

1918

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
TALLINN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**Ökonoomsete negatiivse
diferentsiaaltakistusega
astmete ja elementide
disainimine ja optimeerimine**

RAINER TANILOO

Tallinn 2005

ELEKTROONIKA

**Ökonoomsete negatiivse
diferentsiaaltakistusega
astmete ja elementide
disainimine ja optimeerimine**

RAINER TANILOO

TTÜ
KIRJASTUS

Elektroonika instituut
Infotehnoloogia teaduskond
TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL

Käesolev väitekiri on lubatud kaitsmisele tehnikateaduste doktorikraadi taotlemiseks elektroonika ja biomeditsiinitehnika (LAED97) erialal

Juhendaja: Prof. Toomas Rang, elektroonikainstituut (TTÜ)

Oponendid: Prof. DSc. Janis Jankovskis, Riia Tehnikaülikool
Prof. Tõnu Lehtla, Tallinna Tehnikaülikool
Dr. Jüri Josepson, AS Elcoteq

Kaitsmine: 29. august 2005. a.

Autorideklaratsioon:

Deklareerin, et käesolev doktoritöö, mis on minu iseseisva töö tulemus, on esitatud Tallinna Tehnikaülikooli doktorikraadi taotlemiseks ja selle alusel ei ole varem taotletud akadeemilist kraadi.

Rainer Taniloo

Autoriõigus Rainer Taniloo, 2005

ISSN 1406-4731

ISBN 9985-59-555-6

SISUKORD

SISSEJUHATUS	4
Tänuavaldused	8
1. TEGELIKUD VÕIMSUSÜLEKANDED JA VÕIMSUSE ERALDUMINE NEGATIIVSE DIFERENTSIAALTAKISTUSEGA SKEEMIDES	9
1.1. Vahelduvvõimsuse eraldumine positiivse ja negatiivse diferentsiaalse ja absoluutse takistusega elementidel	9
1.2. Võimsusülekannete ja võimsusbilansi põhiprintsiibid	14
1.3. Väikese sisetakistusega pingesallikas tarvitirežiimis	19
1.4. Võimsuste integraalsed ja hetkväärtused ning võimsuste välja- andmine ja eraldumine negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses	21
1.5. Tegelikud võimsusülekanded negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses ja tema reaalne võimsusbilanss	26
1.6. Analüüs võimsuse väljaandmisest, tarbimisest (eraldumisest) ja peegeldumisest	28
2. ÕKONOOMSETE NEGATIIVSE DIFERENTSIAALTAKISTUSEGA ASTMETE DISAINIMINE JA VÕIMSUSLIK OPTIMEERIMINE	32
2.1. Reaalne võimsuskasvukoefitsient seniste tinglike võimsusvõimendustegurite asemel NDR-astmetes	32
2.2. Võimsuskasvukoefitsiendi ekstreemumid ja stabiilsus NDR-astmetes	36
2.3. Võimsusbilansi rakenduslik optimeerimine NDR-järjestik- astmetes võimsuskasvukoefitsiendi, kasuteguri ja pingesallikate võimsusvahetuse järgi	44
2.4. Pinge ja voolu koguvõimenduse optimeerimine NDR-rööp- astmetes parameetrite muutumise tundlikkuse järgi	51
3. ÕKONOOMSETE NEGATIIVSE TAKISTUSEGA ELEMENTIDE SÜNTEES JA RAKENDUSED	60
3.1. Õkonoomsete negatiivse takistusega elementide vajadus	60
3.2. Negatiivse takistuse süstemaatiline süntees ühel väljatransistoril (MES)FET-l mikrolainerakendusteks	61
3.3. Tingimused negatiivse takistuse ilmuniseks transorvälja- struktuurides mikrolainealas ja neuronvõrkudes rakendamiseks	69
4. TULEMUSTE KOKKUVÕTE JA EDASIARENDUS	77
KOKKUVÕTE	81
ABSTRACT	82
KIRJANDUSVIITED	83
PUBLIKATSIOONIDE ÜLDNIMEKIRI	88
TEADUSLIKUD ETTEKANDED	89
LISA 1. Elulookirjeldus	90
Curriculum Vitae	91

SISSEJUHATUS

Seoses negatiivse diferentsiaaltakistusega elemente sisaldavate struktuuride pii-savalt laia kasutamise ja ühelt poolt ja paljudest negatiivse diferentsiaaltakistu-sega astmetest koosnevate struktuuride konstrueerimise vajadusega teiselt poolt on tõstatatud selliste skeemide võimsusliku optimeerimise küsimus. Seni on see probleem uurimise alt praktiliselt välja jäänud, mistõttu ka tänapäeval juhin-dutakse üldiselt lühikesest tavakäsitlusest, mille kohaselt takistuse muutumisel positiivsest negatiivseks muutub vastav takisti või seade formaalselt energia tarbijast energia allikaks, kuid see pole kaugeltki enamasti õige. Seega põhimõt-teliselt tuleb kõigepealt detailselt välja selgitada ja analüüsida, mis toimub tege-likult negatiivse diferentsiaaltakistusega struktuuri sees ning seejärel saadud tulemuste alusel välja töötada teoreetilised alused nende struktuuride võimsus-liku käitumise kohta üldiselt ja kõigi reaalsete võimsusülekannete kohta eraldi.

Selleks on kasutusele võetud uudne lähenemisviis, mis seisneb negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldavate skeemide kõigil elementidel eralduva või nende poolt väljaantava tegeliku võimsuse pidevas ajalisel jälgimises. Spet-siaalse analüüsi tulemusena on muu hulgas kindlaks tehtud kaks sellistele ast-metele iseloomulikku efekti. Kõigepealt, vahelduvsignaali erinevatel pool- perioodidel võib iga skeemielemendi võimsuslik olukord olla täiesti erinev, kui arvestada nii võimsuse väljaandmist alalis- ja vahelduvpingeallikatest, võimsuse eraldumist positiivsetel ja negatiivsetel takistustel ning isegi pingeallikatel kui ka võimsuse peegeldumist negatiivselt takistuselt (siin kasutuselevõetud termini kohaselt). Teiseks on selgunud, et terve perioodi jooksul negatiivsel diferent-siaaltakistusel formeeruva positiivse koguvõimsuse alalis- ja vahelduvkompo-nent ei lange kokku talle vastavalt alalis- ja vahelduvpingeallikast üleantava võimsusega. Käesoleva töö esimene peatükk ongi pühendatud negatiivse dife-rentsiaaltakistusega lülituste ajalise võimsusliku käitumise uurimisele, kõigi neis toimuvate tegelike võimsusülekannete kindlakstegemisele ning nende alu-sel reaalse võimsusbilansi koostamisele ja tema teoreetilisele analüüsile võimsu-se väljakaandmise, tarbimise või eraldumise ja peegeldumise seisukohalt, milles negatiivse diferentsiaaltakistusega seadist ei käsitleta enam energiaallikana.

Negatiivse diferentsiaaltakistusega astmete võimsusbilansi optimeerimiseks on välja töötatud uus realistlik positiivne võimsuskasvukoefitsient seniste ting- like (mitterealistlike) positiivsete võimsusvõimendustegurite asemel, mis võib teatavatel tingimustel olla suurem pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise (ehk negatiivse koguvõimenduse) absoluutväärtusest. Teises peatükis ongi lei-tud ühelt poolt sellise nn. võimsuskasvuefekti saamise tingimused ja tema eks-treemumid astmete tööpunktide erinevate asendite korral ning teiselt poolt sel-liste astmete optimeerimistingimused kolme olulise võimsusparameetri – nime-tatud võimsuskasvukoefitsiendi, kasuteguri ja pingeallikate võimsusvahetuse – järgi korraga. Igal konkreetsel juhul peavad neist kaks esimest omama antud tingimustes maksimaalset ja kolmas ehk toiteallikalt signaallikale ülekantav võimsus minimaalset võimalikku väärtust; saadud tulemuste alusel on määratud astmete algtööpunktide parim asend antud tingimustes. Lisaks on välja töötatud modifitseeritud astmed, mis annavad nii pinge- kui vooluvõimendust ja mis on

optimeeritud koguvõimenduse nulltundlikkuse järgi negatiivse takistuse muutumisele. Käesoleva töö kolmandas peatükis on aga üle mindud ökonoomsete negatiivse takistusega elementide disainimisele ning esitatud niisuguste elementide täielik süsteem ühe väljatransistori (MESFETi) baasil koos LC-ahelatega ning diferentsiaalse ja komplementaarse paari väljatransistoride baasil, mis sobivad rakendamiseks ka mikrolainealas ja neuronvõrkude modelleerimisel.

Üldiselt on kaheklemmilised negatiivse diferentsiaaltakistusega seadised – olgu nad siis teostatud iseseisvate terviklike elementidena sisemiste füüsikaliste efektide baasil või olemasolevate kolme- ja enamaklemmiliste võimenduselementide baasil – elektroonilises mõttes (mitte füüsikalises mõttes) lihtsaimad aktiivelemendid, millega saab teostada kõiki signaalide võimendamise, töötlemise ja tekitamise operatsioone. Sellistel seadistel on pingevoolu teljestiku mingis piirkonnas langev karakteristik erinevalt paljudest teistest aktiiv- ehk võimenduselementidest, kusjuures eristada tuleb staatilisi ja dünaamilisi karakteristikuid. Esimene vastab aeglaselt muutuvale ning teine kiiresti muutuvale pingele ja voolule. Viimasel juhul tekib negatiivne takistus koos genereerimisega ülikõrgsagedustel ning sellised elemendid on näiteks Gunni diodid ja laviinlabilennudiodid ehk IMPATT-diodid, mida me käesolevas töös ei vaatle, ehkki dünaamilist negatiivset takistust ühe FETi baasil ülikõrgsagedustel ilma genereerimiseta uurime küll. Samas suur hulk kaheklemmilisi seadisi, nagu tunnelidiodid, dinistor, λ -diodid ja paljud teised omavad põhimõtteliselt staatilist negatiivse takistusega pingevoolu karakteristikut, kuid see efekt säilib ka dünaamilises režiimis ning sõltuvalt seadise konstruktsioonist isegi ülikõrgsagedustel.

Allpool nimetame täpsuse huvides viimatinimetatud seadistes olemasolevat negatiivse takistuse nähtust negatiivseks diferentsiaaltakistuseks (ingl. k. *negative differential resistance*, NDR), sest üldjuhul ei läbi nende elementide IV-karakteristiku langev osa koordinaatide nullpunkti (siis on tegemist absoluutse negatiivse takistusega). *Elemendi* all mõistame üksikut negatiivse diferentsiaaltakistusega seadist (ingl.k. *negative resistance device*, NRD), olgu ta siis teostatud otseselt füüsikaliste nähtuste baasil või olemasolevate tavavõimenduselementide baasil. Negatiivse diferentsiaaltakistusega *aste* on aga NDR-võimendusaste, mis võib täita väga erinevaid ülesandeid ja mis sisaldab peale NDR-elementi veel toite-, signaali- ja koormusahelat ning muid ahelaid sõltuvalt konkreetse astme funktsioonist. Edaspidi on kasutusel veel NDR-lülituse mõiste, mis tähendab nt. lamp- või transistorlülitusega analoogset skeemi, kus peale NRD on ainult toiteallikas, eelpingeallikas (vajadusel), madalsageduslik vahelduvpingeallikas (sest klassikaliselt antakse elemendi või lülituse parameetrid vahelduvpinge ja -voolu kaudu) ning dünaamilises lülituses ka koormustakisti (terminid *dünaamiline* ja *staatiline* lülituse mõistes erinevad täielikult ülaltoodud terminitest karakteristikute tüübi mõttes). Samal ajal negatiivse takistusega *struktuuriks* võime nimetada ühelt poolt paljudest sellistest lülitustest või üldisemalt astmetest koosnevat skeemi, kuid teiselt poolt ka üksikut spetsiifilist skeemilahendust negatiivse takistuse saamiseks – viimase kohta on allpool kasutatud termineid (negatiivse takistusega) *lülitus*, *aste* ja *struktuur* paralleelselt.

Otseselt võimendamiseks leiavad negatiivse diferentsiaaltakistusega kaheklemmilised elemendid tänapäeval rakendust peamiselt kõrgsagedusalas, kus tu-

levad välja nende eelised lihtsate skeemilahenduste, madala mürataseme ja väikese võimsustarbe näol. Nii näiteks kasutatakse pidevas ehk lineaarses režiimis töötavat negatiivset takistust lainejuhtides levivate ülikõrgsagedussignaali võimendamiseks [1, lk. 259–284; 2; 3], kuid ka tavasignaali võimendamiseks spetsiaalselt väljatöötatud pnpn-transistorekvivalentide baasil [4, lk. 34–39; 5, lk. 51–68]. Märksa laiemalt rakendatakse negatiivse takistusega elemente aga mittelineaarses režiimis, näiteks kõrgsagedussignaali tekitamiseks mitmesugustes ostsillaatorites. Need võivad töötada nt. ühel [6] või mitmel järjestikusel tunneldioodil [7], bi- ja unipolaarsete transistoride baasil Bi-CMOS-teenoloogias valmistatud negatiivsel takistusel koos spiraalinduktiivsusega [8] või negatiivsel juhtivusel koos simuleeritud induktiivsusega [9]. Negatiivset takistust on kasutatud ka ostsillaatorites tekkivate kadude kompenseerimiseks ja müra vähendamiseks [10]. Peale selle on negatiivse takistusega seadisi sobiv rakendada muidugi impulstehnikas, nt. digitaalsetes loogikaskeemides [11] ja mäluseadmetes [12], kusjuures kolme tipuga *IV*-karakteristiku saamist kahe järjestikku ühendatud negatiivse takistusega elemendi abil kindlate tingimuste täitmisel (mitme loogikanivoo saamiseks) on veel eraldi uuritud [13, 14]. Seejuures tuleb erilist tähelepanu pöörata kõikide negatiivse takistusega skeemide alalisvoolustabiilsuse tagamisele, mis on üks osa nende üldisest stabiilsusest [7, 15].

Kõige rohkem aga kasutatakse tänapäeval negatiivset takistust kõikvõimalikes filtrites, mis töötavad väga erinevatel sagedustel ehk praktiliselt elektrisignaali kogu sagedusalas. Seejuures on lihtsamalt induktiivsuse ja mahtuvuse simuleerimiselt takistuse ja juhtivuse pooljuhtkonverterite ja -inverterite abil [16, 17] üle mindud sagedusest sõltuval negatiivsel takistusel (FDNR-1) baseeruvatele filtritele, mille struktuuris rakendatakse erinevat liiki operatsioonvõimendeid ja mis sõltuvalt teostusest võivad olla nii riba- või kitsasriba (resonants)filtrid kui madal- või kõrgpääsfiltrid [18, 19]. Neid filtreid saab kasutada põhiliselt madal- ja kesksagedustel, kusjuures nad võivad imiteerida ka LC-järk (redel)filtreid üldistatud immitantsi konverterite (GIC) baasil [20]. Siiski transistoridel või mikroskeemidel teostatud aktiivfiltrid ei ole eriti sobivad kõrgsagedusala jaoks tingituna paljude elementide kasutamise vajadusest, mis kajastub nii kõrge müratasemes ja võimsustarbes kui vähenenud tundlikkuses.

Viimasel ajal on ülikõrgsagedusfiltrite teostamisel mikroskeemitehnoloogia ühes arengusuunas filtrite madala mürataseme, madala toitepinge ja kõrge hüveteguri korruga saavutamise nimel üldse loobutud simuleeritud induktiivsuse või simuleeritud LC-astmete kasutamisest negatiivse takistuse tehnika kasuks. Nende asemel on monoliitsete 3–6 GHz mikrolaine-ribafiltrite integraalskeemides (MMIC-des) kasutusel hoopis tavalised metallist spiraalinduktiivsused [21–24]. Kuna viimased peavad olema mikroskeemidesse mahutamiseks ülipeened, siis omavad nad vaatamata nõutava induktiivsuse väiksusele (mõned nanohenrid) ikkagi „traadist“ valmistatud induktorite jaoks suurt alalisvoolutakistust (kümned oomid), mis viib kiiresti filtrite koosseisu kuuluvate võnkeringide hüvetegurid alla. Kuna aga sellega kaasneb skeemide oluline lihtsustumine ja sellest otseselt tulenev palju madalam müratase pluss veel ökonoomsus, siis võnkeringide kadude kompenseerimiseks on ainuvõimalik tee võimalikult lihtsate ühel või paaril transistoril (nt. MESFET-1) teostatud dünaamilise (ainult vahelduv-

voolu jaoks) negatiivse takistuse ühendamine filtrite võnkeringide koosseisu.

See võimaldab ülikõrgsagedusfiltrite hüvetegurite tõstmist kuni 100-ni, kusjuures filtrite võnkeringid (resonaatorid) koosnevad mikroskeemi sees tavalisest passiivsest spiraalinduktiivsusest ja tavalistest kondensaatoritest, mis võivad olla siiski ka pingega tüüritavad varikapid filtri häälestamiseks. Kahel transistoril teostatud iseseisva negatiivse takistuse võib ühendada sellise resonaatoriga vahetult rööbiti [22], kuid negatiivse aktiivtakistuse saamiseks võib kasutada ka resonaatorite endi reaktiivelemente, mis üksiku transistori sobivatesse ahelatesse ühendatuna tagavad dünaamilise negatiivse takistuse ilmumiseks vajaliku induktiivse [21, 24] või mahtuvusliku [23] tagasiside. Käesoleva töö kolmandas peatükis on uuritud süstemaatiliselt kõiki võimalusi sel viisil ökonoomsete negatiivse diferentsiaaltakistusega elementide ja struktuuride saamiseks.

Negatiivse takistuse tehnika leiab peale ülalnimetatud spetsiifiliste rakenduste kasutamist siiski ka laiatarbe-elektronikas. Ilmselt enim on teada madalsagedus-võimsusvõimendite väljundtakistuse viimine negatiivseks kombineeritud positiivse voolu- ja negatiivse pingetagasiside abil, et kompenseerida väljundvõimsuse kadu akustiliste süsteemide põhiresonantsi läheduses [25, 26]. Ajaloolises plaanis võib aga öelda, et 20. sajandi esimesel kümnendil oli nt. negatiivse diferentsiaaltakistusega elektrikaar ainus laialt kasutatav aktiivne seadis, mille abil sai kindla sagedusega võnkumisi tekitada ja edastada erilistes kaar-raadiosaatjates [27, lk. 283–287, 312–318] (elektronlamp [28] ja selle baasil vaakumlamp võeti kasutusele 1910-ndatel aastatel); tänapäeval on analoogsel alal tegemist rohkem kaarleekahjude elektritoite probleemistikuga [29].

Peale eespoolmärgitud laias sagedusalas töötavate erinevate filtrite on negatiivne takistus leidnud just viimasel ajal kasutamist mitmete kaootiliste protsesside uurimisel ja esilekutsumisel. Olulisim nendest on kindlasti närvivõrkude modelleerimine suure hulga kaootiliste neuronite mudelite abil, mis töötavad juba tegelikule lähedastes tingimustes ehk impulssrežiimis [30]. See tagab vajaliku mittelineaarsuse ja ühes sellega neuroni kaootilise dünaamika, mis iseloomustab ka reaalselt neuronit. Selliste neuronite mudelid baseeruvad CMOS-NNRD-del ehk λ -diodidel, mille parameetreid ja omadusi on täpsemalt analüüsitud töö kolmandas peatükis. Lisaks sellele võib spetsiaalselt loodud hüstereesisilmusega negatiivset takistust – nn. χ -diodi (hii-diodi) – kasutada determineeritud kaose tekitamiseks erinevate kaosegeneraatorite abil [31].

Samas on negatiivse diferentsiaaltakistusega elemente sisaldavate struktuuride võimsuslikku käitumist vähe uuritud ja pole teada, et sissejuhatuse alguses kirjeldatud viisil ja järgnevalt esitatud kujul koos uudsete efektide esiletoomisega ja võimsusbilansi optimeerimeerimisega nii klassikaliste kui uute parameetrite järgi oleks seda varem tehtud. NDR-astmete võimsusbilansi optimeerimine on aga olulise tähtsusega, sest see aitab nii olemasolevaid skeeme optimeerida kui luua sobivaimad skeemilahendused, mis ongi käesoleva töö põhilisteks uurimissuundadeks (lisaks ka ökonoomsete NDR-elementide sünteesimine).

Tänuavaldused

Kõigepealt tänan oma juhendajat Tallinna Tehnikaülikooli elektroonika-instituudi direktorit professor Toomas Rang'i, kes on olnud nõus minu negatiivse takistuse alast doktoritööd juhendada, toetanud igal viisil doktoritöö valmimist ning leidnud ja taganud esinemis- ja avaldamisvõimalused nii konverentsidel kui TTÜ infotehnoloogia- ja mehaanikateaduskonnas. Võib öelda, ilma prof. Toomas Rang'i otsese optimismi ja korraldamiseta oleks minu puhtalt elektroonikaalase doktoritöö valmimine eraldi võttes olnud vähemalt problemaatiline ning seda enam tuleb siinkohal väljendada tänu juhendajale ja heameelt lõpptulemuse üle.

Järjekordselt tänan TTÜ elektroonikainstituudi professorit Mart Min'i, kes kirjutas mulle huvitava soovitusel doktorantuuri astumiseks ja otseselt juhatas minu elektroonikaalase magistratöö kaitsmist, olles sel ajal TTÜ elektroonika-instituudi (varem pikka aega kateedri) juhataja. Ka minu doktoritöö tegemise ajal on prof. Mart Min, kes on seotud ka tehnoloogiafirmaga Cybernetica AS, leidnud aega mind teadustöö tegemisel aidata ja põhjalikult ära kuulata, millest on välja kasvanud pikemad diskussioonid nii teaduse ja tehnoloogia arendamise kui ettevõtluse valdkondades.

Siinkohal kuuluvad minu tänusõnad veel elektroonikainstituudi professorile Enn Velmre'le eriti pikkade diskussioonide eest elektroonika ja füüsika piirialadel ning tema poolt antud hinnangute ja toetuse eest nii minu doktoritööle kui teadustööle üldisemalt rakenduselektroonika ja fundamentaalfüüsika aladel jätkamiseks. Tänan ka oma esialgset juhendajat elektroonikainstituudi professorit Vello Männama'd, kes praegu on tegev National Semiconductor Eesti AS-s ning kes on mind palju aidanud nii magistratöö tegemisel, doktorantuuri astumisel – pannes paika uurimisteema ja algsed uurimissuunad – kui doktoritöö teaduslikul ja korralduslikul käivitamisel. Samuti tänan Tartu Lennukolledži rektorit professor Villu Mikita't toetava suhtumise eest doktoritöö tegemisse. Tänan ka oma füüsikaalase töö juhendajat Tartu Ülikooli füüsika-keemiateaduskonna prodekaani ning eksperimentaalfüüsika ja tehnoloogia instituudi juhatajat dotsent Kalev Tarkpea'd, kes on suhtunud soosivalt minu elektroonikaalastesse uurimustesse ja võimaldanud mulle õppetöö andmist Tartu Ülikoolis. Loomulikult tänan veel TTÜ elektroonikainstituudi vanemteadurit Toomas Parve't operatiivse abi ja sõbralike nõuannete eest.

Lõpuks tänan oma perekonda, oma ema ja isa, oma lapsi Ragnarit ja Ursulat heatahtliku ja heasoovliku suhtumise, igakülgse abi ja toetuse eest kogu minu teadustöö tegemise ajal.

