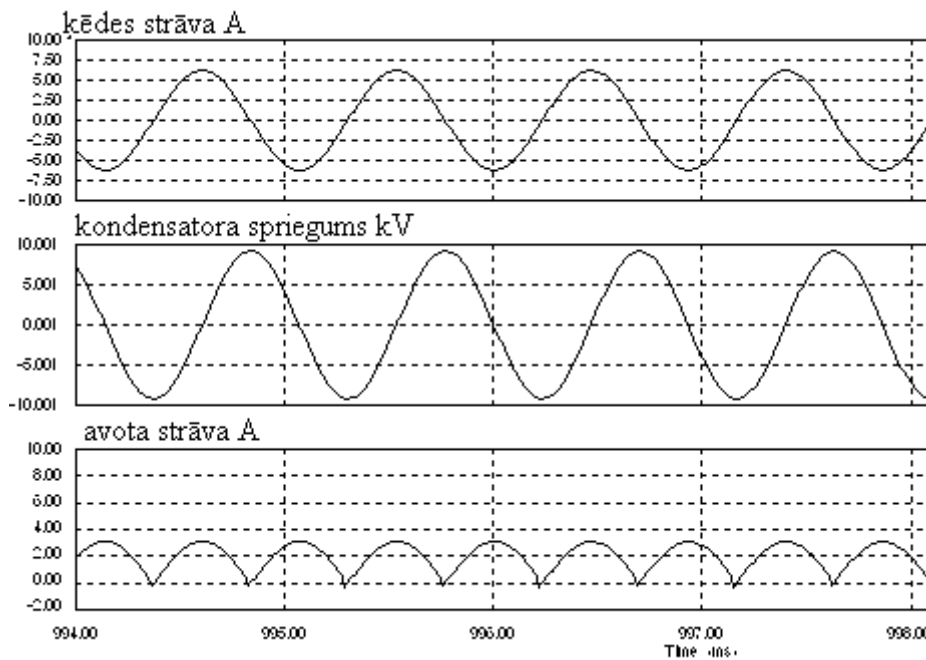
$$U_{c0} = \frac{0,5U_d + U_d e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_r}} + 0,5U_d e^{-\frac{2\delta\pi}{\omega_r}}}{1 - e^{-\frac{2\delta\pi}{\omega_r}}} = \frac{0,5 * 220 + 220e^{-0,0201} + 0,5 * 220e^{-0,0402}}{1 - e^{-0,0402}}$$

$$= \frac{110 + 220 * 0,9801 + 110 * 0,9606}{1 - 0,9606} = \frac{110 + 215,622 + 105,666}{0,0394} = 10946,4 = 10,9464kV$$

$$U_{c1} = -0,5U_d - e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_r}} (0,5U_d + U_{c0}) = -0,5 * 220 - e^{-0,0201} (0,5 * 220 + 10946,4)$$

$$= -110 - 0,9801(110 + 10946,4) = -10946,37V = -10,94637kV$$

Modelēšanas rezultāti attiecīgi ir $U_{c0} = -U_{c1} = 9,81kV$ (2.18.att.). Izmantojot vienkāršoto aprēķinu formulas, rezultāts ir $U_{c0} = 10,94kV$. Pārbaudot avota strāvu (2.18.att.), redzam, ka pēc tuvinātiem aprēķiniem tai būtu jābūt $I_d = 1,18 A$, kas pietiekoši tuvi saskan ar datormodelēšanas rezultātiem.



2.18.att. Aprēķinu 1. piemēra datormodelēšanas līknes

Aprēķinu piemērs nr.2, kurā tiek pētīta ķēde ar ļoti mazu pretestību - $R=0.5\Omega$, $U_d=100V$, $L=0.5mH$, $C=10\mu F$. Tomēr ķēdes labuma faktors ir tikai $Q=14,14$.

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \sqrt{\frac{10^{12}}{500 * 10}} = \sqrt{\frac{10^6}{70.71}} = 14142 \text{ } 1/s \text{ ;}$$

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{0.5}{2 * 500 * 10^{-6}} = 500 \text{ 1/s} ;$$

$$\delta \frac{\pi}{\omega_r} = -\frac{R * \pi}{2 * L * \omega_r} = -\frac{0.5 * 3,14}{2 * 500 * 10^{-6} * 14142} = 0.111 ;$$

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{14142}{2 * 3.14} = 2252 \text{ Hz} .$$

Pēc izteiksmēm kondensatora ekstremālie spriegumi U_{c1} un U_{c0}

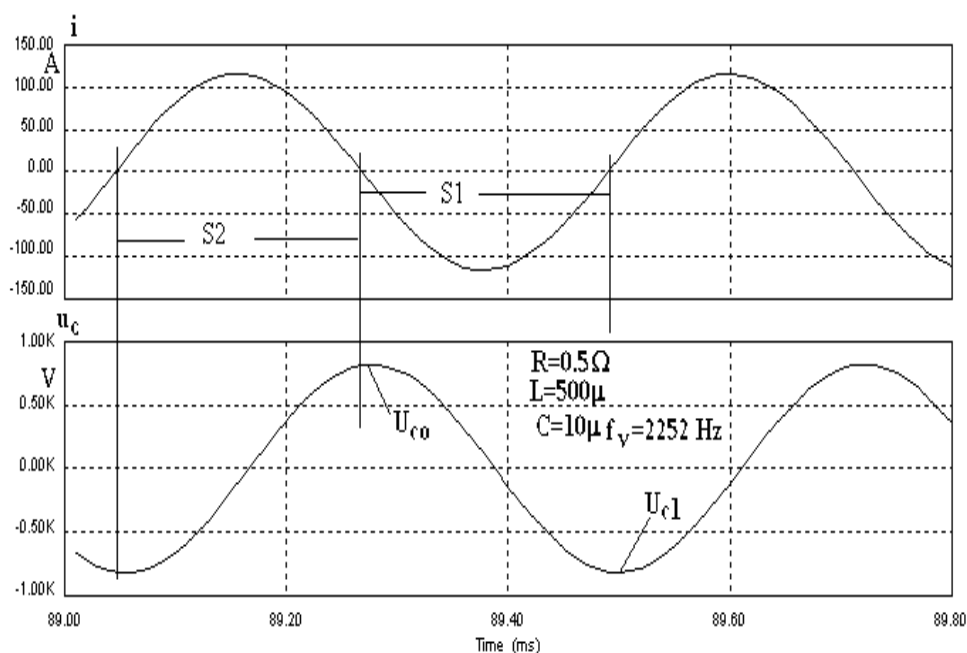
$$U_{c0} = \frac{0,5U_d + U_d e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} + 0,5U_d e^{-2\delta \frac{\pi}{\omega_r}}}{1 - e^{-2\delta \frac{\pi}{\omega_r}}} = \frac{0,5 * 100 + 100e^{-0,111} + 0,5 * 100e^{-0,222}}{1 - e^{-0,222}} =$$

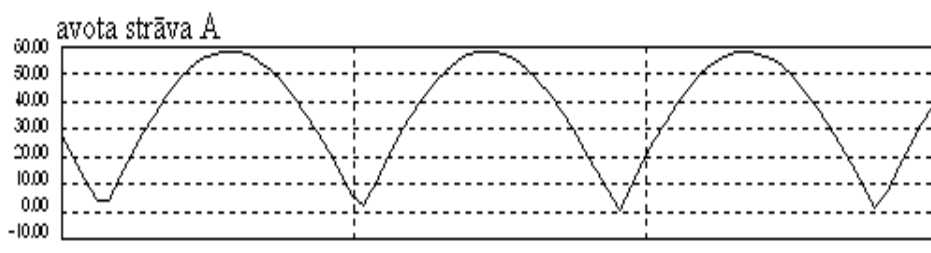
$$= \frac{50 + 100 * 0,895 + 50 * 0,801}{1 - 0,801} = \frac{50 + 89,5 + 40,05}{0,199} = 902,26 \text{ V}$$

$$U_{c1} = -0,5U_d - e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_r}} (0,5U_d + U_{c0}) = -0,5 * 100 - e^{-0,111} (0,5 * 100 + 902,26) =$$

$$= -50 - 0,9801(110 + 902,26) = -900,25 \text{ V}$$

Datorsimulācijā PSIM programmā pie tādiem pašiem parametriem tika iegūtas sekojošas vērtības (att.2.19.) $U_{c0}=850\text{V}$, $U_{c1}=-850\text{V}$, bet vienkāršoto aprēķinu metodē - $U_{c0}=900,78\text{V}$. Savukārt avota strāvas aprēķins pēc tuvinātās izteiksmes dod diezgan lielu novirzi: pēc aprēķiniem $I_d=20,3\text{A}$, bet kā redzams no līknes (2.19.att.), tā ir tuvu 30 A. Tomēr aptuveni, lai novērtētu avota darba apstāļus, tuvinātā metode var tikt akceptēta.





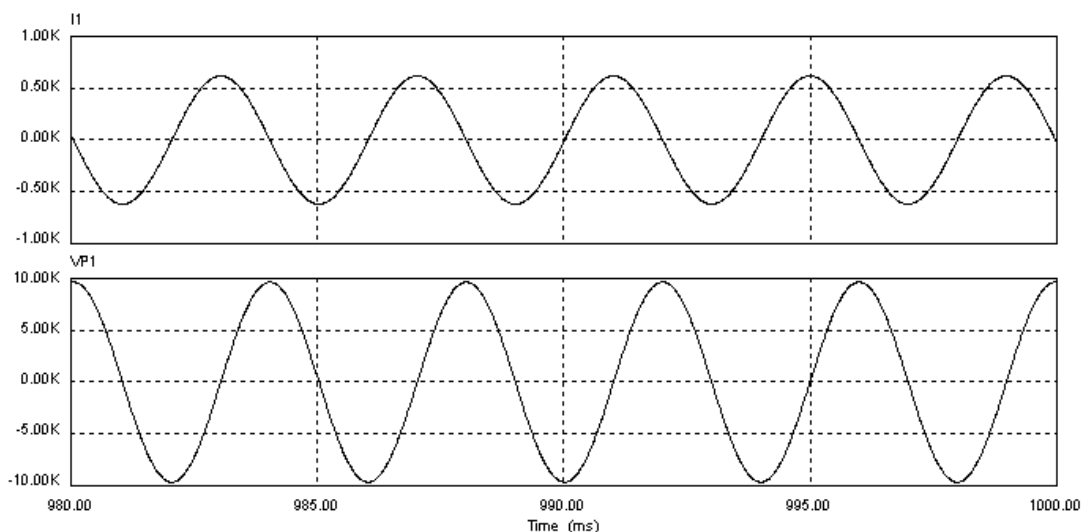
2.19.att. Aprēķinu 2. piemēra datorrealizācija; $U_d=100$ V

Kā tas redzams no rezultātiem, vienkāršotā aprēķinu metode dod praktiski tādas pašas aprēķinu rezultātus kā diferencētā aprēķinu metode, bet eksperimentāli iegūtās vērtības ir tuvas aprēķinātajām, ņemot vērā aprēķinu sarežģītību.

Vienkāršotā aprēķinu metode var tikt pielietota nepieciešamās kapacitātes aprēķinam, lai iegūtu izejā nepieciešamos izejas datus (ekstrēmās spriegumu vērtības) pie dotiem spoles parametriem (L, R):

$$C = \frac{4L}{k_u^2 \pi^2 R^2}, \quad (2.17)$$

kur k_u ir attiecība starp U_{c0} un U_d . Kā tas redzams no izteiksmes, kapacitātes vērtība ir apgriezti proporcionāla k_u kvadrāta vērtībai. Kapacitātes vērtībai jābūt lielākai pie lielākas L un spoles pretestības R attiecības. Piemēram, ja avota spriegums ir 100V, sprieguma amplitūdai uz kondensatora jābūt 10000V ($k_u=100$), $L=10$ mH, $R=0,1\Omega$, tad kapacitātei jābūt $C=40.6\mu$ F. Modelēšana rāda, ka pie šādām vērtībām kondensatora sprieguma amplitūda sasniedz 9.9 kV, kas ir tuvu uzdotajai vērtībai (2.20.att.). Jāatzīmē gan, ka datormodelī uzstādīta vadības frekvence 251Hz, kas nedaudz pārsniedz tuvināti aprēķināto rezonanses frekvenci 249,9Hz.



2.20.att. Datormodelēšanas rezultāti tuvināto aprēķinu gadījumam ar $k_u=10000$, $L=10\text{mH}$,
 $R=0,1 \Omega$, $C=40.6 \mu\text{F}$, vadības frekvence 251 Hz

2.3. Rezonances invertora darbība ar paaugstinātu kontūra frekvenci

2.3.1. Procesi shēmā

Aplūkojam pustilta rezonances invertora aizvietošanas shēmu (att.2.16), kurā tranzistoru - diožu ķēdes aizvietotas ar diviem slēdžiem - S1 augšējā tranzistora un diodes vietā; S2- apakšējā tranzistora un diodes vietā. Slēdži ieslēgti pretfāzē un katrs vadības frekvences ω_v pusperiodā.

Slodzes ķēdes RLC induktivitāte šinī gadījumā ir samazinājusies pret rezonances gadījumu un rezultātā slodzes ķēdes svārstību frekvence (sk.2.15.att.)

$$\omega_{ld} > \omega_v .$$

Ja

$$\omega_v < \omega_{ld} \leq 2\omega_v ,$$

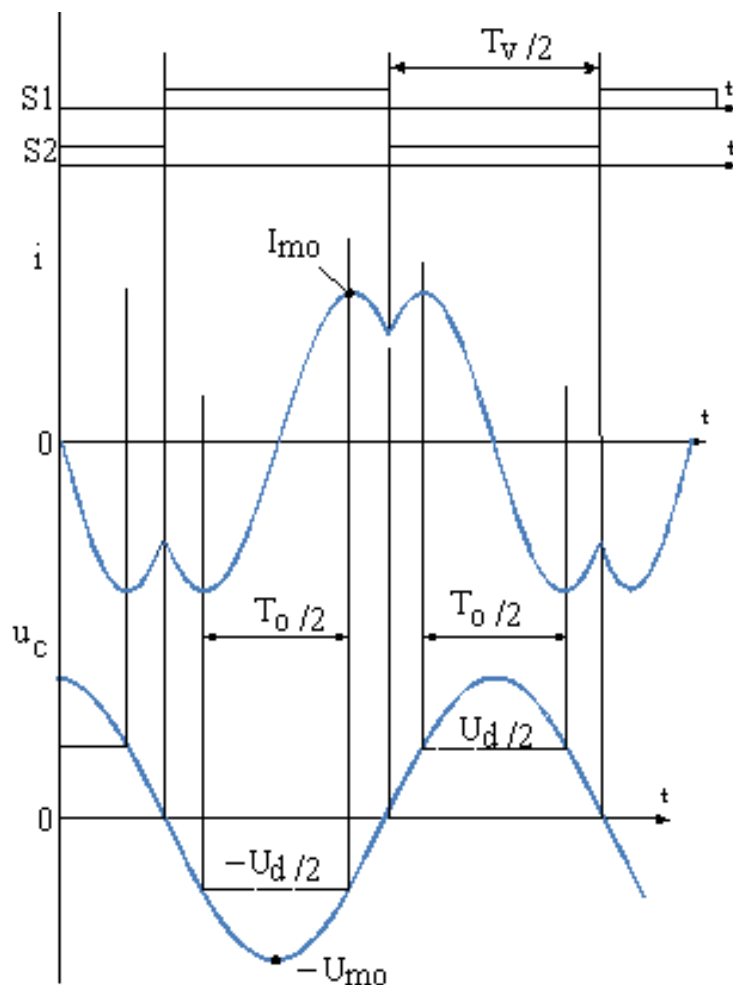
tad procesi var tikt ilustrēti ar att.2.21 diagrammām.

Noteikums

$$\omega_{ld} \leq 2\omega_v$$

nozīmē, ka induktivitāte L var četras reizes samazināties pret rezonances gadījumu.

Kad S1 ieslēdz, strāva i no negatīvās vērtības sāk mainīties uz pozitīvo un brīdī, kad $i=0$, spriegums uz kondensatora ir ar maksimālo negatīvo vērtību mīnus U_{m0} . Brīdī, kad strāvai ir ekstrēmumi mīnus I_{m0} un I_{m0} , spriegums uz kondensatora ir praktiski mīnuss $0,5U_d$.



Att.2.21. Kondensatora sprieguma un strāvas līknes pie nosacījuma $\omega_v < \omega_{ld} \leq 2\omega_v$

Līdzīgi, kad ieslēgts S2, strāva mainās no pozitīvajām uz negatīvajām vērtībām, bet strāvas maksimuma punktos $U_c = \frac{U_d}{2}$. Robežās starp $-\frac{U_d}{2} \leq u_c \leq \frac{U_d}{2}$ kondensatora spriegums mainās praktiski lineāri. Tādēļ ar samēra augstu precizitāti var rakstīt, ka sprieguma izmaiņas no $-0,5U_d$ līdz $0,5U_d$ laikā

$$I'_{av} (0,5T_v - 0,5T_0) = CU_d, \quad (2.18)$$

kur I'_{av} ir strāvas vidējā vērtība intervālā $(0,5T_v - 0,5T_0)$, kur T_v ir slēdžu pārslēgšanās periods, $T_0 \approx 2\pi\sqrt{LC}$ ir slodzes pašsvārstību periods $T_0 < T_v$ pie samazinātas induktivitātes vērtības.

Šo strāvas vidējo vērtību var noteikt kā

$$I'_{av} = \frac{4}{T_v - T_0} \int_0^{0,25(T_v - T_0)} I_{m0} \cos \omega_0 t dt = \frac{4I_{m0}}{(T_v - T_0)\omega_0} \sin\left(\omega_0 \frac{T_v - T_0}{4}\right). \quad (2.19)$$

Šeit ω_0 ir slodzes ķēdes signālu izmaiņas leņķiskā frekvence, t.i., ω_{ld} .

Kā redzams no att.2.21, kad strāva i samazinās no I_{m0} līdz nullei kā $I_{m0} \cos \omega_0 t$, spriegums u_c pieaug no $0,5U_d$ līdz U_{m0} .

Sprieguma izmaiņas aprakstās kā

$$u_c = \frac{I_{m0}}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t + 0,5U_d. \quad (2.20)$$

Kad $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$, tad $u_c = U_{m0}$ un

$$U_{m0} = 0,5U_d + I_{m0} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.21)$$

Izmantojot iegūtās izteiksmes (2.16) un (2.17), un ievērojot, ka iepriekš slodzes ķēde bija noskaņota rezonansē ar induktivitāti L_r , iegūstam

$$I_{m0} = \frac{\sqrt{\frac{C}{L}} U_d}{2 \sin \frac{\pi}{2} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L}} - 1 \right)}, \quad (2.22)$$

un kapacitatīvā sprieguma amplitūdas vērtība ir

$$U_{m0} = 0,5U_d \left[1 + \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L}} - 1 \right)} \right]. \quad (2.23)$$

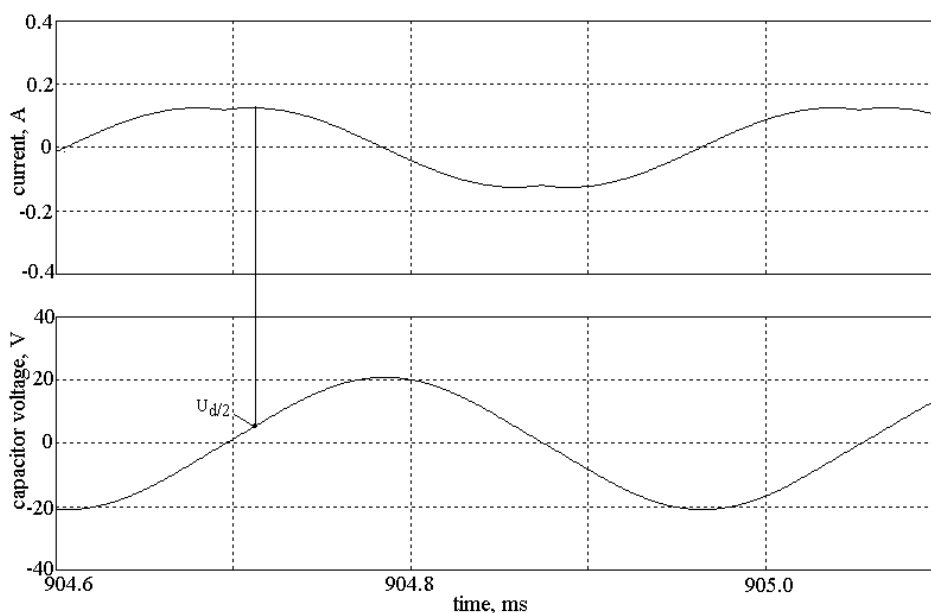
Šī izteiksme ļauj novērtēt kondensatora sprieguma amplitūdu, ja induktivitāte caursites rezultātā samazinājusies no L_r līdz L , bet $\omega_0 \leq 2\omega_v$, tātad induktivitātes samazinājums maksimāli ir 4 kārtīgs. Ja induktivitātes samazinājums ir lielāks, tad $\omega_0 > 2\omega_v$ un spriegumi uz kondensatora būs vēl mazāki.

2.3.2. Teorētisko aprēķinu pārbaude

Piemērs 1. Pieņemam $U_d=10V$, $C=0,374\mu F$, induktivitāte pēc samazinājuma ir $L=6mH$, kas nodrošina $\omega_0 = 2.111 \cdot 10^4 s^{-1}$. Vadības signālu periods (slēdžu pārslēgšanās) pie sākotnējās induktivitātes $L_r = 8.7mH$ ir

$$T_v = \frac{1}{2791} s \text{ vai frekvence } 2791 \text{ Hz.}$$

Pēc aprēķiniem $I_{m0} = 0.124 A$, bet kondensatora sprieguma amplitūda $U_{m0} = 20.7V$. Kā redzams no datormodelēšanā iegūtajām diagrammām, sakritība ir teicama (att. 2.22). Turklāt modelī pieņemts, ka $R=0,1\Omega$.

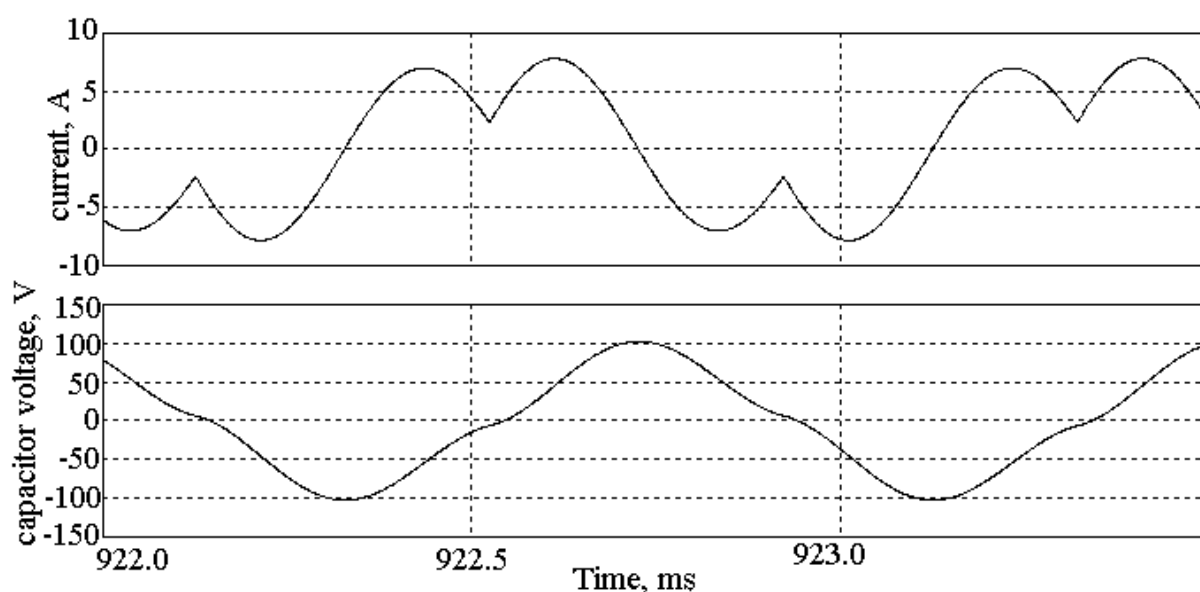


Att.2.22. Datormodelēšanas grafiki pirmajam piemēram

Piemērs 2. Pieņemam $U_d=100V$, $C_v=10\mu F$, samazinātā induktivitāte $L=0,5mH$, kas nodrošina $\omega_0 = 14142 s^{-1}$. Vadības signālu periods (slēdžu pārslēgšanās) pie $L_r=1.618mH$ ir

$$T_v = \frac{1}{1252} s.$$

Pēc aprēķiniem $I_{m0} = 7.44 A$, bet kondensatora sprieguma amplitūda $U_{m0} = 102.6V$, kas ļoti labi sakrīt ar datormodelēšanā iegūtajām diagrammām, sakritība ir teicama (2.23.att.). Turklāt modelī pieņemts, ka $R=0,5\Omega$.