1. TEGELIKUD VÕIMSUSÜLEKANDED JA VÕIMSUSE ERALDUMINE NEGATIIVSE DIFERENTSIAAL-TAKISTUSEGA SKEEMIDES

1.1. Vahelduvvõimsuse eraldumine positiivse ja negatiivse diferentsiaalse ja absoluutse takistusega elementidel

Negatiivse takistusega elementi käsitletakse klassikalisel viisil mitte kui vahelduenergia tarbijat, vaid kui vahelduenergia allikat, mis on võimeline ise vahelduvvõimsust välja andma [32, lk. 5–8; 33; 34, lk. 7–8; 35, lk. 16–17; 36, lk. 19]. Selle põhjenduseks on toodud asjaolu, et elektriühela elemendil olev aktiivne vahelduvvõimsus saab olla negatiivne, kui lähtuda võimsuse üldvalemist

$$P_{\sim} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)v(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin \omega t \cdot V_m \sin(\omega t + \varphi)dt = \frac{I_m V_m}{2} \cos \varphi, \quad (1)$$

kus $i(t)$ ja $v(t)$ ning I_m ja V_m on vastavalt siinussignaali voolu ja pinge hetk- ja amplituudväärtused, φ on pinge faasinihkenurk voolu suhtes ning ω ja T on vastavalt võnkumise nurksagedus ja periood. Eeldades, et negatiivse takistusega elemendil on vahelduvpinge ja -vool vastandfaasis ehk $\varphi = \pi$ (üldisemalt $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$), jõutaksegi järeldusele, et sellisel elemendil formeerub negatiivne võimsus ja element muutub vahelduenergia allikaks.

See on aga väga lihtsustatud käsitlus, mis võimaldab negatiivse takistuse energeetilisi omadusi ainult formaalselt kirjeldada ja sedagi mitte alati õigesti. Nagu allpool näeme, on väga sageli tegemist just niisuguste skeemidega, kus negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendil eraldub vahelduvvõimsus kas signaali mõlemal või ühel poolperioodil, mis teeb negatiivse takistuse sel ajal vahelduvvõimsuse tarbijaks küllalt komplitseeritud mõttes. Lisaks ei saa negatiivne takistus reaalselt olla vahelduvvõimsuse allikas, sest tegelikult on tema puhul tegemist ikkagi aktiivtakistusega, mis allpool väljatõttatud käsitluse järgi võib erijuhul üksnes peegeldada alalis- ja vahelduvemj. allikate poolt formeeritud energiat skeemi tagasi. Kuna negatiivset takistust sisaldavate struktuuride võimsusbilansi optimeerimiseks on tarvis täpselt teada, kuidas võimsus ajaliselt sellistes struktuurides jaotub ja mis toimub tegelikult negatiivse takistusega seotud võimsusega, siis alustame erinevat tüüpi takistuste energeetiliste aspektide võrdlevast uurimisest.

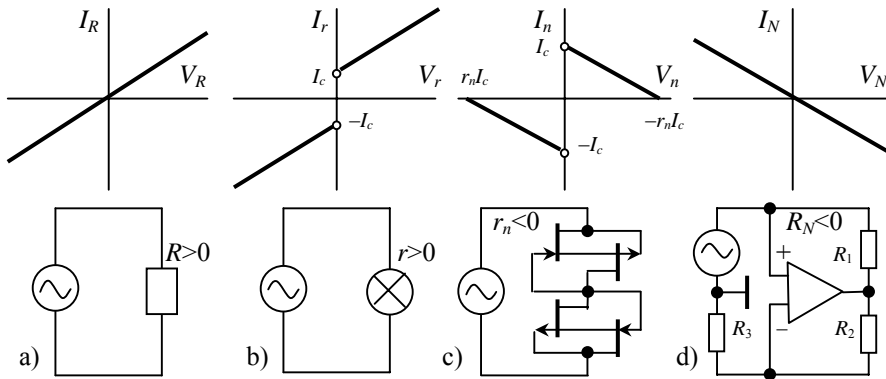
Selleks on kõigepealt sobilik vaadelda nelja põhimõtteliselt erineva takistuse (koormustakistuse) tüübi energeetilist käitumist neile ainult vahelduvpinge rakendamisel. Vaatlemegi järgnevalt võimsuste suurusi ja märke sellistes lülitustes, kus vahelduvpinge rakendatakse otseselt absoluutsele positiivsele takistusele, positiivsele diferentsiaalsele takistusele, negatiivsele diferentsiaalsele takistusele ja negatiivsele absoluutsele takistusele ilma alalistoiteallika igasuguse osavõtuta. Takistustel kujuneva võimsuse arvutamiseks kasutame allpool seoseid

$$P_{\sim} = \frac{1}{T} \int v(t)I(t)dt, \quad v(t) = V_m \sin \omega t, \quad (2)$$

kus $I(t)$ asendame takistuse tüübist sõltuva väärtusega ehk täpsemalt iga konkreetse takistuse võrrandiga, mis seob takistusel olevat pinget ja teda läbivat voolu (nagu allpool näeme, ei pruugi voolutugevuse hetkväärtus $I(t)$ alati kujutada voolu klassikalise vahelduvkomponendi hetkväärtust $i(t)$). Absoluutsel positiivsel takistusel $R>0$ ehk lihtsalt tavalisel konstantsel takistil (joon. 1a) kujunev vahelduvvõimsus

$$P_R = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{R} \right) dt = \frac{V_m^2}{2R} > 0 \quad (3)$$

eraldub siis soojusena, mis on loomulik tulemus.



Joonis 1. Erinevat tüüpi takistuste idealiseeritud IV -karakteristikud koos praktiliste skeemilahendustega (mida tüüritakse vahelduvpingega): a) positiivne takistus (tavaline takisti), b) positiivne diferentsiaaltakistus (hõõglamp), c) negatiivne diferentsiaaltakistus (vastassuunaliselt ühendatud λ -diodid), d) absoluutne negatiivne takistus (positiivse lisatagasisidega operatsioonvõimendi)

Diferentsiaaltakistuste näidetena kasutame selliseid seadisi, millel on selline takistus juba „sisemiselt” ehk mis töötavad ilma sisemise toiteallikata ja mis on pingega tüüritavad. Kuna vahelduvpinge rakendame otseselt takistusele ja alalistoitelikes peab puuduma (tööpunkt on null), siis on nõutav nende seadiste IV -karakteristikute tsentraalsümmeetria I ja III veerandis. Sellise positiivse diferentsiaaltakistusena $r>0$ võime tinglikult käsitada hõõglampi, millel on voolu stabiliseeriv toime ja mille lihtsustatud sirgjoontest koosnev karakteristik (kõvera algusosi arvestamata) on toodud joonisel 1b. Esimesel ehk positiivsel poolperioodil kujuneb sellisel elemendil siis võimsus

$$P_{r1} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{r} + I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r} + \frac{V_m I_c}{\pi} > 0 \quad (4a)$$

ja teisel ehk negatiivsel poolperioodil võimsus

$$P_{rII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{r} - I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r} + \frac{V_m I_c}{\pi} > 0, \quad (4b)$$

kui tema karakteristikku võrrandiks võtta $I=V/r \pm I_c$, kus $I_c > 0$ on karakteristikku ülemise haru ärälõikepunkt ehk lõikepunkt vooluteljega. Nagu näha, on need võimsused võrdsed (karakteristiku tsentraalsümmeetria tõttu) ja positiivsed, nii et ka positiivsel diferentsiaaltakistusel eraldub vahelduvvõimsus soojusena, kusjuures $r=R$ korral on see võimsus suurem kui tavalise takisti korral:

$$P_r = P_{rI} + P_{rII} = \frac{V_m^2}{2r} + \frac{2V_m I_c}{\pi} > 0. \quad (5)$$

Negatiivse diferentsiaaltakistuse näitena võib siinses kontekstis kasutada komplementaarsest väljatransistoride paarist koosnevat λ -diodi, sest ta ei vaja samuti oma tööks eraldi alalistoitelikut ja on pingega tüüritav ehk N-kujulise karakteristikuga (λ -diodi arvutusvalemeid vt. punktist 3.3). Tsentraalsümmeetrilise IV-karakteristikuga negatiivse takistusega seadise saamiseks (vt. joon. 1c) tuleb kaks λ -diodi ühendada vastassuunaliselt jadamisi. Kui lihtsuse mõttes ära jätta karakteristikku lühikesed positiivse takistusega aluosad, siis sellisele konstantse negatiivse diferentsiaaltakistusega $r_n < 0$ seadisele ainult vahelduvpinge rakendamisel jääb talle esimesel poolperioodil võimsus

$$P_{nI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{r_n} + I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r_n} + \frac{V_m I_c}{\pi} > 0 \quad (6a)$$

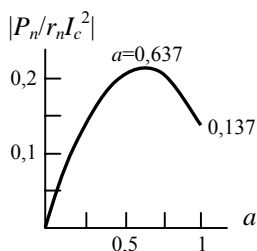
ja teisel poolperioodil võimsus

$$P_{nII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{r_n} - I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r_n} + \frac{V_m I_c}{\pi} > 0, \quad (6b)$$

kui negatiivse takistuse langevaks karakteristikuks võtta $I_n = V_n/r_n \pm I_c$ ($I_c > 0$). Kogu perioodi jooksul eraldub negatiivsel diferentsiaaltakistusel seega võimsus

$$P_n = P_{nI} + P_{nII} = \frac{V_m^2}{2r_n} + \frac{2V_m I_c}{\pi} > 0. \quad (7)$$

Juhime tähelepanu asjaolule, et võimsuse (7) saamisel on negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristik loetud koosnevaks kahest sirgjoonelisest harust, mil-



Joonis 2. Negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduva vahelduvvõimsuse sõltuvus signaali suhtelisest amplituudist

lest aga kumbki ei lõiku vooluteljega, sest nad peavad mõistetavatel põhjustel katkema enne selleni jõudmist (element ei sisalda vastavalt eeldusele sisemisi toiteallikaid). Selline olukord on joonisel 1c tähistatud rõngastega vastavate sirgete otstes ning see tähendab muu hulgas, et eralduva võimsuse (7) leidmisel ei ole arvestatud nii karakteristikku väga lühikesi aluosasi, mis läbivad nullpunkti, kui mittelineaarseid efekte (nt. harmoonilised), mis võivad tekkida üleminekul karakteristikku ühelt harult teisele (sama kehtib ka joonisel 1b

toodud karakteristikku kohta). Sellegipoolest on tulemus (7) täiesti adekvaatne, kui arvestada vahelduvpinge positiivset ja negatiivset poolperioodi eraldi, ning saab kirjeldada võimsuslikust aspektist hästi ka vaadeldava negatiivse diferentsiaaltakistusga elemendi lineaarset mudelit tervikuna.

Kuna esimene liige valemities (6) ja (7) on negatiivne ja teine positiivne, siis tekib loomulikult küsimus nende summaarse väärtuse märgi kohta. Me oleme nimetatud valemitega avaldatud võimsused lugenud positiivseteks kõigepealt seetõttu, et nagu näha graafikult joonisel 1c, vastab vahelduvpinge igale positiivsele hetkväärtusele $v(t) \equiv V_n(t) > 0$ alati voolu positiivne hetkväärtus $I_n(t) > 0$ (ja $v(t) < 0$ korral on alati $I_n(t) > 0$). Selle tõestamiseks matemaatilises mõttes piisab, kui kontrollime, kas kirjeldatud negatiivsel diferentsiaaltakistusel kujunev võimsus saab üldse olla negatiivne. Ilmneb, et tingimuse $P_n < 0$ saavutamiseks peab negatiivsele takistusele rakendatava siinuspinge amplituud olema $V_m > -4r_n I_c / \pi \approx -1,27r_n I_c$, kuid nagu jooniselt 1c näha, on tema maksimaalne võimalik amplituud $V_{m\max} = -r_n I_c > 0$. See tähendab, et vahelduvpinge rakendamisel ilma alalise eelpingeta töötavale sümmeetrilisele negatiivse diferentsiaaltakistusega seadisele eraldub temal võimsus soojusena pingeamplituudi igasugustel väärtustel nulli ja maksimaalse võimaliku vahel.

Selle efekti paremaks jälgimiseks võime avaldada negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduva vahelduvvõimsuse kujul

$$P_n = r_n I_c^2 \left(\frac{\pi a - 4}{2\pi} a \right) > 0, \quad (8)$$

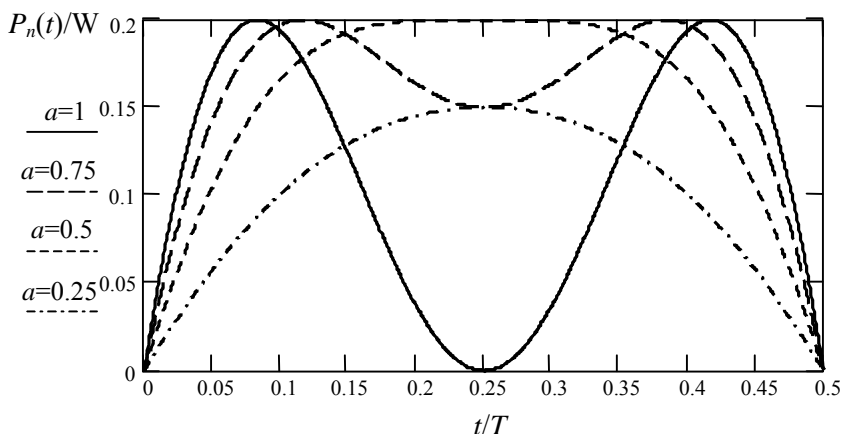
kus $0 < a = V_m / V_{m\max} \leq 1$ tähistab elemendile rakendatava vahelduvpinge suhtelist amplituudi (siis $V_m = -a r_n I_c$). Vastav graafik on esitatud joonisel 2 ja nagu näha, eraldub negatiivsel diferentsiaaltakistusel maksimaalne vahelduvvõimsus, kui signaali amplituud moodustab $2/\pi \approx 63,7\%$ maksimaalsest võimalikust. Et aga näha, kuidas see negatiivselt takistuselt eralduv võimsus näiteks vahelduvpinge esimese poolperioodi jooksul koguneb, tuleb jälgida võimsuse tekkimise ajaliskulgu, milleks kasutame hetkvõimsuse

$$P_n(t) = V_n(t) I_n(t) = V_m \sin(2\pi t/T) \cdot \left[\frac{V_m \sin(2\pi t/T)}{r_n} + I_c \right] \quad (9)$$

graafilist esitust (joon. 3), kus T on vahelduvpinge periood. Selgub, et maksimaalse võimaliku pingeamplituudi korral moodustub huvitav kahe haruga (tipuga) ja kolme absoluutse miinumiga hetkvõimsuse kõver, mis tuleneb asjaolust, et esimese veerandperioodi lõpul on hetkvõimsuse väärtus

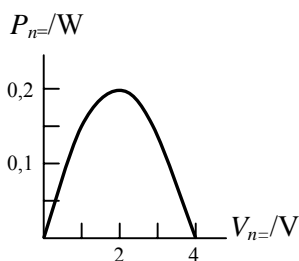
$$P_n(T/4) = V_m \left(\frac{V_m}{r_n} + I_c \right) = a(a-1)r_n I_c^2, \quad (10)$$

mis $V_{m\max} = -r_n I_c$ ehk $a=1$ korral annabki nullise võimsuse. Samal ajal aga näiteks maksimaalsest poole väiksema pingeamplituudi korral muutub negatiivsele takistusele jääv hetkvõimsus ühe poolperioodi jooksul märksa sujuvamalt, moodustades ühe maksimumiga kõvera. Seejuures on $a=0,5$ korral esimese veerandperioodi lõpul hetkvõimsuse väärtus ka suurim ($a^2 - a = -0,25$).



Joonis 3. Negatiivsel diferentsiaaltakistusel $I_{(n)}[\text{A}] = V_n[\text{V}] / (-20\Omega) \pm 0,2\text{A}$ eralduv hetkvõimsus vahelduvpinge erinevate suhteliste amplituudide $a = V_n / V_{m\max}$ korral

Seega oleme näinud, et negatiivsel diferentsiaaltakistusel saab talle otseselt vahelduvpinge rakendamisel (soojusena) eralduda selle pingeaallika poolt tekita-



Joonis 4. Samal negatiivsel takistusel eralduv alalis- (aktiiv)võimsus

tud võimsus, mis tähendab, et negatiivne takistus on sel juhul vahelduvenergia

tarbija, mitte aga vahelduvenergia allikas nagu klassikaliselt alati eeldatakse. Teiste sõnadega, ta ei anna vaadeldud juhul isegi mitte formaalselt võimsust välja (lülituse sees), vaid tarbib seda otseselt ise. Nagu näitasime, on see nii vähemalt olukorras, kui rakendame vahelduvpinge ilma igasuguse alalise eelpingeta töötavale tsentraalsümmeetrilisele negatiivsele diferentsiaaltakistusele. Viimasel kujunev võimsus on absoluutses mõttes positiivne ja kuna alalispingeallikat lülituses pole, siis võime öelda, et negatiivselt takistuselt eraldub soojusena vahelduvvõimsus. Lisame, et ilma sisemise toiteallikata

töötava negatiivse diferentsiaaltakistuse korral on tegemist ikkagi positiivse aktiivtakistusega, millel eraldub positiivne võimsus, sest tema IV -karakteristik asub teljestiku I ja III veerandis, kus alalispinge- ja alalisvooluväärtuse korrutis ehk aktiivvõimsus

$$P_{n=} = V_{n=} I_{n=} = V_{n=} \left(\frac{V_{n=}}{r_n} + I_c \right) \quad (11)$$

on alati positiivne (vt. joon. 4).

Kui meil on aga tegemist absoluutse negatiivse takistusega, mille IV -karakteristik peab läbima nullpunkti ning asetsema teljestiku II ja IV veerandis (joon. 1d), siis sellise seadise teostamiseks läheb üldiselt tarvis juba sisemise toiteallikaga skeemi erinevalt varemvaadeldud positiivsest ja negatiivsest dife-

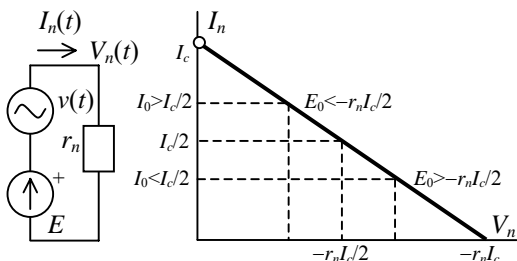
rentsiaaltakistusest. Konstantse absoluutse negatiivse takistusega $R_N < 0$ elementi on võimalik saada positiivse lisatagasisidega mitteinverteeriva võimendi baasil (mille arvutusvalemeid vt. punktist 3.3), kusjuures selline element käitub täpselt samamoodi nagu konstantne positiivne takistus, ainult et teda läbiv vool on vastassuunaline välise toiteallika polaarsusega määratule operatsioonvõimendi toiteallika(te) energia arvel. Kui rakendada sellisele takistile nüüd vahelduvpinge ilma alaliskomponendita, siis kujuneb tal vahelduvvõimsus

$$P_N = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t \left(\frac{V_m \sin \omega t}{R_N} \right) dt = \frac{V_m^2}{2R_N} < 0, \quad (12)$$

mis on negatiivne. See tähendab, et kirjeldatud seadis annab kogu vahelduvpingeallika poolt väljastatud võimsuse, mis on määratud R_N väärtusega, sellele allikale tagasi, mis eraldub seal üldjuhul soojusena. Võime ka öelda, et vahelduvpingeallikas annab energiat endale absoluutse negatiivse takistuse abil ja see toimub ka juhul, kui allikal sisetakistus puudub; samal ajal R_N -l ei eraldu mingit võimsust, sest ta *peegeldab* kogu energia tagasi. Kuigi negatiivse takistusega seotud vahelduvvõimsus on nii oma hetkväärtustelt kui koguväärtuselt negatiivne, pole siiski tegemist võimsust väljaandva energiaallikaga; lisaks puudub vaadeldavas lülituses otseühendatud alalispingeallikas, mille arvelt seda teha, nagu klassikaline käsitlus nõuab [32, lk. 6]. Seega vahelduvpinge rakendamisel ilma alalise eelpingeta negatiivsele takistusele on negatiivse vahelduvvõimsusega tegemist ainult selliste takistuste korral, mille IV -karakteristik asetseb teljestiku sellistes osades, kus ka alalisvõimsuse väärtus on negatiivne, mitte aga „tavaliste“ ilma sisemise toiteallikata töötavate negatiivsete diferentsiaaltakistuste korral, mis tarbivad ja millel eraldub positiivne vahelduvvõimsus.

1.2. Võimsusülekannete ja võimsusbilansi põhiprintsiibid

Uurime nüüd võimsuslikust seisukohast olukorda, kui rakendame konstantsele negatiivsele diferentsiaaltakistusele $r_n < 0$ peale vahelduvpinge $v(t) = V_m \sin \omega t$ veel alalispinge E_0 . Selleks ühendame jadamisi sisetakistust mitteomava alalise allika E ja vahelduvpingeallika $v(t)$ ning ilma sisemise toiteallikata töötava negatiivse diferentsiaaltakistuse, mis peab sel juhul olema pingega tüüritav ehk N-kujulise karakteristikuga, milleks võtame praegu $I_n = V_n / r_n + I_c$ ($I_c > 0$). Eeldame, et kirjeldatud lülitis töötab tervikuna positiivsete pingete-voolude piirkonnas ehk IV -teljestiku I veerandis nagu näidatud joonis 5. See tähendab, et



Joonis 5. N-tüüpi (pingega tüüritava) negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendi ühendusskeem pingele allikatega ja tema IV -karakteristik

allika E ja vahelduvpingeallika $v(t)$ ning ilma sisemise toiteallikata töötava negatiivse diferentsiaaltakistuse, mis peab sel juhul olema pingega tüüritav ehk N-kujulise karakteristikuga, milleks võtame praegu $I_n = V_n / r_n + I_c$ ($I_c > 0$). Eeldame, et kirjeldatud lülitis töötab tervikuna positiivsete pingete-voolude piirkonnas ehk IV -teljestiku I veerandis nagu näidatud joonis 5. See tähendab, et

vahelduvpinge amplituud ei tohi ületada alalisvoolu tööpunkti asukohaga määratud suurust ja väljuda positiivsete pingete-voolude alast.

Negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduv koguvõimsus vahelduvpinge ühe perioodi jooksul avaldub siis

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T V_n(t) I_n(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (E_0 + V_m \sin \omega t) \cdot \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{r_n} + I_c \right) dt =$$

$$= E_0 I_0 + \frac{V_m^2}{2r_n} > 0, \quad (13)$$

kus E_0 ja I_0 on negatiivse takistuse algse tööpunkti koordinaadid ning $V_n(t)$ ja $I_n(t)$ tähistavad vastavalt negatiivsel takistusel oleva pinge ja voolu alalis- ja vahelduvkomponendi summat ($V_n(t)=E_0+v(t)$, $I_n(t)=I_0+i(t)$). Võimsuse (13) positiivsust peame näitama kahel juhul: esiteks, kui tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristiku ülemises pooles ehk mistahes punktis $0 < E_0 \leq -0,5r_n I_c$, siis seal on $V_{m\max}=E_0$ ja $P_{n\min}=E_0(E_0/r_n+I_c)+E_0^2/2r_n=(E_0/r_n)(1,5E_0+r_n I_c) > 0$, sest $|r_n I_c| > 1,5E_0$, ning teiseks, kui tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristiku alumises pooles ehk $-0,5r_n I_c \leq E_0 < -r_n I_c$, siis selles punktis $V_{m\max}=-r_n I_c - E_0$ ja $P_{n\min}=E_0(E_0/r_n+I_c)+(-r_n I_c - E_0)^2/2r_n=(1/r_n)(1,5E_0^2+2E_0 r_n I_c+0,5r_n^2 I_c^2) > 0$, sest E_0 asendamisel ükskõik millise väärtusega vahemikust $-0,5r_n I_c \leq E_0 < -r_n I_c$ jääb võimsuse viimatisaadud avaldise teine tegur negatiivseks (esimene on nagunii negatiivne).

Tulemuse (13) põhjal võib oletada, et alalisallikas E annab negatiivsel diferentsiaaltakistusel kujunevasse võimsusesse osa $E_0 I_0$ ja vahelduvallikas $v(t)$ annab osa $V_m^2/2r_n$, kuid nagu järgnev analüüs näitab, pole see ometi nii. Alljärgnevas püüamegi kindlaks teha, kuidas toimub energiavahetus vaadeldava lülituse komponentide vahel ja selgitada, millist osa omab selles negatiivse takistuse poolt saadav ehk temal eralduv ja millist osa temalt peegelduv võimsus (nagu eelmises punktis nägime, on ilma alalise eelpingeta töötav negatiivne diferentsiaaltakistus talle vahelduvpinge rakendamisel vahelduvvõimsuse tarbija). Täpsema uurimise vajadusele viitab ka asjaolu, et positiivsel ja negatiivsel poolperioodil on negatiivsele diferentsiaaltakistusele jääv koguvõimsus erinev:

$$P_{nI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_n(t) I_n(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{V_m(E_0 + r_n I_0)}{\pi r_n} + \frac{V_m^2}{4r_n} > 0, \quad (14a)$$

$$P_{nII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_n(t) I_n(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{V_m(E_0 + r_n I_0)}{\pi r_n} + \frac{V_m^2}{4r_n} > 0 \quad (14b)$$

(kui tinglikult võtta $E_0=0$ ja $I_0=I_c$, siis esimesel poolperioodil saame valemist (14a) $P_{nI}=V_m I_c/\pi+V_m^2/4r_n$, mis langeb kokku eelmises punktis uuritud negatiivse takistusega lülituse valemiga (6a)). Lisame, et keskmine liige valemis (14a) on positiivne ehk $E_0+r_n I_0=2E_0+r_n I_c < 0$, kui algne tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristiku ülemises pooles ja negatiivne, kui alumises pooles (valemis (14b) on olukord vastupidine). Negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduvate võimsuste positiivsus vahelduvpinge erinevatel poolperioodidel on näidatud

pärast kõigi võimsusülekannete ja võimsusbilansi (40) konstrueerimist.

Selleks et võimsuse vahetust ja võimsuse jaotust vaadeldavas negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses paremini mõista, vaatleme näitena vahepeal olukorda, kus r_n asemel on lülituses tavaline konstantne positiivne takistus R (joon. 6). Sellisel takistusel eralduv koguvõimsus signaali ühe perioodi jooksul avaldub

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{1}{T} \int_0^T V_R(t) I_R(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (E_0 + V_m \sin \omega t) \cdot \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{R} \right) dt = \\ &= E_0 I_0 + \frac{V_m^2}{2R} > 0, \end{aligned} \quad (15)$$

kuid eralduv võimsus on erinevatel poolperioodidel endiselt erinev:

$$P_{RI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_R(t) I_R(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{2E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} > 0, \quad (16a)$$

$$P_{RII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_R(t) I_R(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{2E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} > 0, \quad (16b)$$

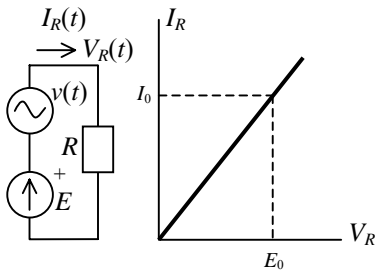
kusjuures $P_{RII} > 0$ seetõttu, et iga $V_m = aE_0$ korral (kus $0 < a \leq 1$ ehk $V_{m\max} = E_0$) on $E_0 I_0 / 2 + V_m^2 / 4R = 0,5E_0^2 / R + 0,25a^2 E_0^2 / R > 2E_0 V_m / \pi R \approx 0,637aE_0^2 / R$. Saadud valemid (16a) ja (16b) on sarnased valemitega (14a) ja (14b), kui r_n asendada neis R -ga ja arvestada $V_m(E_0 + r_n I_0) = V_m(2E_0 + r_n I_c) = 2E_0 V_m$, sest antud juhul $I_c = 0$.

Seejuures alalisemj. allikas E annab positiivse poolperioodi jooksul välja võimsuse

$$P_{EI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E_0 I(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E_0 \frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{R} dt = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{E_0 V_m}{\pi R} > 0, \quad (17a)$$

ja negatiivse poolperioodi jooksul välja võimsuse

$$P_{EII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E_0 I(t) dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E_0 \frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{R} dt = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{E_0 V_m}{\pi R} > 0, \quad (17b)$$



Joonis 6. Positiivse takistusega takisti analoogne ühendusskeem pingeallikatega ja tema karakteristik

nii et alalistoiteallika poolt väljastatav koguvõimsus on

$$P_E = P_{EI} + P_{EII} = E_0 I_0. \quad (18)$$

Seejuures, nagu allpool selgub, ei lähe see võimsus mitte tervikuna koormusele R , vaid oma osa saab ka vahelduvpingeallikas $v(t)$, ning see on seotud nii alalis- kui vahelduvpingeallika poolt arendatava erineva võimsusega erinevatel poolperioodidel.

Edasi, vahelduvpingeallikal formeerub positiivsel poolperioodil võimsus

$$P_{vI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v(t)I(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t \frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{R} dt = \frac{V_m^2}{4R} + \frac{E_0 V_m}{\pi R} > 0 \quad (19a)$$

ja negatiivsel poolperioodil võimsus

$$P_{vII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T v(t)I(t)dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_m \sin \omega t \frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{R} dt = \frac{V_m^2}{4R} - \frac{E_0 V_m}{\pi R} < 0. \quad (19b)$$

Kerge on näha, et viimane võimsus on negatiivne vahelduvpinge amplituudväärtuste $V_m < 4E_0/\pi \approx 1,27E_0$ korral, kuid vaadeldavas lülituses on $V_{m\max} = E_0$, mistõttu teisel poolperioodil jääb vahelduvpingeallikale tõepoolest alati negatiivne võimsus. See aga tähendab, et vahelduvpingeallikas ei anna sel ajal mitte võimsust välja, vaid tarbib seda ise ja ainus koht, kust ta energiat võib saada, on alalispingeallikas, mis kajastub ka kõigi selles skeemis toimuvate võimsusülekanete struktuuris.

Võimsuse ülekandeid uuritavat tüüpi lülitustes tuleb vaadelda erinevatel poolperioodidel eraldi, sest olukord on neis kardinaalselt erinev. Kõigepealt, positiivsel poolperioodil kannab alalistoiteallikas E takistusele R üle võimsuse

$$P_{E \rightarrow R}^I = P_{EI} = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{E_0 V_m}{\pi R} \quad (20)$$

ja vahelduvsignaali allikas $v(t)$ takistusele R üle võimsuse

$$P_{v \rightarrow R}^I = P_{vI} = \frac{E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R}, \quad (21)$$

nii et takistusel R eralduv koguvõimsus on

$$P_{E \rightarrow R}^I + P_{v \rightarrow R}^I = P_{EI} + P_{vI} = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{2E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} = P_{RI}. \quad (22)$$

Negatiivsel poolperioodil seevastu on alalistoiteallikalt positiivsele takistusele ülekantav võimsus

$$P_{E \rightarrow R}^{II} = P_{RII} = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{2E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R}, \quad (23)$$

sest teisel poolperioodil on vahelduvpingeallikal kujunev võimsus (19b) negatiivne, mis tähendab, et ta on sel ajal energia tarbija, mitte energia allikas, ja kogu takistusel eralduv võimsus (16b) peab järelikult tulema alalispingeallikast. Ülejäänud osa toiteallika poolt väljaantavast koguvõimsusest (17b) läheb aga vahelduvpingeallikale ja eraldub seal üldjuhul soojusena:

$$P_{E \rightarrow v}^{II} = P_{EII} - P_{E \rightarrow R}^{II} = \frac{E_0 V_m}{\pi R} - \frac{V_m^2}{4R} = -P_{vII} > 0. \quad (24)$$

See on tingitud asjaolust, et vaadeldaval ajaperioodil töötab vahelduvpingeallikas tarvitirežiimis, sest tema pinge on vastassuunaline teda läbiva vooluga või täpsemalt alalistoiteallika pingega. Muidugi, peale soojenemise võib signaali allikas toiteallikast saadava energia arvel teha sel perioodil veel mehhaanilist tööd (anda energiat nt. pöörlevale generaatorile kui vahelduvpingeallikale ehk „võrku” tagasi) või laaduda, kuid mõlemad võimalused on antud kontekstis välistatud.

Tulemuste (20), (21), (23) ja (24) baasil saame nüüd näidata kõiki võimsus-ülekandeid kogu perioodi T jooksul sellises lülituses, kus tavalisele takistusele on rakendatud korruga nii alalis- kui vahelduvpinge. Nagu on selgunud, kannab alalispingeallikas takistusele üle võimsuse

$$P_{E \rightarrow R} = P_{E \rightarrow R}^I + P_{E \rightarrow R}^{II} = E_0 I_0 - \frac{E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} \quad (25)$$

ehk mitte lihtsalt võimsuse $E_0 I_0$ nagu võiks arvata, ja vahelduvpingeallikas kannab takistusele üle võimsuse

$$P_{v \rightarrow R} = P_{v \rightarrow R}^I = \frac{E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} \quad (26)$$

ja mitte võimsuse $V_m^2/2R$, sest allikarežiimis töötab vahelduvpingeallikas ainult positiivsel poolperioodil. Siiski eraldub takistil terve perioodi jooksul ikkagi „normaalne” koguvõimsus (15) $E_0 I_0 + V_m^2/2R$, ehkki see toimub eeldatust erineval moel. Lisaks toimub vaadeldavas lülituses veel võimsuse ülekande alalis- toiteallikalt vahelduvpingeallikale kujul

$$P_{E \rightarrow v} = P_{E \rightarrow v}^{II} = \frac{E_0 V_m}{\pi R} - \frac{V_m^2}{4R}. \quad (27)$$

Kui liidame võimsused (25) ja (27), saame alalistoiteallika poolt väljaantava koguvõimsuse (18) $E_0 I_0$.

Leitud tulemuste põhjal saame konstrueerida nüüd jadalülituse $E-v-R$ energetilise kogubilansi, mille vasakul poolel on allikate poolt väljaantav koguvõimsus ja paremal pool selle lülituse poolt tarbitav koguvõimsus, millele järgneb selle võimsuse väärtus:

$$P_{EI} + P_{EII} + P_{vI} = P_{RI} + P_{RII} + (-P_{vII}) = E_0 I_0 + \frac{E_0 V_m}{\pi R} + \frac{V_m^2}{4R} \quad (28)$$

Saadud koguvõimsusest toodab alalisallikas osa (18) $E_0 I_0$ ja vahelduvallikas osa (19a) $E_0 V_m/\pi R + V_m^2/4R$, kusjuures alalisallika toodetud võisusest $E_0 I_0$ läheb osa (25) $E_0 I_0 - E_0 V_m/\pi R + V_m^2/4R$ takistile ja osa (27) $E_0 V_m/\pi R - V_m^2/4R$ vahelduvpingeallikale, mis mõlemal juhul eraldub üldiselt soojusena. Samas vahelduvallika toodetud võimsus (19a) $E_0 V_m/\pi R + V_m^2/4R$ läheb tervenisti takistile, nii et viimasel eraldub koguvõimsus (15) $E_0 I_0 + V_m^2/2R$. Kui vaadatagi nüüd tarbijapoolt, siis koguvõimsusest (28) eraldub takistil osa (15) $E_0 I_0 + V_m^2/2R$ ja vahelduvpingeallikal osa (27) $E_0 V_m/\pi R - V_m^2/4R$.

Rõhutame, et kõik erinevad võimsused on paigutatud võimsusbilansi võrrandisse (28) nii, et nad oleksid positiivsed (k.a. $-P_{vII}$) ja et nad liituksid ehk nende vahel oleks plussmärgid. Sellest tulenevalt on võimalik täpselt määrata, millised allikad ja millal annavad võimsust välja ning millised koormused ja allikad ja millal tarbivad seda võimsust. Seda võimegi nimetada üheks oluliseks võimsusbilansi koostamise põhiprintsiibiks, mida rakendame edaspidi keerukamate negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendiga lülituste ja astmete võimsusbilansside koostamisel ja analüüsimisel.

1.3. Väikese sisetakistusega pingevalikis tarvitirežiimis

Siinkohal tuleb täpsemalt analüüsida, kas ja kuidas võimsus ikkagi eraldub pingevalikal, mis on skeemi ühendatud tarvitirežiimis ehk mida läbiv vool on vastupidine tema emj. suunaga. Eriti puudutab see võimsuse eraldumist (ka soojusena) väga väikese või ideaalis lausa puuduva sisetakistusega emj. allikal. Selleks võime konkreetse mõttes vaadelda olukorda, kus joonisel 6 on vahelduvpingevalikas $v(t)$ asendatud alalistoiteallika E_0 suhtes vastassuunaliselt lülitatud alalispingevalikaga E_1 , millel sisetakistus puudub samuti nagu ka toiteallikal. Lugeses nüüd $E_0 > E_1 > 0$, saame võimsuste seoseks kirjeldatud lihtsas skeemis $E_0 I + (-E_1) I = V_R I$ (kindlasti kehtivad $E_0 - E_1 = V_R$ ja $I = (E_0 - E_1) / R$), mille võime võimsusbilansi esitamiseks kirjutada kujul $E_0 I = V_R I + E_1 I$, kus kõik liikmed peavad olema ja on positiivsed ning nende vahel peavad olema plussmärgid. Siis vasakule poole võrdusmärgi jääb skeemi poolt väljaantav koguvõimsus ja paremale poole võrdusmärgi skeemis eralduv või skeemi poolt saadav koguvõimsus. Siit on näha, et võimsus tõepoolest eraldub (kasvõi soojusena) tarvitirežiimis ühendatud pingevalikal isegi siis, kui tal sisetakistus puudub, ja see on kooskõlas energia jäävuse seadusega.

Kui meil on nüüd tegemist näiteks lihtsaima vahelduvpingevalikaga ehk transformaatori sekundaarmähisega, millelt saadav pinge igal ajahetkel kas liitub alalistoiteallika pingega või lahutub sellest, siis joonisel 6 toodud skeemis peab sellel mähisel vahelduvpinge negatiivsel poolperioodil eralduma võimsus (27) (sest talle jääv võimsus (19b) on negatiivne). Kasutades trafot, millel nii väljundtakistus (vahelduvvoolule) kui sekundaarmähise alalisvoolutakistus jäävad realistlikku suurusjärku $0,1\Omega$, siis 1A-se voolu korral eraldub mähise takistusel võimsus 100mW ja tema väljundpinge langeb koormamisel 0,1V võrra. Need mõlemad on väikesed suurused, eriti kui võrrelda vahelduvpinge efektiivväärtusega nt. 10V (amplituudväärtus on siis 14,1V) ja sellele vastava koormustakistusega 10Ω , mistõttu nad võib arvestamata jätta. Kui lisame skeemi veel alalistoiteallika nt. pingega 20V, peab kirjeldatud vahelduvpingevalikal eralduma võimsus (27) $P_{E \rightarrow v} = 9,0W - 5,0W = 4,0W$, mida saab fikseerida.

Et muuta aga olukord näitlikumaks, võime vaadelda reaalseste emj. allikate käitumist tarvitirežiimis. Kõigepealt analüüsime olukorda mangaan-tsinkelemendi ehk Leclanché elemendi R20 (suurus D ehk nn. „suur ümmargune patarei” või element 373) korral, mille koormamisel testri TJI-4M 3A-mõõtepiirkonna takistusega $0,3\Omega$ on tüüpiline selle elemendi poolt arendatav vool 2,5A, kusjuures tema klemmipingel langeb umbes pooleni emj. väärtusest, mis tähendab, et ka elemendi sisetakistus on umbes $0,3\Omega$. Tarvitirežiimis elemendil eralduvate erinevate võimsuste paremaks eristamiseks on sobiv voolu vähendada – näiteks nn. laadimisvoolu 1A korral eraldub elemendi sisetakistusel võimsus $(1A)^2 \cdot 0,3\Omega = 0,3W$, aga element tervikuna võib väljastpoolt tarbida võimsust $2V \cdot 1A = 2W$, mis on oluliselt suurem ja mida võib näidata mõõteriistadega (2V on välise toiteallika pinge).

Asi on siin aga ka selles, et mangaan-tsinkelementi on võimalik ka tegelikult laadida (kas siis süstemaatiliselt vooluga ca 20mA või pärast osalist tühjenemist

soovitavalt asümmeetrilise vooluga ca 100mA, mis sisaldab nii alaliskomponenti kui temast umbes 15 korda väiksemat vahelduvkomponenti), kuid laadimisel muutub elemendi emj. pidevalt suuremaks kuni teatava lõppväärtuseni tulenevalt sisemistest protsessidest. Selle väite kontrollimiseks võime näiteks elemendi laadimisahelast 2V ja 1A lahutada, misjärel voltmeetri näit langeb kohe 1,7V-ni ehk täpselt tema sisetakistusele jääva pingelangu $1A \cdot 0,3\Omega = 0,3V$ võrra (hiljem langeb emj. väärtus aeglaselt normaalsele väärtusele). See tähendab, et ka laadimisrežiimis saab elemendi sisetakistust hinnata, kusjuures tulemus langeb kokku elemendi koormamisel saadud väärtusega. Igatahes oleme sellega näidanud, et tarvitirežiimis töötav reaalne emj. allikas on energia tarbija, kusjuures talle antav koguvõimsus on märgatavalt suurem tema sisetakistusel eralduvast võimsusest.

Järgmisena vaatleme klassikalist autoakut elektromotoorjõuga 12,6V, mis vastab täielikult laetud akumulaatorile – teatavasti on aku emj. muutuv sõltuvalt tema laetuse astmest (12,0V korral on laetus nt. 25%). Seejuures on laadimise käigus aku emj. pidevalt lähedane laadimispingele, olles seega märgatavalt suurem enne laadimist mõõdetud suvalisest väärtusest elektrolüüdi kontsentratsiooni püsiva ebahütluse tõttu, mistõttu laadimisprotsessis ei saa aku sisetakistust määrata (sest me ei tea tema emj. tegelikku hetkväärtust). Küll aga saab seda hinnata nn. käivitirežiimis näiteks keskmise koormusvoolu 200A korral enamike tavakäivitite jaoks (see jääb tühikäiguvoolu ja pidurdusvoolu keskmisesse piirkonda), mille korral täielikult laetud aku klemmipingeks loetakse standardselt 9,6V ja mis annab aku sisetakistuseks hinnanguliselt $3V/200A = 0,015\Omega$. Loomulikult on see takistus väike isegi võrreldes akut laadijaga ühendavate juhtmete takistusega, rääkimata klassikalise laadija sise- ehk väljundtakistusest (trafo sekundaarmähise ja alaldussilla diodide takistused), kuid laadimisvoolu piiramine on tänu neile takistustele skeemis olemas.

Nüüd, sellise aku panemisel maksimaalselt lubatud tarviti- ehk laadimisrežiimi laadimispingega 14,4V läbib ka täielikult laetud akut ikkagi mõneamprine (2–3A) vool, mis tähendab keskmiselt 100mW võimsuse eraldumist aku sisetakistusel. Samas on see võimsus aga loomulikult täiesti tühine võrreldes akule välisest alalispingeallikast ehk laadijast antava koguvõimsusega ~40W, mida on võimalik mõõteriistadega otseselt fikseerida. Osaliselt tühjenenud aku laadimisel aga nt. 10A-se vooluga antakse akule energia 140–150W, samas kui tema sisetakistusel eralduv võimsus on sada korda väiksem ehk ~1,5W. Kõige sellega on tahetud näidata, et väga väikese või ideaalis praktiliselt puuduva sisetakistusega alalispingeallika töötamisel tarvitirežiimis, kus tema emj. suund on vastu-pidine voolu suunaga, saab talle anda oluliselt suurema võimsuse kui on tema sisetakistusel eralduv võimsus – ülejäänud võimsus on seotud ainult „puhta” elektromotoorjõuga ehk tinglikult sisetakistusega emj. allikaga (akumulaator ei soojene aga seetõttu, et talle väljastpoolt antav suur võimsus läheb tema laadimiseks ehk muundub keemiliseks energiaks või täielikult laetud aku puhul läheb lahuses oleva vee elektrolüüsiks, mille korral aku küll veidi soojeneb).

1.4. Võimsuste integraalsed ja hetkväärtused ning võimsuste väljaandmine ja eraldumine negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses

Pöördume nüüd tagasi joonisel 5 toodud negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituse juurde, mida võime nimetada staatiliseks selles mõttes, et seal puudub koormustakisti, nii et peale eeldatud N-tüüpi negatiivse takistusega elemendi on skeemis veel ainult alalistoiteallikas ja vahelduvpingeallikas. Kuna N-kujulise karakteristikuga elemendi töölerakendamiseks pidevas või lineaarses režiimis peab temaga jadamisi ühendatud positiivsete takistuste koguväärtus jääma väiksemaks negatiivse diferentsiaaltakistuse absoluutväärtusest, siis ka reaalse võimendusastme sisendtakistus (signaali allika suhtes) jääb endiselt negatiivseks. Seega saab selles punktis saadud tulemusi edukalt rakendada ka tegelike negatiivse diferentsiaaltakistusega dünaamiliste ehk praeguses mõttes koormustakistit sisaldavate lülituste ja astmete korral, mida ongi tehtud järgmises peatükis.

Punktis 1.2 oleme leidnud, et negatiivsel diferentsiaaltakistusel eraldub kogu perioodi T jooksul võimsus (13) $E_0 I_0 + V_m^2 / 2r_n > 0$, kusjuures esimesel ja teisel poolperioodil formeeruvad võimsused (14a) ja (14b) on erinevad täpselt samamoodi nagu ka tavalisel positiivsel takistusel eralduvad võimsused (16a) ja (16b). Seejuures alalispingeallikas annab selles lülituses signaali ühe perioodi jooksul välja võimsuse

$$P_E = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 I(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{r_n} + I_c \right) dt = E_0 I_0 > 0 \quad (29)$$

ning positiivsel poolperioodil väljaantava võimsuse suurus on

$$P_{EI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E_0 I(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{E_0 V_m}{\pi r_n} > 0 \quad (30a)$$

ja negatiivsel poolperioodil väljaantava võimsuse suurus on

$$P_{EII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E_0 I(t) dt = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{E_0 V_m}{\pi r_n} > 0. \quad (30b)$$

Seejuures on võimsus (30a) positiivne signaali amplituudväärtuste $V_m < -\pi \cdot (E_0 + r_n I_c) / 2 \approx 1,57(-r_n I_c - E_0)$ korral, kuid $V_{m\max} = -r_n I_c - E_0$ või $V_{m\max} = E_0$ vastavalt algtoõepunkti paiknemisel negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristiku alumises või ülemises pooles, mis tagab mõlemal juhul alati nimetatud võimsuse positiivsuse.

Vahelduvpingeallikal aga formeerub esimesel poolperioodil võimsus (31a)

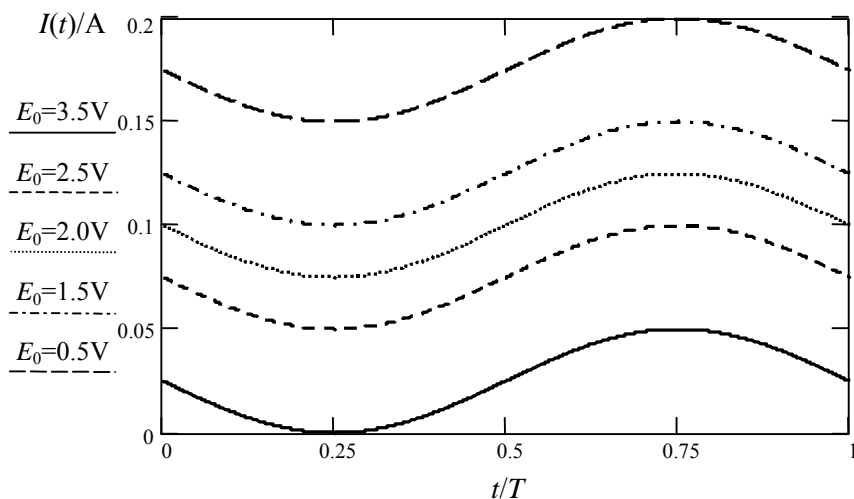
$$P_{vI} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v(t) I(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{r_n} + I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r_n} + \frac{V_m I_0}{\pi} > 0$$

(mis on võrreldav näiteks võimsusega (19a), kui selles R asendada r_n -ga ja arvestada $E_0/R = I_0$) ja teisel poolperioodil võimsus (31b)

$$P_{vII} = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T v(t) I(t) dt = \frac{1}{T} \int_{T/2}^T V_m \sin \omega t \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t}{r_n} + I_c \right) dt = \frac{V_m^2}{4r_n} - \frac{V_m I_0}{\pi} < 0,$$

mis on kindlalt negatiivne, sest avaldise mõlemad liikmed on negatiivsed (kui teist liiget arvestada koos miinusega). Võimsus (31a) on aga seevastu positiivne vahelduvpinge amplituudväärtuste $V_m < -4r_n I_0 / \pi = -4(E_0 + r_n I_c) / \pi \approx 1,27(-r_n I_c - E_0)$ korral, kuid näiteks algtoopunkti paiknemisel negatiivse takistuse karakteristikuga alumises pooles on $V_{m\max} = -r_n I_c - E_0$ ja toopunkti paiknemisel karakteristikuga ülemises pooles on $V_{m\max} = E_0$, mis tagab avaldise $-r_n I_c - E_0$ veelgi suurema väärtuse kui eelmisel juhul ja kokkuvõttes võimsuse (31a) positiivsuse vahelduvpinge amplituudi kõikidel reaalsetel väärtustel.