Att.2.23. Datormodelēšanas grafiki otrajam piemēram

Ja salīdzina iegūtos rezultātus ar rezonanses gadījuma datiem (kad $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C}$), tad pirmajā gadījumā U_m pie rezonanses (kad L_r būtu 8,7mH) pēc aprēķiniem būtu 9,716kV, $I_m=63,7A$. Tātad L samazinājums pret rezonanses L_r par 36% deva 465 kārtīgu kondensatora sprieguma amplitūdas samazinājumu.

Otrajā gadījumā pie rezonanses (kad L_r būtu 1,618mH) pēc aprēķiniem $U_m=1620,2$ V, $I_m=127,38A$. Šajā gadījumā L samazinājums par 69% deva 158 kārtīgu kondensatora sprieguma amplitūdas samazinājumu.

2.3.3. Elementu sprieguma samazinājuma pie spoles induktivitātes izmaiņām novērtējums

Rezonanses invertors tiek izmantots spoles izolācijas pārbaudei ar augstu spriegumu un frekvenci, kas iegūta no zema sprieguma līdzstrāvas avota. Pamatdarbības režīms ir rezonanses, kad slēdžu pārslēgšanas periods $T_r = 2\pi\sqrt{L_r C}$, kur L_r ir pētāmās spoles induktivitāte.

Kondensatora sprieguma amplitūda U_{mv} aptuveni nosakāma kā

$$U_{mr} = \frac{2U_d}{\pi R \omega_r C}. \quad (2.24)$$

Ja spolē pārbaudes gaitā rodas bojājums, induktivitāte samazinās līdz L_0 un iestājas šajā darbā aplūkotais režīms ar samazinātu U_{m0} . Šo abu spriegumu attiecība, ja induktivitāte ir samazinājusies līdz četrām reizēm

$$\frac{U_{mr}}{U_{m0}} = \frac{4}{\pi R \omega_r C \left[1 + \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_0}} - 1 \right)} \right]} = \frac{4\rho_r}{\pi R \left[1 + \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2} \left(\sqrt{\frac{L_r}{L_0}} - 1 \right)} \right]} \quad (2.25)$$

Pārbaude piemēram Nr.1.

Kad $U_d = 10V$, gan aprēķinātā, gan eksperimentālā kondensatora sprieguma vērtība pie samazinātās $L_0 = 6mH$ ir praktiski tādas pašas $U_{m0} = 20.7V$; $I_{m0} = 0.124A$ (sk.att.2.24). Rezonanses gadījumā pie $R = 0.1\Omega$ aprēķinātā sprieguma amplitūdas vērtība U_{mr} ir

$$U_{mr} = \frac{20 \cdot 10^6}{\pi \cdot 0.1 \cdot 2\pi \cdot 2791 \cdot 0.374} = 9716.5V;$$

$$I_{mr} = \frac{20}{\pi \cdot 0.1} = 63.7A.$$

Aprēķināto vērtību attiecība:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m0}} = \frac{9716.5}{20.7} = 465.5 \text{ reizes.}$$

Eksperimenta rezultāti datormodelēšanā ir:

$$U_{mre} = 7.01kV;$$

$$I_{mre} = 46A.$$

Salīdzinot šos rezultātus ar aprēķinos iegūtajiem, varam secināt divas sekojošas lietas:

1. Avota spriegums ir mazs, tādejādi šos rezultātus ļoti spēcīgi var ietekmēt slēdži.
2. Tuvinātais aprēķins devis nozīmīgu kļūdu pie tik maza sprieguma.

Pārbaude piemēram Nr.2.

Kad $U_d = 100V$, gan aprēķinātā gan eksperimentālā (2.23.att.) kondensatora sprieguma vērtība pie pazemināta L ir $U_{m0} = 102.6V$. Rezonanses gadījumā pie $R=0.5\Omega$, aprēķinātā U_{mv} vērtība ir

$$U_{mr} = \frac{200 \cdot 10^6}{\pi \cdot 0.5 \cdot 2\pi \cdot 1252 \cdot 10} = 1620.19V;$$

$$I_{mr} = \frac{200}{\pi \cdot 0.5} = 127.38A.$$

Eksperimentāli iegūtās vērtības ir $U_{mve} = 1.61kV$, $I_{mve} = 127 A$.

$$\text{Attiecība } \frac{U_r}{U_{m0}} = \frac{1620.19}{102.63} = 15.8 \text{ reizes.}$$

Secinājumi: šajā gadījumā ir novērojama ļoti laba sakritība, jo avota spriegums ir krietni lielāks kā pirmajā pārbaudē.

Kā redzams, jo izejas situācijā ir lielāka slodzes viļņu pretestības ρ_v un rezistences R attiecība, jo sagaidāmas lielākas sprieguma izmaiņas pie caursites. Pie vienas un tās pašas ρ_v/R attiecības, savukārt, sprieguma samazinājums būs lielāks, jo vairāk samazinās induktivitāte, t.i., lielāka attiecība L_v/L_0 .

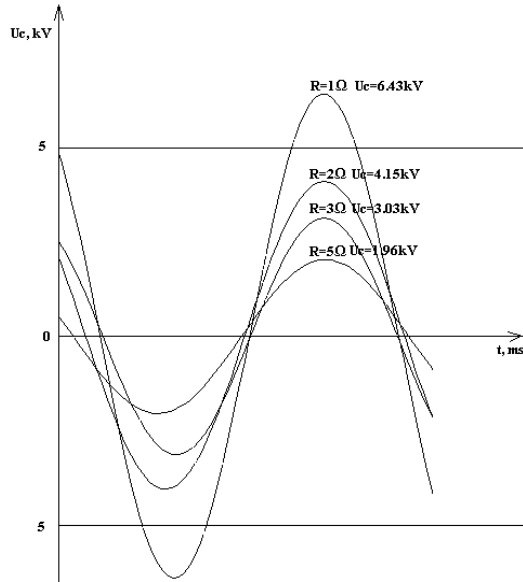
2.4. Uzlabotās shēmas darbības analīze

Kā jau bija minēts, pieaugot frekvencei, spoles rezistence jūtami pieaug, kā rezultātā samazinās rezonanses ķēdes strāva, bet tas izraisa ķēdes elementu spriegumu samazinājumu pie rezonanses (2.24.att.) . Rezultātā gaidītais sprieguma pieaugums netiek sasniegts (2.25.att).

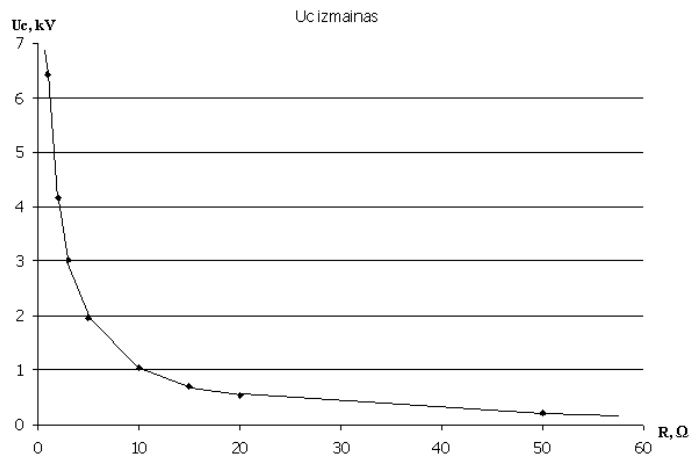
Lai mīkstinātu šo efektu, tika likta priekšā shēma 2.14. att., kurā pētāmajai spolei ar masīvu vadu (kuras rezistence jūtami mainīsies no frekvences) paralēli pieslēgta etalonspole ar daudzdzīslu vadiem, kuru rezistence no frekvences ir maz atkarīga. Kopējo rezonanses režīmu pie augstas frekvences noteiks etalonspole, uz kuras būs rezonanses režīmam

atbilstošs spriegums, bet tas vienlaikus tiks pielikts arī pētāmajai spolei, tā nodrošinot pietiekamu izpētes spriegumu.

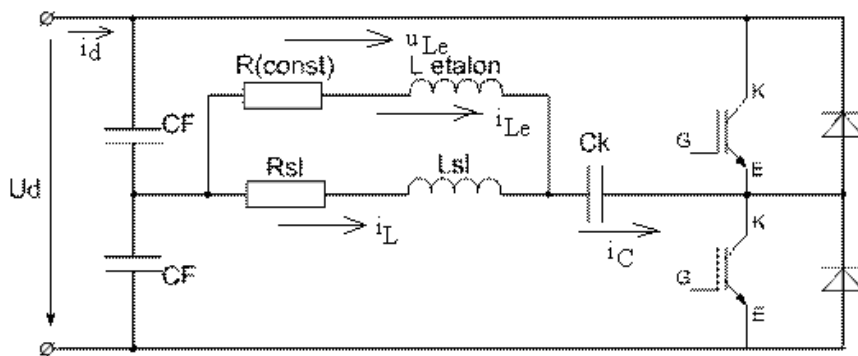
Lai veiktu pētījumus, tika izveidota aprēķinu shēma (att.2.26).



2.24.att. Kondensatora sprieguma līknes pie nemainīgas vadības frekvences un dažādām spoles rezistancēm



2.25.att. Kondensatora sprieguma amplitūdas izmaiņas no spoles rezistances rezonanses ķēdē



2.26.att. Aprēķinu shēma uzlabotajam variantam

Rezonanses gadījumā reaktīvās jaudas abās ķēdes daļās (ar spolēm un kondensatoru) reaktīvās jaudas ir vienādas, t.i., $Q_L=Q_C$. Reaktīvās jaudas var izteikt caur elementu efektīvajām strāvām un reaktīvajām pretestībām:

$$Q_L = I_e^2 \omega L_e + I_L^2 \omega L \text{ un } Q_C = \frac{I_C^2}{\omega^2 C} . \quad (2.26)$$

Šeit I_e un I_L ir attiecīgi etalona un pētāmās spoles efektīvās strāvas, I_C ir kondensatora efektīvā strāva, L_e un L ir attiecīgi etalonspoles un pētāmās spoles induktivitātes.

Ja uzdots pētāmās spoles efektīvais spriegums U_L , tad abu spoļu efektīvās strāvas, ievērojot, ka spoļu rezistances būs daudz mazākas par to induktīvajām pretestībām, aprēķināmas kā

$$I_e = \frac{U_L}{\omega L_e} \text{ un } I_L = \frac{U_L}{\omega L} . \quad (2.27)$$

Pie akceptētā pieņēmuma abas spoļu strāvas sakrīt fāzē, t.i, kondensatora efektīvā strāva ir

$$I_C = I_e + I_L.$$

Tātad varam rakstīt, ka

$$Q_L = \frac{U_L^2}{\omega^2 L_e^2} \omega L_e + \frac{U_L^2}{\omega^2 L^2} \omega L = \frac{U_L^2}{\omega} \left(\frac{1}{L_e} + \frac{1}{L} \right) . \quad (2.28)$$

Savukārt

$$Q_C = \frac{I_C^2}{\omega C} = \frac{I_e^2 + 2I_e I_L + I_L^2}{\omega C} . \quad (2.29)$$

Pielīdzinot abas reaktīvās jaudas

$$\frac{U_L^2}{\omega} \left(\frac{L + L_e}{L L_e} \right) = \frac{\frac{U_L^2}{\omega^2 L_e^2} + 2 \frac{U_L^2}{\omega^2 L_e L} + \frac{U_L^2}{\omega^2 L^2}}{\omega C} . \quad (2.30)$$

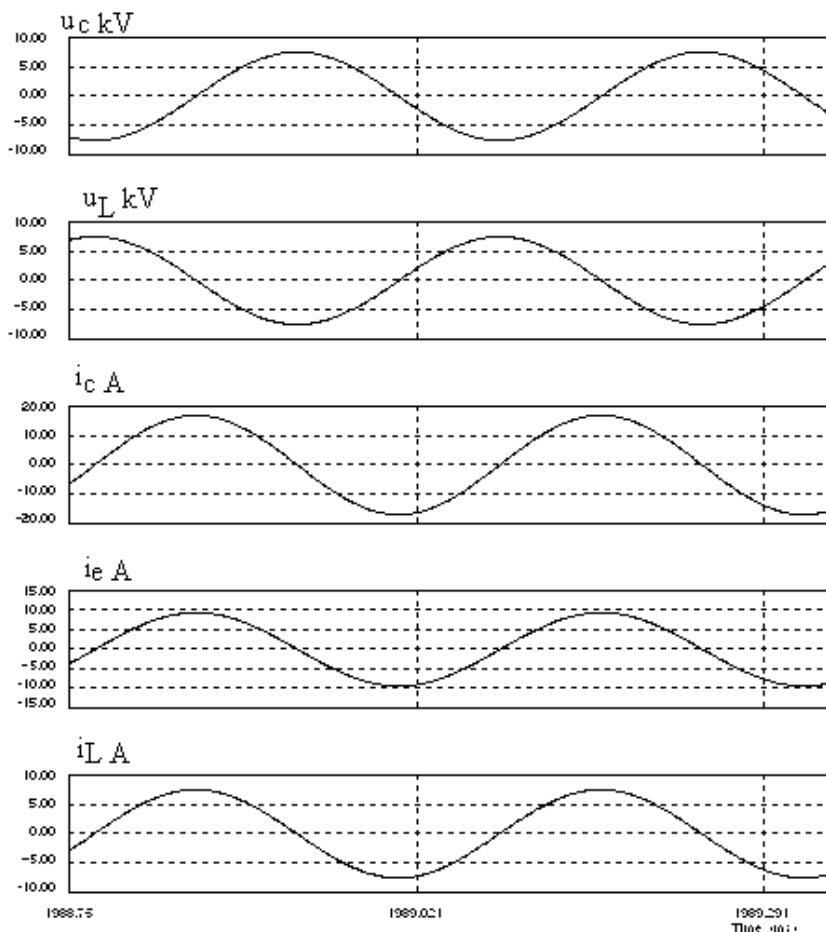
No šejienes rezonansei nepieciešamā kapacitāte būs

$$C = \frac{\left(\frac{1}{\omega^2 L_e^2} + \frac{2}{\omega^2 L_e L} + \frac{1}{\omega^2 L^2} \right) L_e L}{L + L_e} . \quad (2.31)$$

Nepieciešamo leņķisko frekvenci var noteikt, ja pieņem, ka spoļu induktivitātes ir tieši paralēli slēgtas:

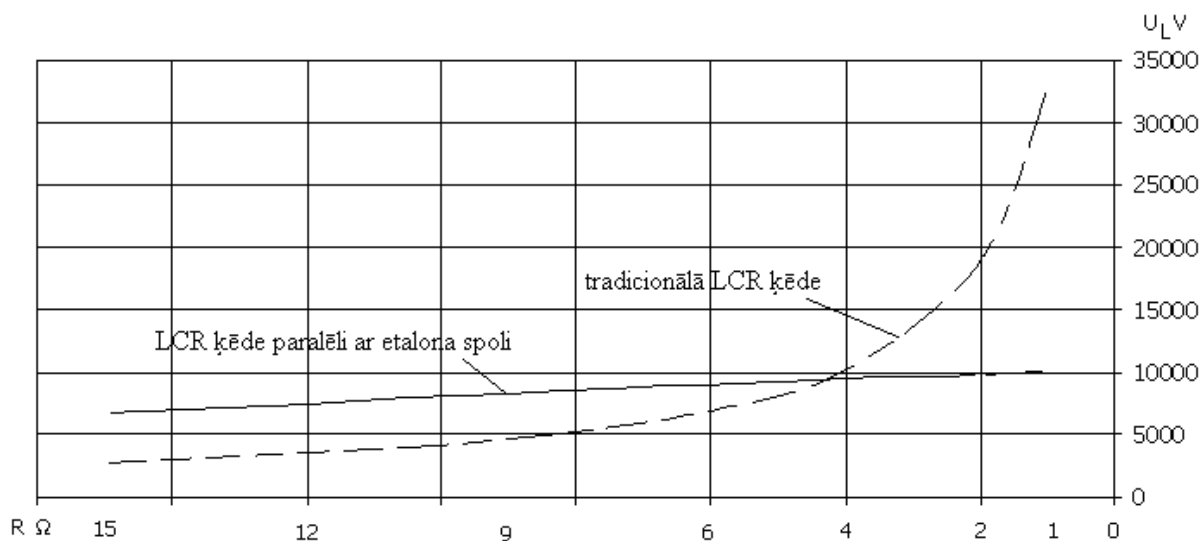
$$\omega = \sqrt{\frac{L_e + L}{L_e \cdot L \cdot C}} . \quad (2.32)$$

Procesu ilustrācijai 2.27. att. parādītas kondensatora, spoļu sprieguma diagrammas, kā arī strāvu līknes abās spolēs un kondensatorā. Diagrammas uzņemtas datormodelī ar $L=50\text{mH}$, $L_c=40\text{mH}$, $C=0,1125\mu\text{F}$, $f=3173\text{Hz}$, $U_d = 100\text{V}$, $R=12\Omega$, $R_c=0.1 \Omega$. Kā redzams, visas trīs strāvas patiešām labi sakrīt fāzē, bet spriegumi u_c un u_L ir pretfāzē.



2.27.att. Spoļu un kondensatora spriegumu, kā arī katras spoles un kondensatora strāvu diagrammas

Lai pārbaudītu ieteiktās shēmas efektivitāti, ar iepriekš minētajiem parametriem datormodelī tika uzņemtas līknes $U_{Lm}=f(R)$, kā arī šāds eksperiments tika veikts tradicionālajā shēmā. Rezultāti atspoguļotu 2.28.att. Kā redzams, spoles rezistancei izmainoties no 1 līdz 15 omiem, tradicionālajā LCR rezonanses shēmā spoles sprieguma amplitūda izmainījās vairāk nekā 10 reizes, bet uzlabotajā shēmā ar etalona spoli izmaiņa ir tikai 1,5 reizes, kas parāda, ka ieteiktā shēma ir efektīva spoles izpētei pie dažādām rezonanses frekvencēm, kad spoles rezistance strauji aug līdz ar frekvences pieaugumu.



2.28.att. Spriegumi uz spoles rezonanses procesā tradicionālajā LCR spole (---) un shēmā ar paralēlo etalona spoli

2.5. Secinājumi par 2. nodaļu

1. No visām aplūkotajām rezonanses un strāvas invertoru shēmām spoles izolācijas izpētei ar paaugstinātu spriegumu un zema sprieguma un nelielas jaudas līdzsprieguma barošanas avotu visefektīvākā ir pustilta rezonanses LCR invertora shēma, kurai ir arī visvienkāršākā uzbūve un vadības sistēma.

2. Pustilta invertora shēmā rezonanses gadījumā spoles sprieguma amplitūdu var noteikt ar augstu precizitāti pēc pustilta digonāles taisnstūrveida maiņsprieguma pamatharmoniskās amplitūdas ietekmes uz spoles rezistanci.

3. Izejot no uzdotās spoles sprieguma amplitūdas (kas nosaka izolācijas caursīti) un spoles rezistances rezonanses gadījumā var noteikt strāvas amplitūdu, un, zinot induktivitāti, - invertora slēdžu pārslēgšanās frekvenci.

4. Ja spoles induktivitāte rezonanses eksperimenta laikā izolācijas caursītes dēļ samazinās, bet pārslēgšanas frekvence paliek nemainīga, tad strauji samazinās spoles sprieguma amplitūda.

5. Liels tradicionālās rezonanses shēmas trūkums ir spoles sprieguma amplitūdas izmaiņa izmainot darbības frekvenci, kas saistīts ar spoles masīvā vada rezistances strauju izmaiņu atkarībā no frekvences. Lai kompensētu šo efektu, ieteikts rezonanses ķēdē paralēli pētāmajai spolei ieslēgt etalonspoli ar maz mainīgu rezistanci no frekvences izmaiņām, ko panāk tinot spoli ar daudzdzīslu vadu („licendrāti”).

6. Salīdzinot tradicionālās rezonances shēmas un kombinētās shēmas darbību, radzam, ka pēdējā pie plaša pētāmās spoles rezistances izmaiņu diapazona spoles sprieguma izmaiņa rezonances gadījumā ir neliela.

3. SPOLES IZPĒTES REZONANSES SISTĒMAS PARAMETRU IZVĒLE

3.1. Rezonanses sistēmas parametru aprēķins pie konstantas pētāmās spoles rezistances

Par aprēķinu pamatu var izmantot vienkāršoto izteiksmi (2.14), kas iegūta 2. nodaļā:

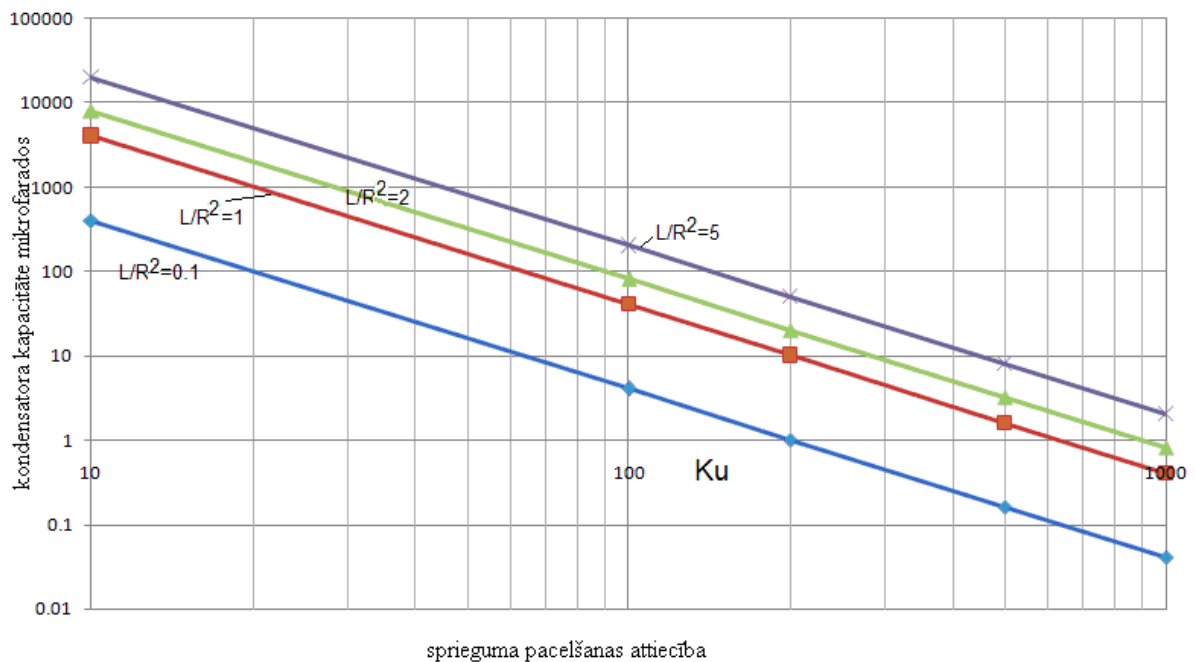
$$U_{C0} = \frac{2U_d}{\pi R \omega_r C}, \quad (3.1)$$

kur U_d ir barošanas avota pilnais spriegums, R – spoles rezistence, C – kondensatora kapacitāte, ω_r ir ķēdes rezonanses frekvence. Pieņemot, ka ķēdes labums ir augsts, šo rezonanses frekvenci var aprēķināt tuvināti kā $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}}$.

Barošanas avota un rezonanses ķēdes aktīvās jaudas ir vienādas, jo zudumus tranzistoru slēdžos un reaktīvajos elementos var neievērot. Tad barošanas avota strāva var tikt aprēķināta izmantojot citu tuvināto izteiksmi no 2. nodaļas:

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi^2 R}. \quad (3.2)$$

Ievietojot izteiksmē (3.1) rezonanses frekvences tuvināto izteiksmi, kā arī pieņemot $U_{c0}/U_d = k_u$ – sprieguma paaugstinājuma koeficientu, var aprēķināt līknes $C=f(k_u)$ pie dažādām L/R^2 attiecībā. Šādas līknes attēlotas 3.1.att.