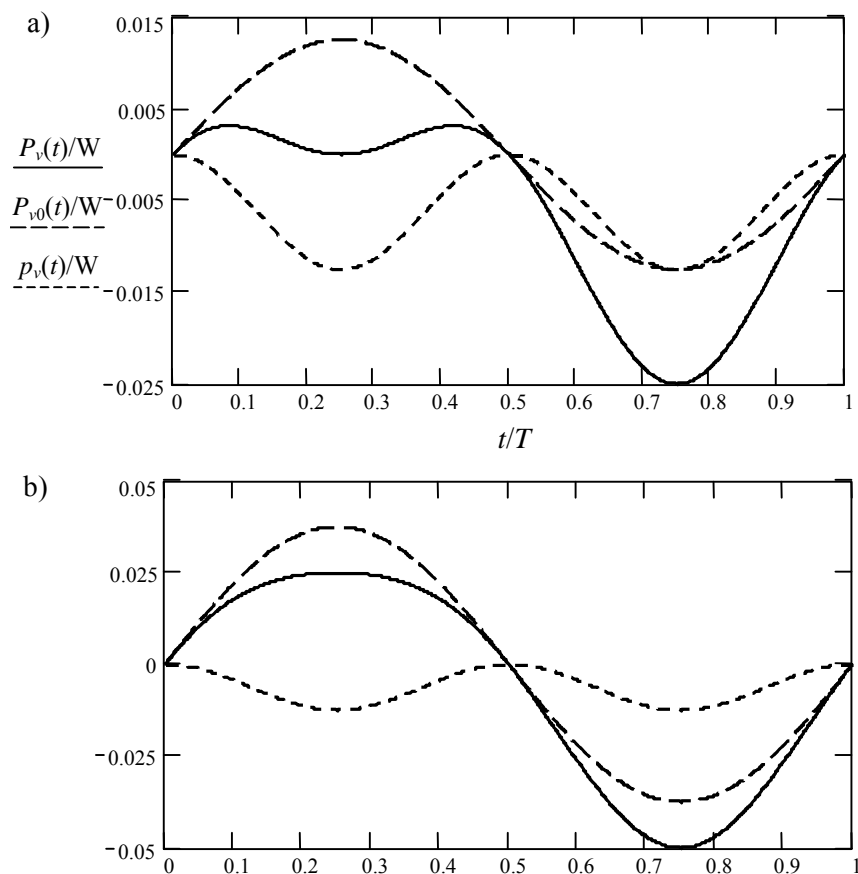
Sellega oleme leidnud lülituse kõigil kolmel elemendil formeeruvate nn. integraalsete võimsuste suurused nii vahelduvpinge positiivsel kui negatiivsel (alalispinge suhtes) poolperioodil. Siinkohal on aga sobiv vaadata nende võimsuste pidevat kujunemist ajas, milleks kasutame väljaantavate või eralduvate võimsuste graafilist esitust nende hetkväärtuste kaudu. Viimased pole aga midagi muud kui integraalimärkide all olevad suurused $P_E(t) = E_0 I(t)$, $P_v(t) = v(t) I(t)$ ja $P_n(t) = V_n(t) I(t)$ vastavalt võimsuse avaldistes (30), (31) ja (14) alalistoiteallika, vahelduvpingeallika ja negatiivse diferentsiaaltakistuse jaoks. Seejuures läbib vaadeldava jadalülituse kõiki elemente ühesugune vool, mille hetkväärtuse $I(t)$ võime jagada alaliskomponendiks $I_0 = E_0 / r_n + I_c$ ja vahelduvkomponendiks $i(t) = v(t) / r_n$. Summarse voolu $I(t) = I_0 + i(t)$ käik on esitatud joonisel 7 siinuselise vahelduvpinge $v(t) [\text{V}] = 0,5 \text{V} \cdot \sin(2\pi t / T)$ ning negatiivse diferentsiaaltakistuse langeva ja sirge karakteristikuga (vt. joon. 5) $I_{(n)} [\text{A}] = V_n [\text{V}] / (-20\Omega) + 0,2 \text{A}$ korral erinevatel algse toopunkti ($V_{n0} \equiv E_0$; $I_{(n)0}$) väärtustel. Viimasteks on valitud vahelduvpinge amplituudiga 0,5V määratud kõige alumine võimalik toopunkt (3,5V; 0,025A) ja kõige ülemine võimalik toopunkt (2,5V; 0,075A) negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikuga alumises pooles $2\text{V} < V_{n0} < 4\text{V}$ ($0,1\text{A} > I_{(n)0} > 0$), karakteristikuga keskpunkt (2,0V; 0,1A) ning analoogsed toopunktid karakteristikuga ülemises pooles $0\text{V} < V_{n0} < 2\text{V}$ ($0,2\text{A} > I_{(n)0} > 0,1\text{A}$) vastavalt (1,5V; 0,125A) ja



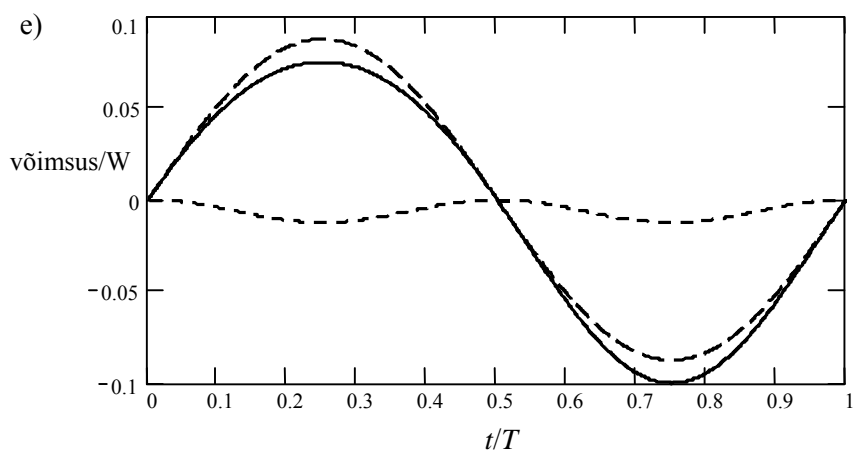
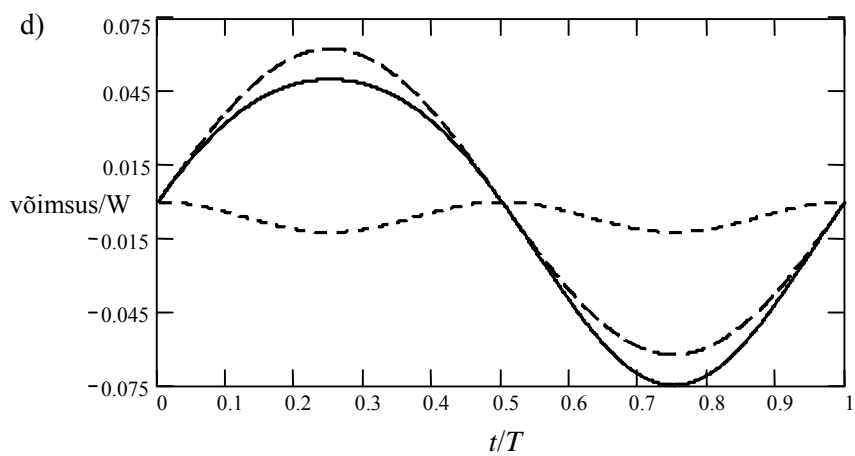
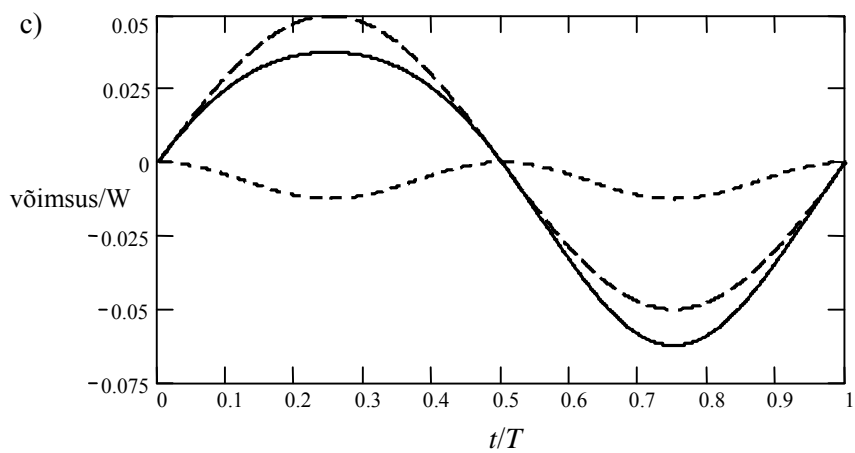
Joonis 7. Voolutugevuse kuju joonisel 5 toodud lülituses erinevate toopunktide korral, kui $v(t) [\text{V}] = 0,5 \text{V} \cdot \sin(2\pi t / T)$ ja $I_{(n)} [\text{A}] = V_n [\text{V}] / (-20\Omega) + 0,2 \text{A}$

(0,5V; 0,175A). Lisame, et vool on võrreldes negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendile rakendatud pingega kui voolu esilekutsuva põhjusega alati vastandfaasis ehk faaside vahe on 180° .

Kui vaadeldavas lülituses eksisteerivatelt vooludelt ja pingetelt nüüd üle minna võimsustele, siis igal ajahetkel võime eristada kolme erinevat võimsust alalis- ja vahelduvpingeallikal, mis on saadud nendel oleva pinge hetkväärtuse korrutamisel nii algse tööpunkti vooluga ehk voolutugevuse alaliskomponendiga I_0 , voolu vahelduvkomponendi hetkväärtusega $i(t)$ kui koguvoolu hetkväärtusega $I(t)$, mis on kahe esimese voolu summa. Järgmisena esitame graafiliselt nende kolme võimsuse muutumise vahelduvpingeallikal, mis on kõige problemaatilisem, sest vahelduvpinge positiivsel (alalispinge suhtes) poolperioodil annab see allikas võimsust välja, aga negatiivsel poolperioodil tarbib seda ise. Joonisel 8 ongi toodud nimetatud võimsuste käik viiel eraldi juhul, mis vastavad



Joonis 8. Vahelduvpingeallikale $v(t)[V]=0,5V \cdot \sin(2\pi t/T)$ jäävate hetkvõimsuste [W] kõverad: koguvõimsus $P_v(t)=v(t)I(t)$ (pidev joon), tema nn. segakomponent $P_{v0}(t)=v(t)I_0$ (pikk katkendjoon) ja vahelduvkomponent $p_v(t)=v(t)i(t)$ (katkendjoon) joon. 5 lülituses, kus $I_{(n)}[A]=V_n[V]/(-20\Omega)+0,2A$ ja kui E_0 on a) 3,5V, b) 2,5V, c) 2,0V, d) 1,5V, e) 0,5V



Joonis 8 (järg)

eespool joonisel 7 valitud viiele erinevale tööpunktile negatiivse diferentsiaal-takistuse karakteristikul ($V_{n0}=E_0$; $I_{(n)0}$), kusjuures selle karakteristikku võrrand ja vahelduvpinge võrrand on loetud endiseks.

Nagu näha, võngub vahelduvpingeallikale langeva koguvõimsuse nn. sega-komponent $P_{v0}(t)=v(t)I_0$ nullise võimsuse ümber ja samas taktis ehk samas faasis vahelduvpingega, sest igal ajahetkel on ta vahelduvpinge väärtusest lihtsalt I_0 korda suurem. Viimane on lülituse algtööpunkti vool $I_0=E_0/(-20)+0,2$ ja jooniselt 7 võib lugeda nende valitud väärtused. Joonisel 8 toodud juhtudel a÷e on võimsuse segakomponendi amplituudväärtuseks vastavalt 12,5, 37,5, 50,0, 62,5 ja 87,5mW (vahelduvpinge amplituudväärtus on 0,5V), mida võib kas arvutada või graafikutelt määrata. Seevastu vahelduvpingeallikal formeeruva koguvõimsuse vahelduvkomponent $p_v(t)=v(t)i(t)=v(t)^2/r_n$ on püsivalt negatiivne $r_n=-20\Omega<0$ tõttu ning tema amplituudväärtus on kõigil juhtudel ühesugune ja võrdne $-12,5\text{mW}$, mida võib jälgida ka jooniselt 8, kus võimsuse mõõtkava on küll igal graafikul erinev. Vahelduvpingeallikal kujunev koguvõimsus $P_v(t)=v(t)I(t)$ on igal ajahetkel kahe eelpoolnimetatud võimsuse summa ja graafikutelt on selgesti näha, et vahelduvpinge positiivsel poolperioodil on ta positiivne ehk see allikas annab võimsust välja ja negatiivsel poolperioodil on ta negatiivne ehk allikas töötab tarvitirežiimis, mis oli juba eelnevalt selge, kuid nüüd on selle näitamiseks esitatud ka koguvõimsuse hetkväärtuste graafikud negatiivse diferentsiaal-takistusega lülituse erinevate tööpunktide korral.

Samas, nagu selgub joonistelt 8 a÷e, on vahelduvpingeallika poolt välja-antava võimsuse suurus minimaalne sel juhul, kui vaadeldava lülituse algne tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristikul võimalikult madalal ehk võimalikult väikesel voolu- ja võimalikult suurel pingeväärtusel, mis on määratud vahelduvpinge amplituudiga (et signaal karakteristikule veel „ära mahuks“). Selline situatsioon on joonisel 8a, kus vahelduvpingeallika poolt väljaantav integraalne koguvõimsus esimesel poolperioodil – mis kujutab endast nullise võimsuse ja hetkvõimsuse kõvera vahelise pinna pindala – on selgelt väiksem kui ülejäänud juhtudel (lisaks koosneb võimsuse hetkväärtuste kõver siin kahe maksimumi ja kolme miinimumiga joonest erinevalt teistest juhtudest). Samuti on ka vahelduvpingeallikale teisel poolperioodil jääva integraalse koguvõimsuse väärtus sel juhul väiksem, mis tuleneb näiteks selle võimsuse amplituudväärtusest, sest negatiivsel poolperioodil kujutab koguvõimsuse graafik endast igal ajahetkel kahe samafaasilise siinusvõimsuse summat (millest üks ei muutu) ja mille väärtus on juhtudel a÷e vastavalt -25 , -50 , $-62,5$, -75 ja -100mW . Samal viisil saab määrata ka vahelduvpingeallika poolt väljaantava koguvõimsuse amplituudväärtused pinge positiivsel poolperioodil (v. a. juhul a), kuid nüüd on selle allika poolt väljaantav nn. alaliskomponent ja vahelduvkomponent vastandfaasis (juhtudel b÷e on koguvõimsuse amplituud vastavalt 25, 37,5, 50 ja 75mW).

Saadud tulemustest võime teha järelduse, et eeskätt vahelduvpingeallika võimsusliku käitumise seisukohalt pole sugugi ükskõik, kuhu lülituse algtööpunkt paigutada, ja kindlalt tuleb eelistada tema võimalikult madalat asetust negatiivse diferentsiaal-takistuse karakteristikul (joonise 5 järgi) võrreldes näiteks

tööpunkti võimalikult ülemise asetusega, ehkki toiteallikast võetav alalisvõimsus või ka koguvõimsus terve perioodi jooksul $P_{E0}=E_0I_0$ on mõlemal juhul sama ja antud olukordades minimaalne (87,5mW). Algse tööpunkti märgitud paigutuse korral on vahelduvpingeallikast võetav ehk tema poolt väljaantav koguvõimsus minimaalne ja tal eralduv ehk tema poolt saadav koguvõimsus on samuti minimaalne, millist efekti on võimalik kasutada tegelike võimendusastmete konstrueerimisel, mida vaatleme järgmises peatükis.

1.5. Tegelikud võimsusülekanded negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses ja tema reaalne võimsusbilanss

Võimsuse ülekandeid tuleb ka negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses kirjeldada erinevatel poolperioodidel eraldi, sest nagu nägime, on olukord neis oluliselt erinev. Kui alustada positiivsest poolperioodist, siis selle jooksul kannab alalistoiteallikas negatiivsele diferentsiaaltakistusele üle võimsuse

$$P_{E \rightarrow n}^I = P_{EI} = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{E_0 V_m}{\pi r_n} \quad (32)$$

ja vahelduvsignaali allikas kannab üle võimsuse

$$P_{v \rightarrow n}^I = P_{vI} = \frac{V_m I_0}{\pi} + \frac{V_m^2}{4r_n}, \quad (33)$$

nii et negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduv koguvõimsus on

$$P_{E \rightarrow n}^I + P_{v \rightarrow n}^I = P_{EI} + P_{vI} = \frac{E_0 I_0}{2} + \frac{V_m (E_0 + r_n I_0)}{\pi r_n} + \frac{V_m^2}{4r_n} = P_{nI}. \quad (34)$$

Negatiivsel poolperioodil aga tekitab alalistoiteallikas negatiivsele takistusele võimsuse

$$P_{E \rightarrow n}^{II} = P_{nII} = \frac{E_0 I_0}{2} - \frac{V_m (E_0 + r_n I_0)}{\pi r_n} + \frac{V_m^2}{4r_n}, \quad (35)$$

sest vahelduvallikas ei anna sel perioodil üldse energiat välja, kuna temal kujunev võimsus (31b) on negatiivne, mistõttu kogu negatiivsel diferentsiaaltakistusel formeeruv võimsus (14b) peab tulema alalispingeallikast. Ülejäänud osa toiteallika arendatud koguvõimsusest (30b) annab ta vahelduvpingeallikale, mis kulub viimase soojendamiseks, sest ta töötab teisel poolperioodil puhtalt energia tarbijana, mitte energia allikana:

$$P_{E \rightarrow v}^{II} = P_{EII} - P_{E \rightarrow n}^{II} = \frac{V_m I_0}{\pi} - \frac{V_m^2}{4r_n} = -P_{vII} > 0. \quad (36)$$

Leitud tulemuste (32), (33), (35) ja (36) alusel saame nüüd näidata kõiki võimsusülekandeid uuritavas negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses kogu perioodi T jooksul. Võime öelda, et alalispingeallikas tekitab negatiivsele diferentsiaaltakistusele võimsuse

$$P_{E \rightarrow n} = P_{E \rightarrow n}^I + P_{E \rightarrow n}^{II} = E_0 I_0 - \frac{V_m I_0}{\pi} + \frac{V_m^2}{4r_n}, \quad (37)$$

vahelduvpingeallikas kannab talle üle võimsuse

$$P_{v \rightarrow n} = P_{v \rightarrow n}^I = \frac{V_m I_0}{\pi} + \frac{V_m^2}{4r_n} \quad (38)$$

ja kokku eraldub seega sellisel negatiivsel takistusel võimsus (13) $E_0 I_0 + V_m^2/2r_n > 0$. Samal ajal toimub aga vaadeldavas lülituses veel võimsuse ülekande alalispingeallikalt vahelduvpingeallikale kujul

$$P_{E \rightarrow v} = P_{E \rightarrow v}^{II} = \frac{V_m I_0}{\pi} - \frac{V_m^2}{4r_n}, \quad (39)$$

mis on seotud asjaoluga, et vahelduvallikas töötab sellises lülituses negatiivsel poolperioodil tarvitirežiimis. Seetõttu ei tekita kokkuvõttes ka alalistoiteallikas negatiivsele diferentsiaaltakistusele mitte võimsuse $E_0 I_0 > 0$ nagu võiks oodata, vaid võimsuse (37) $E_0 I_0 - V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$, ja vahelduvpingeallikas ei tekita negatiivsele takistusele mitte võimsuse $V_m^2 / 2r_n < 0$, mis muudaks negatiivse diferentsiaaltakistuse *kasvõi formaalselt* energiaallikaks, vaid annab talle hoopis võimsuse (38) $V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n > 0$ (positiivsuse põhjendust vt. valemi (31a) analüüsi). Kui aga liidame võimsused (37) ja (39), saame tulemuseks $E_0 I_0$, mis on alalistoiteallika poolt väljaantav koguvõimsus (29).

Siinkohal tuleb veel täiendavalt uurida, kas alalistoiteallika poolt tekitatud võimsus võib negatiivsel koormusel terve perioodi lõikes olla erijuhul ka negatiivne. Kõigepealt, kui algne tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristiku ülemises pooles ja kui rakendame negatiivsele diferentsiaaltakistusele mingi lubatud amplituudiga $V_m = a V_{m\max} = a E_0$ vahelduvpinge ($0 < a \leq 1$), siis võimsus (37) $P_{E \rightarrow n}$ on negatiivne, kui $E_0 > (a - \pi) r_n I_c / (\pi - a + 0,25\pi a^2)$. Kui kasutame maksimaalse lubatud amplituudiga sisendpinget ehk kui $a = 1$, siis alalistoiteallika tekitatud võimsus negatiivsel diferentsiaaltakistusel saab olla negatiivne ainult juhul, kui $E_0 > (1 - \pi) r_n I_c / (1,25\pi - 1) \approx 0,732 |r_n I_c|$. Kuna aga eelduse järgi vaatlesime olukorda, kus lülituse tööpunkt asetseb „ülal“ ehk pingevahemikus $0 < E_0 \leq 0,5 |r_n I_c|$, siis $a = 1$ korral ei saa see võimsus küll negatiivne olla. Tegelikult on alalisallika poolt negatiivsele takistusele formeeritav võimsus mistahes amplituudiga vahelduvpinge korral alati positiivne, sest tema negatiivsuse tingimuseks on antud juhul $E_0 > (0,732 \div 1) |r_n I_c|$, mida pole aga võimalik etteantud eeldusel täita. Kui nüüd vaadelda vastupidist olukorda ehk kui algne tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristiku alumises pooles ja kui rakendada negatiivsele diferentsiaaltakistusele vahelduvpinge, mille lubatav amplituud avaldub seekord kujul $V_m = a V_{m\max} = a(-r_n I_c - E_0)$, siis võimsuse (37) $P_{E \rightarrow n}$ negatiivsuse tingimus avaldub $I_0 > \pi I_c / (\pi + a + 0,25\pi a^2)$. Nagu näha, ei saa ka sel juhul alalisallika poolt negatiivsele takistusele tekitatud võimsus olla negatiivne, sest selleks peab lülituse algtööpunkti vool vastama tingimusele $I_0 > (0,637 \div 1) I_c$ vahelduvpinge suhtelise amplituudi muutumisel ühest nullini, aga eelduse kohaselt pidi tööpunkt asetsema „all“ ehk vooluvahemikus $0 < I_0 \leq 0,5 I_c$. Kokkuvõttes võime öelda, et alalistoiteallikas kannab võimsust negatiivsele diferentsiaaltakistusele üle signaalipingega igasuguse amplituudi korral ehk vastava võimsusülekande (37) väärtus on alati positiivne.