3.1. att. Aprēķina raksturīgnes kondensatora kapacitātes izvēlei atkarībā no sprieguma paaugstināšanas faktora

Kā redzams no attēla, jo lielāks sprieguma pacēluma koeficients, jo pie viena un tā paša L/R^2 indikatora kondensatora kapacitāte vajadzīga mazāka, pie tam logaritmiskajā mērogā attiecību līknes ir lineāras. Pieaugot attiecībai L/R^2 , proporcionāli pieaug arī kapacitāte.

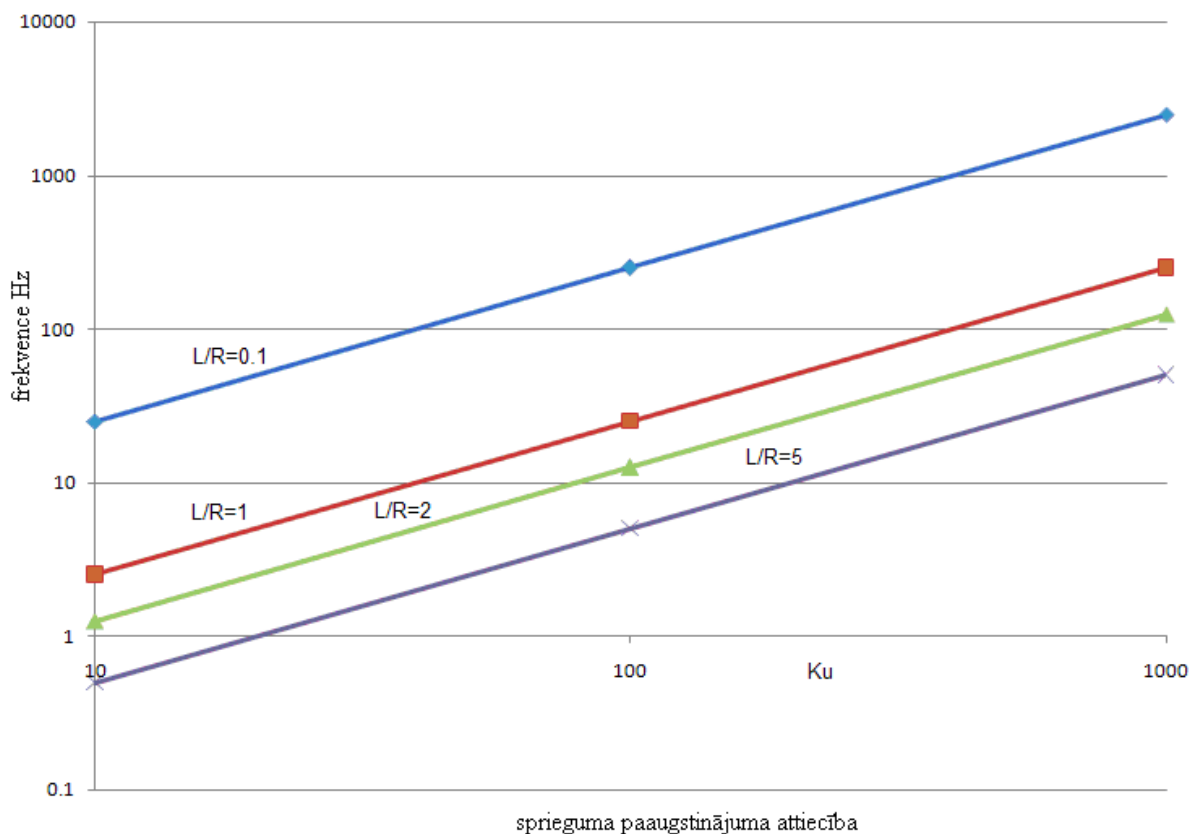
Piemēram, ja $L=10\text{mH}$ un $R=0,1$ oms, pie sprieguma pacelšanas faktora 100 ķēdē nepieciešams ieslēgt kondensatoru ar kapacitāti $40,57 \mu\text{F}$. Pārbaude PSIM datorprogrammā apstiprina iegūtā rezultāta pareizību, pie tam rezonanses frekvence tika uzstādīta $1569,86$ 1/s.

Ja iegūtas nepieciešamās kondensatoru kapacitātes vērtības, tad var aprēķināt nepieciešamo invertora tranzistoru vadības frekvenci. Izmantojot C aprēķina tuvināto

izteiksmi $C = \frac{4L}{k_u^2 \pi^2 R^2}$, frekvence var tikt aprēķināta kā

$$f = \frac{k_u R}{4L} \quad (3.3)$$

Pēc šīs izteiksmes aprēķinātas līknes $f=f(k_u)$ pie dažādām L/R attiecībām. Šīs līknes attēlotas 3.2. att.



3.2. att. Invertora tranzistoru pārslēgšanas frekvences atkarība no sprieguma paaugstinājuma pie dažādām L/R attiecībām

Kā redzams no attēla, pieaugot sprieguma paaugstinājuma indikatoram, frekvence logaritmiskajā mērogā lineāri pieaug. Pie tam, jo attiecība L/R mazāka, jo frekvence nepieciešama proporcionāli lielāka.

Svarīgi ir noteikt līdzstrāvas barošanas avota jaudu. Ja neņem vērā zudumus slēdžos un reaktīvajos elementos, tad jauda aprēķināma kā

$$P = I_{ef}^2 \cdot R ,$$

kur I_{ef} ir rezonanses kontūra efektīvā strāva, R – spoles rezistence.

Ķēdes efektīvo strāvu var noteikt izmantojot noteikumu, ka pie rezonanses induktivitātes un kapacitātes spriegumi ir vienādi un viss maiņspriegums tās pamatharmoniskās efektīvās vērtības veidā pielikts rezistencei:

$$I_{ef} = \frac{U_{(1)ef}}{R} , \quad (3.4)$$

kur $U_{(1)ef}$ aprēķināms kā

$$U_{(1)ef} = \frac{U_d 4}{2\sqrt{2}\pi} \quad (3.5)$$

Tātad

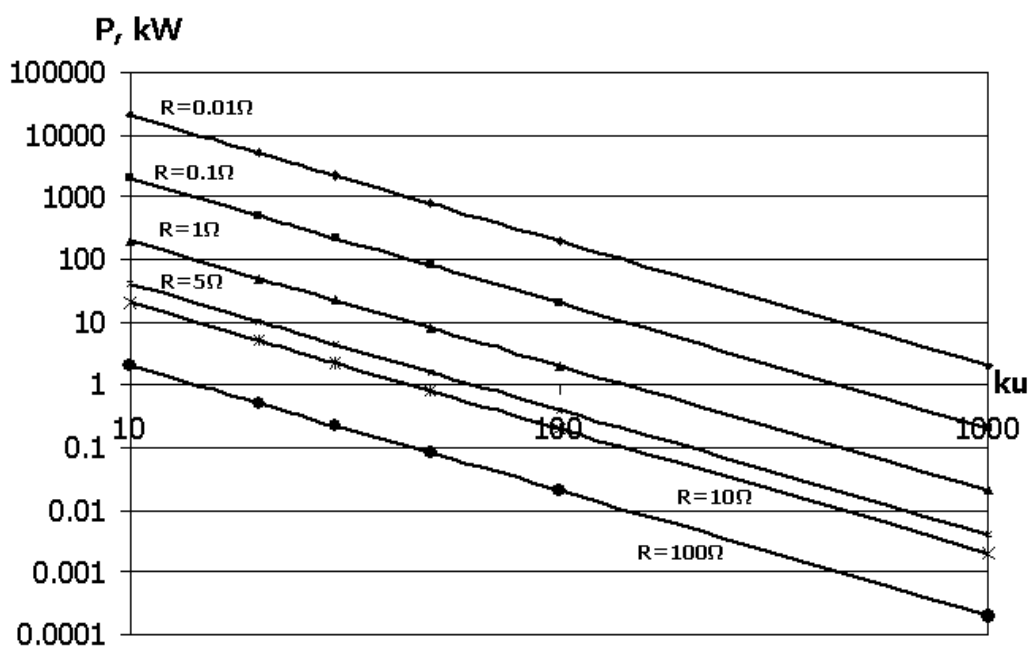
$$P = \frac{U_d^2 2}{\pi^2 R} \quad (3.6)$$

Savukārt avota strāva

$$I_d = \frac{P}{U_d} = \frac{2U_d}{\pi^2 R} \quad (3.7)$$

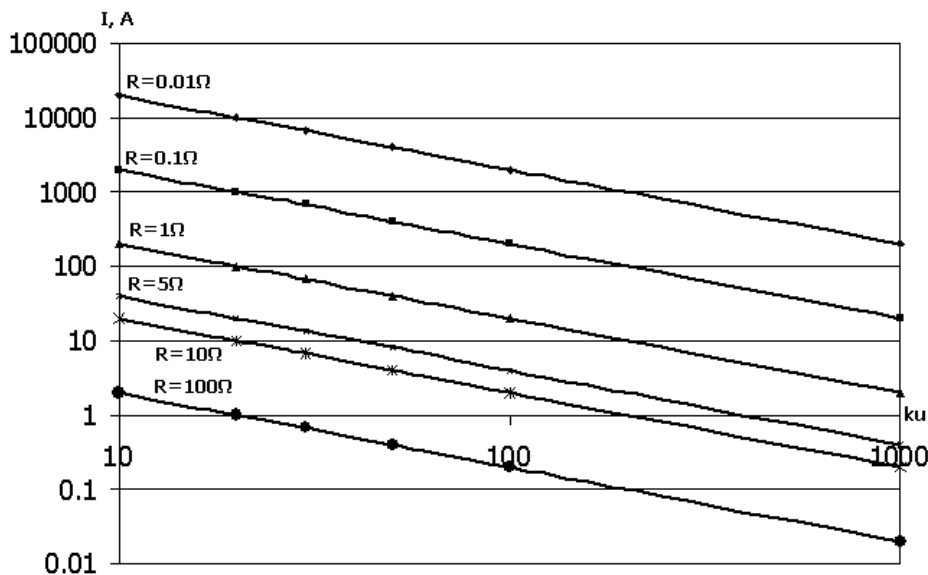
Kā redzams, ne jauda, ne strāva barošanas avotam nav atkarīgas no rezonanses ķēdes reaktīvajiem parametriem un frekvences, bet tikai no avota sprieguma un rezistances. 3.3.att. parādītas sakarība starp barošanas avota jaudu un sprieguma pacelšanas attiecību $k_u = U_{cm}/U_d$ pie konstanta $U_{cm} = 10$ kV. Kā redzams, pieaugot k_u indikatoram, avota jauda strauji samazinās. Tā ir lielāka pie mazām spoles rezistancēm, kas raksturīgs lieljaudas spolēm ar liela šķērsriezuma vadiem.

Dotais grafiks ļauj izvēlēties nepieciešamo k_u (tātad barošanas avota spriegumu) pie barošanas avota jaudas ierobežojuma. Ja, piemēram, avota maksimālā jauda ir 2 kW, tad pie $R = 0,01$ oms un kondensatora vai spoles maksimālā sprieguma 10 kV (amplitūda) nepieciešams izvēlēties $k_u = 1000$, t.i., barošanas avota spriegumam jābūt 10 V.



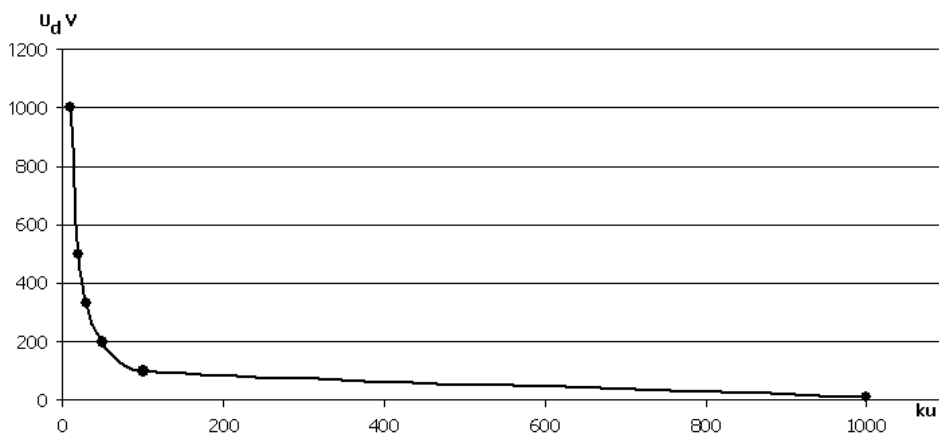
3.3. att. Rezonanses invertora barošanas avota jaudas līknes kā funkcija $P=f(k_u)$ pie dažādām nosacītām spoles R, Ω un spoles sprieguma amplitūdas 10kV

Avota jauda ir atkarīga otrajā pakāpē no nepieciešamās spoles sprieguma amplitūdas. Ja , piemēram, amplitūda ir 20kV, tad jauda būs 4 reizes lielāka pret attēlā 3.3 parādīto. 3.4. att. dotas līknes avota strāvas I_d atkarībai no k_u . Kā redzams arī strāva samazinās, ja pieaug k_u . Taču arī strāvas lielums atkarīgs no rezistances R – jo tā mazāka, jo strāva lielāka. Tā, ja spoles $R=0,01$ oms, pie $k_u=1000$ jāreķinās ar nepieciešamu avota strāvu 200 A.



3.4. att. Rezonanses invertora avota strāvas līknes kā funkcija $I_d = f(k_u)$ pie dažādām spoles nosacītām R, Ω un spoles sprieguma amplitūdas 10 kV

3.5. att. parādītas nepieciešamā barošanas avota sprieguma līkne pie $U_{cm}=10kV$ un dažādiem k_u . Kā redzams, jo k_u lielāks, jo avota spriegums vajadzīgs mazāks.

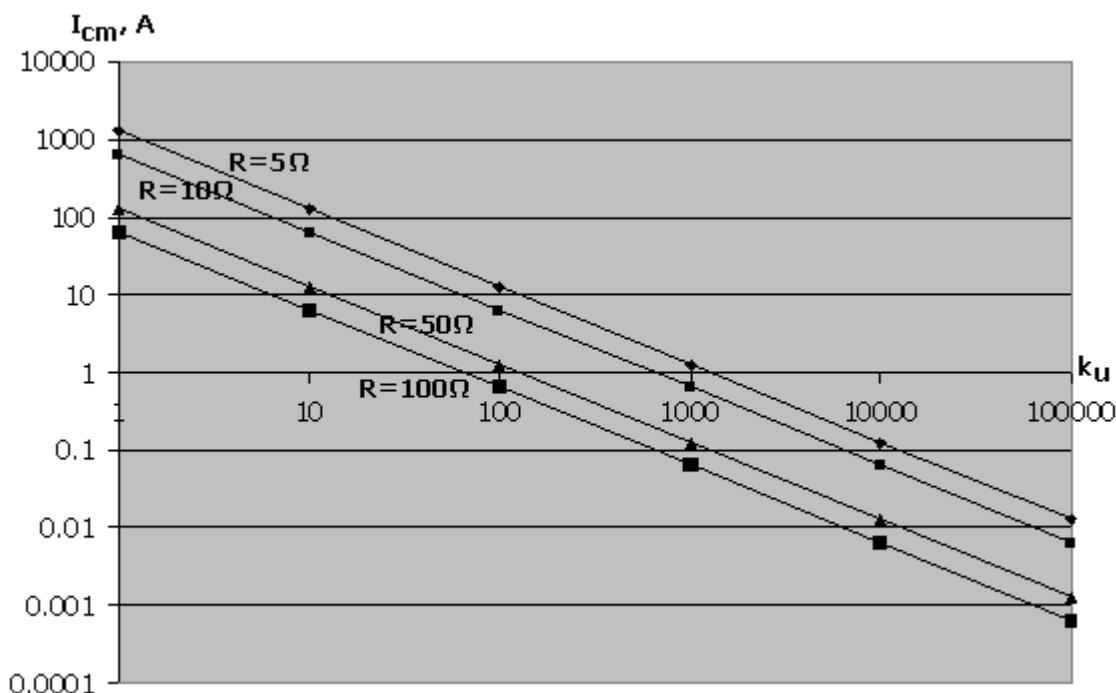


3.5. att. Barošanas avota nepieciešamā sprieguma līknes kā funkcija $U_d = f(k_u)$ pie spoles sprieguma amplitūdas 10 kV

Visos iepriekš attēlotajos grafikos varam redzēt, ka rezonanses invertoram jāstrādā ar maksimāli lielu k_u , ja vēlamies maksimāli efektīgi izmantot šo sistēmu gan ekonomiskā, gan tehniskā ziņā. Varam secināt, ka šajā shēmā jāstrādā ar maksimālo k_u , jo tad arī rezonanses frekvence ir liela un kondensatora kapacitāte attiecīgi ir maza. No tā izriet, ka shēmā reāli būs mazāki jaudas zudumi. Pozitīvi tas ir arī slēdžiem, jo pie palielināta sprieguma ir palielināta rezonanses ķēdei caurplūstošā strāva, kas, slēdžiem pārslēdzoties jākomutē un jāvada, t.i., samazināsies jaudas zudumi tranzistoros. Tā, piemēram, ja avota spriegums ir 10 V un spoles rezistence 0,01 oms, tad rezonanses ķēdes strāvas amplitūda ir

$$I_{cm} = \frac{U_d \cdot 4}{2\pi R} = 637 A .$$

Tā, bez šaubām ir liela strāva, taču tā būtu vēl lielāka, ja k_u būtu mazāks un attiecīgi U_d lielāks. 3.6. att. parādītas sakarības starp I_{cm} , k_u un spoles R , ja kondensatora un spoles sprieguma amplitūda pie rezonanses ir 10 kV. Kā redzams, jo lielāks k_u , jo pie viena un tā paša R strāva caur invertora slēdžiem būs mazāka. Tāpat tā samazināsies līdz ar rezistances pieaugumu.



3.6.att. Sakarība starp invertora slēdžu strāvas amplitūdu un k_u un spoles rezistanci R

Lai shēma darbotos stabili, kondensatoru CF (att.2.26) vērtībām aizvietošanas shēmā būtu jābūt bezgalīgi lielām. Tas, protams, būtu ideāls gadījums. Ja šīs vērtības būtu bezgalīgi lielas, tad U_d būtu konstants un neveidotos pulsācijas šī barošanas sprieguma ķēdē. Otrs

vēlamais gadījums, būtu, ja barošanas avota ķēdē būtu ideāls līdzspriegums, tādējādi neveidotos pulsācijas.

Tāpēc pieņemts, ka $CF \gg C$, lai U_d būtu konstants. Turklāt, abiem CF jābūt vienādiem, citādi atšķirsies pulsācijas līmeņi pusperiodos un attiecīgi izejas dati katram pusperiodam būs dažādi. Nepieciešamā katra CF vērtību var aprēķināt pieņemot strāvu un frekvenci kā konstantus lielumus un nosakot minimālo pulsācijas līmeni, kāds būtu pieņemams darba režīmā. Tā kā no katra kondensatora pusperioda laikā tiek ņemta sinusoidāla pusviļņa strāva ar amplitūdu $I_{cm} = \frac{4U_d}{2\pi R}$, kuru var aizvietot ar taisnstūrformas

signālu ar amplitūdu $0,9I_{cm}/\sqrt{2}$, tad šo kondensatoru sprieguma kritums pusperioda laikā ir

$$\Delta U_{CF} = \frac{0,9I_{cm}}{\sqrt{2} \cdot 2f \cdot C_F} = \frac{0,9U_d}{\sqrt{2} \cdot \pi f R C_F} \quad (3.8)$$

Pieņemot sprieguma krituma attiecību pret U_d pietiekami mazu (ap 0,05), var noteikt kondensatora CF nepieciešamo kapacitāti. Piemēram, ja attiecība ir 0,05, bet $R=0,1$ oms, frekvence 3kHz, tad kondensatora kapacitāte ir 13456 μF .

3.2. Bezserdes spoles rezonanses sprieguma aprēķins

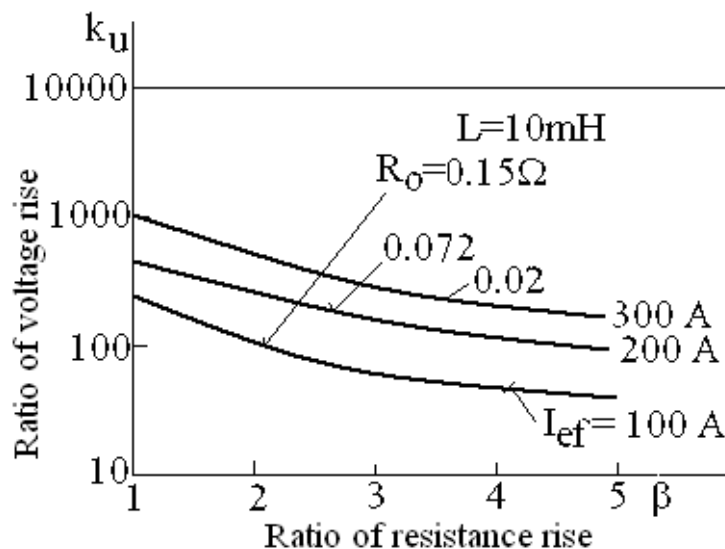
Zināms, ka rezonanses ķēdē ar spoli bez serdes rezistence ir atkarīga no frekvences. Šajā apakšnodaļā doti parametru aprēķini reālam gadījumam, kad jāiegūst maksimālais spriegums uz spoles rezonanses ķēdē pie dažādām rezonanses frekvencēm. Ja spoles rezistence atkarībā no frekvences būtu nemainīga, šādi aprēķini varētu tikt veikti kā skaidrots iepriekš [18]. Bet reāli rezistence ir atkarīga no frekvences - tā pieaug frekvencei pieaugot [72], un tādējādi šie aprēķini kļūst stipri sarežģītāki.

Iepriekšējos aprēķinos [18] ir parādīts, ka rezonanses invertora spriegumu attiecība pustilta shēmā ar labiem rezonanses parametriem un DC avota spriegumu U_d var tikt aprēķināta kā

$$k_u = \frac{U_{cm}}{U_d} = \frac{4Lf}{R} \quad (3.9)$$

kur L ir spoles induktivitāte, R - rezistence, f - invertora pārslēgšanās frekvence. Reāli ir $R=\beta \cdot R_0$, kur R_0 - spoles rezistence pie DC, β - rezistances pieauguma no frekvences faktors.

Indikatora k_u atkarība no β dažādām spolēm ar induktivitāti 10mH un dažādām to R_0 vērtībām ir attēlotas attēlā 3.7. Frekvence šeit ir 1kHz.



3.7.att. Spriegumu attiecību indikatora atkarība no relatīvās rezistances pieauguma spolēm pie frekvences $f=1\text{kHz}$, $L=10\text{mH}$ un dažādām to sākotnējām rezistancēm

Kā redzams no attēla 3.7, pieaugot β vērtībām, k_u vērtības samazinās, un k_u vērtības ir mazākas pie lielākām sākotnējām rezistancēm R_0 .

Rezultātu pārbaudīšanai nepieciešams noteikt R_0 vērtības atkarībā no spoles induktivitātes, tās strāvas I_{ef} un attiecības starp spoles vijuma garumu un tās ārējo diametru ld . Pamatojoties uz veiktajām datorsimulācijām, pie spoles ar vara vijumiem, pie noteiktiem zudumiem iekšējo virsmu dzesēšanā $1100\text{-}1200\text{W/m}^2$, R_0 sakarība var tikt aprakstīti ar pirmajā nodaļā iegūto izteiksmi

$$R_0 = 86\sqrt[4]{ld} \frac{\sqrt{L}}{I_{ef}}.$$

Ievietojot šo izteiksmi, sprieguma pieauguma vērtība var tikt aprakstīta kā

$$k_u = \frac{4\sqrt{L}fI_{ef}}{86\beta\sqrt[4]{ld}}. \quad (3.10)$$

Bet ir nepieciešams noskaidrot sakarības starp β un f , L , I_{ef} , ld . Zināms, ka spoles vijuma rezistance, pieaugot frekvencei, arī pieaug, jo spēkā ir virsmas efekts jeb elektromagnētiskā lauka ietekme [89]. Datorsimulācijās un attēlos darbā [72] parādīts, ka frekvenci pie kuras elektromagnētiskā lauka iespiešanās dziļums vadā ir vienāds ar vada rādiusu, var aprēķināt kā

$$f_{\delta} = \frac{8 \cdot 10^4}{\pi I_{ef} \sqrt[6]{L} \cdot \sqrt[5]{I_{ef}}} \quad (3.11)$$

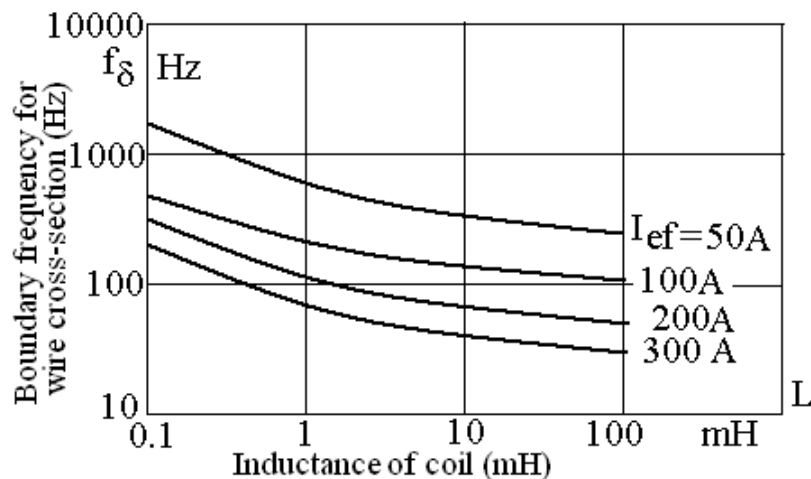
un tā būtiski neietekmējas no attiecības l_d . Rezultātā tātad

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\frac{f_{\delta}}{f}} \left(2 - \sqrt{\frac{f_{\delta}}{f}}\right)} \quad (3.12)$$

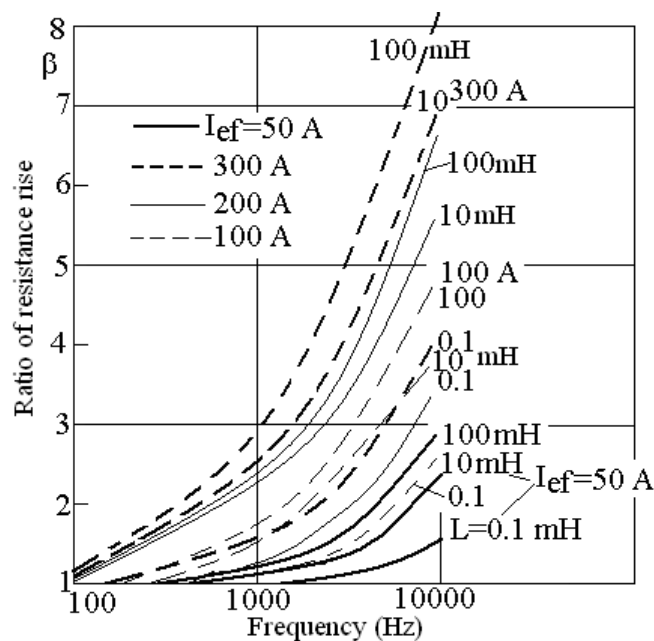
Izteiksme ir spēkā tikai ja $f > f_{\delta}$. 3.8 attēlā parādītas līknes $f_{\delta} = \varphi(L, I_{ef})$. Kā redzams attēlā, pie mazākām induktivitātēm un strāvu vērtībām, robežfrekvences f_{δ} vērtības ir lielākas. Ja ir noteiktas f_{δ} vērtības, tad var iegūt rezistances pieauguma faktora β vērtības atkarībā no spoles induktivitātes un strāvas vērtības. Šādas līknes attēlotas 3.9. attēlā.

Kā redzams, ātrāks β pieaugums ir pie lielākām induktivitātes vērtībām un lielākām spoles strāvām.

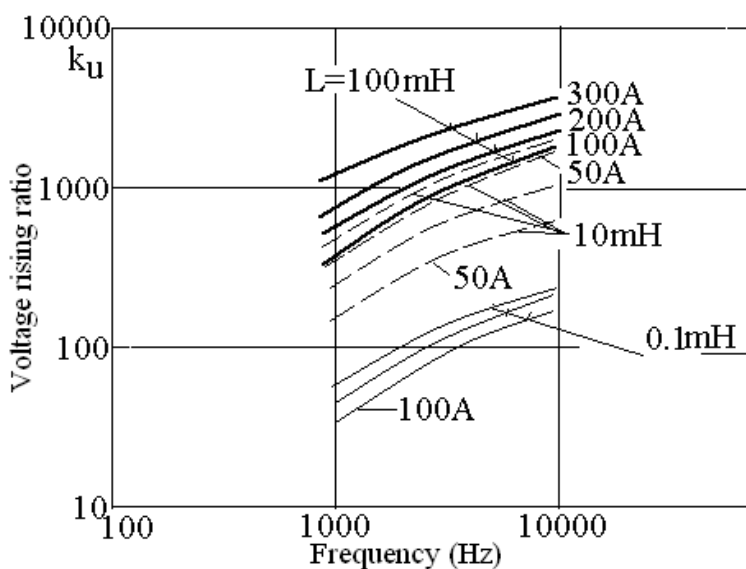
Pielietojot iegūtās rezistances pieauguma faktora vērtības, ir iespējams, izmantojot (3.12), aprēķināt sprieguma pieauguma faktoru k_u atkarībā no frekvences, spoles induktivitātes un I_{ef} , kā arī no spoles garuma un ārējā vijuma diametra attiecības l_d . 3.10.attēlā ir līknes k_u noteikšanai pie attiecības $l_d=3$.



3.8.att. Robežfrekvences atkarība no I_{ef} un spoles induktivitātes



3.9.att. Rezistances pieauguma faktora β atkarība no frekvences dažādām spolēm ar induktivitāti L un strāvas vērtību



3.10.att. Sprieguma pieauguma faktora atkarība no frekvences dažādām spolēm ar induktivitāti L un dažādām I_{ef}

Kā redzams no attēla, spolēm ar mazu induktivitāti ir stipri sarežģītāk iegūt lielu sprieguma pieauguma faktoru. Tas izskaidrojams ar mazu induktivitāšu spoļu tinumu kvalitātes jeb attiecības starp viļņa pretestību un rezistanci samazinājumu.

Apskatot līknes pie dota k_u , ir iespējams noteikt frekvenci pie kuras jāstrādā, arī nepieciešamo kondensatora C vērtību un rezonanses ķēdē caurplūstošo nepieciešamo strāvu:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}; \quad (3.13)$$

$$I_{ref} = k_u U_1 \sqrt{2} \pi f C = \frac{k_u U_1 \sqrt{2}}{4\pi f L} . \quad (3.14)$$

Jauda DC avotam var tikt aprēķināta kā

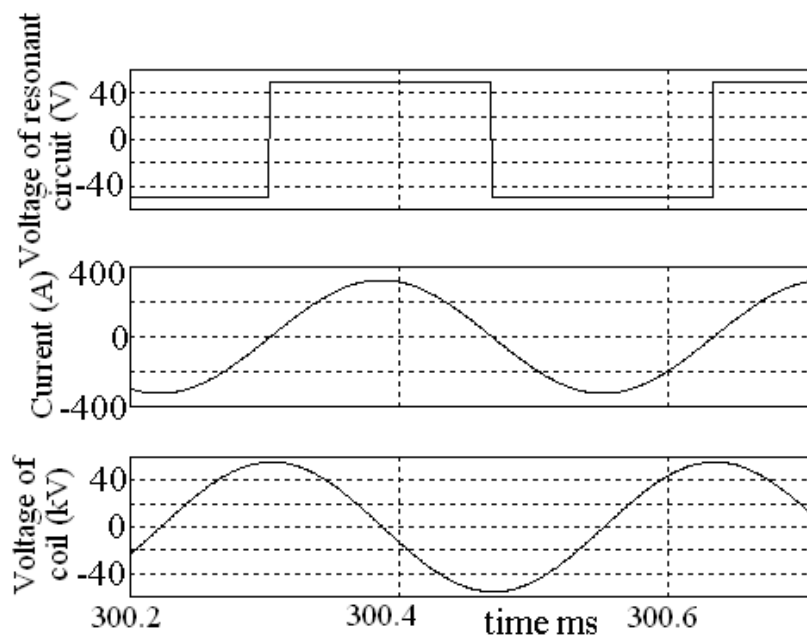
$$P_1 = I_{ref}^2 \cdot \beta R_0 . \quad (3.15)$$

Ievietojot izteiksmē (3.15) β ar izteiksmi (3.12), jauda var tikt aprēķināta kā

$$P_1 = \frac{k_u^2 U_1^2 R_0}{8\pi^2 f L^2 \sqrt{f \cdot f_\delta} \left(2 - \sqrt{\frac{f_\delta}{f}} \right)} . \quad (3.16)$$

Kā redzams, ja frekvence f būs lielāka, avota jauda būs mazāka, jo caurplūstošā strāva samazinās reizē ar frekvenci, bet β - pieaug. Piemērā ir veikti daži aprēķini spolei ar $L=10\text{mH}$, $I_{ef}=200\text{A}$, $R_0=0.0608\Omega$, $U_1=100\text{V}$ un kad nepieciešams $k_u=600$. No izteiksmes (3.9) var noteikt nepieciešamo frekvences attiecību pret indikatoru β , kura šajā gadījumā ir 912. No 3.9.att. šādai attiecībai atbilst $\beta=3$ un frekvence $f=2736\text{Hz}$. Šādai frekvencei kondensatora kapacitāte ir $C=0.3387\mu\text{F}$. Aprēķinātā strāva $I_{ref}=245.9\text{A}$ un jauda $P=11030\text{W}$.

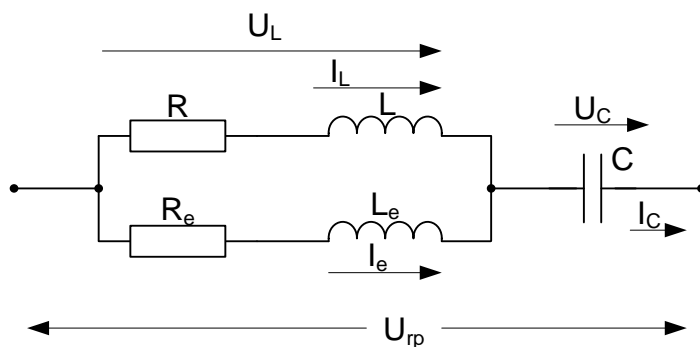
3.11.att. ir attēlotas sprieguma u_r līkne rezonanses ķēdē, strāvas i līkne un sprieguma uz spoles līkne. Kā tas redzams no attēla, spriegums uz spoles ir ļoti tuvs 60kV , kas ir $U_1=100\text{V}$ sareizināts ar $k_u=600$. Strāvas amplitūdas vērtība ir apmēram 350A , kurai atbilst rezonanses ķēdes strāvas efektīvā vērtība $I_{ref}=246\text{A}$ un barošanas avota jauda ir praktiski tāda pati kā aprēķinātā – 11038 W . Tātad, aprēķinu rezultāti ļoti precīzi sakrīt ar simulāciju rezultātiem.



3.11.att. Rezonanses ķēdes sprieguma, strāvas un sprieguma uz spoles līknes datorsimulācijā

3.3. Rezonanses ķēžu aprēķins shēmai ar paralēlām droselēm

Kā jau tika teikts 2. nodaļas beigu daļā, daudz kvalitatīvāku rezonanses režīmu varētu nodrošināt, ja paralēli pētāmajai zemfrekvences masīva vada spolei, kuras rezistances ir stipri atkarīga no frekvences, ieslēgtu spoli ar augstfrekvences vadu (Litz vadu), kas nodrošina etalonspoles nemainīgu rezistanci pie dažādām frekvencēm (3.12.att.). Attēlā L_e ir etalonspole ar rezistanci R_e un induktivitāti L_e , bet pētāmā spole aizvietota ar rezistanci R un induktivitāti L .



3.12.att. Rezonanses ķēde ar paralēlām spolēm

3.12.attēlā attēloti rezonanses ķēdes strāvu un spriegumu aprēķinu pozitīvie virzieni. Ķēdei pievienots spriegums ar pamatharmoniskās efektīvo vērtību

$$U_{rp} = \frac{U_d \cdot 4}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_d}{\pi}. \quad (3.17)$$

Šis spriegums rada strāvu efektīvo strāvu I_c , kas sadalās I_L un I_e . Tā kā $R \ll \omega L$ un $R_e \ll \omega L_e$, tad var pieņemt un patiesībā tā arī ir, ka I_L un I_e abas sakrīt fāzē; no tā savukārt izriet, ka

$$I_c = I_L + I_e, \quad I_L = \frac{U_L}{\omega L}, \quad I_e = \frac{U_L}{\omega L_e}, \quad \text{tad} \quad \frac{I_L}{I_e} = \frac{L_e}{L} \quad \text{un} \quad I_L = I_c \frac{L_e}{L + L_e}.$$

No iepriekšējām nodaļām un datortsimulācijām zināms, ka spriegumi U_L un U_c pie rezonanses ir vienādi. Tātad pie rezonanses

$$I_c = \frac{\sqrt{2} \cdot U_d}{\pi \cdot R_v} = U_L \omega C, \quad (3.18)$$

kur R_v - virtuālā visas sistēmas rezistence rezonanses gadījumā, U_L - spoles sprieguma efektīvā vērtība pie rezonanses, $P = I_c^2 \cdot R_v$ - jaudas zudumi rezonanses ķēdē.

$$\text{Jaudas zudumi ķēdē ir vienādi ar } P = \frac{U_L^2}{\omega^2} \left(\frac{R}{L^2} + \frac{R_e}{L_e^2} \right), \quad \text{un} \quad \omega^2 = \frac{L_e + L}{L_e LC}$$

Tātad jaudas zudumi

$$P = \frac{U_L^2 L_e LC}{L_e + L} \cdot \frac{RL_e^2 + RL^2}{L^2 L_e^2}. \quad (3.19)$$

Ja pieņem $k_u = \frac{U_{Ln}}{U_d} = \frac{\sqrt{2} U_L}{U_d}$, tad

$$P = \frac{k_u^2 U_d^2 C (RL_e^2 + R_e L^2)}{2(L_e + L) L L_e}. \quad (3.20)$$

Ievietojot I_c^2 , iegūst, ka virtuālā rezistence aprēķināma kā

$$R_v = \frac{P}{I_c^2} = \frac{k_u^2 U_d^2 C (RL_e^2 + R_e L^2) 2}{2(L_e + L) L L_e U_L^2 \omega^2 C^2}. \quad (3.21)$$

Izmantojot šo R_v , var iegūt citu izteiksmi nepieciešamās leņķiskās frekvences ω aprēķinam

$$U_L \omega C = \frac{k_u U_d}{\sqrt{2}} \omega C = \frac{\sqrt{2} U_d (L_e + L) L L_e \omega^2 C}{\pi (RL_e^2 + R_e L^2)}.$$

No šejienes

$$\omega = \frac{k_u \pi (RL_e^2 + R_e L^2)}{2(L_e + L) L L_e}. \quad (3.22)$$

Šis ω atkarīgs tikai no parametriem R , L_e , R_e , L un k_u . Salīdzinot abus ω , var dabūt nepieciešamo kapacitāti

$$C = \frac{4(L_e + L)^3 L L_e}{k_u^2 \pi^2 (R L_e^2 + R_e L^2)^2}$$

Aprēķinu piemēri:

1. $R=5\Omega$, $R_e=0.5\Omega$, $k_u=100$, $L=50\text{mH}$, $L_e=5\text{mH}$.

$$C = \frac{4(0.005 + 0.05)^3 \cdot 0.05 \cdot 0.005}{100^2 \pi^2 (5 \cdot 0.005^2 + 0.5 \cdot 0.05^2)^2} = 0.8925 \mu\text{F}$$

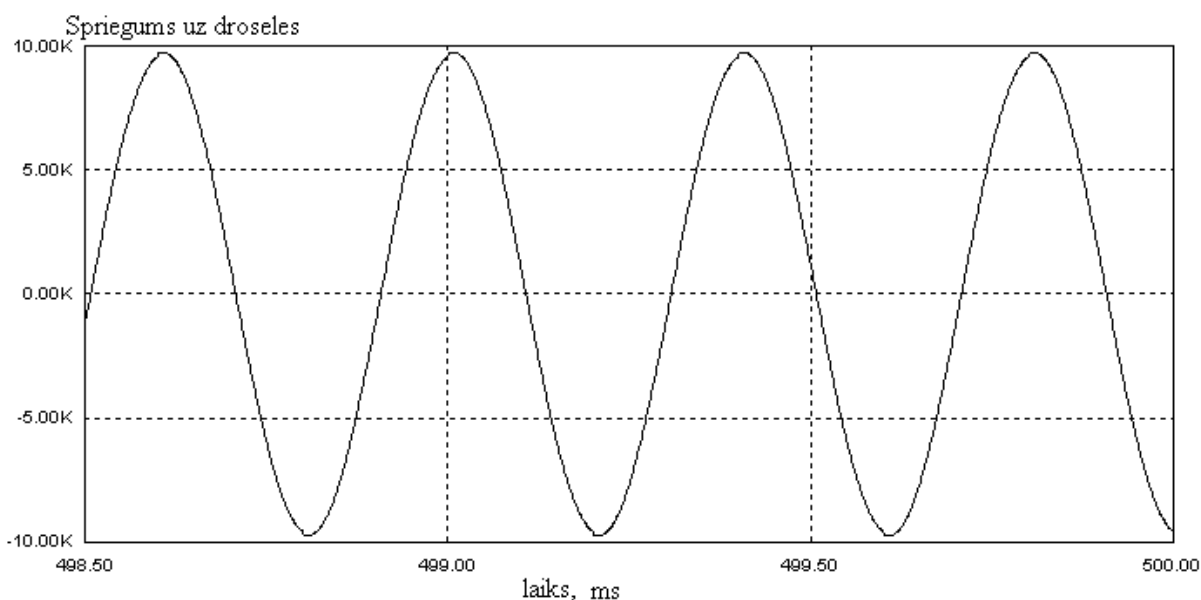
; lai nodrošinātu rezonansi, jāizmanto rezonanses frekvence 15700 1/s, vai komutācijas frekvence $f=2500$ Hz.

2. $R=10\Omega$, $R_e=1\Omega$, $k_u=200$, $L=500\text{mH}$, $L_e=50\text{mH}$.

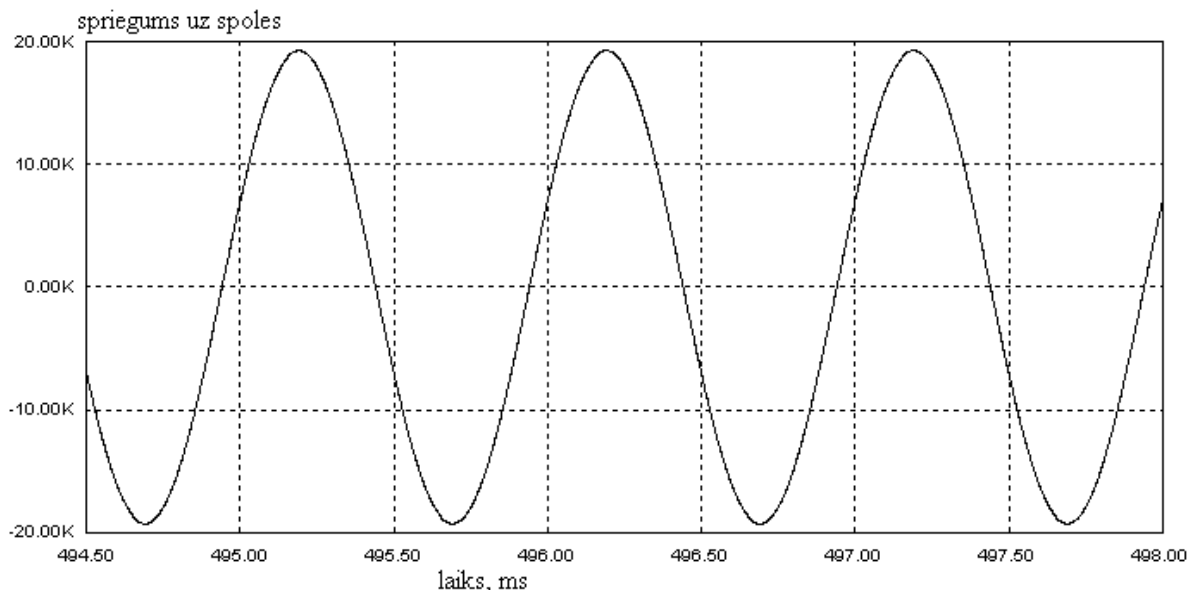
$$C = \frac{4(0.05 + 0.5)^3 \cdot 0.5 \cdot 0.05}{200^2 \pi^2 (10 \cdot 0.05^2 + 1 \cdot 0.5^2)^2} = 0.557 \mu\text{F}$$

; lai nodrošinātu rezonansi, jāizmanto rezonanses frekvence 6284,7 1/s vai komutācijas frekvence 1000,7 Hz.

Pirmajam piemēram tika veikta datormodelēšana ar $U_d=100$ V un kā redzams no 3.13. attēla, patiesi spoles sprieguma amplitūda ir praktiski 10 kV, t.i., $k_u \cdot U_d$. Arī otrajam piemēram rezultāts atbilst aprēķinam – amplitūda ir tuva 20 kV (3.14.att.).



3.13.att. spoles sprieguma diagramma rezonanses ķēdē paralēli ar etalona spoli



3.14.att. Spoles sprieguma diagramma 2. piemēram

3.4. Secinājumi par 3. nodaļu

1. Iegūtas izteiksmes rezonanses ķēdes tuvinātam aprēķinam gan ar konstantas rezistances spoli, gan spolei ar atkarīgu no frekvences rezistanci, gan pētāmās spoles paralēlajam slēgumam ar etalonspoli, kuras rezistence nav atkarīga no frekvences

2. Visos aprēķinos redzams, ka jo lielāka attiecība starp vēlamo spriegumu uz spoles rezonanses gadījumā un barojošā avota spriegumu, jo iespējams darbs ar mazāku barojošā avota jaudu, augstāku frekvenci, mazāku invertora slēdžu noslodzi, kā arī mazāku kondensatora kapacitāti rezonanses ķēdē.

3. Rēķinot ķēdi ar reālu spoli, jāievēro spoles rezistances atkarība no frekvences. Piedāvāta grafoanalītiska aprēķina metode, kas ļauj diezgan precīzi risināt šo nelineāro uzdevumu, ievērojot virpuļstrāvu ietekmi uz rezistanci.

4. Jo mazāka reālas spoles induktivitāte, jo grūtāk panākt lielas attiecības starp iegūstamo un barošanas spriegumu. Tas saistīts ar spoles labuma – viļņa pretestības un rezistances - samazinājumu pie mazām induktivitātēm.

5. Spoļu paralēlā slēguma aprēķinu var samērā precīzi veikt, ieviešot virtuālu ķēdes rezistanci, kas atkarīga gan no reālajām rezistancēm, gan induktivitātēm, gan komutācijas frekvences.

4. EKSPERIMENTĀLIE PĒTĪJUMI

4.1. Pētījumu objekts

Pētījumiem izveidota spole (att.4.1) ar šādiem tehniskajiem parametriem:

- spoles induktivitāte 45,1 mH;
- spoles rezistances pie līdzsprieguma ir 4,7 omi;
- spoles rezistances pie frekvences 100 Hz ir 5,22 omi;
- labums pie 100 Hz – Q=5,4;
- spoles rezistances pie frekvences 1kHz – 6,6 omi (labums Q=42,7);
- spoles rezistances pie frekvences 10 kHz -100,7 omi (labums Q=28,9);
(visi rezistances mērījumi veikti ar elektronisko parametru mērītāju)
- spoles vijumu skaits – 1019;
- vijumu skaits vienā slānī – 93;
- slāņu skaits spolē – 11;
- spoles garums 26.5cm;
- ārējais diametrs ar tukšo vidu - 15cm, R=7.5cm;
- pašu tinumu biezums 3cm +3cm;
- vada šķērsriezuma laukums 1.0 mm^2 ; $S_v = \pi R^2$; $R = \sqrt{\frac{S}{\pi}} = \sqrt{\frac{1}{3.14}} = 0.56 \text{ mm}$.