Saadud tulemuste põhjal võime kontrueerida nüüd jadalülituse $E-v-r_n$ täieliku

võimsusbilansi. Selle vasakul poolel on näidatud energiaallikate poolt väljaantav koguvõimsus ja paremal poolel selle lülituse elementide poolt saadav ehk tarbitav koguvõimsus, millele on lisatud selle võimsuse väärtus:

$$P_{EI} + P_{EII} + P_{vI} = P_{nI} + P_{nII} + (-P_{vII}) = E_0 I_0 + \frac{V_m I_0}{\pi} + \frac{V_m^2}{4r_n}. \quad (40)$$

Rõhutame, et saadud võrrandis on kõik võimsusbilansi komponendid, k.a. $-P_{vII}$, positiivsed ja summeeruvad ehk nende vahel on plussmärgid. Seejuures P_{nI} on positiivne seetõttu, et tema valemis (34) toodud komponendid (30a) P_{EI} ja (31a) P_{vI} on eraldi võttes positiivsed, ja P_{nII} on positiivne seetõttu, et ta avaldub põhimõtteliselt sama valemiga nagu P_{nI} , ainult et tema keskmine liige on miinusmärgiga (vt. valemid (14b) ja (14a)). Samas selle liikme märk nagunii vaheldub, sest temas olev kordaja $E_0 + r_n I_0 = 2E_0 + r_n I_c$ on positiivne, kui lülituse tööpunkt asetseb negatiivse takistuse karakteristikuga alumises pooles, ja negatiivne vastupidisel juhul.

Kindlakstehtud koguvõimsusest (40) toodab alalispingeallikas osa (29) $E_0 I_0$ ja vahelduvpingeallikas osa (31a) $V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$, kusjuures alalisallika toodetud võimsusest $E_0 I_0$ läheb osa (37) $E_0 I_0 - V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$ negatiivsele diferentsiaaltakistusele ja osa (39) $V_m I_0 / \pi - V_m^2 / 4r_n$ vahelduvallikale, mis eraldub soojusena. Muidugi, vahelduvpingeallikale antav võimsus võib ka n.-ö. „võrku” tagasi minna ehk teha mehhaanilist tööd, kui allikaks on nt. pöörlev generaator, või seda allikat mingil moel laadida ehk salvestuda keemilise energiana, kuid elektronilistes rakendustes peab need kõrvale jätma (pealegi raske ette kujutada vahelduvpingeallika laadimist üldse). Seejuures vahelduvallika enda poolt toodetud võimsus (31a) $V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$ antakse tervenisti negatiivsele diferentsiaaltakistusele, nii et viimasel eraldub koguvõimsus (13) $E_0 I_0 + V_m^2 / 2r_n$. Lisame, et vaadeldavas lülituses toodetud summaarsest koguvõimsusest (40) eraldub negatiivsel takistusel juba märgitud osa (13) $E_0 I_0 + V_m^2 / 2r_n$ ja vahelduvpingeallikal ülejäänud osa (39) $V_m I_0 / \pi - V_m^2 / 4r_n$.

1.6. Analüüs võimsuse väljaandmisest, tarbimisest (eraldumisest) ja peegeldumisest

Nagu nägime, ei saa ülalvaadeldud lülituses negatiivsel diferentsiaaltakistusel kujunevat võimsust vahelduvpinge erinevatel poolperioodidel (14a) ja (14b) jagada alaliskomponendiks ja vahelduvkomponendiks, mille võiksid liiatigi tekitada vastavalt alalis- ja vahelduvpingeallikas. Summaarsel võimsusel (13), mis formeerub negatiivsel takistusel vahelduvpinge terve perioodi jooksul, saab küll eristada alaliskomponenti $E_0 I_0$ ja vahelduvkomponenti $V_m^2 / 2r_n$, kuid sellesse võimsusesse alalis- ja vahelduvpingeallika poolt antavad panused (37) $E_0 I_0 - V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$ ja (38) $V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$ ei lange kokku vastavate võimsuskomponentide väärtustega. Kui aga jälgida nende komponentide tekkemehhanismi, siis võimsuskomponenti $E_0 I_0$ tekkimisel osaleb alalispingeallikas (mõlemal poolperioodil panusega $E_0 I_0 / 2$ vastavalt valemitele (32) ja (35)), aga võimsuskomponenti $V_m^2 / 2r_n$ formeerimisel osalevad nii alalis- kui vahelduvpinge-

allikas. Teatavasti tekitab alalistoiteallikas positiivsel poolperioodil negatiivsele diferentsiaaltakistusele lisavõimsuse $E_0 V_m / \pi r_n$ ja negatiivsel poolperioodil lisavõimsuse $-V_m(E_0 + r_n I_0) / \pi r_n + V_m^2 / 4r_n$ (valemite (32) ja (35) järgi) ning vahelduvpingeallikas kannab negatiivsele takistusele üle võimsuse $V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4r_n$ (esimesel poolperioodil, vt. valem (38)), mis kokku annavadki negatiivsel takistusel formeeruvasse võimsusesse panuse $V_m^2 / 2r_n$.

Nüüd tekib paratamatult küsimus, et kui mingil koormusel kujunev võimsus koosneb mitmest erinevast komponendist, millest mõned on positiivsed ja mõned on negatiivsed, siis mida selline nähtus tegelikult tähendab – eriti negatiivse takistuse kirjeldamise seisukohalt kas energiaallikana, võimsuse peegeldajana või võimsuse tarbijana? Nagu punktis 1.1 nägime, on eeltingestamata ja tsentraalsümmeetrilise karakteristikuga negatiivsele diferentsiaaltakistusele ainult vahelduvpinge rakendamisel (joon. 1c) talle jääv vahelduvvõimsus (7) $2V_m I_c / \pi + V_m^2 / 2r_n$ positiivne, mis tähendab kindlalt võimsuse eraldumist sellelt takistusest, kuid samasugusele absoluutsele negatiivsele takistusele ainult vahelduvpinge rakendamisel (joon. 1d) on talle jääv võimsus (12) negatiivne, koosnedes ainult ühest komponendist $V_m^2 / 2R_N$. Võime öelda, et negatiivne vahelduvvõimsus koormusel tähendab kõigepealt seda, et see võimsus päris kindlasti ei eraldu sellel takistusel ehk see takistus pole energia tarbija. Teiseks, ta pole ka energiaallikas, sest tegelikult toimub lihtsalt energia peegeldumine negatiivselt takistusest ülejäänud skeemi tagasi, sest reaalselt saavad energiaallikateks olla ainult emj. allikad (nii toite- kui signaaliallikad).

Kui vaadata viimast juhtu võimsusbilansi seisukohalt, siis nii absoluutsel negatiivsel takistusel kui ka vahelduvpingeallikal formeerub üks ja sama negatiivne vahelduvvõimsus $V_m^2 / 2R_N$. Seda nähtust võime formaalselt vaadelda küll niimoodi, et allikas on passiivne ehk lihtsalt vahelduvpinge „kuju esitaja” ja negatiivne takistus on aktiivne ehk vahelduvpinge taktis muutuva vahelduvvõimsuse allikas, mis nagu toodab energiat ja annab energiat välja, nii et see lõpuks eraldub tegelikul vahelduvpingeallikal (üldjuhul soojusena). Reaalselt saab muidugi vahelduvvõimsust, mille suurus on määratud vahelduvpinge ja negatiivse takistuse väärtusega, tekitada vahelduvpinge allikas, misjärel kannab ta selle üle absoluutsele negatiivsele takistusele – kuid kuna viimane peegeldab saadud võimsuse skeemi tagasi ja seal pole peale vahelduvallika midagi, siis eraldubki see energia sellel allikal endal. Kokkuvõttes, negatiivne võimsus pingeallikal tähendab seda, et ta ei anna mitte energiat välja, vaid saab energiat – reaalselt teistelt pingeallikatelt, tinglikult (klassikalise käsitluse järgi) negatiivselt takistuselt, aga erijuhul – nagu praegu – iseendalt tänu lisatoiteallika olemasolule. Antud juhul see võimsus eraldub vahelduvpingeallikal, kusjuures absoluutse negatiivse takistuse näol pole vaadeldavas lülituses tegemist mitte energiaallikaga ega energia tarbijaga, vaid vahelduvenergia peegeldajaga.

Kasutades saadud tulemusi, pöördume nüüd tagasi äsja uuritud lülituse juurde, milles ilma sisemise toiteallikata töötavale negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendile on rakendatud korruga nii alalis- kui vahelduvpinge (joon. 5). Kuna sellisel koormusel tekkiv võimsus koosneb signaali mõlemal poolperioodil nii positiivsetest kui negatiivsetest komponentidest, siis tuleb uurida, kas sellist olukorda saab käsitleda nii, et negatiivsete komponentide

tõttu peegeldab koormus vastava osa võimsusest skeemi tagasi, mistõttu tal eraldub väiksem võimsus kui positiivsete võimsuskomponentidega on ette nähtud. Sisuliselt uurime me siin negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituse tegelikku, reaalselt võimsusjaotust, et vältida negatiivse takistuse samastamist energiaallikaga, mida kirjanduses on tehtud. Muidugi tuleb samal viisil analüüsida ka alalis- ja vahelduvpingeallikal formeeruvat võimsust, milles üldjuhul esinevad samuti nii positiivsed kui negatiivsed võimsuse komponendid.

Lähtudes eelnevast võime öelda, et positiivsel poolperioodil peegeldab negatiivne diferentsiaaltakistus alalistoiteallikale tagasi võimsuse $|E_0V_m/\pi r_n|$ ja vahelduvpingeallikale tagasi võimsuse $|V_m^2/4r_n|$ (vt. vastavalt valemid (30a) ja (31a)), mis mõlemad sisaldavad negatiivse takistuse väärtust. Seetõttu annavad need allikad välja vähem energiat võrreldes sellega, kui negatiivse takistuse asemel oleks skeemis tavaline või diferentsiaalne positiivne takistus (viimased võtaksid nimetatud võimsused allikatest hoopis juurde). Teisel poolperioodil seevastu on olukord komplitseeritum, sest alalistoiteallikas annab välja „normaalsest” rohkem energiat, kuid sellest osa $V_m I_0/\pi - V_m^2/4r_n > 0$ läheb tingituna jadalülituse olemusest (mitte negatiivse takistuse tõttu) vahelduvallikale (vt. valem (36)) täpselt samuti nagu analoogselt positiivse takistusega lülituses (vt. valem (24)). Summaarselt annab alalistoiteallikas negatiivsel poolperioodil välja energia (30b) $E_0 I_0/2 - E_0 V_m/\pi r_n$, mille mõlemad komponendid on positiivsed ja mis tähendab, et negatiivne takistus siin mitte ei vähenda, vaid hoopis suurendab alalispingeallika koormust suuruse $-E_0 V_m/\pi r_n$ võrra. Samal ajal, nagu näha valemist (31b), peegeldab negatiivne diferentsiaaltakistus vahelduvpingeallikale tagasi negatiivset takistust sisaldava võimsuse komponendi $|V_m^2/4r_n|$.

Negatiivse diferentsiaaltakistuse väärtust sisaldavate pingeallikate võimsuse komponentide kogubüdzett signaali ühe perioodi jooksul annab kokkuvõttes tulemuseks $|V_m^2/2r_n|$ (arvestades valemid (30a)÷(31b)), mille võrra mõlemad pingeallikad kokku annavad välja vähem võimsust võrreldes suurusega $E_0 I_0$ (positiivse takistuse korral peavad need allikad aga andma välja analoogse suuruse võrra suuremat võimsust). Samale tulemusele võime muidugi jõuda ka negatiivsel takistusel kujunevast võimsusest lähtudes. Selleks arvestame ainult negatiivse diferentsiaaltakistuse mitteleimineeritavat väärtust sisaldavaid võimsuse komponente $E_0 V_m/\pi r_n$, $V_m^2/4r_n$ ja $-E_0 V_m/\pi r_n$, $V_m^2/4r_n$ vastavalt valemite (14a) ja (14b), mis kokku liites annavad taas tulemuseks, et negatiivse takistuse tõttu eraldub sellisel koormusel suuruse $|V_m^2/2r_n|$ võrra vähem võimsust.

Oleme jõudnud tulemusele, et kui ilma sisemise toiteallikata töötavale negatiivsele diferentsiaaltakistusele rakendada korraga nii alalis- kui vahelduvpinge, siis eraldub tal vähem võimsust kui absoluutsel või diferentsiaalsel positiivsel takistusel, sest siinse käsitluse järgi peegeldab negatiivne takistus osa võimsust tagasi. Seejuures osalevad selle tagasipeegelduva võimsuse formeerimisel vaadeldavas lülituses mõlemad pingeallikad – nii alalistoiteallikas kui vahelduvpingeallikas, kusjuures erinevatel poolperioodidel on nende osa täiesti erinev. Nagu nägime, võib neil pingeallikatel kujunev võimsus nii positiivsel kui negatiivsel poolperioodil sisaldada nii positiivseid kui negatiivseid komponente ja olla oma väärtuselt nii positiivne kui negatiivne. Jõudsimme järeldusele, et

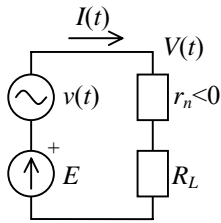
need võimsuse komponendid, mis sisaldavad mitteelimineeritavat negatiivse takistuse väärtust – olgu nad ise siis negatiivsed või positiivsed – määravadki vastavalt negatiivse takistuse poolt tagasipeegeldatava või tarbitava vahelduvvõimsuse. Teistpidi, viimase saab täpselt samamoodi leida ka negatiivsel takistusel formeeruvast võimsusest või täpsemalt erinevatel poolperioodidel temal kujunevatest võimsuse komponentidest lähtudes. Kokkuvõttes annab selline käsitlus, kus negatiivne diferentsiaaltakistus on ainult kas pingeallikate poolt tekitatud võimsuse tagasipeegeldaja või võimsuse tarbija (mitte aga võimsuse allikas), õige seletuse negatiivse takistusega struktuurides toimuvatele tegelikele võimsuslikele protsessidele ja võimaldab sellest lähtudes edaspidi täpselt optimeerida võimsuse vahetust ja võimsuse jaotust selliste struktuuride elementide vahel.

2. ÖKONOOMSETE NEGATIIVSE DIFERENTSIAALTAKISTUSEGA ASTMETE DISAINIMINE JA VÕIMSUSLIK OPTIMEERIMINE

2.1. Reaalne võimsuskasvukoeffitsient seniste tinglike võimsusvõimendustegurite asemel NDR-astmetes

Negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldavates struktuurides toimuvate võimsusvõimenduste leidmiseks on siiani kasutatud mitmeid erinevaid meetodeid, kuid nagu allpool näeme, on nad kõik formaalsed ja ei kajasta tegelikku võimsuslikku olukorda skeemi väljundis võrreldes sisendiga. Seetõttu tuleb selle probleemi lahendamiseks välja töötada uus realistlik suurus, mida võime nimetada nt. võimsuskasvukoeffitsiendiks (ingl. k. võiks olla *power augmentation coefficient*) seniste tinglike võimsusvõimendustegurite asemel, mida järgnevalt ongi tehtud. Hiljem saab seda suurus koos kasuteguri ja pingeallikate võimsusvahetusega negatiivse takistusega struktuurides spetsiaalselt optimeerida.

Kõikide võimenduskeemide üldisi võimsuslikke omadusi saab esmaselt kirjeldada kahe suurusega. Üks neist on kasutegur, mis iseloomustab peamiselt alalistoiteallikast võetavat võimsust, ja teine on võimsusvõimendustegur, mis iseloomustab peamiselt vahelduvpingeallikast lülituse sisendisse antavat võimsust (mõlemal juhul võrreldes koormusel eralduva vahelduvvõimsusega). Kui vaatleme edaspidi traditsioonilist või klassikalist järjestiklülitust, mille põhimõtteline skeem on toodud joonisel 9 ja mis sisaldab järjestikku ühendatud alalistoiteallikat E , vahelduvpingeallikat $v(t)$, ilma sisemise toiteallikata töötavat negatiivse diferentsiaaltakistusega $r_n < 0$ elementi ja koormust takistusega R_L , siis võime eristada järgmisi kirjanduses toodud võimsusvõimendustegureid.



Joonis 9. Negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikvõimendusaste

Kõigepealt, ühe tingliku võimsusvõimendusteguri võime saada, kui jagame tegelikus võimendis koormusel eralduva vahelduvvõimsuse p_L generaatori poolt väljaantava võimsusega p_{gL} sellises skeemis, kus on ainult koormus ja puuduvad nii negatiivne takistus kui pingeallikate sisetakistused [35, lk. 16–17]:

$$\beta = \frac{p_L}{p_{gL}} = \frac{i^2 R_L}{v^2 / R_L} = \left(\frac{R_L}{r_n + R_L} \right)^2 = A_v^2 > 1. \quad (41)$$

Selles $i = v / (r_n + R_L)$ on võimenduskeemis oleva vahelduvvoolu efektiivväärtus ning

$$A_v = \frac{v_L}{v} = \frac{R_L}{r_n + R_L}, \quad A_i = \frac{i_L}{i} = 1 \quad (42)$$

on vastavalt sellise lülituse pinge- ja vooluvõimendustegur. Siiski, kui meil on tegemist mikrolainealas töötava erilise nn. peegeldusvõimendiga (ingl. k. *reflection amplifier*), mis sisaldab kaheklemmilist negatiivset takistust ja tsirku-

laatorit võimendatud signaali eraldamiseks algsignaalist, siis sellise võimendi võimsusvõimendus on ka tegelikult võrdne pingevõimendusteguri ruuduga (41) [1, lk. 259–262].

Edasi, veel ühe tingliku võimsusvõimendusteguri võime saada, kui jagame endiselt tegelikus võimendis koormusel eralduva vahelduvvõimsuse p_L vahelduvpingeallika arendatava maksimaalse võimaliku võimsusega $p_{g\max}$ (ilma negatiivse takistusega skeemis) vahelduvpingeallika sisetakistuse R_g korral [37, lk. 91–94; 38, lk. 95–98, 106–112; 39, lk. 43–47]:

$$\gamma = \frac{p_L}{p_{g\max}} = \frac{i^2 R_L}{(v/2R_g)^2 R_g} = \frac{4R_L R_g}{(r_n + R_L + R_g)^2} > 0 \quad (43)$$

(nüüd $i=v/(r_n+R_L+R_g)$ ning $p_{g\max}$ on avaldatud avaldatud universaalselt ainult R_g kaudu). Märkime, et nimetatud kirjandusallikates on käsitletud rohkem küll negatiivse diferentsiaalvastakistuse ja koormuse rööpühendusega lülituse, kuid seal saadud tulemused on kergesti ülekantavad siinvaadeldavale järjestikvõimendusastmele, kui asendada elementide juhtivused nende takistustega.

Lisaks võime muidugi võimsusvõimenduse all mõista ping- ja vooluvõimendusteguri (vt. valemid (42)) korrutist ehk nn. koguvõimendust

$$A = A_v \cdot A_i = \frac{R_L}{r_n + R_L} = A_v, \quad (44)$$

mis tekitab aga probleemi enamkasutatavate pingega tüüritavate ehk N-kujulise karakteristikuga negatiivse takistusega elementide korral. Asi on selles, et nende töö tagamiseks pidevas või lineaarses režiimis peab olema täidetud tingimus $R_L < |r_n|$, et koormusjoon lõikuks elemendi kogu karakteristikuga ainult ühes punktis (töepunktis). Vastavalt valemile (44) tuleb aga ping- ja vooluvõimenduse korrutis ehk võimsusvõimendus sel juhul negatiivne, mis ei oma mõtet klassikalises tähenduses kaheklemmilise võimenduselemendiga võimendamisel ja mistõttu ongi tema asemel juba alates tunneldiodastmetest võimsusvõimenduse hindamiseks kasutatud selleks eraldi väljatöötatud tinglikke positiivseid võimsusvõimendustegureid (43) ja (41). Samas ei iseloomusta ükski suurustest (41), (43) ja (44) negatiivse diferentsiaalvastakistusega lülituste ja astmete võimsusvõimendust tegelikult ning kõik nad on suuremal või vähemal määral tinglikud ehk kokkuleppelised.

Tekkinud olukorrast väljapääsemiseks tuleb loogiliselt tuletada suurus, mis oleks positiivne ja mis kirjeldaks olukorda terviklikus reaalses võimendusastmes, kus kõik skeemielemendid on olemas. Selline suurus peab siduma vahelduvpingeallika või üldisemalt signaali allika poolt väljaantava teatavat tüüpi võimsuse ja koormuse poolt saadava teatavat tüüpi võimsuse. Viimaseks on praktiliselt ainuvõimalik valida võimendusastme väljundvõimsus ehk koormusel eralduv vahelduvvõimsus $p_L = i^2 R_L$, mis on ka kõigi eelnevate võimendustegurite (41), (43) ja (44) lugejates. Seda võimsust võib nimetada ka kasulikuks võimsuseks – eriti lülituse kasuteguri mõttes, mis avaldub koormusel eralduva kasuliku vahelduvvõimsuse ja alalistoitallikast väljaantava koguvõimsuse suhtena $\eta = p_L/P_E$. Siit võib tullagi lahendus – analoogia põhjal võime uueks suurus, mis kirjeldab astme väljund- ja sisendvõimsuse suhet, valida koormusel

tekkiva vahelduvvõimsuse ja vahelduvpingeallikast väljaantava koguvõimsuse suhte $A_p = P_L / P_{\text{vout}}$, mille arvutame ja mille sobivust hindame alljärgnevate arutluste käigus.

Kõigepealt loeme joonisel 9 toodud lülituses endiselt selles olevate pingeaallikate sisetakistused nulliks ning kasutame endiselt juba märgitud pingega tüüritavat ja ilma sisemise toiteallikata N-kujulise karakteristikuga negatiivse diferentsiaaltakistusega elementi. Sel juhul jääb lülituse kogutakistus negatiivseks, mistõttu saame põhimõtteliselt rakendada eelmises peatükis tuletatud võimsuste ja võimsusülekannete valemid joonisel 5 toodud skeemi kohta. Võime öelda, et uuritava võimendusastme sisendtakistus – mida võib mõista ka kui kogutakistust – ja väljundtakistus avalduvad nüüd vastavalt

$$r_{\text{in}} = r_n + R_L = \frac{R_L}{A_v} < 0, \quad r_{\text{out}} = R_L \parallel r_n = \frac{r_n R_L}{r_n + R_L} = r_n A_v > 0 \quad (A_v < 0). \quad (45)$$

Lähtudes juba varemkasutatud negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikust $I_n = V_n / r_n + I_c$, kus $I_c > 0$, saame joonisel 9 toodud skeemis $I = (V - IR_L) / r_n + I_c$, millest avaldub selle võimendusastme negatiivse kogutakistuse karakteristik kujul

$$I = \frac{1}{r_n + R_L} V + \frac{r_n I_c}{r_n + R_L}, \quad (46)$$

kus I ja V on jadaühenduse $r_n - R_L$ vool ja pinge.

Arvestades saadud tulemust, võime vahelduvpingeallikast väljaantava võimsuse või veelgi täpsemalt – vahelduvpingeallikast vaadeldava võimendusastme sisendisse antava koguvõimsuse – avaldada analoogselt varem tuletatud valemile (38) kujul

$$P_{\text{vout}} = P_{v \rightarrow (n+L)} = \frac{V_m I_0}{\pi} + \frac{V_m^2}{4(r_n + R_L)} > 0. \quad (47)$$

Teatavasti on vahelduvpingeallika poolt väljaantav võimsus võrdne sellel allikal formeeruva positiivse koguvõimsusega (vrld. valemid (31a), (33) ja (38)) ning see võimsus läheb antud juhul tervenisti võimendusastmele sisend- ehk kogutakistusega $r_n + R_L$. Samas, vahelduvpingeallikas annab võimsust välja ehk arendab positiivset võimsust ainult vahelduvpinge positiivsel (toiteallika suhtes) poolperioodil ja negatiivsel poolperioodil on ta hoopis võimsuse tarbija ehk töötab tarbijarežiimis, sest sel ajal on tema emj. suund vastupidine voolu suunaga, mille määrab eeldatult suurema emj-ga alalistoiteallikas.