4.1.att. Pētījumu objekts – spole

Pētījumi tika veikti rezonanses ķēdē ar spolei virknē slēgtiem augstsprieguma kondensatoriem ar nominālo spriegumu 16 kV un katra kondensatora kapacitāti 0,1 μF . Blokā ir 5 kondensatori, kurus paralēli un virknē savienojot var iegūt kapacitātes no lielākās 0,5 μF diskrētā rindā līdz 0,1 μF , bet virknē slēdzot – līdz mazākajai vērtībai 0,02 μF . Kondensatoru izvēle ļauj iegūt rezonanses frekvences no mazākās $f_r=1060,4$ Hz līdz lielākajai – 5301,9 Hz. Droseles-kondensatoru bloks attēlots 4.2.att.

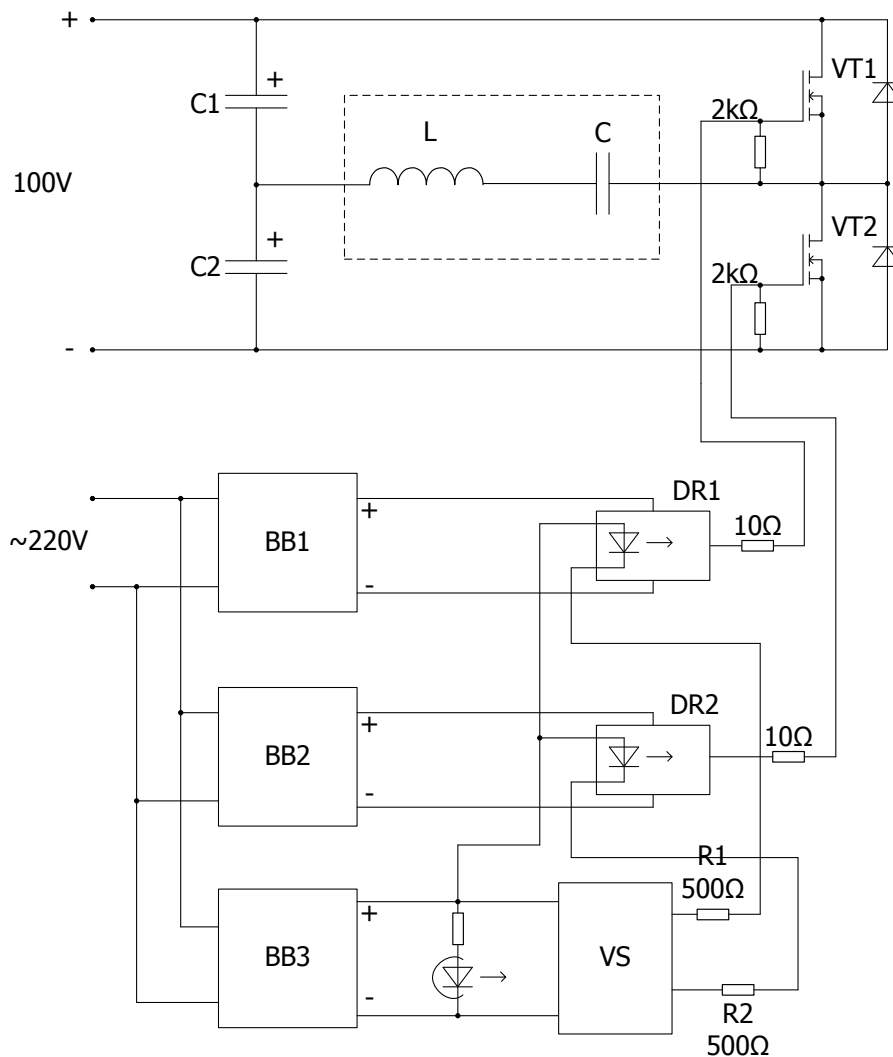


4.2.att. Pētāmās droseles-kondensatoru bloka attēls

Izveidotā rezonanses invertora vadības shēma attēlota 4.3. att. Spēka daļas barošana veikta no līdzsprieguma avota ar 100 V (4.3. att.). Ieejā izvietoti divi sprieguma dalīšanas kondensatori C1 un C2 ar kapacitāti 1500 μF katrs. Izveidota pustilta invertora shēma ar MOSFET tranzistoriem VT1 un VT2 ar iebūvētām reversām diodēm. Tilta diagonālē ieslēgti virknē savienotie pētāmā spole un kondensatori.

Vadību veic vadības sistēma VS, kuru baro no barošanas bloka BB3 ar izejas spriegumu 15V. Vadības sistēmas divas izejas caur rezistoriem R1 un R2 attiecīgi pieslēgtas

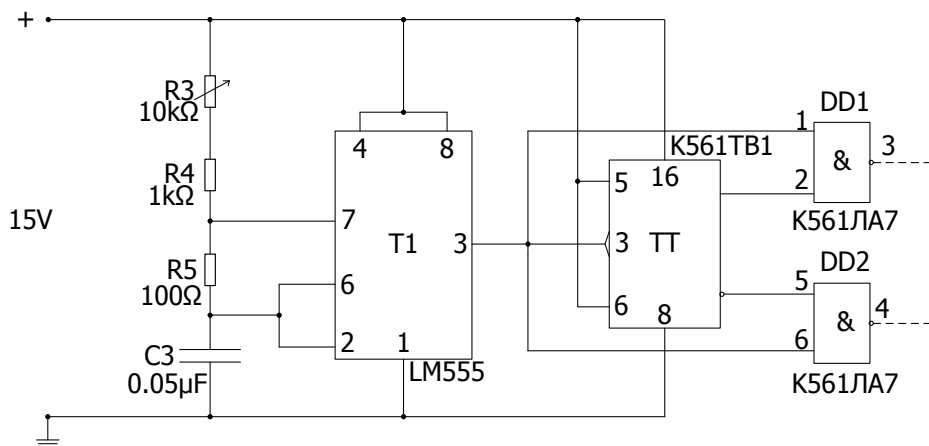
tranzistoru draiveru DR1 un DR2 vadības optoelektroskopiskajām ieejām. Draiverus baro no izolētiem līdzsprieguma barošanas avotiem BB1 un BB2.



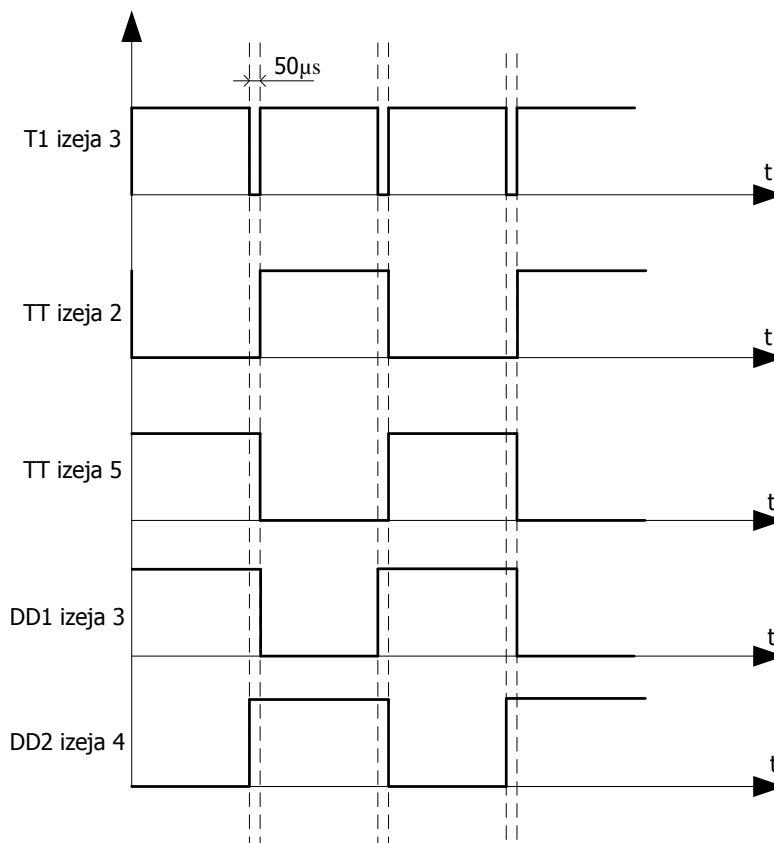
4.3. att. Rezonanses invertora izveides shēma

Vadības sistēma (4.4.att.) sastāv no taimera T1 (tips LM555) ar uzlādes-izlādes R-C ķēdīti R3-R4-R5-C3, kas kopā ar ģenerators režīmā saslēgto taimeri veido taisnstūra veida augsta līmeņa signālus ar nulles pauzi starp katru periodu, kuras ilgumu nosaka R5 un C3 parametri. Ģenerators frekvenci regulē ar rezistoru R3. Taimera izeja pieslēgta T režīmā strādājoša trigeru TT clock ieejai. Katrā izejā ar divas reizes zemāku frekvenci nekā takts ģeneratoram pārslēdzas trigeru tiešā un inversā izeja. Katra izeja pieslēgta savam UN-NE loģiskajam elementam, katra elementa otra ieeja pieslēgta ģenerators izejai. Tā kā ģenerators izejā periodiski ir nulles signāls, tad UN-NE loģisko izeju aktīvie stāvokļi nepārklājas un tā

veidojas vadības signālu padeves īslaicīgi pārtraukumi, kuru rezultātā spēka tranzistoru vienlaicīga ieslēgšanās ir izslēgta (4.5. att.).



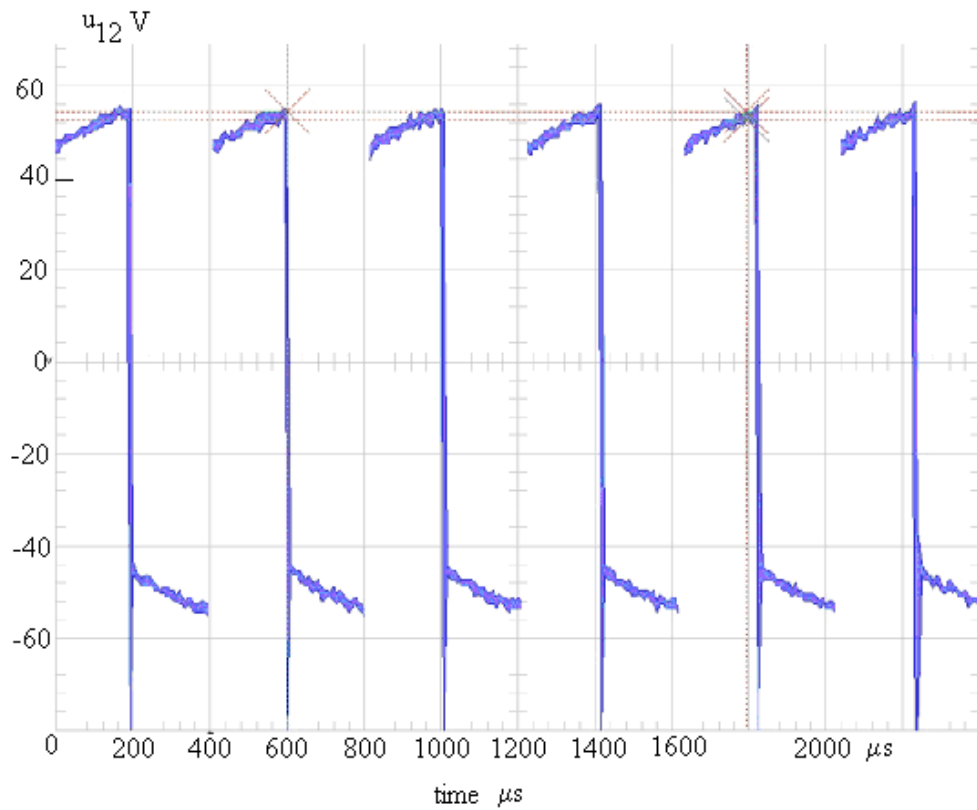
4.4.att. Vadības shēma



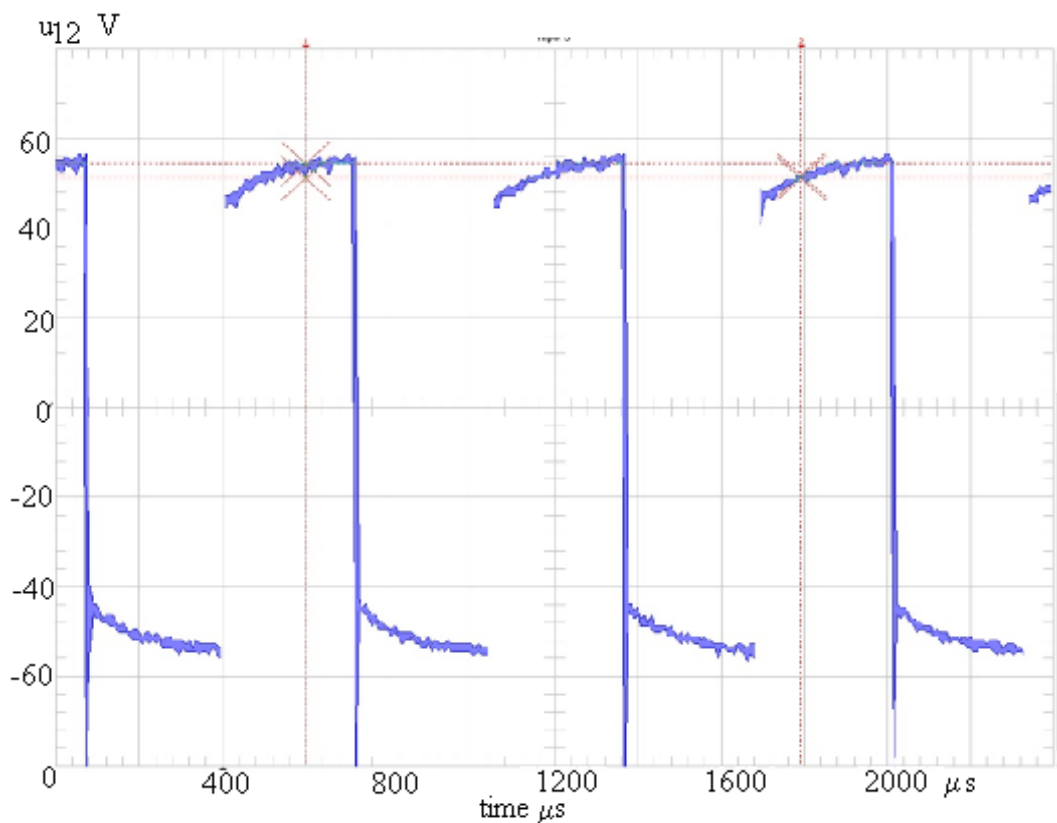
4.5. att. Vadības shēmas signālu diagrammas

4.2. Rezonanses invertora darbība ar spoli

Izmantojot izveidoto shēmu, tika veikti pētījumi ar 4.1. sadaļā doto spoli. Rezonanses ķēdes sprieguma momentāno vērtību diagramma attēlota 4.6. att. Šeit komutācijas frekvence ir 2,5 kHz. Kā redzams ķēdes sprieguma vidējā vērtība pusperioda laikā ir aptuveni 50 V, t. i. pamatharmonikas amplitūda ir 63,7 V. 4.7. att. dota tāda paša sprieguma diagramma pie frekvences 1639 Hz. Pirmā diagramma atbilst rezonanses ķēdes kondensatoram ar kapacitāti 0,1 μF , bet otra diagramma – kondensatoram 0,2 μF .



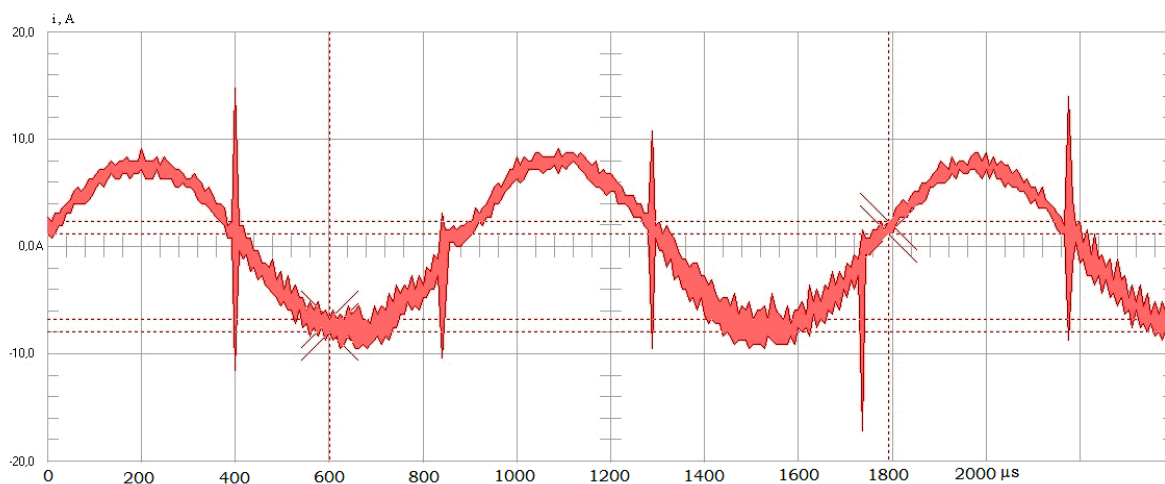
4.6.att. Rezonanses ķēdes (starp nullpunktiem) sprieguma diagramma pie frekvences 2,5 kHz



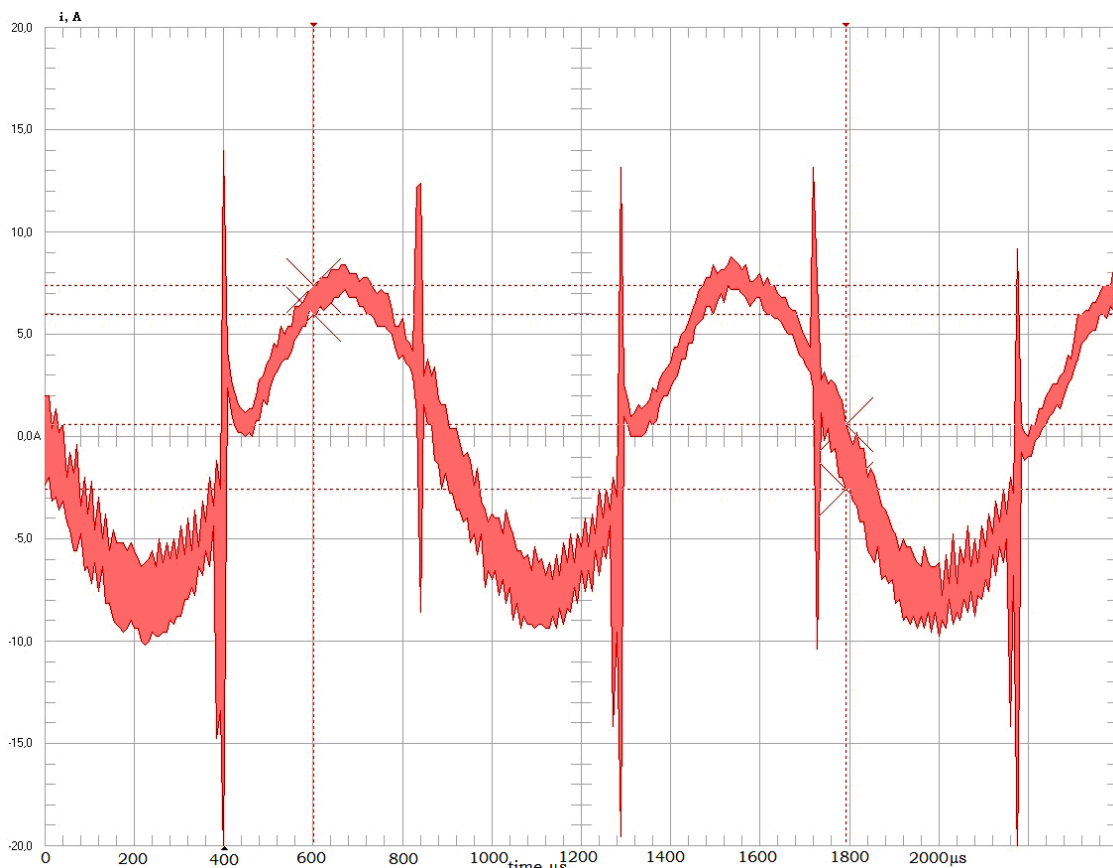
4.7. att. Rezonanses ķēdes sprieguma diagramma pie frekvences 1639 Hz

4.3. Rezonanses ķēdes pētījumi pie dažādām frekvencēm

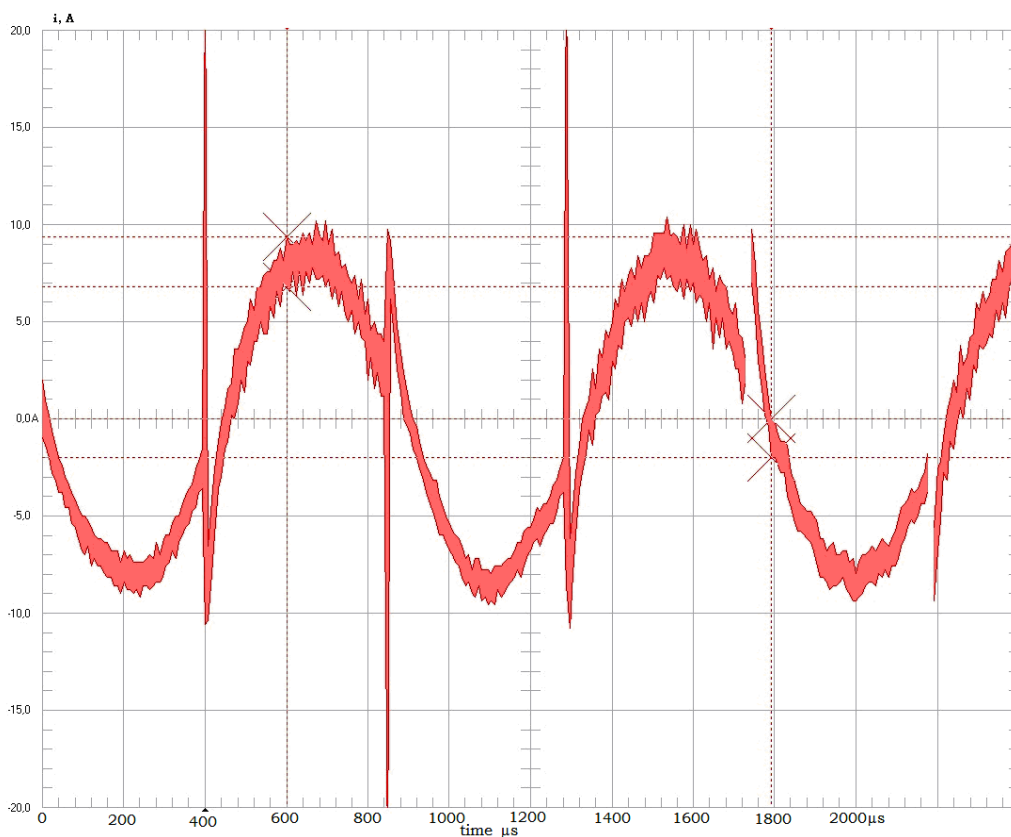
Mainot kondensatorus, tika veikti mērījumi un uzņemtas oscilogrammas ķēdei ar pētāmo drošeli rezonanses invertora shēmā. 4.8.-4.12. att. parādītas strāvas oscilogrammas pie dažādām frekvencēm.



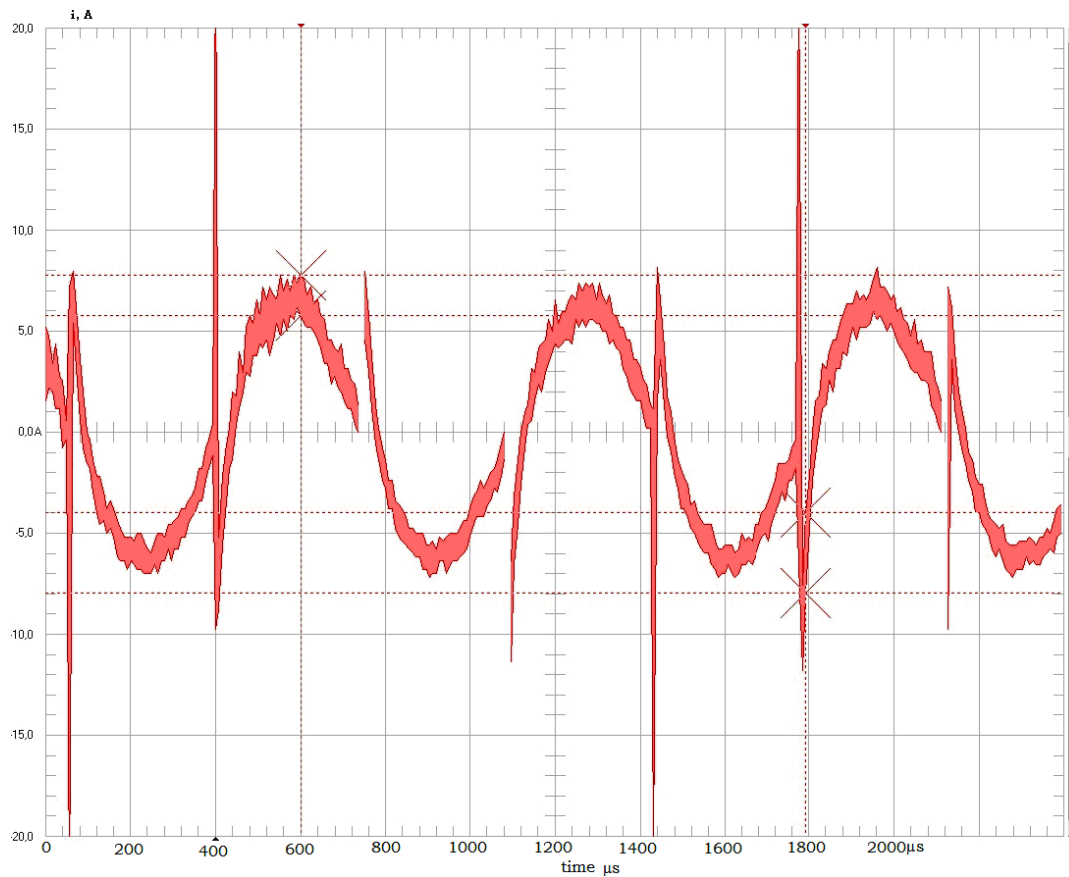
4.8. att. Strāvas līkne pie frekvences $F=1061.6\text{Hz}$, $C=0.5\mu\text{F}$



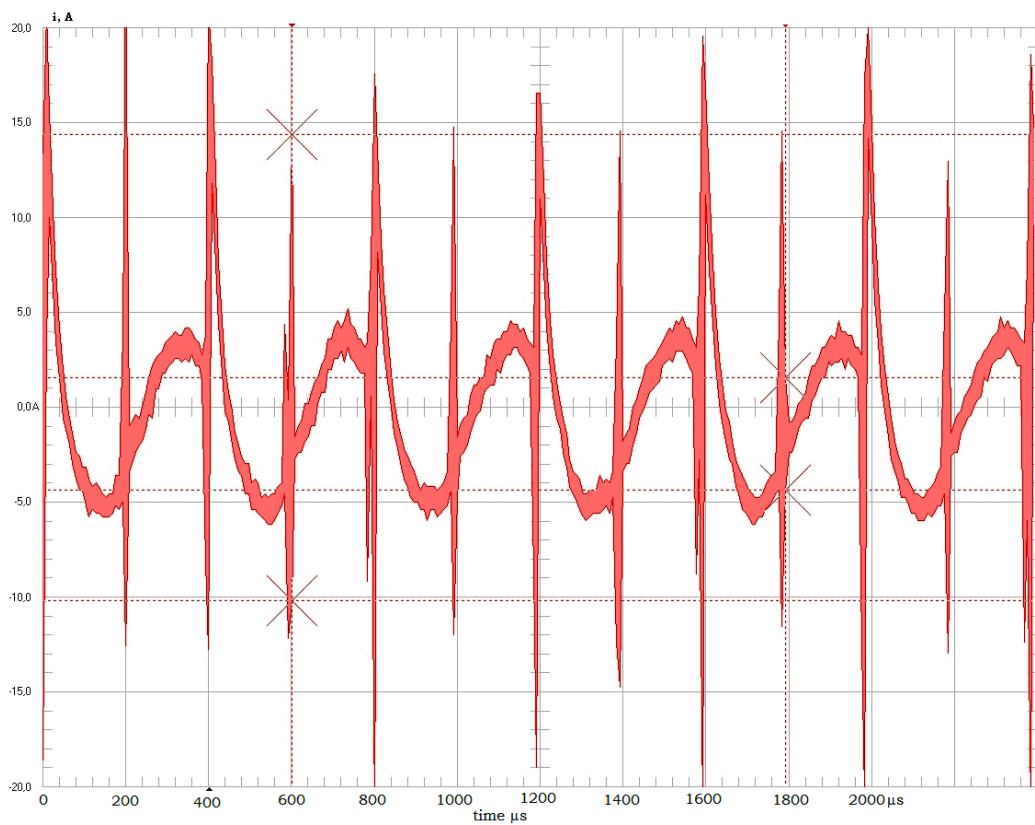
4.9. att. Strāvas līkne pie frekvences $F=1187\text{Hz}$, $C=0.4\mu\text{F}$



4.10. att. Strāvas līkne pie frekvences $F=1370.5\text{Hz}$, $C=0.3\mu\text{F}$



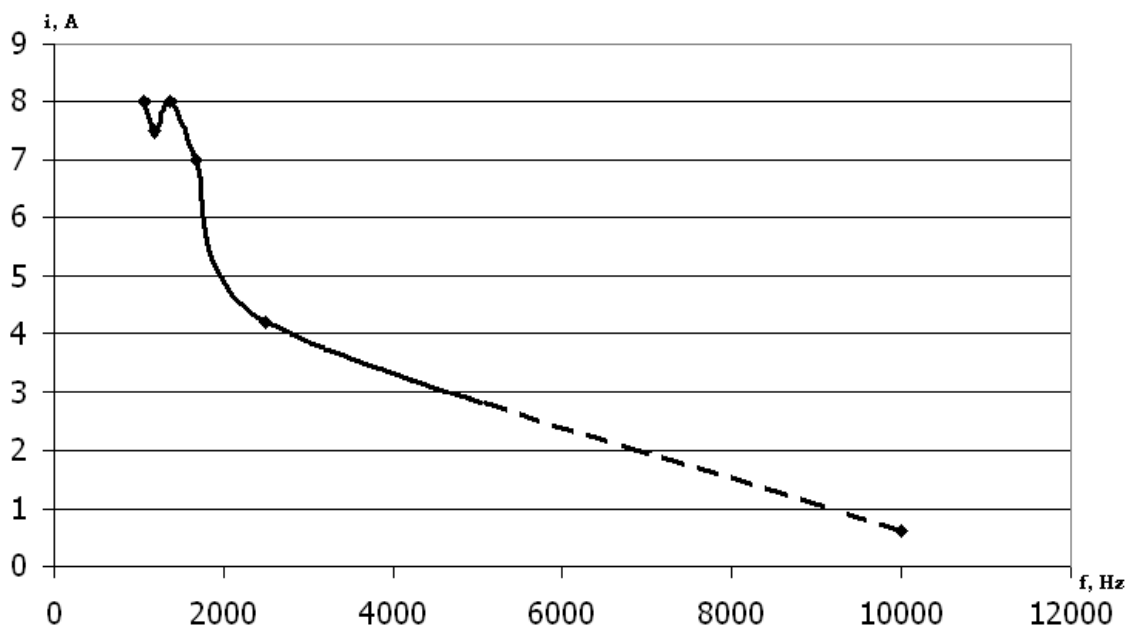
4.11. att. Strāvas līkne pie frekvences $F=1678.5\text{Hz}$, $C=0.2\mu\text{F}$



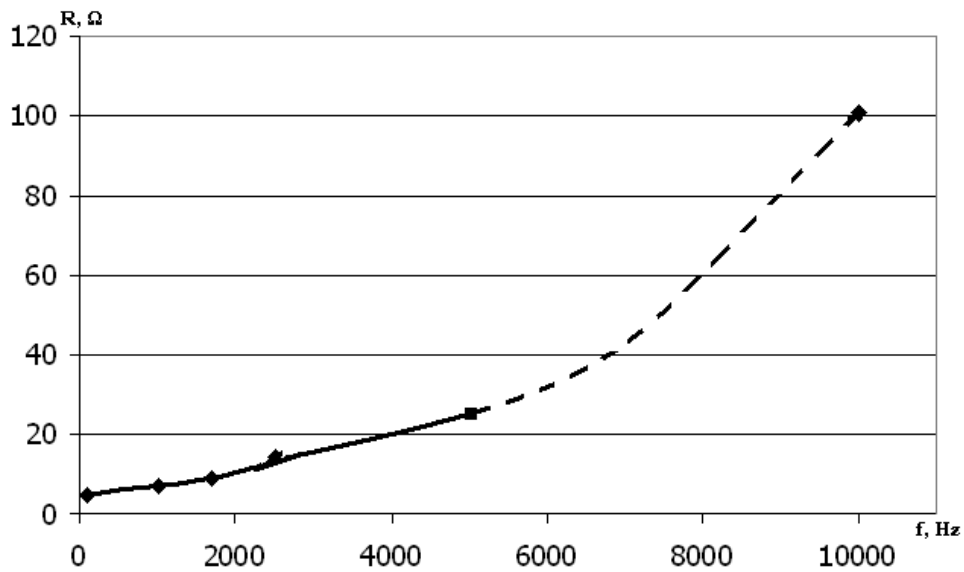
4.12. att. Strāvas līkne pie frekvences $F=2500\text{Hz}$, $C=0.1\mu\text{F}$

Kā redzams no attēliem, oscilogrammās slēdžu pārslēgšanās brīžos veidojas traucējumu izraisīti izsitieni, kas būtiski traucē novērtējumu. Taču neskatoties uz to var konstatēt, ka paaugstinoties frekvencei samazinās strāvas amplitūda rezonanses ķēdē, t.i., redzama spoles rezistances palielināšanās. No oscilogrammām iegūtās strāvu amplitūdas atkarībā no frekvences attēlotas 4.13. att. Šeit gan frekvenču diapazons nav pārāk liels – no 1000 līdz 2500 Hz, kas saistīts ar kondensatoru kapacitātes pieejamās izvēles problēmām. Līdzīgas līknes iegūtas arī ar efektīvās vērtības ampermetru, kas tika ieslēgts rezonanses ķēdē.

Zinot ķēdes sprieguma pamatharmoniskās amplitūdas vai efektīvo vērtību, var noteikt spoles rezistances atkarību no frekvences. Šim nolūkam var izmantot (2.13, 2.14) izteiksmes. Šīs līknes attēlotas 4.14.att. Kā redzams, pieaugot frekvencei, strauji aug spoles rezistances, kas skaidrojams ar virsmas efekta ietekmi gan uz vijumu, gan spoli kopumā.

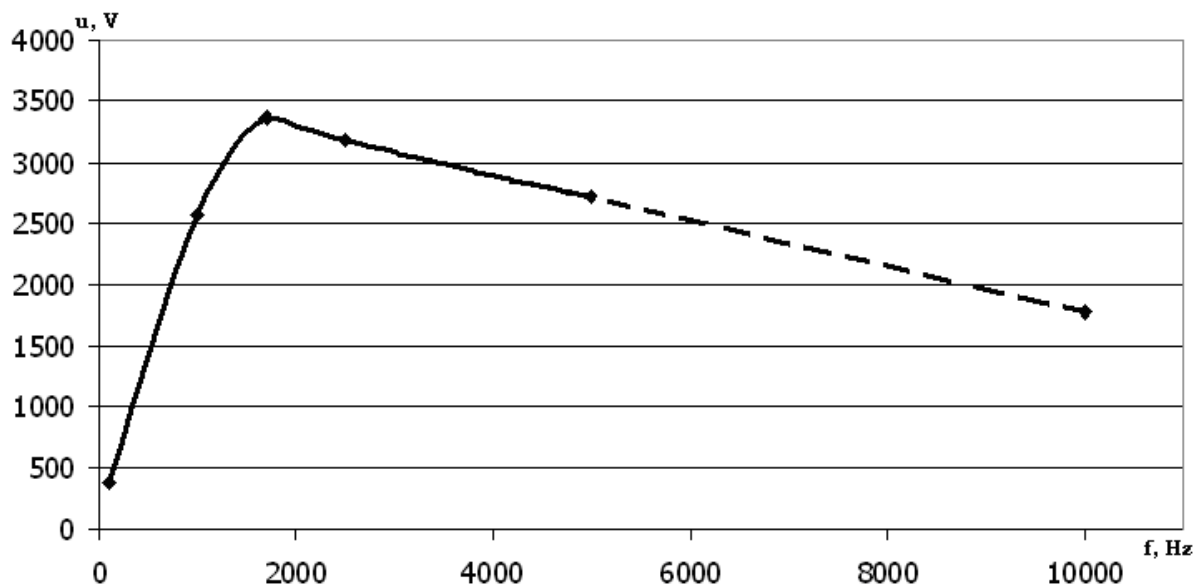


4.13.att. Rezonanses ķēdes strāvas amplitūdas atkarība no frekvences



4.14.att. Spoles rezistence atkarībā no frekvences

Tā kā strāvas amplitūda ar frekvences palielināšanos samazinās, tad tiek ierobežotas arī sprieguma amplitūdas uz spoles. Šāda līkne attēlota 4.15.att, kur amplitūda aprēķināta reizinot strāvas amplitūdu ar $2\pi f.L$. Vienlaikus attēlota arī sprieguma atkarība pie konstantas rezistances, pieņemot par pamatu tās vērtību pie 1000Hz frekvences. Kā redzams, reāli, pieaugot frekvencei, spriegums tiek ierobežots.



4.15.att. Spoles sprieguma amplitūda atkarībā no frekvences

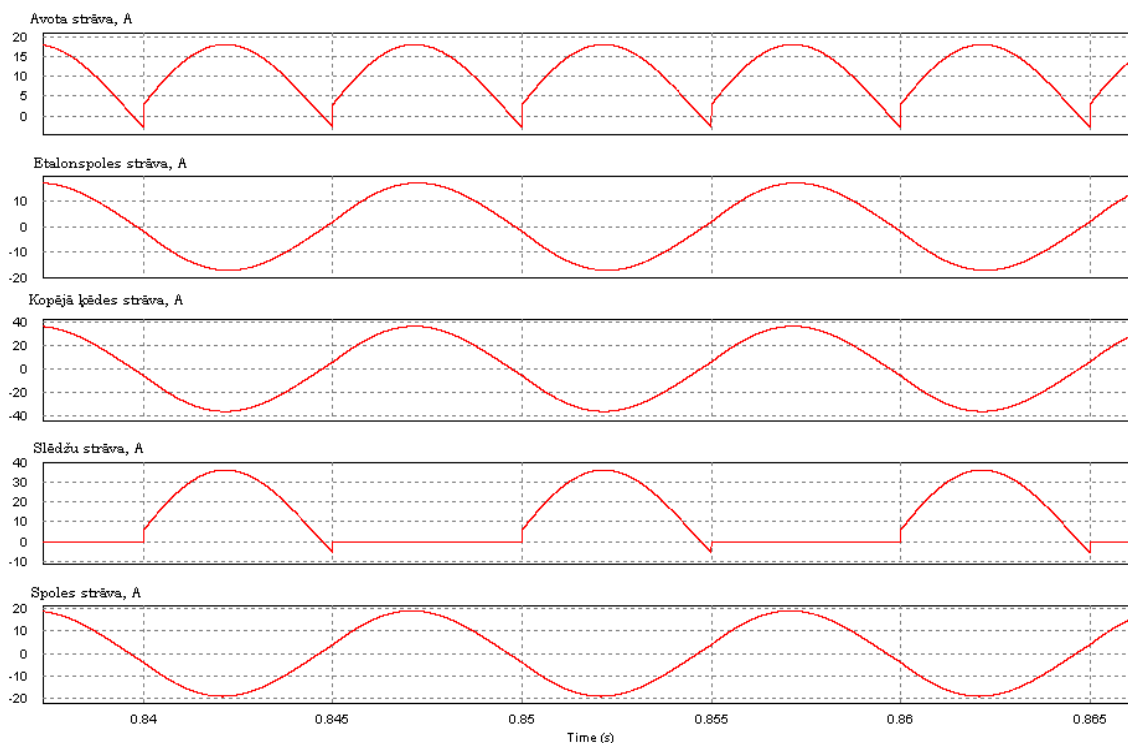
Svarīgi ir novērtēt pareizi spoles patieso rezistanci pie dažādām frekvencēm. Ja par pamatu pieņem 1. nodaļā aprēķināto rezistances pieaugumu no frekvences, kad tika pieņemti vienādi magnētiskā lauka iespiešanās dziļumi visos spoles slāņos, un salīdzina rezultātus ar

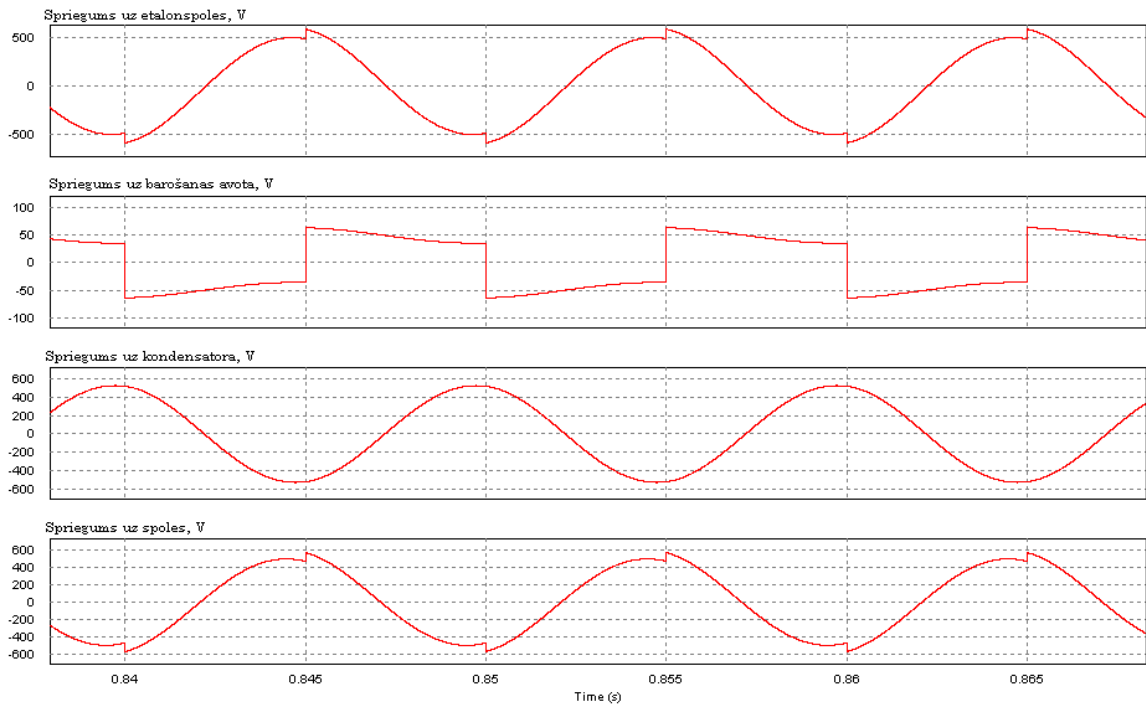
eksperimentā iegūtajiem, tad redzams, ka eksperimentā ir daudzkārt lielāki rezistances pieaugumi pie vinādām frekvencēm. Analizējot eksperimentu rezultātus, var secināt, ka spoles katrā nākošajā no ārējās virsmas aplūkotajā slānī ir mazāks iespiešanās dziļums, pie tam δ ir vienāds ar δ/n , kur n ir slāņa numurs, skaitīts no ārējās virsmas.

4.4. Procesu izpēte shēmā ar paralēlo augstfrekvences spoli

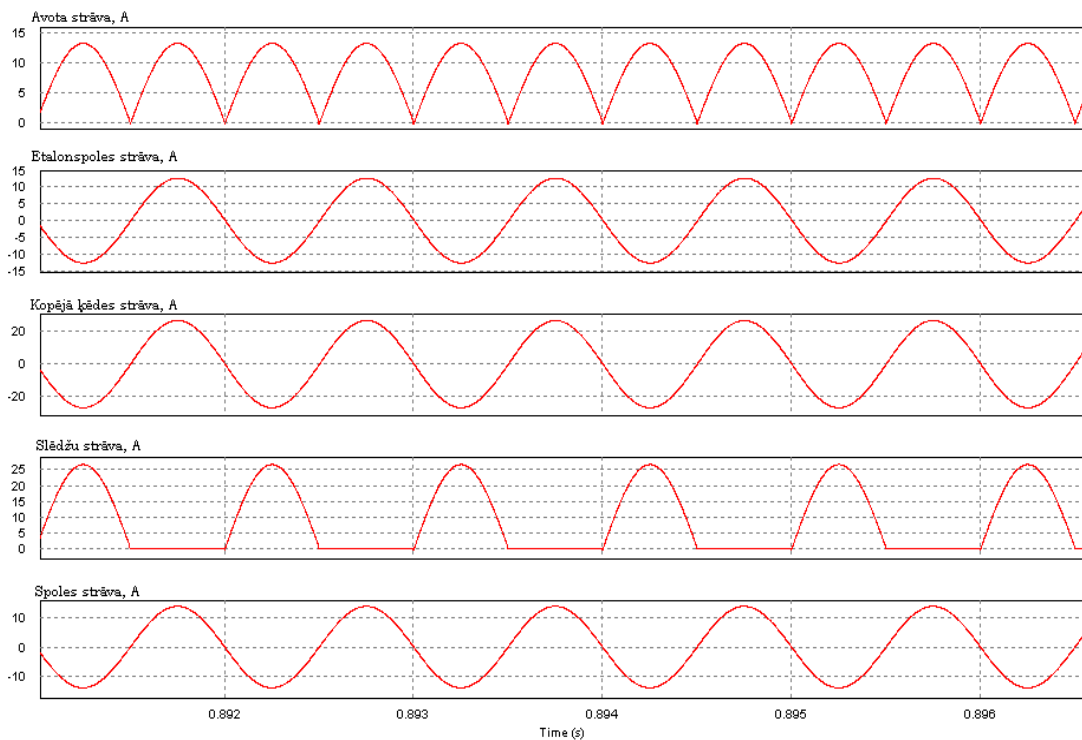
Par pamatu ņemta pētāmā spole ar dotajiem un izmērītajiem rezistances parametriem atkarībā no frekvences. Pieņemot frekvenci un attiecīgo rezistanci, pētām procesus shēmā ar paralēlo etalonspoli, kuras induktivitāte ir 50 mH un rezistence 2 omi. Procesu izpēte veikta PSIM datormodelī ar barošanas spriegumu pustilta invertora shēmai 100 V. Frekvences tika pieņemtas 100 Hz, 1000 Hz, 1700 Hz, 2500 Hz un 10kHz. Pēc šīm frekvencēm tika aprēķināti sprieguma paaugstinājuma koeficienti un nepieciešamās kapacitātes.

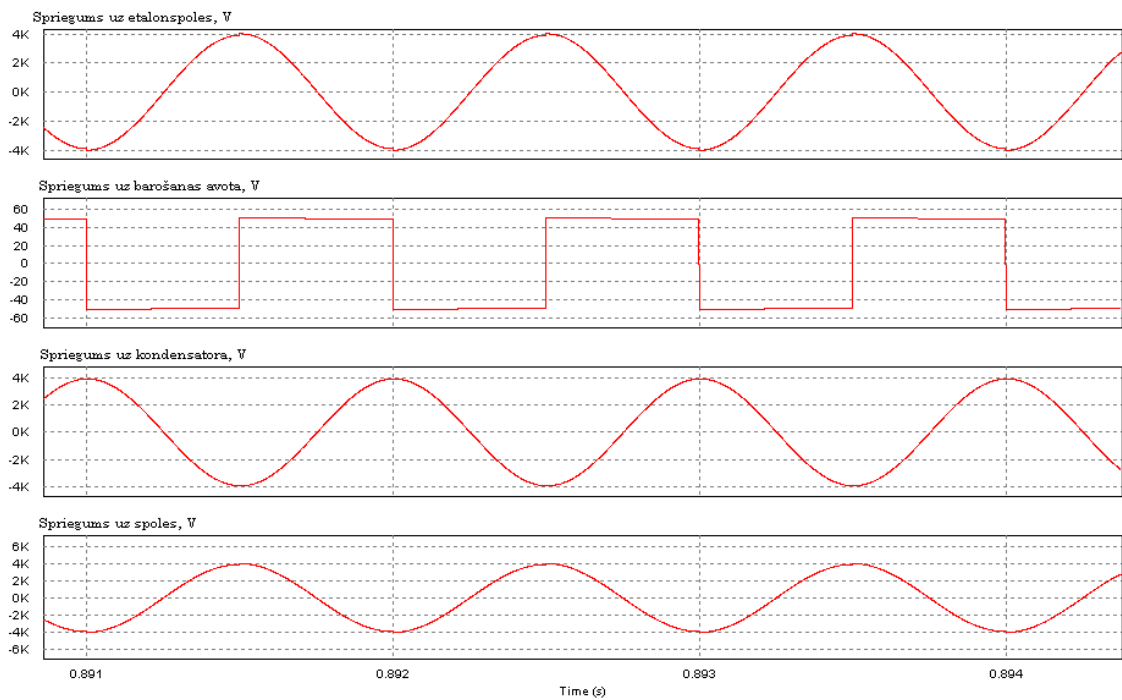
Iegūtās ķēžu strāvu un spriegumu diagrammas attēlotas 4.16 – 4.20. att.