Võimendusastme koormustakistusel eralduv koguvõimsus vahelduvpinge ühe perioodi jooksul avaldub

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T I^2(t) R_L dt = \frac{R_L}{T} \int_0^T \left(\frac{E_0 + V_m \sin \omega t + r_n I_c}{r_n + R_L} \right)^2 dt = I_0^2 R_L + \frac{V_m^2 R_L}{2(r_n + R_L)^2}, \quad (48)$$

mille järgi võimendi väljundis eralduva võimsuse vahelduvkomponent on

$$P_L = \frac{V_m^2 R_L}{2(r_n + R_L)^2} > 0. \quad (49)$$

Nagu lähem analüüs näitab, formeerub vahelduvpinge kummalgi poolperioodil pool sellest võimsuskomponendist, aga koguvõimsuse alaliskomponendile $I_0^2 R_L$

annab pinge esimene poolperiood panuse $I_0^2 R_L / 2 + 2V_{L0} V_m \sin \omega t / \pi(r_n + R_L)$ ja teine poolperiood panuse $I_0^2 R_L / 2 - 2V_{L0} V_m \sin \omega t / \pi(r_n + R_L)$, nii et nad ei ole võrdsed nagu kõigis senivaadeldud skeemides. Loomulikult võime koormusel eralduva võimsuse vahelduvkomponendi leida ka väljundsignaali efektiivväärtuse $v = V_m / \sqrt{2}$ ja astme koguvõimenduse (44) abil, sest $p_L = (A_v \cdot v)^2 / R_L$, mis viib samuti tulemusele (49). Veelgi lihtsam on seda teha voolu vahelduvkomponendi $i(t)$ kaudu, mis annab kohe $p_L = i^2 R_L = v^2 R_L / (r_n + R_L)^2$.

Nüüd jääb üle ainult ühendada joonisel 9 esitatud negatiivse diferentsiaal-takistusega võimendusastme väljundvõimsus ehk koormusel eralduv vahelduvvõimsus (49) ja vahelduvpingeallikast võimendusastme sisendisse antav koguvõimsus (47) ehk leida nende suhe, mis on positiivse väärtusega ja nagu selgitatud eespool, analoogne kasuteguriga (viimases esineb alalispingeallikast võimendusastmesse antav koguvõimsus). Selle kvalitatiivselt uue suuruse võime nimetada *võimsuskasvukoeffitsiendiks*, et eristada teda negatiivse väärtusega koguvõimendusest ehk tinglikust võimsusvõimendusest (44) $A = A_v A_i = A_v$, ja ta avaldub antud juhul

$$A_p = \frac{P_L}{P_{\text{vout}}} = \frac{2\pi V_m R_L}{(r_n + R_L)[4I_0(r_n + R_L) + \pi V_m]} = \frac{\pi}{2} A \cdot \frac{V_m}{I_0(r_n + R_L) + \pi V_m / 4}. \quad (50)$$

Arvestades lisaks seost (46), saame võimendusastme tööpunkti (E_0 ; I_0) jaoks $I_0 = (E_0 + r_n I_c) / (r_n + R_L)$, millest järgneb

$$I_0(r_n + R_L) = \frac{V_{L0}}{A} = E_0 + r_n I_c < 0 \quad (51)$$

(kus $V_{L0} = I_0 R_L$ on koormuse algtööpinge) ja mille alusel võime astme reaalse võimsuskasvukoeffitsiendi avaldada ka E_0 ja I_c kaudu:

$$A_p = \frac{2\pi V_m R_L}{(r_n + R_L)[4(E_0 + r_n I_c) + \pi V_m]} = \frac{\pi}{2} A \cdot \frac{V_m}{E_0 + r_n I_c + \pi V_m / 4}. \quad (50')$$

Selline uudne negatiivse diferentsiaal-takistusega elementi sisaldava struktuuri (astme, lülituse) tegelikku võimsuslikku või energeetilist käitumist iseloomustav võimsusülekandekoeffitsient (ingl. k. *power augmentation coefficient*) võib olla oluliselt suurem ühest ja seejuures suurem ka pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise absoluutväärtusest teatavatel tingimustel, mida allpool näitame. See tähendab, et kui analoogne suurus kasutegur (ingl. k. *efficiency* või *efficiency coefficient*) ehk pikemalt ka tööjõudluskoefitsient on alati ühest väiksem, siis võimsuskasvukoeffitsienti või lühemalt võimsuskoeffitsienti (mitte ära segada võimsusteguriga, ingl. k. *power factor*) võib tinglikult nimetada „omapäraseks” ühest suuremaks kasuteguriks. Nagu edasistest selgub, õigustab kasutuselevõetud võimsuskasvukoeffitsient ennast täielikult, sest nüüd on võimalik negatiivse diferentsiaal-takistusega võimendusastet optimeerida korraga kolme olulise võimsusparameetri järgi korraga, milleks on siinne võimsuskoeffitsient ja üldtuntud kasutegur, mida mõlemat tuleb maksimeerida, ning pingeallikate võimsusvahetus, mida tuleb minimeerida.

2.2. Võimsuskasvukoefitsiendi ekstreemumid ja stabiilsus NDR-astmetes

Läheme nüüd üle joonisel 9 toodud võimendusastme sisendisse antava vahelduvpinge amplituudi suhtelisele väärtusele $a=V_m/V_{m\max}$ nagu punktis 1.1, kus $V_{m\max}$ on signaali allika pinge maksimaalne lubatav amplituud, mis on määratud algtööpunkti asukohaga negatiivse diferentsiaaltakistuse IV -karakteristikul. Kasutades lisaks võrrandi (51) keskmist liiget, saame viia võimsuskasvukoefitsiendi (50) või (50') väärtuse kujule

$$A_p = \frac{0,5\pi AV_m}{\frac{V_{L0}}{A} + \frac{\pi V_m}{4}} = \frac{2\pi A^2 V_m}{4V_{L0} + \pi AV_m} = \frac{2\pi A^2 a V_{m\max}}{4V_{L0} + \pi A a V_{m\max}}, \quad (52)$$

mida võime kasutada negatiivse takistusega astmete võimsuskoeffitsiendi maksimaalsete väärtuste leidmiseks. Seda peab tegema kahel juhul sõltuvalt tööpunkti asukohast negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristiku ülemises või alumises pooles, sest $V_{m\max}$ väärtused on neil juhtudel erinevad.

Vaatleme esmalt sagedamini esinevat olukorda $-0,5r_n I_c \leq V_{n0} < -r_n I_c$, kui negatiivsel takistusel olev alalispinge V_{n0} jääb tema karakteristiku $I_{(n)} = V_n/r_n + I_c$ alumisse poole (vt. ka joon. 5). Siis maksimaalne vahelduvpinge amplituud negatiivsel takistusel avaldub $V'_{m\max} = -r_n I_c - V_{n0} = -r_n I_c - r_n(I_0 - I_c) = -r_n I_0$ ja sellest tulevalt on vahelduvpinge allika pinge maksimaalne lubatav amplituud

$$V'_{m\max} = \frac{V'_{mn\max}}{A_n} = \frac{-r_n I_0 (r_n + R_L)}{r_n} = -I_0 (r_n + R_L) = -\frac{I_0 R_L}{A} \quad (0 < I_0 \leq I_c/2), \quad (53)$$

kui arvestada seost (51) ja kus $A_n = r_n/(r_n + R_L) = 1 - A_p > 0$ on lülituse pingevõimendustegur juhul, kui väljundsignaali võtame negatiivselt takistuselt. Paigutades selle tulemuse nüüd valemisse (52), saame vaadeldava võimendusastme võimsuskasvukoefitsiendiks

$$A'_p = \frac{2\pi a}{\pi a - 4} A > 0 \quad (0 < I_0 \leq I_c/2) \quad (54)$$

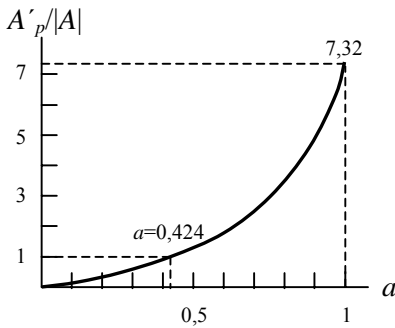
ning ta on alati positiivne, sest $0 < a \leq 1$ ja $A < -1$ (eeldatud N-tüüpi võimenduselemendi korral). Saadud tulemus kehtib ainult juhul, kui negatiivse takistuse tööpunkt asetseb tema karakteristiku alumises pooles ja sel juhul on maksimaalne pingeamplituud koormusel $V'_{mL\max} = -AV'_{m\max} = I_0 R_L$, mis antud juhul on võrdne ka koormuse tööpunkti poolt määratud maksimaalse pingeamplituudiga.

Nagu näha valemist (54), on astme võimsuskoeffitsient seda suurem, mida suurem on $a \leq 1$ (sest seda väiksem on vahe $|\pi a - 4|$) ja ta on maksimaalne, kui võimendatakse maksimaalse võimaliku amplituudiga pinget ehk kui $a=1$. Sel juhul on uuritava võimendi reaalne võimsuskasvukoefitsient

$$A'_{p\max} = \frac{2\pi}{\pi - 4} A \approx 7,32|A|. \quad (55)$$

See tähendab, et suurima lubatud amplituudiga siinussignaali võimendamisel võimendatakse vahelduvpingeallikast väljaantavat koguvõimsust tervelt 7,32 korda rohkem kui selle pingeallika vahelduvpinget ja -voolu. Seega on kirjelda-

tud võimendusastmega võimalik saavutada uus efekt, mille korral astme võimsuskoeffitsient, mida võime nimetada ka teatavaks tegelikuks võimsusvõimenduseks, on suurem kui pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise absoluutväärtus (jadaskeemi vooluvõimendus on üks). Näiteks väikest, viiekordset pingevõimendust andev negatiivse diferentsiaaltakistusega võimendusaste võimendab nimetatud tingimustel signaali allikast väljaantavat koguvõimsust 36,6 korda, aga kümnekordset pingevõimendust andev võimendi on võimeline signaali allika poolt väljaantavat koguvõimsust võimendama juba 73,2 korda (milleks vajalik energia võetakse loomulikult alalistoiteallikast), mis on kahtlemata märkimisväärne võimendus kaheklemmilise võimenduselemendiga järjestikvõimendusastme kohta.



Joonis 10. Võimsuskasvu efekt koguvõimenduse suhtes sõltuvalt pingeamplituudist NDR-järjestikastmes, kui tööpunkt asub NRD karakteristiku alumises pooles $0 < I_0 \leq I_c/2$

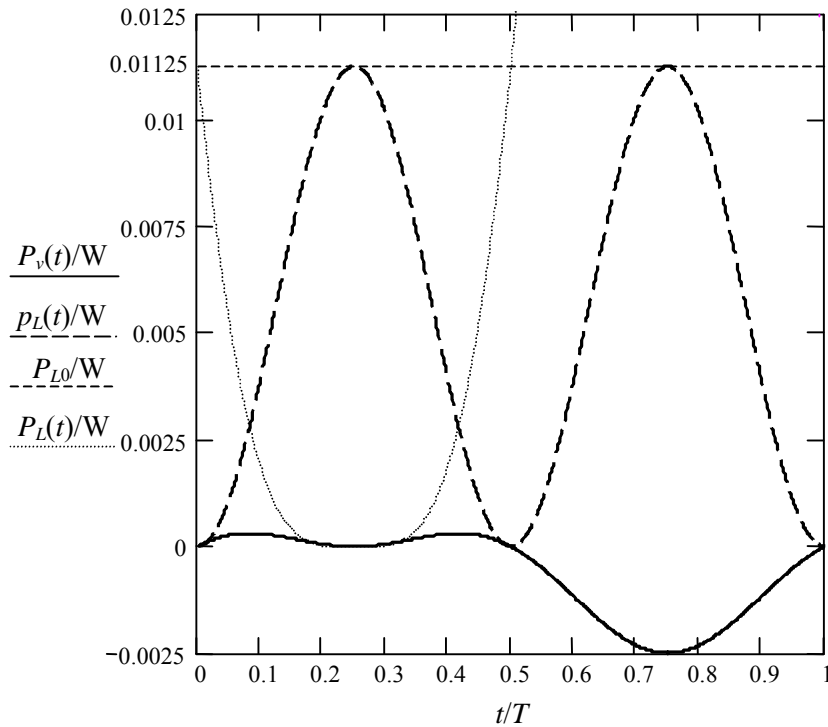
joonisel 9 esitatud põhimõtteskeemile ja mis sisaldab samasugust N-tüüpi kaheklemmilist võimenduselementi nagu on kasutatud käesoleva töö punktides 1.1 ja 1.4 (vt. joonised 3, 4, 7, 8). Selle elemendi karakteristiku võrrandiks on võetud $I_{(n)}[A] = V_n[V]/(-20\Omega) + 0,2A$, nii et negatiivse diferentsiaaltakistuse väärtus on $r_n = -20\Omega$ ning karakteristiku tinglik lõikepunkt vooluteljega on $I_c = 0,2A$ ja tegelik lõikepunkt pingeteljega on $-r_n I_c = 4V$ (vt. nt. joon. 5). Kui vahelduvpinge amplituudiks negatiivse takistusega elemendil valida endiselt $V_{mn} = 0,5V$ (nagu on tehtud ilma koormustakistuseta (staatilis) lülituses voolu- ja võimsuskõverate esitamisel vastavalt joonistel 7 ja 8), siis sisendpinge nõutav amplituud on näiteks pingevõimenduse $A_v = -9$ korral võrrandi (53) alusel $V_m = V_{mn}/A_n = V_{mn}/(1 - A_v) = 0,05V$. Koormustakistusel on pingeamplituud sel juhul $V_{mL} = |A_v| V_m = 0,45V$ (pinge on sisendpingega vastandfaasis $A_v < -1$ tõttu) ja koormustakistuse väärtuseks tuleb vastavalt valemile (42) valida $R_L = A_v r_n / (1 - A_v) = 18\Omega$.

Kui soovime antud tingimustes saavutada maksimaalset võimalikku võimsuskasvukoeffitsienti (55) $A'_{pmax} = 7,32 \cdot 9 \approx 66$, siis peab negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendi tööpunkt paiknema karakteristiku alumises pooles ehk suuremate pingete ja väiksemate voolude piirkonnas selliselt, et vahelduvpinge

Järgnevalt võime leida, milline peaks olema vahelduvpinge suhteline amplituud, mille korral võimsuskasvukoeffitsient muutuks suuremaks pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise absoluutväärtusest. Joonisel 10 on toodud vastava sõltuvuse pidev graafik ning valemi (54) alusel saame täpselt, et selleks nn. kriitiliseks punktiks on $a_{cr} = 4/3\pi \approx 0,424$. Seega ilmneb nimetatud efekt ainult selliste vahelduvpingete võimendamisel, mille amplituudväärtus on suurem kui 42,4% maksimaalsest võimalikust väärtusest (53).

Sellise kindlakstehtud efekti näitlikustamiseks võime vaadelda reaalselt järjestikvõimendusastet, mis vastab

suhteline amplituud oleks maksimaalne ehk $a=1$. Kuna pingeamplituud negatiivse takistusega elemendil on 0,5V, siis selle elemendi tööpunkt peab olema $(V_{n0}; I_{(n)0})=(3,5V; 0,025A)$, sest tema karakteristik lõikub pingeteljega väärtusel 4V ja vahelduvpinge „mahub” siis täpselt karakteristiku võimalikult alumisse ossa $a=1$ tagamiseks. Tööpunkti voolu määrab karakteristiku võrrand ja sellest tulenevalt peab koormustakisti algne tööpunkt olema $(V_{L0}; I_{(L)0})=(0,45V; 0,025A)$, mis annab nõutavaks alalistoiteallika pingeks $E_0=V_{n0}+V_{L0}=3,95V$. Samas, valemi (46) järgi saame vaadeldava järjestikvõimendusastme (mille kogutakistus on -2Ω) nn. kogukarakteristikuks $I[A]=V[V]/(-2\Omega)+2A$, mille järgi tuleb tööpunkti vool samuti 0,025A leitud alalispinge 3,95V korral.



Joonis 11. Erinevate hetkvõimsuste [W] kõverad negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikvõimendusastmes: vahelduvpingeallikal kujunev koguvõimsus $P_v(t)=v(t)I(t)=v(t)[I_0+i(t)]$ (pidev joon), koormustakistusel eralduva võimsuse vahelduvkomponent $p_L(t)=v_L(t)i(t)=0,01125\sin^2(2\pi t/T)$ (pikk katkendjoon) ja alaliskomponent $P_{L0}=V_{L0}I_0=0,01125W$ (katkendjoon) ning koormustakistusel eralduv koguvõimsus (näidatud osaliselt) $P_L(t)=V_L(t)I(t)=[V_{L0}+v_L(t)]\cdot[I_0+i(t)]$ (punktijoon), kus $v(t)[V]=0,05\sin(2\pi t/T)$, $I_0=0,025A$, $i(t)[A]=-0,025\sin(2\pi t/T)$, $v_L(t)[V]=-0,45\sin(2\pi t/T)$, $V_{L0}=0,45V$.

Selliste parameetritega negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikvõimendusastme olulisemate hetkvõimsuste graafikud on esitatud joonisel 11, mis võimaldab vastavate integraalsete võimsuste kujunemist vahelduvpinge ühe

perioodi jooksul ajaliselt täpselt jälgida ning sealhulgas näidata ka siin kasutu-selevõetud uudse võimsuskasvukoefitsiendi olemust ja kujunemist. Kõigepealt, vahelduvpingeallikal formeeruv koguvõimsus $P_v(t)=v(t)I(t)$ koosneb kahest komponendist – nn. segakomponendist $P_{v0}(t)=v(t)I_0$ ja vahelduvkomponendist $p_v(t)=v(t)i(t)$, mis kokku annavad joonisel 11 pidevjoonega kujutatud võimsuskõvera. Olukord on analoogne joonisel 8a esitatud olukorraga ning kuigi vahelduvpinge amplituud ja negatiivse (kogu)takistuse karakteristik on praegu teistsugused, annab see kujult täpselt samasuguse vahelduvpingeallikal tekkivate hetkvõimsuste kõvera. Antud juhul on selle joone võrrand $P_v(t)=0,00125W \cdot [\sin(2\pi t/T) - \sin^2(2\pi t/T)]$, kui lähtuda võimendusastme eespool valitud parameetritest ja joonise 11 allkirjas toodud võrranditest. Märgitud funktsiooni maksimumid saame leida seosest $\sin(2\pi t/T)=0,5$ ning nad asuvad t/T väärtustel 0,083 ja 0,417, mida võib täheldada nii joonisel 8a kui 11.

Samal ajal võib koormustakistusel eralduva koguvõimsuse jagada koguni neljaks komponendiks nagu nähtub joonise 11 allkirjas toodud võrrandist, millest vahelduvkomponent $p_L(t)=v_L(t)i(t)$ ja alaliskomponent $P_{L0}=V_{L0}I_0$ on esindatud ka joonisel 11 vastavalt pika ja tavalise katkendjoonega. Kolmas ja neljas komponent $V_{L0}i(t)$ ja $v_L(t)I_0$ on nn. segakomponendid, mis on kuid oma suuruselt tegelikult ühesugused ja võrdsed $AI_0V_m \sin(2\pi t/T) = -0,01125W \cdot \sin(2\pi t/T)$. See on ka mõistetav, sest koormusel eralduva koguvõimsuse võime avaldada nt. kujul $p_L(t)=[I_0+i(t)]^2 R_L$ ja kuigi see avaldis koosneb kolmest komponendist, on üks neist $2I_0i(t)$ ehk võrdne kahekordse eespoolnimetatud võimsusega.

Nagu näha joonisel 11, on koormusel eralduva ja meid huvitava vahelduvvõimsuse amplituud 11,25mW ja kui arvestada ka koormusel eralduvat alalisvõimsust samuti 11,25mW, siis võime öelda, et vahelduvvõimsus koormusel võngub 11,25mW taseme suhtes sama suure amplituudiga ja ainult positiivses suunas. Selleks et aga saada koormusel eralduva summaarse hetkvõimsuse graafikut, tuleb sellele võnkumisele lisada veel vastandfaasis võnkumine $2I_0i(t) = -0,0225W \cdot \sin(2\pi t/T)$, mis kujutab endast tavalist siinusjoont amplituudiga 22,5mW nullise võimsuse suhtes. Tulemus ehk koguvõimsus sisendpinge positiivsel poolperioodil on igal ajahetke jaoks esitatud joonisel 11 punktiirjoonega (negatiivne poolperiood on analoogne, aga suunatud võimsuse positiivses suunas ehk graafikult „välja”).

Nüüd saame pöörduda tagasi võimsuskasvukoefitsiendi juurde ja jälgida tema kujunemist sisendpinge ühe perioodi jooksul. Nagu eelnevalt defineeritud, kujutab see suurus endast negatiivse diferentsiaaltakistusega võimenduselemendiga astme koormusel eralduva (kasuliku) vahelduvvõimsuse ja vahelduvpingeallikast võimendi sisendisse antava koguvõimsuse suhet. Kuna need on enam mitte hetkvõimsused, vaid nn. integraalsed võimsused, siis joonisel 11 kujutab esimene neist pika katkendjoonega esitatud kõvera alust pindala nullvõimsuse taseme suhtes, mis koosneb kahest harust ja mille pindala siinussignaali ühe perioodi jooksul võrdub arvutuslikult täpselt poolega vastava risküliku pindalast ehk $0,01125W/2=5,625mW$ (sest antud juhul $p_L(t)=0,01125\sin^2(2\pi t/T)$, mida integreerime 0-st kuni T -ni). Kuna aga vahelduvpingeallikas annab võimsust välja ainult signaali positiivsel poolperioodil, siis tema poolt võimendi

sisendisse antav koguvõimsus kujutab endast joonisel 11 toodud pidevjoone esimese poole alust pindala nullvõimsuse nivoo suhtes ja võrdub $0,00125W \cdot (1/\pi - 0,25) = 85,4\mu W$ (integreerida tuleb 0-st kuni $T/2$ -ni avaldist $0,00125W \cdot [\sin(2\pi t/T) - \sin^2(2\pi t/T)]$).

Nagu näha, on saadud võimsuste suhe $5,625mW/85,4\mu W \approx 66$, mis langeb täielikult kokku valemi (55) järgi arvatud võimsuskasvukoefitsiendi väärtusega. Muidugi võib seda tulemust hinnata ka joonise 11 järgi, kuid võimsuskoeffitsiendi küllalt suure väärtuse tõttu ainult ligilähedaselt. Seejuures tuleb rõhutada, et uuritavas galvaaniliselt ühendatud elementidega võimendusastmes võimsus n.-ö. peegeldub vahelduvpingeallikale tagasi ainult pinge teisel ehk negatiivsel poolperioodil, samal ajal kui nt. kondensaatoriga muust skeemist eraldatud allika korral (järjestikastmes on siis vajalik lisatakisti) eraldub temal tagasipöörduv võimsus mõlemal poolperioodil ehk pidevalt. Seda protsessi ei saa aga erinevalt siinvaadeldud olukorrast eraldi optimeerida, sest see on määratud täielikult koguvõimenduse suurusega, mis on omakorda määratud tema nõutava stabiilsusega igas konkreetsetes lülituses; vastavate põhjenduste juurde pöördume tagasi käesoleva peatüki lõpus.