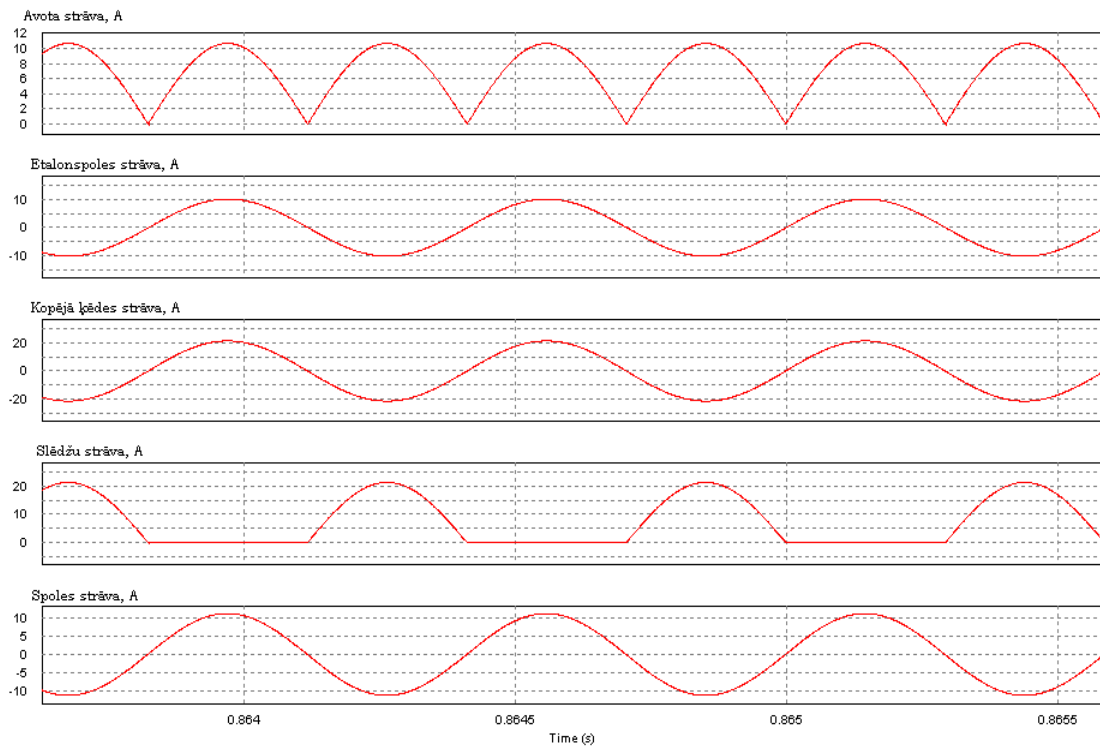


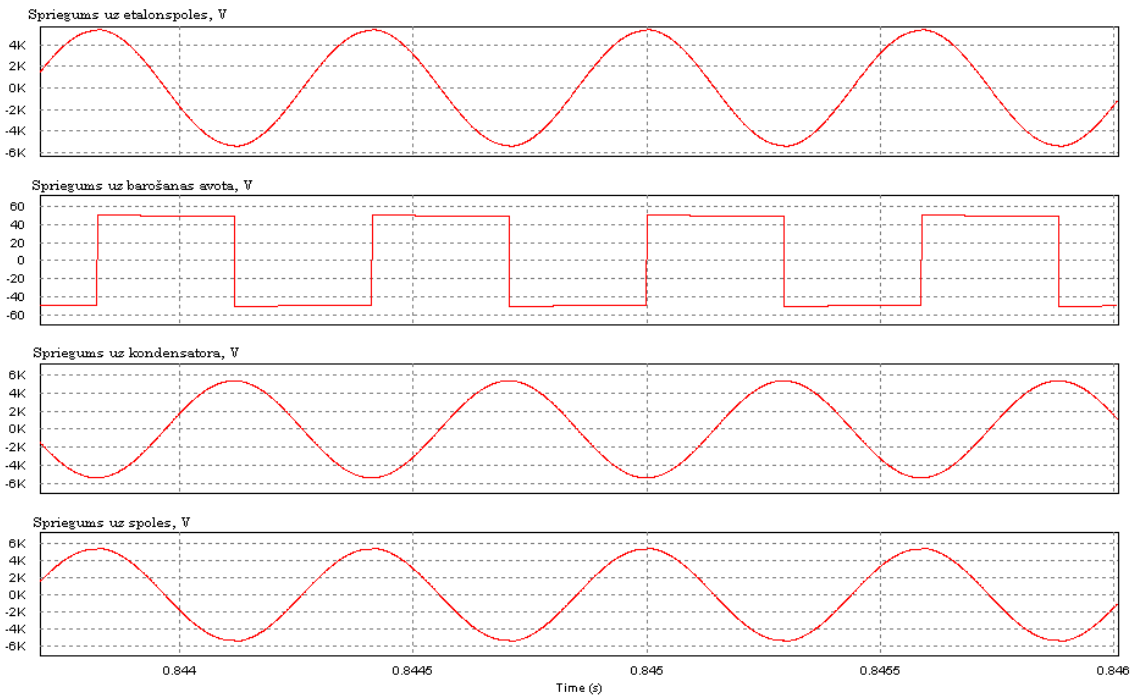
4.16. att. Shēmas strāvu un spriegumu diagrammas pie frekvences 100 Hz ; $f=100\text{Hz}$,
 $C=107.11\mu\text{F}$, $U_{\text{max}}=541\text{V}$, pētāmās spoles rezistence 4.7 omi.



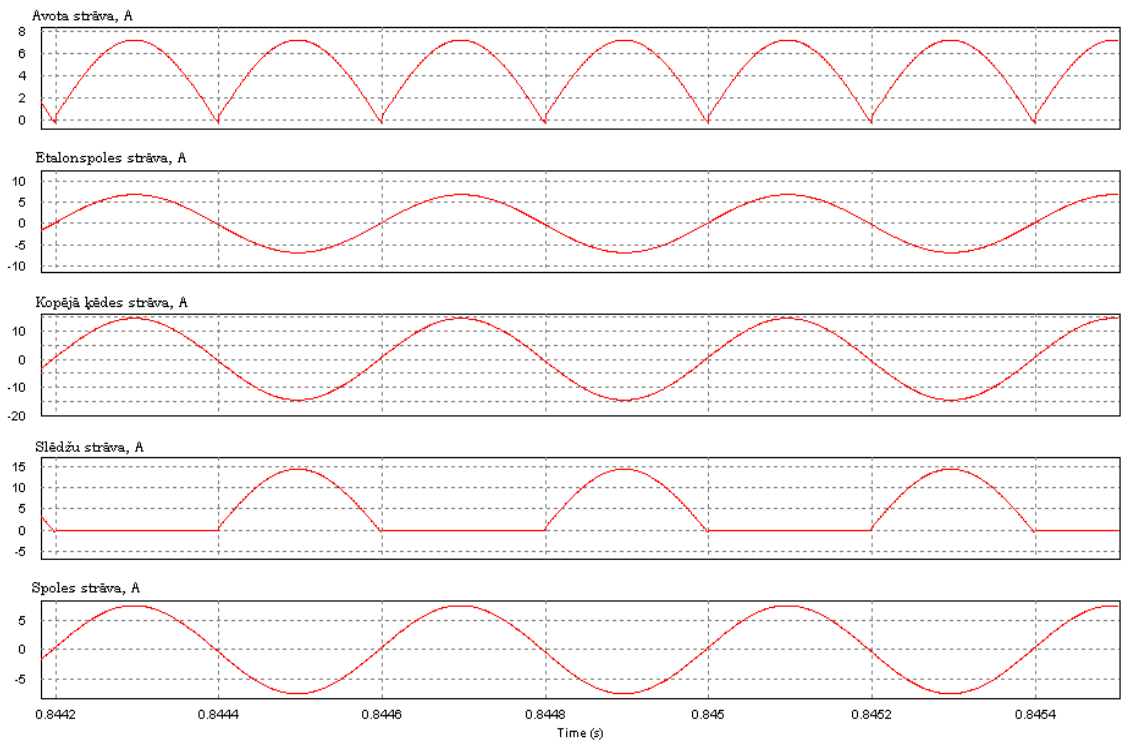


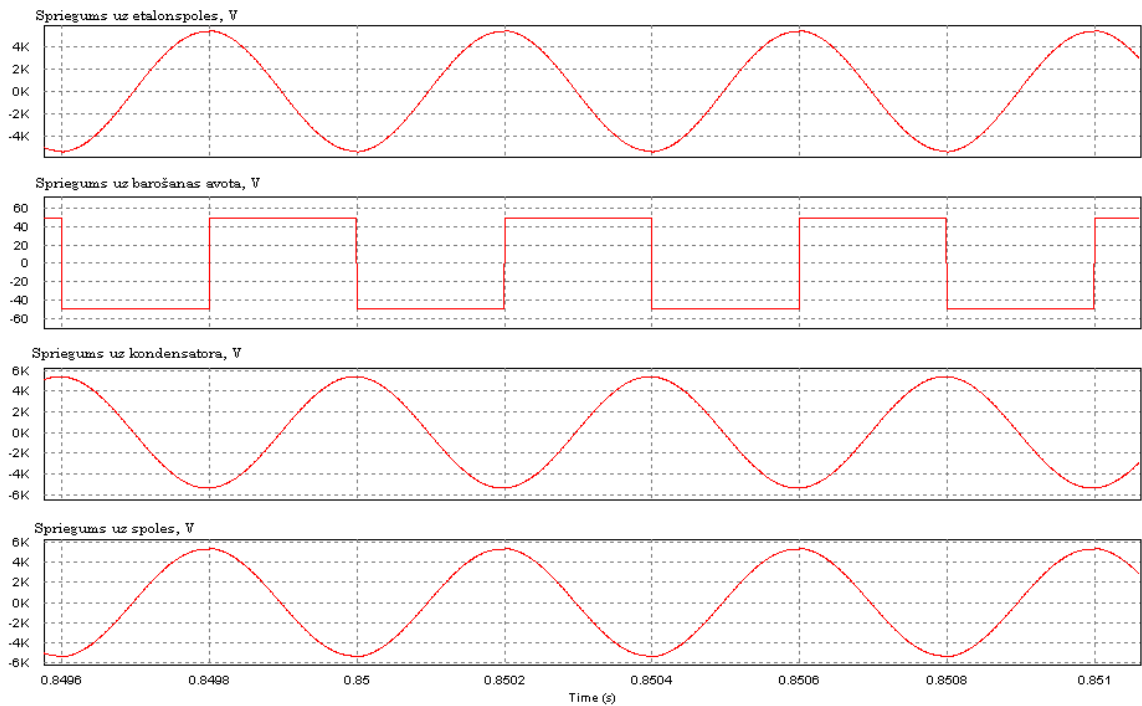
4.17.att. Shēmas strāvu un spriegumu diagrammas pie frekvences 1000 Hz ; $f=1000\text{Hz}$,
 $C=1.07\mu\text{F}$, $U_{\text{max}}=3968\text{V}$, pētāmās spoles rezistence 7 omi.



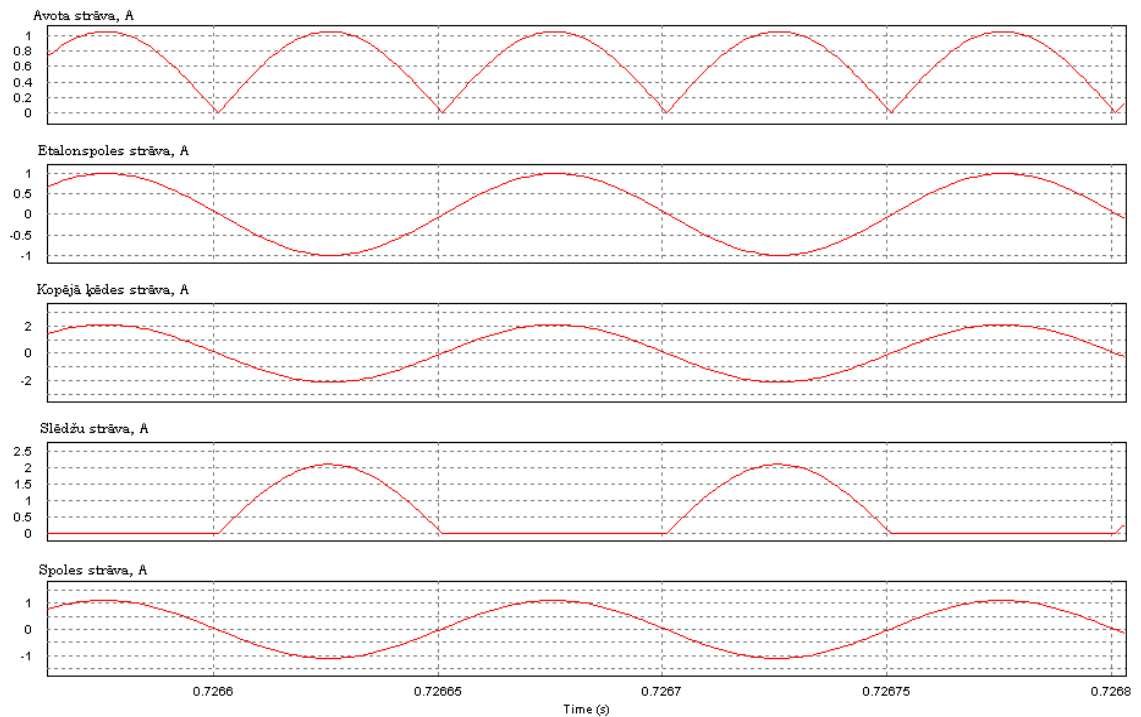


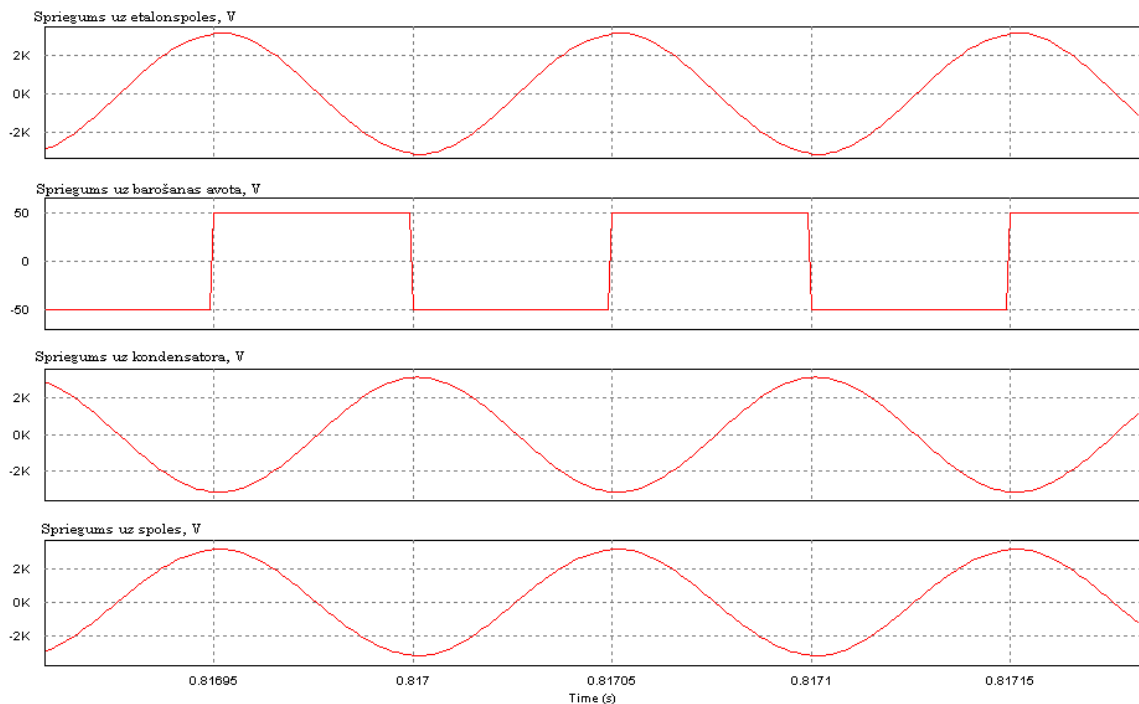
4.18. att. Shēmas strāvu un spriegumu diagrammas pie frekvences 1700 Hz ; $f=1700\text{Hz}$,
 $C=0.37\mu\text{F}$, $U_{\text{max}}=5423\text{V}$, pētāmās spoles rezistence 9.1 omi.





4.19.att. Shēmas strāvu un spriegumu diagrammas pie frekvences 2500 Hz ; $f=2500\text{Hz}$,
 $C=0.171\mu\text{F}$, $U_{\text{max}}=5422\text{V}$, pētāmās spoles rezistence 14.15 omi.



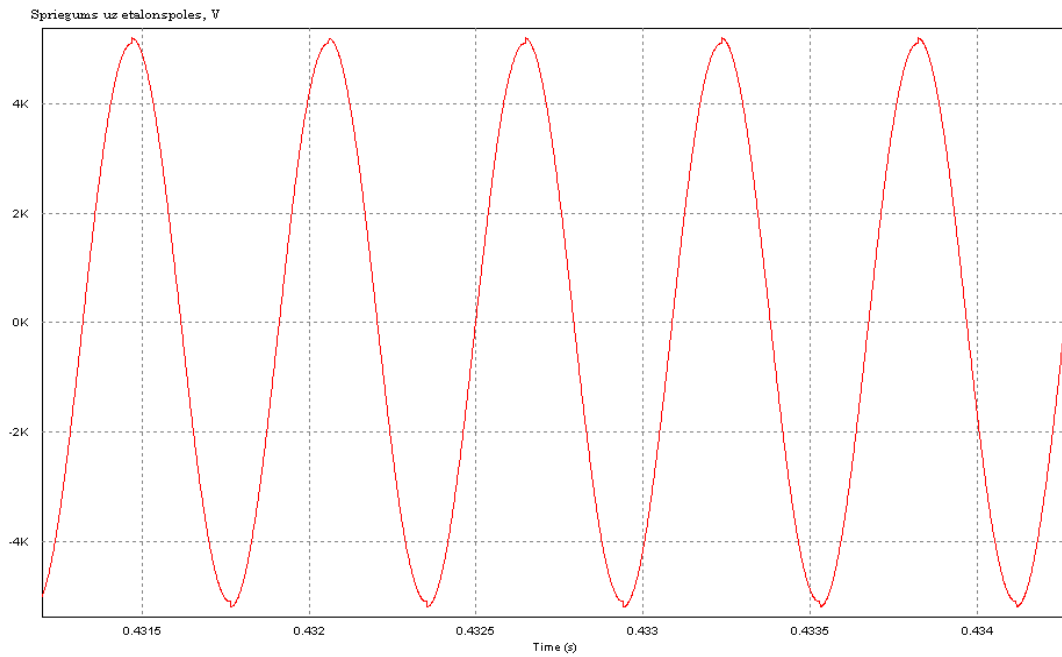


4.20.att. Shēmas strāvu un spriegumu diagrammas pie frekvences 10000 Hz ; $f=10000\text{Hz}$, $C=0.0107\mu\text{F}$, $U_{\text{max}}=3342\text{V}$, pētāmās spoles rezistence 100.7 omi.

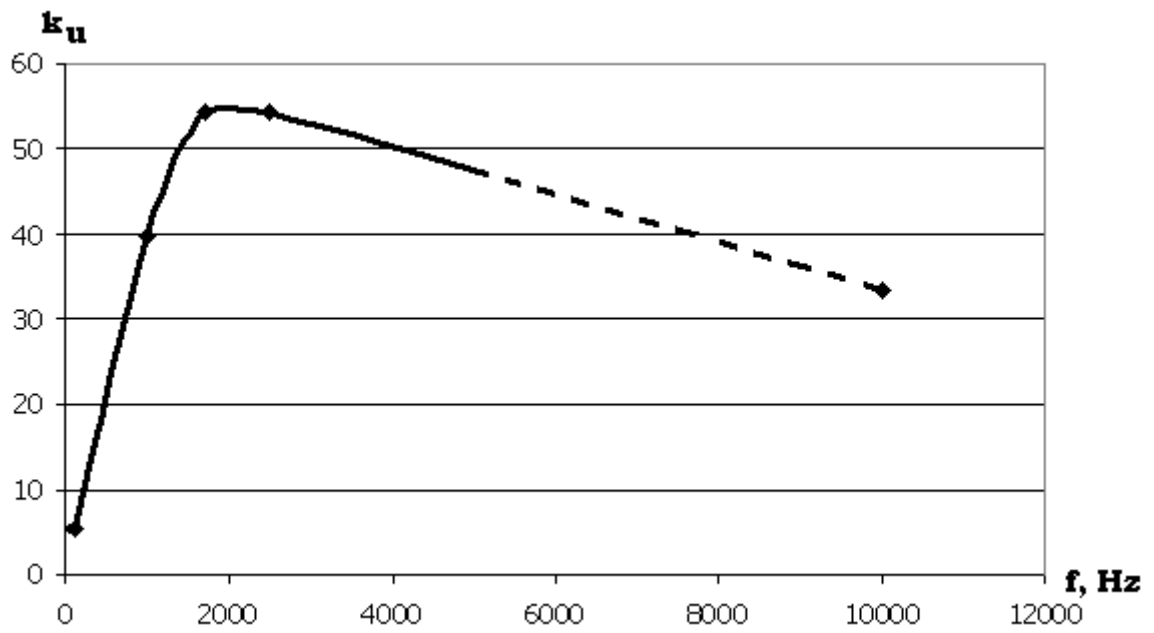
Kā redzams no attēliem, maksimālais spriegums uz spoles sasniedzams pie frekvences 1700 Hz un pēc tam tas tomēr samazinās. Koeficienta k_u atkarība no frekvences attēlota 4.22.att. No šejienes var izdarīt secinājumu, ka, lai panāktu lielāku spriegumu uz spoles, nepieciešams tomēr palielināt barošanas avota spriegumu, pie tam proporcionāli nepieciešamajam sprieguma pieaugumam. Pie tam nav jēgas palielināt frekvenci virs 1700 Hz, kad ir vislielākā efektivitāte pie dotajiem etalonspoles parametriem.

Redzams, ka visiem parametriem to efektīvie lielumi samazinās līdz ar frekvences paaugstināšanos.