Senises analüüsis oleme eeldanud, et negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikastme tööpunkt asetseb kaheklemmilise võimenduselemendi karakteristikute $I_{(n)} = V_n/r_n + I_c$ alumises pooles ehk $-0,5r_n I_c \leq V_{n0} < -r_n I_c$ ja leidnud, et etteantud parameetrite korral on võimsusülekandekoeffitsient maksimaalne juhul, kui sisendpinge suhteline amplituud on maksimaalne ehk negatiivse takistuse tööpunkt ($V_{n0}; I_{(n)0}$) paikneb võimalikult madalal piirkonnas $0 < I_0 \leq I_c/2$. Nüüd vaatleme teist võimalikku olukorda, kui negatiivsel diferentsiaaltakistusel olev alalispinge V_{n0} jääb tema täieliku karakteristikute $I_{(n)} = V_n/r_n + I_c$ ülemisse poole ehk $0 < V_{n0} \leq -r_n I_c/2$. Maksimaalne vahelduvpinge amplituud negatiivsel takistusel on siis $V''_{m\max} = V_{n0} = r_n(I_0 - I_c)$, millele vastab signaalipinge maksimaalne lubatav amplituud

$$V''_{m\max} = \frac{V''_{mn\max}}{A_n} = (I_0 - I_c)(r_n + R_L) = \frac{(I_0 - I_c)R_L}{A} \quad (I_c/2 \leq I_0 < I_c). \quad (56)$$

Pannes selle väärtuse valemisse (52), saame uuritava võimendusastme võimsusülekandekoeffitsiendiks nüüd

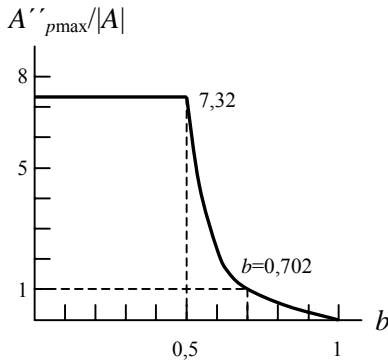
$$A''_p = \frac{2\pi a(I_0 - I_c)}{\pi a(I_0 - I_c) + 4I_0} A = \frac{2\pi a(1-b)}{\pi a(1-b) - 4b} A \quad (I_c/2 \leq I_0 < I_c), \quad (57)$$

kus suurus b , mis jääb vahemikku $0,5 \leq b = I_0/I_c < 1$, iseloomustab tööpunkti asukohta negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikute ülemises pooles. Nagu võime veenduda, on ka see võimenduskoefitsient alati positiivne, sest $\pi a(1-b) < 4b$ (kus $1,57 \geq \pi(1-b) > 0$ ja $2 \leq 4b < 4$) kõikidel pinge suhtelistel amplituudidel $0 < a = V_m/V_{m\max} \leq 1$, ning $A < -1$ (kasutatava N-tüüpi võimenduselemendi korral). Seejuures sõltub ka maksimaalne pingeamplituud koormusel $V''_{mL\max} = -AV''_{m\max} = R_L(I_c - I_0) = I_c R_L(1-b) = V_{L0}(1-b)/b$ esialgse tööpunkti asukohast negatiivse takistuse karakteristikul (nagu ka võimsuskoeffitsient (57)) ja ta pole otseselt määratud koormuse tööpunkti asukohaga V_{L0} nagu eelmisel juhul (on sellest väiksem).

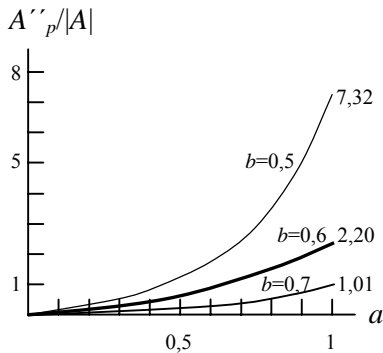
Võrrandist (57) tuleneb, et vaadeldava astme võimsusülekandekoeffitsient on seda suurem, mida suurem on tema avaldise nimetajas olev positiivne osa $\pi a(1-b)$ võrreldes absoluutväärtuselt suurema negatiivse osaga $-4b$. See tähendab, et võimendus on seda suurem, mida suurem on a fikseeritud b korral ja järelikult on selle võimendusastme reaalne võimsuskoeffitsient

$$A''_{p\max} = \frac{2\pi(1-b)}{\pi(1-b) - 4b} A \approx (0,732) |A| \quad (1 > b \geq 0,5) \quad (58)$$

maksimaalne suurima võimaliku amplituudiga signaali võimendamisel (ehk kui $a=1$). Seejuures pole aga sellise sisendpinge korral automaatselt tagatud võimendusastme



Joonis 12. NDR-järjestikastme maksimaalse võimsuskoeffitsiendi sõltuvus tööpunkti asukohast $b=I_0/I_c$ NRD karakteristikul pingesuhtelise amplituudi $a=1$ korral



Joonis 13. NDR-järjestikastme võimsuskasvu efekti sõltuvus pingeamplituudist, kui tööpunkt asub NRD karakteristikute ülemises pooles $0,5 \leq b=I_0/I_c < 1$

pinge- ja voolu võimendusteguri korrutise absoluutväärtusest 7,32 korda suurem võimsusülekandekoeffitsient nagu eespool vaadeldud juhul, kus algne tööpunkt võis paikneda negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikute alumise poole mistahes punktis. Praegusel juhul pole see tegur konstantne ja muutub nullist kuni 7,32-ni sõltuvalt tööpunkti asukohast negatiivse takistuse karakteristikute ülemises pooles, mis on graafiliselt esitatud joonisel 12.

Oleme näidanud, et ka vaadeldavas olukorras on võimalik kaheklemmilise negatiivse takistuse baasil teostatud järjestiküüpi võimendusastmega saavutada niisugune tegelik võimsuskasvukoeffitsient, mis ületab selle astme pinge ja voolu koguvõimenduse. See efekt ilmneb aga ainult juhul, kui algne tööpunkt asub negatiivse takistuse karakteristikute teatavast kriitilisest punktist allpool, milleks valemi (58) järgi on $b_{cr} = 3\pi/(3\pi+4) \approx 0,702$. Seega antud juhul saame maksimaalse lubatud amplituudiga sisendsignaali (56) $V''_{m\max} = (b-1)I_c(r_n + R_L) = (b-1)I_c R_L/A$ võimendamisel astme koguvõimendusest suuremat võimendust siis, kui negatiivse takistuse tööpunkt asetseb tema langeva karakteristikute ülemise poole alumises piirkonnas $0,5 \leq b = I_0/I_c < 0,702$. Seejuures vastab igale b väärtusele selles piirkonnas erineva suurusega võimsuskasvu efekt võrreldes pinge ja voolu

koguvõimendusega, millest mõnede sõltuvus vahelduvpinge suhtelisest amplituudist a on esitatud joonisel 13 (nagu näha, on see efekt endiselt suurim $a=1$ korral iga b väärtuse korral).

Lõpuks võime uurida veel saavutatud võimsuskasvukoefitsiendi tundlikkust järjestikvõimendusastme parameetrite muutumisele, mis iseloomustab teataval määral võimendamise stabiilsust. Üldjuhul kirjeldab iga funktsiooni, sh. võimenduse muutust tema täisdiferentsiaal [5, lk. 51–54; 35, lk. 51–53; 39, lk. 109–114; 40, lk. 154–157], mis antud juhul avaldub

$$dA_p = \frac{\partial A_p}{\partial r_n} dr_n + \frac{\partial A_p}{\partial R_L} dR_L. \quad (59)$$

Kuna võimenduselemendi negatiivse diferentsiaaltakistuse muutumine on võimendi töötamisel üldjuhul palju tõenäolisem kui koormustakistuse muutumine (sest negatiivne takistus baseerub üldiselt pooljuhtkonfiguratsioonidel), siis piirdume siinkohal võimendi võimsuskoeffitsiendi tundlikkuse leidmisega negatiivse takistuse muutumisele, mida pealegi saab väljendada ühe konkreetse arvuga [35, lk. 53; 38, lk. 97–98; 40, lk. 154–157]. Selline tundlikkus näitab, mitu korda on võimsuskasvukoefitsiendi suhteline muut suurem seda muutu põhjustava negatiivse takistuse suhtelisest muudust, kui negatiivne takistus muutub diferentsiaalselt väikese suuruse võrra. Kui aluseks võtta võimsusvõimenduse väärtus (50), siis avaldub see tundlikkus (ingl. k. *sensitivity*) kujul

$$S_p^n = \frac{dA_p/A_p}{dr_n/r_n} = \frac{\partial A_p}{\partial r_n} \cdot \frac{r_n}{A_p} = -\frac{r_n}{r_n + R_L} \cdot \frac{8I_0(r_n + R_L) + \pi V_m}{4I_0(r_n + R_L) + \pi V_m}, \quad (60)$$

mille võime väljendada ka koguvõimenduse A kaudu või kahe liikme summana:

$$S_p^n = (1 - A) \cdot \frac{8V_{L0} + \pi AV_m}{4V_{L0} + \pi AV_m} = -\frac{r_n}{r_n + R_L} - \frac{r_n I_0}{(r_n + R_L)I_0 + \pi V_m/4}. \quad (60')$$

Nagu näha, sõltub järjestiklülituse reaalse võimsuskoeffitsiendi tundlikkus kaheklemmilise võimenduselemendi negatiivse diferentsiaaltakistuse muutumisele muu hulgas ka vahelduvpinge amplituudväärtusest, mis teeb tema suuruse hindamise keerukamaks. Kui negatiivse takistuse tööpunkt asetseb karakteristiku alumises pooles, siis valem (53) järgi $V'_m = -aV_{L0}/A$ ja tundlikkus (60') avaldub

$$S'_p = (1 - A) \cdot \frac{8 - \pi a}{4 - \pi a} \approx (2 \div 5,66)(1 - A), \quad (61)$$

kui aga ülemises pooles, siis valemist (56) järgneb $V''_m = aR_L(I_0 - I_c)/A = a(b-1)I_c R_L/A$ ja tundlikkus on

$$S''_p = (1 - A) \cdot \frac{8b + \pi a(b-1)}{4b + \pi a(b-1)} \approx \left[2 \div \left(\frac{4 - 1,57a}{2 - 1,57a} \right) \right] (1 - A) \approx (2 \div 5,66)(1 - A) \quad (62)$$

(sest $0,5 \leq b = I_0/I_c < 1$). Seega tuleb tõdeda, et nõrkade signaalide võimendamisel on võimsuskoeffitsient antud juhul stabiilsem kui maksimaalse amplituudiga signaalide võimendamisel.

Kui võrrelda saadud tundlikkusi sama võimendusastme koguvõimenduse

(44) $A=A_p$; tundlikkusega negatiivse takistuse muutumisele

$$S_A^n = \frac{dA/A}{dr_n/r_n} = \frac{\partial A}{\partial r_n} \cdot \frac{r_n}{A} = -\frac{r_n}{r_n + R_L} = A - 1 \quad (\approx A, \text{ kui } A \ll -1), \quad (63)$$

siis näeme, et nad on arvuliselt võrreldavad (märki arvestamata). Seejuures ei pruugi võimsuskoeffitsient negatiivse takistuse muutumise suhtes olla sugugi tundlikum nagu võrrandite (61) ja (62) järgi võiks eeldada, sest neis sisaldub koguvõimendus A , aga mitte võimsuskasvukoeffitsient A_p , samas kui valemite (54), (55) ja (57), (58) järgi võib võimsuskoeffitsient olla koguvõimendusest kuni 7,32 korda suurem. Üldiselt võime öelda, et nii tegeliku võimsuskasvu kui tegeliku pinge ja voolu koguvõimenduse tundlikkused on negatiivse takistusega järjestikvõimendusastmes ligilähedaselt võrdsed vastava võimendusteguriga (temaga vähemalt samas suurusjärgus) ehk küllalt suured võrreldes positiivse takistusega võimenduselemendi (vähemalt kolmekleemmilise) baasil teostatud võimendusastmega. Lisame, et kirjanduses kasutatud tinglike positiivsete võimsusvõimendustegurite (41) β ja (43) γ (mis ei väljenda mingit reaalselt võimsusvõimendust) tundlikkused negatiivse takistuse muutumisele jäävad üldiselt ka vastava võimendusteguriga samasse suurusjärku:

$$S_\beta^n = \frac{d\beta/\beta}{dr_n/r_n} = -\frac{2r_n}{r_n + R_L} = 2(A - 1), \quad (64)$$

$$S_\gamma^n = \frac{d\gamma/\gamma}{dr_n/r_n} = -\frac{2r_n}{r_n + R_L + R_g} = -\frac{r_n}{\sqrt{R_L R_g}} \sqrt{\gamma} \quad (> \sqrt{\gamma}, \text{ kui } \gamma > 4). \quad (65)$$

Kokkuvõttes tuleb märkida, et kahekleemiliste elementidega aktiivses järjestikstruktuuris ei saa võimsusülekanne uurimisel lähtuda vahelduvpinge ühest tervikperioodist ja võimsusvahetust sellise struktuuri elementide vahel tuleb analüüsida erinevatel poolperioodidel eraldi, sest olukord neis on kardinaalselt erinev. Nagu ülal on selgunud, viib terve perioodi korraga arvestamine sellise negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituse poolt teostatud realistliku võimsusvõimenduse – mida oleme nimetanud siin võimsuskasvukoeffitsiendiks ja spetsiaalselt ka defineerinud – ning ka tema tundlikkuse ehk lülituse stabiilsuse arvutamisel valedele tulemustele. Põhjuseks on asjaolu, et kuigi traditsioonilise negatiivse takistusega järjestikvõimendusastme (negatiivse takistuse ja koormuse) poolt tarvitav alalis- ja vahelduvvõimsus kokku terve perioodi jooksul on $E_0 I_0 + V_m^2/2(r_n + R_L)$, ei anna alalistoiteallikas selleks välja võimsust $E_0 I_0 > 0$ ja vahelduvsignaali allikas ei peegelda tagasi võimsust $V_m^2/2(r_n + R_L) < 0$ (vt. p. 1.5). Olukord on märksa komplitseeritum ja nagu nägime, võtab see aste vahelduvpingeallikast siiski võimsust ühel poolperioodil, mistõttu eespool oligi võimalik välja arvutada sellist tüüpi lülituste uued nn. võimsuskasvukoeffitsiendid ja tingimused nende maksimaalsete väärtuste või ekstreemumide saavutamiseks. Saadud tulemused võimaldavad edaspidi negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldavate struktuuride võimsusbilansi optimeerimist korraga nii alalis- kui vahelduvpingeallikast võetava võimsuse järgi, arvestades peale võimsuskoeffitsiendi veel kasutegurit ja tema ekstreemumeid ning võimalikult väikest võimsuse ülekannet signaali allikale.

2.3. Võimsusbilansi rakenduslik optimeerimine NDR-järjestikastmetes võimsuskasvukoefitsiendi, kasuteguri ja pingeallikate võimsusvahetuse järgi

Selleks et negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldava struktuuri võimsusbilanssi optimeerida, tuleb kõigepealt määratleda, mida üldse mõista skeemi optimeerimise all võimsuslikus mõttes. Nagu nägime punktis 1.5, võib aktiivset elementi sisaldavat lülitust kirjeldada võimsusülekannete kaudu skeemi kõigi komponentide vahel, mis sisaldab nii võimsuse väljaandmist alalis- ja vahelduvpingeallikatest, võimsuse eraldumist positiivsetel ja negatiivsetel takistustel ning isegi pingeallikatel kui ka võimsuse peegeldumist negatiivselt takistuselt, mis kajastub näiteks mõne pingeallika poolt väljaantava võimsuse vähenemises teataval signaaliperioodil. Kõiki neid energiad või võimsusi võib kasutada iseseisvalt, kuid nende alusel võib konstrueerida ka mitmesuguseid skeemi võimsuslikku käitumist iseloomustavaid uusi suurusid – nagu võimsuskasvukoefitsient ja kasutegur – või suuruste komplekse – nagu võimsusbilanss ning võimsuse jaotus ja vahetus skeemi kõigi elementide vahel.

Et kindlaks teha, millised neist võimsuslikest parameetritest või nende kombinatsioonidest (nt. korrutistest) on kõige olulisemad, vaatleme kõigepealt sellist järjestikülütust, kus negatiivse diferentsiaaltakistuse asemel on tavaline konstantne positiivne takistus (nagu tegime ka punktis 1.2) ja signaali allikas puudub, nii et lülitus koosnebki ainult jadamisi ühendatud alalistoiteallikast E , koormusest R_L ja eeltakistusest R . Sellise elementaarse skeemi energeetilisi omadusi saab kirjeldada kolme iseseisva võimsusega – E poolt väljaantava võimsusega $P_E = E_0^2 / (R + R_L)$, R -l eralduva võimsusega $P_R = E_0^2 R / (R + R_L)^2$ ja R_L -l eralduva võimsuse ehk kasuliku võimsusega $P_L = E_0^2 R_L / (R + R_L)^2$ – ning lisaks veel nende baasil konstrueeritud suurusega ehk kasuteguriga $\eta = P_L / P = R_L / (R + R_L)$. Ilmselt on neist võimsuslikus mõttes olulisimad koormusele jääv kasulik võimsus ja kasutegur, kusjuures etteantud R korral on kasulik võimsus maksimaalne, kui $R_L = R$, ja kasutegur on maksimaalne, kui $R_L \gg R$. Viimase tingimuse täitmisel väheneb aga vool ja ühes sellega kasulik võimsus ning esimese tingimuse täitmisel väheneb kasutegur (0,5-ni) – järelikult on nõuded vastuolulised ja ainus mõistlik võimalus sellist lülitust tervikuna optimeerida oleks leida kahe nimetatud suuruse korrutise $Y = \eta P_L = P_L^2 / P = E_0^2 R_L^2 / (R + R_L)^3$ maksimum. Tingimusest $dY/dR_L = 0$ saame $R_L = 2R$ ja seega võime öelda, et vaadeldava lülituse energeetiline efektiivsus on suurim, kui fikseeritud eeltakistuse korral kasutame skeemis sellest kaks korda suuremat koormustakistust – siis on võimalik küllalt kõrge kasuteguri $\eta = 2R / (R + 2R) = 2/3 \approx 67\%$ juures saavutada suur kasulik võimsus $([2R / (R + 2R)^2] / [R / (R + R)^2]) = (2/9) / (1/4) = 8/9 \approx 89\%$ maksimaalsest väärtusest).

Pöördume nüüd tagasi kaheklemmilist negatiivse diferentsiaaltakistusega elementi sisaldava järjestikastme juurde, mille skeem on toodud eespool joonisel 9. Vaatleme siinkohal selle lülituse võimsuslikku käitumist tervikuna vahelduvpinge terve perioodi jooksul ja ei keskendu enam erinevatel poolperioodidel ilmnevatele erinevatele efektidele, mida on punktides 1.4–1.6 juba detailselt uuritud ja analüüsitud. Selleks saame kasutada eelnevalt tuletatud valemeid, sest

pingega tüüritava negatiivse diferentsiaaltakistuse kasutamisel lineaarses režiimis peab koormustakistus olema temast väiksem, mistõttu lülitus tervikuna omab negatiivset takistust.

Negatiivse diferentsiaaltakistusega võimendusastme täielikul võimsuslikul kirjeldamisel tuleb arvestada aga juba märksa suurema arvu iseseisvate energiatega või võimsustega kui ülaltoodud elementaarse staatilise skeemi kirjeldamisel. Nendeks eraldiseisvateks võimsusteks on alalistoiteallika poolt väljaantav koguvõimsus (29) $P_E = E_0 I_0$, vahelduvpingeallika poolt väljaantav ehk astme sisendisse antav koguvõimsus (47) $P_{\text{vout}} = V_m I_0 / \pi + V_m^2 / 4 (r_n + R_L)$, vahelduvallikal tarvitirežiimis eralduv võimsus $P_{E \rightarrow v} = V_m I_0 / \pi - V_m^2 / 4 (r_n + R_L)$ (valemi (39) alusel), koormusel eralduv koguvõimsus (48) $P_L = I_0^2 R_L + V_m^2 R_L / 2 (r_n + R_L)^2$ ja negatiivsel diferentsiaaltakistusel eralduv koguvõimsus $P_n = P_{nL} - P_L = I_0 (E_0 - I_0 R_L) + V_m^2 r_n / 2 (r_n + R_L)^2$, kus P_{nL} on järjestikühendusel $r_n - R_L$ eralduv üldvõimsus (tulemuse (13) alusel).

Kui alustada kasulikust võimsusest nagu eelnevas staatilises näites, siis selleks on nüüd koormusele jääv vahelduvvõimsus (49) $p_L = V_m^2 R_L / 2 (r_n + R_L)^2$ ja mitte koormusel eralduv koguvõimsus (48), sest aktiivses skeemis „pöörleb” kõik signaali levimise ja ülekandmise ümber. Selleks et see kasulik võimsus oleks võimalikult suur, peab summa $|r_n + R_L|$ olema võimalikult väike ehk astme pingevõi koguvõimendus (44) $A = R_L / (r_n + R_L)$ peab olema absoluutväärtuselt võimalikult suur. Samas võimenduse suurendamisel muutub lülitus kiiresti väga tundlikuks oma parameetrite, näiteks negatiivse takistuse muutumisele (vt. valem (63)). Sõltuvalt tekkida võiva ebastabiilsuse tõenäosusest tuleb igas skeemis koguvõimendus (44) ja sellega seotud tegelik võimsuskasvukoefitsient (50), (50') või (52) ikkagi eraldi valida ning kasuliku võimsuse eraldi optimeerimine seisneb seega maksimaalse võimaliku amplituudiga väljundpinge tagamises koormusel. Optimaalseimal juhul tuleb negatiivse diferentsiaaltakistuse tööpunkt paigutada tema langeva karakteristikuosa keskele ja pingevõi koguvõimenduse väärtus valida nii suur, et oleks tagatud maksimaalne pingeamplituud selles tööpunktis (siis on ka astme võimsuskoeffitsient suurim).

Kuna võimendusomadusega lülitustes on põhiline võimsustega seotud suurus ikkagi reaalne võimsusvõimendus, siis on sobiv selliste aktiivsete lülituste üheks energeetilist käitumist iseloomustavaks suuruseks valida mitte otseselt kasulik võimsus, vaid võimalikult realistlik võimsusvõimendustegur. Nende vahe on selles, et kui kasulik võimsus on võrdne koormustakistusel eralduva vahelduvvõimsusega, mis saadakse üldiselt sisendpingeallikast võetava võimsuse võimendamisel (alalistoiteallika energia arvel) või ka lihtsalt sisendpinge kuju võimendamisel ilma vahelduvallikast võimsust tarbimata (nagu vaadeldaval juhul pingevõi negatiivsel poolperioodil), siis võimsusvõimendus kui kombineeritud suurus näitab nende kahe võimsuse suhet ja on „omamoodi” tinglik ehk ühest suurem kasutegur (nagu oleme juba eespool maininud), mis sõltub siiski ka alalisvoolu-tööpunkti I_0 . Seejuures on teda eraldi võttes juba optimeeritud ehk tema maksimaalsete väärtuste saamist on eelmises punktis põhjalikult käsitletud (vt. nt. valemeid (55) ja (58) ning nende kommentaare).

Uuritava aktiivse lülituse tegelik kasutegur on endiselt kasuliku võimsuse ja alalistoiteallikast tarbitava koguvõimsuse suhe, kuid erinevalt puhtalalisske-

mist on esimene selles sisalduv võimsus vahelduvvõimsus ja teine alalis- ja vahelduvvõimsuse summa. Kasutades vastavate võimsuste väärtusi, saame negatiivse diferentsiaalaktistusega järjestikvõimendusastme kasuteguriks

$$\eta = \frac{P_L}{P_E} = \frac{V_m^2 R_L}{2E_0 I_0 (r_n + R_L)^2} = \frac{AV_m^2}{2E_0 I_0 (r_n + R_L)} = \frac{I_m^2 R_L}{2E_0 I_0} \quad (66)$$

(viimases avaldises on arvestatud $I_m = V_m / (r_n + R_L)$, kuid ta võib tuletada ka otsestelt: $p_L = i^2(t)R_L = I_m^2 R_L / 2$). Nagu esimesel pilgul võib näha, on kasutegur seda suurem, mida suurem on absoluutses mõttes signaali allika arendatav vahelduvpinge amplituud V_m . Kui astme algne tööpunkt asub negatiivse takistuse langeva karakteristiku alumises pooles, siis sisendpinge lubatav maksimaalne amplituud (et ta „mahuks” tervikuna negatiivse takistuse karakteristikule) avaldub valemiga (53) ja sellest tulenevalt võime võimendusastme kasuteguri esitada kujul

$$\eta' = \frac{a^2 I_0^2 (r_n + R_L)^2 R_L}{2E_0 I_0 (r_n + R_L)^2} = \frac{a^2 I_0 R_L}{2E_0} \quad (0 < I_0 \leq I_c / 2), \quad (67)$$

kus $a = V_m / V_{m\max}$ on endiselt sisendpinge suhteline amplituud (tulemuseni (67) võime jõuda ka lihtsamalt, sest antud piirkonnas $I_{m\max} = I_0$). Sellest järeldub, et igale tööpunktile ehk alalisele eelpingele E_0 ja tema tekitatud voolule I_0 vastab „oma” maksimaalne kasutegur, mis on erinev isegi selle tööpunkti poolt määratud suurima amplituudiga $a = 1$ vahelduvpinge võimendamisel.