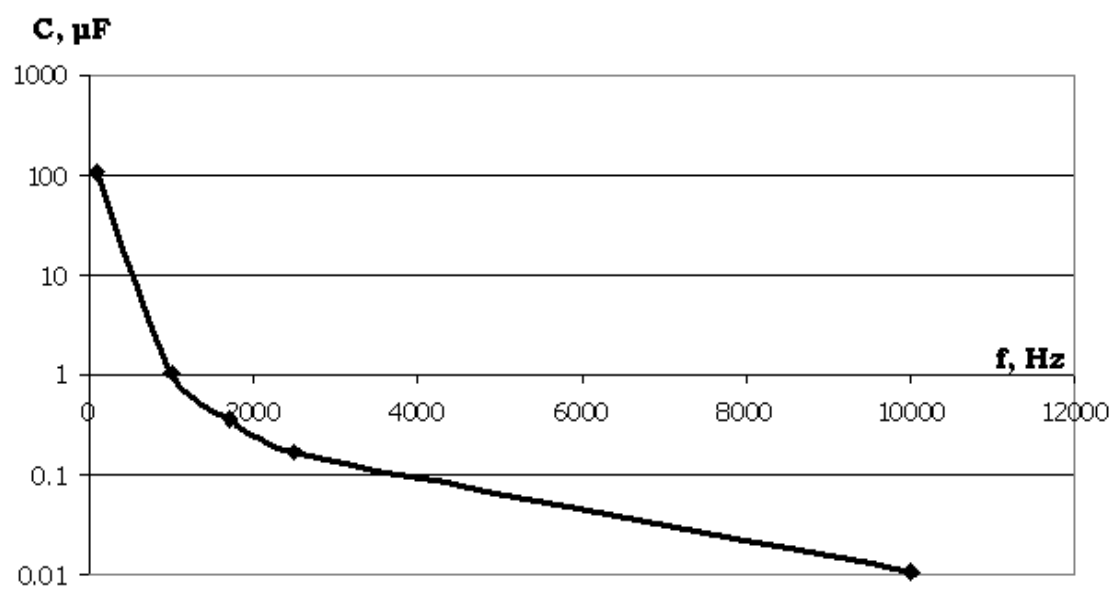
Ja maina etalonspoles parametrus, tad attēlā 4.21. redzams, ka pie tām pašām frekvencēm, tiek iegūts mazāks k_u un attiecīgi visi pārējie elementi uzrāda, ka spole strādā ar mazāku efektivitāti.



4.21. att. Sprieguma uz etalonspoles likne pie $F=1700\text{Hz}$, $R=9.1\text{oms}$, $k_u=51.73$



4.22. att. Koeficienta k_u atkarība no frekvences



4.23. att. Kondensatora vērtības pie dažādām frekvencēm

SECINĀJUMI PAR PROMOCIJAS DARBU

1. Zemfrekvences spoļu starpslāņu un starpvijumu izolācijas pārbaudei var pielietot pētīšanu augstfrekvences sprieguma rezonanses ķēdē, kas ieslēgta rezonanses invertora ķēdē. Šādā veidā tiek panākts augsts spriegums, kas pievienots spolei ar mazu strāvu spolē, kas nodrošina sistēmas darbību no zemsprieguma mazjaudīga līdzsprieguma barošanas avota.
2. Veicot sistēmas elementu parametru aprēķinus, jāņem vērā zemfrekvences pētāmo spoļu rezistances straujā atkarība no frekvences mainīgā elektromagnētiskā lauka iespaidā gan uz vijumu, gan uz visu spoli, kā rezultātā rezistence strauji pieaug, ierobežojot spoles labumu pie augstām frekvencēm.
3. No aplūkotajām pārveidotāju shēmām vispiemērotākā ir rezonanses invertora pustilta shēma, kurai ir gan minimālais slēdžu skaits, gan visvienkāršākā vadības sistēma.
4. Spoles sprieguma amplitūdas vērtību rezonanses režīmā pustilta invertora shēmā var ar ļoti augstu precizitāti noteikt pēc rezonanses ķēdes sprieguma pamatharmoniskās amplitūdas ietekmi uz spoles rezistanci, kas nosaka ķēdes strāvas amplitūdu, bet tā, savukārt, reizināta ar leņķisko frekvenci un induktivitāti – sprieguma amplitūdu.
5. Ja veido vienkāršo rezonanses ķēdi, tad, palielinot frekvenci, pētāmās spoles rezistence pieaug un maksimālā spoles sprieguma vērtība sasniedzot maksimumu, pēc tam strauji samazinās, kas ierobežo iespēju iegūt augstus spriegumus uz spoles.
6. Ja paralēli pētāmajai zemfrekvences spolei ieslēdz etalonspoli ar praktiski no frekvences nemainīgu rezistanci, tad iespējams daļēji ierobežot spoles strāvas strauju samazināšanos pie frekvences pieauguma, un panākt augstākus spriegumus uz spoles pie vienām un tām pašām frekvencēm.
7. Arī shēmā ar paralēlo etalonspoli ir novērojams sprieguma līmeņa ierobežojums pie noteiktas frekvences. Izejot no šī ierobežojuma, var secināt, ka nav jēgas darboties ar lielāku frekvenci par maksimumam atbilstošu.
8. Spoles izolācijas caursites gadījumā eksperimenta laikā strauji samazinās spriegums uz spoles, jo nebojātās spoles daļas rezistence īsslēgtā kontūra iedarbes iespaidā ir strauji palielinājusies, bet induktivitāte – samazinājusies, nodrošinot ķēdes izeju no rezonanses režīma.
9. Spoles izolācijas caursites brīdī novērojams rezonanses ķēdes strāvas impulsveida pieaugums, kurš var būt bīstams invertora slēdžiem, un tas jāievēro projektējot ietaisi.

10. Lai panāktu lielākus spriegumus uz pētāmās spoles, līdzstrāvas barošanas avotam būtu jānodrošina regulēšanas iespējas.

LITERATŪRAS SARAKSTS

1. Allan D., Cotton M., Blackburn T., Finlay B., Recent Advances in Automated Insulation Monitoring Systems, Diagnostic Techniques and Sensor Technology in Australia. CIGRE Paper 15-101, 1998 Paris Session.
2. Arājs R., Staltmanis I. Elektroiekārtas un to ekspluatācija.- Rīga: Liesma, 1977.- 256 lpp.
3. Bengston C., Status and Trends in Transformer Monitoring. pp.118-123, Power Tech Conference, Stockholm Sweden, June 1995.
4. Bognar A., Csepes G., Hamos I., Kisal I., Dr.P.Osvath, Comparing Various Methods for the Dielectric Diagnostics of Oil-Paper Insulation Systems in the Range of Low-Frequencies or Long Time- Constants. Proc.of the 8th ISH, Yokohama, August 23-27, 1993.
5. Bognar A., Kalocsai L., Csepes G., Nemeth E., Schmidt J., Diagnostic Tests of High Voltage Oil-Paper Insulation System (In Particular Transformer Insulation) using DC Dielectrometrics. 15/33-08, CIGRE 1990.
6. Bradley A. Electrical Insulation. –Peter Peregrinus, London, 1984. -756 p.
7. Bradwell A., Electrical Insulation, Peter Peregrinus, London, UK, 1983.
8. Bunžs Z., Miesniece Sk., Bezkontakta komutācijas aparāti, SIA “Drukātava”, 2008,308.lpp, 246-247lpp.
9. Carbonara J., Lynch M., Hunt M., Brazil J. A Practical Expert System for the Diagnosis of Operational Faults in Electrical Transformers // Proceedings of the American Power Conference, Vol.56, Part I, 1994.- pp. 342-347.
10. Danikas M.G., Kelen A. Diagnostic PD Pulse techniques- a discussion on possibilities and limitations, pp.63-70. Proc.of NORD-IS'96, Bergen, Norway, 1996.
11. Dirba J., Meļko A., Vītoliņa S. Pārspriegumi Elektrotehniskajās Iekārtās, RTU izdevniecība, 199 lpp.
12. Dirba J., Vitolina S. The interpretation of the DGA results in accordance with specific features of power transformers maintenance in Latvia // XIII International Scientific Conference „Present- Day Problems of Power Engineering”, Tom II, Gdansk- Jurata, Poland, 2007.- pp. 157-181.
13. Dirba J., Ketnere E., Ketners K. Enerģētisko sistēmu transformatori.- Rīga: Rīgas Tehniskā universitāte, 2004.- 296 lpp.

14. Dorovotski N. Thermographic Diagnostics of Electrical Equipment of Eesti Energi Ltd.
// Dissertation. Tallinn University of Technology, Tallinn, 2004. – 141 p.
15. Dreimanis E. „Development of the impulse method for testing high-voltage coil interturn insulation” Master paper, 2007.- 148 pp. RTU.
16. Dreimanis E., Hramcovs V., Cimanis V. Testing of insulation of high voltage windings using resonance inverter. Scient. Proc. Of RTU Power and Electr. Eng., ser.4,vol.22,2008,94-108 pp
17. Dreimanis E., Rankis I. Development of Impulse Method for Testing High-Voltage Coil Interturn Insulation. - Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering , Kuressaare, Est., 2008, p. 17-19
18. Dreimanis E., Raņķis I. Starpvijumu izolācijas kontrolējošā sprieguma noteikšanas aprēķini rezonanses invertora shēmā. RTU zin. rakstu krāj. “Enerģ. un elektrotehn.”,sēr.4, sēj.24, Rīga 2009, 94 - 98 lpp.
19. Dukarm J.J. Transformer Oil Diagnosis Using Fuzzy Logic and Neural Networks // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Vol.1 1993. –pp.329-332.
20. Elektroietaišu un siltumietaišu tehniskā ekspluatācija, Latvijas Energostandarts, LEK002-97, 1998.
21. Elektrostaciju, tīklu un lietotāju elektroietaišu tehniskā ekspluatācija. Latvijas Energostandarts LEK 002, Latvijas Elektrotehniskā komisija, Rīga. -224 lpp.
22. Frimpong G., Gafvert U., Furh J., Measurement and Modeling of Dielectric Response of Composite Oil/Paper Insulation. Proc.of the 1997 ICPADM.
23. Gafvert U., Frimpong G., Fuhr J., Modelling of Dielectric Measurements on Power Transformers, CIGRE Paper 15-103, 1998 Paris Session.
24. Ghourab M.E., Application of Artificial Neural Network for Insulation Diagnosis. pp.271-275, Power Tech Conference, Stockholm Sweden, June 25. 1995.
26. Graham Lee Mosses, Electrical Insulation, New York, 1951.
27. Greivulis J., Raņķis I. Iekārtu vadības elektroniskie elementi un mezgli.-Rīga: Avots, 1997.- 287 lpp.
28. Guardado J.L., Naredo J.L., Moreno P., Fuerte C.R. A Comparative Study of Neural Network Efficiency in Power Transformers Diagnosis Using Dissolved Gas Analysis // IEEE Transactions on power delivery, Vol.16, NO.4 October 2001. –pp. 643-647.

29. Gubanski S.M., Holmgren B., Diagnostics of Current Transformer Paper-Oil Insulation, pp.5660-1 to 5660-4, Proc.of the 9th ISH, Graz Austria 1995.
30. Guide for the Interpretation of Gases Generated in Oil- Immersed Transformers. Institute of Electrical and Electronic Engineers. Standard IEEE C57-104TM-1991, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1991. -40p.
31. Helgeson A., Gafvert U., Calculation of the Dielectric Response Function from Recovery Voltage Measurements, CEIDP-95, Virginia Beach, 1995.
32. Holmgren B., Halen S., Gubanski S.M., Diagnostics of Current Transformer Insulation, Proc.of the 1994 NORD-IS Conf., Vaasa Finland, 1994, pp.6.4.1-6.4.10.
33. Horning M., Kelly J., Myers S., Stabbins R. Transformer Maintenance Guide. 2nd edition. –Transformer Maintenance Institute, S.D.Myers Co., 2001. -296 p.
34. Huang Y.C., Yang H.T., Huang C.L. Developing a New Transformer Fault Diagnosis System through Evolutionary Fuzzy Logic // IEEE Trans., Vol.PD-12, No.2, Apr 1997. –pp. 761-767.
35. Ildstad E., Status and Trends in Diagnostics of Polymeric High Voltage Cables, pp.124-129, Power Tech Conference, Stockholm, Sweden, June 1995.
36. Izolācijas mērījumi ar megommetru. Darba gaitas apraksts.// VAS „Latvenergo” filiāle „Augstsprieguma tīkls”, Rīga, 2004.-15 lpp.
37. Jonscher K., Universal Relaxation Law, Chelsea Dielectric Press, 1996.
38. Kelly J.J., Myers S.D., Parrish R.H. Transformer Maintenance Guide. Handbook. – S.D. Myers Co., US, 1981. -212 p.
39. Kozlovskis A., Atjaunošanās sprieguma metodes pielietošana augstsprieguma izolācijas diagnostikā. Disertācija, Rīga, 1998.
40. Lin C.E., Ling J.M., Huang C.L. An Expert System for Transformer Fault Diagnosis Using Dissolved Gas Analysis // IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.8, No.1, Jan. 1993. –pp231-238.
41. Malik N.H., Qureshi A.H., A review of electrical breakdown in mixtures of SF6 and other gases // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, N.11 (7), 1989. –pp.674-963.
42. McCluskey F.M.J., Huynh F., Denat A. The behavior of small bubbles generated by electrical current impulses over a wide range of applied pressures // J. Appl. Phys. Vol. 80, August 1996. –pp.2049-2059.

43. McCluskey F.M.J., Huynh F., Denat A., Bonifici N., Kattan R. Bubble Formation in Simple and Complex Liquids // Conference Record IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Pittsburg, PA June 5-8, 1994. –pp.406-409.
44. Meļņikovs V., Elektroapgāde Programma un metodiskie norādījumi. Rīga, 2008, 151 lpp. Rīgas Valsts tehnikums.
45. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.M., Power Electronics Converters, Applic.and Design, 2nd ed., John Wiley, NY, 1995.-667p.
46. Muhammad H.Rashid Power Electronics Handbook/ Editor in chief. Academic Press, NY, 2001.-895 p.
47. Orcad mājas lapa: programmas pielietojums / Internets.- www.cadence.com/orcad.
48. Pārbaudes normas un apjomi elektroietaisēm ar nominālo darba spriegumu 0,4 - 20 kV. Latvijas Energostandarts LEK 008, Latvijas Elektrotehniskā komisija, Rīga. 2001, -96 lpp.
49. PSIM mājas lapa: programmas pielietojums / Internets.- <http://www.powersimtech.com/>
50. Raņķis I. Energoelektronika.- Rīga: RTU Izdevniecība, 2004.- 160 lpp.
51. Raņķis I. Energoelektronika.- Rīga: RTU Izdevniecība, 2002.- 142 lpp.
52. Rankis I., Dreimanis E., Calculation of voltage resonance circuit with coreless electrical coil. – Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Pärnu: 2010,. – pp.190-192
53. Rankis I., Dreimanis E. Determination of High-voltage Windings Monitoring Voltage in Scheme with Resonant Inverter. - Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Kuressaare, Est., 2009, p. 22-25
54. Rankis I., Dreimanis E., Resonant Inverter Operation with Over-frequency of Load Circuit. –Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Pärnu, Est., 2010
55. Raņķis I., Kuņicina N., Zinātnisko projektu vadīšana, RTU izdevniecība, 2006, 112 lpp.
56. Rogers R.R. Experiences in the Interpretation of Incipient Faults in Power Transformers by Dissolved Gas-in-oil Chromatography Analysis (A Progress Report) // Minutes of Forty-Fourth International Conference of Doble Clients, 1977, Section 10-501.

57. Rogers R.R. Experiences in the Interpretation of Incipient Faults in Power Transformers by Dissolved Gas-in-oil Chromatography Analysis (A Progress Report) // Minutes of Forty-Second International Conference of Doble Clients, 1975, Section 10-201
58. Roizman O., Davidov V., Dukarm J. Water-in-paper activity, a new concept for moisture assessment in transformers // Technical Presentation, IEEE/PES Transformer Committee Meeting, Montreal, Canada, October, 2006. – 65 p.
59. Schlag A.G., The Recovery Voltage Method for transformer diagnosis, Tettex Instruments, 1995.
60. Spēka kabeļlīnijas pārbaudes metodika. Latvijas Energostandarts LEK 043, Latvijas Elektrotehniskā komisija, Rīga. 2002, -38 lpp.
61. Stebbins R.D., Kelly J.J., Myers S.D. Power Transformer Fault Diagnosis // 1997 IEEE PES WM, Panel Session, New York, Feb 6, 1997. –pp. 463-468.
62. Structure of Glow Discharge // Internets.- Science education Princeton Plasma Physics laboratory: [Http://science-education.pppl.gov/](http://science-education.pppl.gov/)
63. Tehnoloģisko traucējumu izmeklēšanas un uzskaitē energouzņēmumos un energosistēmās. Latvijas Energostandarts LEK 026, Latvijas Elektrotehniskā komisija, Rīga. 2003, -32 lpp.
64. Timmermanis K., Rozenkrons J. Elektrisko staciju un apakšstaciju elektriskā daļa.- R.: Zvaigzne, 1988.-501 lpp.
65. Tomsovic K., Tapper M., Ingvarsson T. Fuzzy Information Approach to Integrating Different Transformer Diagnostic Methods // IEEE Trans., Vol.PD-8, No.3, July 1993. –pp.1638-1644.
66. Transformer diagnostics, Facilities Instructions, Standards, and Techniques (FIST). Volume 3-31 // Technical Services group D-8540, US Department of the Interior Bureau of Reclamation, Denver, Colorado, USA, 2003-63 p.
67. Vītoliņa S. Lieljaudas transformatora tehniskā stāvokļa novērtēšanas īpatnības // Enerģētika un automatizācija, Nr.6/2005, 2005. -28- 31. lpp.
68. Yang H.T., Huang Y.C. Intelligent Decision Support for Diagnosis of Incipient Transformer Faults Using Self-Organizing Polynomial Networks // IEEE Trans., Vol.13, No.3, Aug. 1998. –pp.946-952.
69. Александров Г.М. и др. Электрическая прочность наружной высоковольтной изоляции.- Москва: Энергия, 1969.- 240 стр.

70. Алексеев Б.А. Контроль состояния (диагностика) крупных силовых трансформаторов. -М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2002. -214 с.
71. Алиев. И.И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию 3-е изд., испр. Москва : Высшая школа, 2002. 254, [1] с.
72. Атабеков Г.И., Купалян С.А. и др. Теоретические основы электротехники, части II- III - М.: Энергия, 1966, 275 стр.
73. Ашнер А.М. Получение и измерение импульсных высоких напряжений.- Москва: Энергия, 1979.- 120 стр.
74. Бабилов М.А., Комаров., Н.С., Сергеев А.С. Техника высоких напряжений, Москва, Госэнергоиздат, 1963
75. Бажанов С.А., Воскресенский В.Ф. Профилактические испытания изоляции оборудования высокого напряжения.- Москва: Энергия, 1977.- 288 стр.
76. Борисоглебский П.В., Пингпаль, Начальные стадии ионизации в бумажно-масляной изоляции конденсаторах переменного тока, сборник Ионизационное старение, ЦИНТИ, ЭП, 1960.
77. Борогодицкий Н.П., Пасынков В.В., Тареев Б.М. Электротехнические материалы, Ленинград, Энергия, 1980.
78. Ваинберг А.М. Индукционные плавильные печи. Москва, Энергия, 1967. 415стр.
79. Галушко А.И., Максимова И.С., Оснач Р.Г., Хазановский П.М. Надёжность изоляции электрических машин.- Москва: Энергия, 1979.- 176 стр.
80. Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. Москва, Госэнергоиздат, 1961 480стр.
81. Грудинский П.Г. Техническая эксплуатация основного электрооборудования станций и под станций.- Москва: Энергия, 1974.- 576 с т р.
82. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В.- Основы теории цепей, Москва, "Энергия", 1965, 444 стр.
83. Казарновский Д.М., Тареев Б.М. Испытание электроизоляционных материалов.- Москва: Энергия, 1969.- 296 стр.
84. Кессених Р.М. Методы лабораторных испытаний электроизоляционных материалов.- Ярославль: Главполиграфпрома, 1964- 345 стр.
85. Колчев К.В. Пуглаенко Л.А. Оптимизация параметров сглаживающих дросселей с учетом потерь и температурного режима. Электромеханика, 1976, Нр.6, стр. 657-661

86. Кондахчан В.С. Эксплуатация трансформаторов.- Москва: ГОСЭНЕРГОИЗДАТ, 1950.- 256 стр.
87. Копылова И.П., Клюкова Б.К.Справочник по электрическим машинам Москва, Энергоатомиздат, 1988-89.
88. Кучинский Г.С., и др., Изоляция установок высокого напряжения, Москва, Энергоатомиздат, С.368, 1987.
89. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника Издательство "Техносфера" Москва 623 стр.
90. Методические указания по диагностике развивающихся дефектов трансформаторного оборудования по результатам хроматографического анализа газов, растворенных в масле. РД 153-34.0-46-302-00.- М.: АО ВНИИЭ, 2001. -20 с.
91. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника.- М.: Техносфера, 2005, 630 стр.
92. Пуглаенко Л.А. Оптимальный в экономическом отношении сглаживающий реактор со стержневым магнитопроводом.
93. Ранькис И.Я. Оптимизация параметров тиристорных систем импульсного регулирования тягового электропривода. Рига: Зинатне. 1985, 183 стр.
94. Розенкрон Я.К., Биманис В.В., Бики М.А. Электротехника, Косвенный контроль температуры обмоток силовых трансформаторов, 65-68, 1991 Нр.6
95. Розенкрон Я.К., Биманис В.В., Бики М.А. Релейная защита и автоматика электрических систем, 1988, Рижский политехнический институт, 1988, 27-37.
96. Розенкрон Я.К., Биманис В.В. Электротехника, Температурно-токовые защиты трансформаторов от аварийных и систематических перегрузок, 36-38, 1985 Нр.8
97. Розенкрон Я.К., Путьниньш В.Я. Электротехника, Температурное реле с токовой коррекцией для защиты электрических установок от перегрузки. 39-42, 1978 Нр.8
98. Розенкрон Я.К., Зандбергс Г.А., Биманис В.В. СССР Авторское Свидетельство Нр.1275297 Счетчик износа витковой изоляции трансформатора. 1986.
99. Розенкрон Я.К., Морс Д.Г., Биманис В.В., СССР Авторское Свидетельство Нр.1486938 Устройство контроля загрузки силового трансформатора. Берзиньш З.К.,1986.

100. Розенкрон Я.К., Бики М.А., Биманис В.В., Чукурс Я.К. СССР Авторское Свидетельство Нр.1259392 Устройство для защиты трансформатора от перегрузки.,1985.
101. Розенкрон Я.К., Путниньш В.Я. СССР Авторское Свидетельство Нр.537404 Температурное реле.,1975.
102. Розенкрон Я.К., Биманис В.В., Зандбергс Г.А., СССР Авторское Свидетельство Нр.1157465 Счетчик износа витковой изоляции трансформатора. 1983.
103. Розенкрон Я.К., Биманис В.В., Берзиньш З.К., СССР Авторское Свидетельство Нр.1179471 Устройство для сигнализации систематической перегрузки силового трансформатора. 1983.
104. Сапожников А. В. Уровни изоляции электрооборудования высокого напряжения.- Москва: Энергия, 1969.- 296 стр.
105. Справочник по ремонту и техническому обслуживанию электрических сетей.- Москва: ЭНЕРГОИЗДАТ, 1987.- 560 стр.
106. Тареев Б.М., Казарновский Д.М. Испытания электроизоляционных материалов.- Москва: Госэнергоиздат, 1958.- 324 стр.
107. Фишлер Я.Л., Ланге В.В., Деев Л.П. и др. Проектирование новой серии стержневых реакторов с применением ЭЦВМ/ Электротехника, 1972, Нр.4, с.25-28.
108. Худяков З.И., Ремонт трансформаторов, 1977, "Высшая школа", Москва, 240 стр.
109. Чиликин М.Г., Цоколов М.М., Терехов Б.М., Шинянский А.В., Основы автоматизированного электропривода. Москва, "Энергия", 1974, 568 стр.
110. Шапиро Е.А., Усталость деталей электрических машин и аппаратов, Москва, "Энергия" 1964, 61 стр.
111. Rankis I., Dreimanis E., Augstsprieguma tinumu izolācijas pārbaude ar rezonanses invertora palīdzību. –RTU Zinātniskie raksti, 4.sērija, Enerģētika un Elektrotehnika.- 22 sēj. Rīga, 2008, 94-108 lpp.
112. Rankis I., Dreimanis E., Operation of Electrical Coil without Core with Damaged Windings Insulation. –Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Pärnu, Est., 2011
113. Rankis I., Dreimanis E., Elektriskās spoles darbība vijuma īsslēguma gadījumā – RTU Zinātniskie raksti, 4.sērija, Enerģētika un Elektrotehnika.- 26 sēj. Rīga, 2010, 58-62 lpp.

114. Rankis I., Dreimanis E., Elektrisko bezserdes spoļu parametru novērtējums –RTU
Zinātniskie raksti, 4.sērija, Enerģētika un Elektrotehnika.- 26 sēj. Rīga, 2010, 63-66
lpp.
115. Transformer Handbook, ABB Management Ltd Transformers, 2007.