Kasuteguri arvulise väärtuse hindamiseks tuleks ta avaldada vaadeldava astme pinge ja voolu koguvõimenduse (44) kaudu nagu seda on varem tehtud võimsuskasvukoeffitsiendi suuruse hindamisel (vt. valemid (50), (50'), (52), (54), (55), (57), (58)). Kasutades seost (46) kujul $E_0 = I_0 (r_n + R_L) - r_n I_c$, saame valemist (67)

$$\begin{aligned} \eta' &= \frac{a^2 b I_c R_L}{2I_c (b r_n + b R_L - r_n)} = \frac{a^2 b}{2b + 2(b-1)(r_n / R_L)} = \\ &= \frac{a^2 b}{2} \cdot \frac{1}{1 + (b-1)/A} \quad (\approx 0,5 a^2 b = 0 \div 25\%, \text{ kui } |A| \gg 1 - b = 0,5 \div 1), \quad (68) \end{aligned}$$

kus $b = I_0 / I_c$ iseloomustab tööpunkti asukohta negatiivse takistuse karakteristikul (vaadeldaval juhul $0 < b \leq 0,5$) ja $r_n / R_L = (1 - A) / A$. Nagu näha, võib juba vähegi suurematel võimendustel liikme $(b-1)/A$ ära jätta, sest ta on ühest oluliselt väiksem, mistõttu võime öelda, et kasutegur sõltub ligikaudu võrdeliselt tööpunkti asukohast või täpsemalt tööpunkti voolust. Kasutegur on maksimaalne ehk 25% siis, kui tööpunkt asetseb langeva karakteristiku keskel (kus $b = 0,5$), kui võimendame selle tööpunkti poolt määratud suurima amplituudiga $V_{m\max} = -(r_n + R_L) I_c / 2$ pinget (vt. valem (53)) ehk kui $a = 1$ ja kui astme koguvõimendus (44) on piisavalt suur. Üldiselt võime öelda, et iga tööpunkti (algvooluga $I_0 = b I_c$) jaoks eksisteerib oma maksimaalne kasutegur

$$\eta'_{\max} = \frac{b}{2} \cdot \frac{1}{1 + (b-1)/A} \quad (0 < b \leq 0,5; a = 1), \quad (69)$$

mis näiteks negatiivse takistuse karakteristiku keskel asuva tööpunkti korral jääb sõltuvalt astme koguvõimendusest vahemikku $16,7\% \leq \eta'_{\max} < 25\%$ (vastavalt kui $A \rightarrow -1$ ja $A \ll b-1$; viimasel juhul on üldine seos $\eta'_{\max} \approx 0,5b$).

Järgmisena vaatleme kasuteguri seisukohalt teist võimalikku juhtu, kui järjestikülütuses sisalduva negatiivse diferentsiaaltakistuse algne tööpunkt asetseb tema karakteristiku ülemises pooles. Siis sisendpinge suurim lubatav amplituud avaldub valemiga (56) ja selle paigutamisel kasuteguri üldavaldisse (66) saame uuritava võimendusastme kasuteguriks

$$\eta'' = \frac{a^2(I_0 - I_c)^2(r_n + R_L)^2 R_L}{2E_0 I_0 (r_n + R_L)^2} = \frac{a^2(I_0 - I_c)^2 R_L}{2E_0 I_0} \quad (I_c/2 \leq I_0 < I_c). \quad (70)$$

Kui teisendada see võrrand kujule

$$\eta'' = \frac{a^2(I_0 - I_0/b)^2 R_L}{2E_0 I_0} = a^2 \left(\frac{b-1}{b} \right)^2 \frac{I_0 R_L}{2E_0} = \frac{a^2(b-1)^2}{2b} \cdot \frac{1}{1 + (b-1)/A}$$

$$(\approx 0,5a^2(b-1)^2/b = 0 \div 25\%, \text{ kui } |A| \gg 1 - b = 0 \div 0,5), \quad (71)$$

siis näeme, et saadud tulemus erineb analoogselt tulemusest (68) ainult kordaja poolest (b asemel on $(b-1)^2/b$). Sellest siiski järgneb, et juba vähegi suuremate võimenduste korral, kui liiget $(b-1)/A$ pole vaja arvestada, sõltub astme kasutegur tööpunkti asukohast negatiivse takistuse karakteristikul märksa rohkem kui eelnevalt vaadeldud juhul, kus sõltuvus tööpunkti voolust oli lineaarne. Lähem analüüs näitab, et tööpunkti nihutamisel karakteristiku keskest – kus astme kasutegur võib olla kuni 25% – ülespoole ehk algvoolu $I_0 = bI_c$ suurendamisel väheneb lülituse maksimaalne võimalik kasutegur

$$\eta''_{\max} = \frac{(b-1)^2}{2b} \quad (0,5 \leq b < 1; A \ll b-1; a=1) \quad (72)$$

väga järsult ja läheneb kiiresti nullile. See tähendab, et kui tööpunkt on näiteks negatiivse takistuse karakteristiku ülemise poole keskel ehk $b=0,75$, siis astme maksimaalne kasutegur saab olla ainult 4,16%, samas kui karakteristiku alumise poole keskel ($b=0,25$) paikneva tööpunkti korral on see kasutegur valemi (68) järgi 12,5% (veelgi suuremat erinevust võime täheldada nt. $b=0,9$ ja $b=0,1$ korral, kus kasutegur võib küündida vastavalt 0,56% ja 5,0%-ni).

Kuna käesoleva analüüsi eesmärgiks on optimeerida võimsuslike parameetrite järgi negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikastet tervikuna, mitte aga mõnda võimsustega seotud suurust eraldi, siis on sobiv alustada esialgu võimsuskasvukoefitsiendi ja kasuteguri korruga optimeerimisest. Osutub, et tingituna lülituse võimendusomadusest ei saa seda teha niimoodi nagu käesoleva punkti alguses näitena toodud alaliskeemis, kus optimeerimiseks tuli kasutada kasuliku võimsuse ja kasuteguri korrutist. Põhjuseks on siin asjaolu, et antud juhul võime saavutada korruga nii võimsuskoeffitsiendi kui kasuteguri maksimaalsed väärtused kindlate etteantud parameetrite korral, sest nende optimeerimistingimused ei ole vastuolulised, nagu allpool selgub.

Aktiivses kaheklemmilise negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituses tuleb kõigepealt valida mõistlik pinge ja voolu koguvõimendus (44) ehk see, kui lähedased võivad võimenduselemendi ja koormuse takistused igas konkreetses

skeemis olla, et lülituse stabiilsus oleks tagatud. Koguvõimendus on tihedalt seotud ka astme võimsuskasvukoefitsiendiga, mis sõltub lisaks veel võimendatava pinge amplituudist ja algse tööpunkti asukohast (vt. nt. valemid (50), (50') ja (52)), ning võimsusvõimenduse stabiilsuse huvides tuleb eraldi vaadata, kui suur tundlikkus (60)–(62) oleks veel talutav. See kokku tähendab, et võimendust üldises mõttes (või tema suurusjärku) pole võimalik mingi valemi alusel optimeerida, sest koguvõimenduse suurus võib olla põhimõtteliselt nullist lõpmatuseni ja ainult lülituse stabiilsusnõuded igas konkreetse skeemis eraldi määravad lubatava võimenduse piiri.

Seni oleme saanud, et nii võimsuskasvukoefitsient kui kasutegur on lokaalses mõttes maksimaalsed siis, kui võimendame *etteantud* koguvõimenduse juures *maksimaalse* amplituudiga vahelduvpinget, mille suuruse määrab tööpunkti asukoht negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikul (vt. valemid (53)–(58) ja (66)–(72)); samas on loomulikult võimalik ka tööpunkti asukoht *valida* lähtudes vahelduvpinge olemasolevast ehk *etteantud* amplituudist. Siiski tuleb täpsustada, et maksimaalset võimsuskoeffitsienti määratleme me siin võrreldes olemasoleva pinge- ehk koguvõimendusega ja kasuteguri maksimaalne väärtus on tööpunkti eri asendites erinev. Lisame, et kui see tööpunkt paikneb negatiivse takistuse karakteristikul alumise poole mistahes punktis, siis on realistlik võimsusvõimendus koguvõimendusest 7,32 korda suurem (kui võimendame sellele tööpunktile vastava suurima lubatud amplituudiga pinget), aga kui ülemises pooles, siis seda vähem „kordi” suurem, mida kõrgemal negatiivse takistuse tööpunkt asub (kuni efekt kaob; vt. vastavalt valemid (55) ja (58)).

Kasuteguri maksimaalse väärtuse saamiseks absoluutses mõttes tuleb tööpunkt paigutada täpselt negatiivse takistuse langeva karakteristikul keskele – siis võib kasutegur olla 25% ehk sama suur nagu galvaaniliselt sidestatud koormusega A-klassi transistorastmel (B-klassi vastastaktastmel võib kasutegur olla kuni $\pi/4 \approx 78,5\%$). See kehtib aga ainult juhul, kui võimendame ikkagi maksimaalse amplituudiga sisendpinget, milleks antud juhul on $V_{m\max} = -(r_n + R_L)I_c/2$. Kui meil on *validud* pingevõimenduse (koguvõimenduse) korral tegemist aga väiksema amplituudiga sisendsignaali, siis tekib küsimus, kas negatiivse diferentsiaaltakistuse algne tööpunkt tuleb keskelt ära nihutada ja kui nihutada, siis kuhupoole, et oleks tagatud nii võimsuskasvukoefitsiendi kui kasuteguri võimalikult suured väärtused.

Võimsuskoeffitsiendi seisukohalt tuleks tööpunkt kindlasti nihutada võimalikult alla ehk võimalikult väikesele algvoolule I_0 vahelduvpinge tegeliku suurusega määratud punkti, kus $a=1$, sest ainult siis säilib maksimaalne ehk 7,32-kordne võimsuskasvu efekt võrreldes koguvõimenduse absoluutväärtusega. Samas, nagu ülal on leitud, jääb alla 42,4%-lise amplituudiga vahelduvpinge korral võrreldes tööpunktiga määratud maksimaalse võimalikuga nimetatud efekt üldse saavutamata ehk võimsuskoeffitsient jääb koguvõimenduse suuruselt väiksemaks, mistõttu tööpunkti jätmise negatiivse takistuse karakteristikul keskele on väiksema amplituudiga signaalide korral täiesti ebasoovitav. Algse tööpunkti nihutamine piki negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikut ülespoole ehk suuremale algvoolule on samuti väga ebasoovitav, sest võimsuskasvu efekt koguvõimenduse suhtes kaob juba punktis, kus vool moodustab 70,2%

langeva karakteristiku „tipuvoolust” (sedagi parimal juhul ehk maksimaalse lubatud sisendpinge kasutamisel).

Kasuteguri seisukohalt on olukord veidi komplitseeritum, sest kui meil on ette antud kindla suurusega sisendpinge, siis maksimaalse kasuteguri saavutamiseks tuleb spetsiaalselt valida tööpunkti asukoht negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikul. Kui võrrelda kõigepealt kasutegurite väärtusi tööpunkti asetsemisel karakteristiku alumises ja ülemises pooles, siis tuleb kindlalt eelistada esimest varianti nagu ka võimsuskasvukoefitsiendi maksimeerimisel, sest kasutegur väheneb alumises piirkonnas märksa aeglasemalt kui ülemises piirkonnas, nagu järeldub valemite (68) ja (71) võrdlusest. Samas, kui kasutada valemi (68) lähendust $\eta' \approx 0,5a^2b$ normaalsete võimenduste jaoks, siis fikseeritud amplituudiga vahelduvpinge korral pole esimesel pilgul võimalik öelda, kas maksimaalse kasuteguri saamiseks tuleb tööpunkt nihutada langeval karakteristikul võimalikult alla, nii et $a=1$, või jätta tööpunkt ülespoole, kus b on endisest suurem, aga $a < 1$. Kuna mõlemad suurused on väiksemad ühest, siis a^2 muutub kiiremini kui b ja tundub, et esimene variant on õigem, mille kontrollimiseks avaldame kasuteguri otseselt näiteks voolude kaudu, mis on ühesugused kõigi järjestikülütuse elementide jaoks:

$$\eta' \approx 0,5a^2b = 0,5 \left(\frac{I_m}{I_{m\max}} \right)^2 \frac{I_0}{I_c} = \frac{0,5I_m^2}{I_c} \cdot \frac{1}{I_0} \quad (73)$$

(karakteristiku alumises piirkonnas $I_{m\max}=I_0$). Kuna saadud avaldise esimest tegurit võib antud tingimustes lugeda konstandiks, siis astme kasutegur on seda suurem, mida väiksem on lülituse algvool I_0 . Seega tuleb tööpoolest neis tingimustes kasuteguri maksimaalse väärtuse saamiseks nihutada negatiivse takistuse tööpunkt ehk kogu võimendusastme algvool võimalikult alla, nii et $a=1$, $I_m=I_0$, ja siis $\eta_{\max} \approx 0,5I_0/I_c = 0,5b$.

Oleme saanud, et negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendi baasil disainitud järjestikvõimendusastme võimsuslikuks optimeerimiseks korraga nii reaalse võimsuskasvukoefitsiendi kui kasuteguri järgi tuleb lülituse *etteantud* konstruktsiooni ehk kasutatava kaheklemmilise võimenduselemendi, lülituse pinge ja voolu koguvõimenduse – mille määrab lülituse nõutav stabiilsus ning füüsiliselt negatiivse takistuse ja koormustakistuse väärtus – ning *etteantud* tüürsignaali suuruse korral paigutada algne tööpunkt kindlasti negatiivse takistuse *IV*-karakteristiku alumisse poolde ja sinna *võimalikult madalale*. See tähendab tegelikult kogu järjestikülütuse võimalikult väikese algse töövoolu I_0 (ja mitte võimalikult väikese tööpinge E_0) valimise nõuet, mis on piiratud ainult sisendpinge tekitatud vooluamplituudiga $I_m=I_0$ selles järjestikastmes. Algvoolu arvulise väärtuse

$$I_0 = -\frac{AV_m}{R_L} = -\frac{V_m}{r_n + R_L} \quad (74)$$

võime saada valemist (53) *etteantud* A ja V_m jaoks (kui arvestame $V_{m\max}=V_m$), kuid ta tuleneb ka loogiliselt kui sisendsignaali amplituudväärtuste seos negatiivse takistusega järjestikastmes. Märkime siinkohal, et koguvõimendusteguri suurendamisele seab piirid lülituse stabiilsuse tagamise nõue (nt. lubatav piirtundlikkus lülituse parameetrite, eriti negatiivse takistuse muutumisele), aga kui

sellele vaatamata osutub kasutatava tüürallika signaal liiga tugevaks, siis tuleb ta vähendada väärtuseni $V_m = -I_c R_L / 2A$ (valemi (53) alusel), mis tagab peale maksimaalse võimsuskoeffitsiendi veel kasuteguri absoluutselt suurima väärtuse.

Eelmises punktis 2.2 toodud konkreetse järjestikvõimendusastme näites oli ette antud negatiivse diferentsiaaltakistusega element karakteristikuga $I_{(n)}[A] = V_n[V] / (-20\Omega) + 0,2A$, vahelduvpinge amplituud sisendis $V_m = 50mV$ ning kogu võimendustegur $A = A_v A_r = -9$ lähtudes mingi konkreetset teostatud astme stabiilsuse tagamisest (nõutav koormustakistuse väärtus tuleb siis $R_L = 18\Omega$, mis on veel piisavalt erinev r_n absoluutväärtusest). Nagu selgus, tuli maksimaalse võimaliku võimsuskasvukoeffitsiendi $A_p \approx 66$ saavutamiseks valida astme töövooluks $I_0 = 0,025A$, mis tuleneb ka seosest (74). Siis saame selle võimendusastme kasuteguriks valemi (69) järgi $\eta = 5,70\%$, sest $b = 0,125$. See võib näida küll väike, kuid on antud tingimustes siiski maksimaalne – nagu pikemalt tõestatud ülalpool – ning tingitud liiga väikesest pingevõimendusest või siis liiga väikesest sisendpingest.

Suurima võimaliku kasuteguri pea 25% saaksime antud juhul $A_n = 2V / 0,05V = 40$ korral ehk astme kogu- või pingevõimenduse suurendamisel väärtuseni $A = 1 - A_n = -39$, mille kasutamine on aga kindlasti välistatud lülituses tekkiva ebastabiilsusega. Teisest küljest võiksime sisendpinget amplituudiga 50mV eelnevalt võimendada neli korda – siis saaksime paigutada tööpunkti täpselt samuti negatiivse takistuse langeva karakteristikuga keskele ($V_{n0}, I_{(n)0}$) = (2V; 0,1A), nii et $a = 1$ ja $b = 0,5$, ning sellega saavutada esialgse muutmata parameetritega astme kasuteguriks $\eta = 23,7\%$; see kõik näitab kaheklemmilise võimenduselemendi karakteristikult täieliku ära kasutamise vajadust astmete võimsusliku optimeerimise protsessis.

Kui vaadelda lõpuks veel ka võimsuse jaotust ja vahetust negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldavas võimendusastmes, siis tuleb tähelepanu pöörata eelkõige võimsusvahetusele pingesallikate vahel ehk antud juhul võimsuse ülekandele toiteallikalt signaali allikale, mida erinevalt võimsuskasvukoeffitsiendi ja kasuteguri maksimeerimisest tuleb minimeerida. Lähtudes valemist (39) või (36), saame vahelduvpingesallikal eralduva võimsuse (mis toimub ainult pinges negatiivsel poolperioodil) suuruseks antud juhul

$$P_{E \rightarrow v} = \frac{V_m I_0}{\pi} - \frac{V_m^2}{4(r_n + R_L)} > 0. \quad (75)$$

Kuna selle avaldise mõlemad liikmed on positiivsed (arvestades ka miinusmärgi), siis võimsusülekanne (75) on minimaalne, kui lülituse algvool I_0 on astme etteantud konstruktsiooni korral võimalikult minimaalne ehk siis jällegi võrdne suurusega (74). Samas on siin eelistatud sisendpinge väike amplituud – nii saame juba korduvalt kasutatud näite korral toiteallikalt signaali allikale ülekantavaks ja seal eralduva võimsuse väärtuseks 0,71mW, mille kujunemist võime joonise 11 abil jälgida ka graafiliselt. Nimelt kujutab vahelduvallikal eralduv võimsus endast sellel joonisel toodud pidevjoone teise poole alust pindala nullvõimsuse taseme suhtes ja võrdub $0,00125W \cdot (1/\pi + 0,25) = 0,71mW$ (integreerida tuleb $T/2$ -st T -ni avaldist $0,00125W \cdot [\sin(2\pi t/T) + \sin^2(2\pi t/T)]$). Lisame, et ülejäänud võimsusülekanDED – nii alalistoiteallika kui vahelduvpingesallika

väljaantav koguvõimsus kõigile järjestiklülituse elementidele – on võimsuskasvukoefitsiendi ja kasuteguri juures või täpsemalt nende definitsioonvalemities juba rakendamist leidnud.

Sellega oleme näidanud, et käesolevas töös uudsena kasutuselevõetud võimsusparameeter – võimsuskasvukoefitsient – on ennast negatiivse diferentsiaaltakistusega võimenduselemendil baseeruvate võimendusastmete võimsuslike omaduste kirjeldamisel ja optimeerimisel täielikult õigustanud. Oleme leidnud, et nüüd on võimalik sellist negatiivse takistusega lülitust optimeerida korraga kolme olulise võimsusparameetri järgi, milleks on juba nimetatud võimsuskoeffitsient, ammu kasutuselolev kasutegur ja lisaks veel võimsusvahetus pingeallikate vahel. Seda võib nimetada üldisemalt ka võimsusbilansi optimeerimiseks, sest nimetatud suurused või täpsemalt nende komponendid sisalduvad alati negatiivse diferentsiaaltakistusega astmete võimsusbilansside koosseisus.

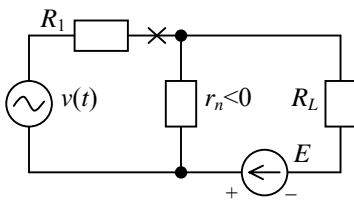
Spetsiaalse analüüsiga oleme jõudnud tulemusele, et kõige ökonoomsema töörežiimi võimsuslikus mõttes saavutab negatiivse takistusega võimendusaste sel juhul, kui tema algne tööpunkt paikneb negatiivse diferentsiaaltakistuse karakteristikul võimalikult väikesel töövoolul, mis on määratud sisendvoolu amplituudväärtusega – mitte aga näiteks võimalikult madalal tööpingel (mis peaks põhimõtteliselt olema samaväärne, aga ülaltoodud analüüsi järgi tegelikult pole) või selle karakteristikuga mingis vahepeelses punktis. Sel juhul on võimsuskasvukoefitsiendil koguvõimendusteguriga võrreldes suurim väärtus ehk lülituse realistlik positiivne võimsusvõimendus on 7,32 korda suurem tema koguvõimendusest ehk pinge- ja vooluvõimenduse korrutise absoluutväärtusest (antud juhul on vooluvõimendus küll üks). Samuti on sel juhul ka astme kasutegur suurima võimaliku väärtusega olukorras, kus sisendpinge amplituud ja koguvõimendustegur on eelnevalt määratud või ette antud. Kuna ka ebasoovitav vaheldusignaali allikale ülekantav võimsus on siis minimaalne, siis sellega ongi negatiivse diferentsiaaltakistusega järjestikvõimendusaste optimeeritud korraga ja täielikult nii uudsena kasutuselevõetud võimsuskasvukoefitsiendi, kasuteguri kui ka pingeallikate võimsusvahetuse järgi.

2.4. Pinge ja voolu koguvõimenduse optimeerimine NDR-rööpastmetes parameetrite muutumise tundlikkuse järgi

Negatiivse diferentsiaaltakistusega rööpstruktuurides esinevad voolude hargnemispunktid mitte ainult negatiivse takistusega võimenduselemendi sees tema võimalike koostisosade – nt. aktiivsete pooljuhtelementide – vahel, vaid ka teraviklike skeemikomponentide vahel. Seejuures võivad rööpstruktuurid olla oma olemuselt nii eelmistes punktides vaadeldud järjestiklülitused kui ka rööplülitused, ehkki skeemitehnilises mõttes on nad rööpstruktuurid nagu elektriskeemid üldiselt. Küsimus on lihtsalt selles, kuidas asetsevad kaheklemiline negatiivse takistusega võimenduselement ja lülituse väljund või koormus tüürpingeallika suhtes ehk kuidas toimub etteantud tüürsignaali levimine läbi sellise lülituse. Seetõttu saab ka paljudes formaalselt rööpstruktuurides kasutada varasemaid tulemusi võimsusülekannete ja võimsusbilansi optimeerimise kohta.

Kõik negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldavad rööpstruktuurid omavad tingituna aktiivse võimenduselemendi olemasolust skeemis teatavat võimendusomadust, mida saab sõltuvalt lülituse funktsioonist väga erineval viisil rakendada. Nagu aga käesolevas punktis näidatakse, saab sellistes rööpstruktuurides – olgu nad siis oma olemuselt kas rööplülitused või jadalülitused (mille määrab signaali läbimine skeemist) – selle võimendusomaduse kvaliteeti tõsta, sest teatavatel tingimustel on võimalik neis saavutada pinge ja voolu koosvõimendamise efekt. Teatavasti annavad puhtad jadalülitused ainult pingevõimendust ilma vooluvõimendusega (mis on elementaarselt selge) ja puhtad rööplülitused ainult vooluvõimendust ilma pingevõimendusega, sest viimasel juhul on negatiivne takistus ja koormustakistus ühendatud rööbiti otseselt (või läbi passiivsete vaheastmete) vahelduvsignaallikuga, mistõttu selliste võimendusastmete sisend- ja väljundpinge on parimal juhul võrdsed.

Nagu autori poolt on näidatud [41], võimaldab kindlates piirides olev takistus signaallikka ahelas (mis ei ole signaallikka sisetakistus) ehk signaallikkaga jadamisi ühendatud lisatakisti muuta oluliselt viimatikirjeldatud rööpstruktuuri võimendusomadusi, millele baseerub järgnev pinge- ja vooluvõimenduse korrutise ehk koguvõimenduse (mis pole antud juhul võimsusvõimendus) optimeerimine lülituse stabiilsuse järgi tema parameetrite muutumisele. Lisaks on allpool välja töötatud veel niisugune negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldav lülitus, mida võib oma olemuselt liigitada järjestiklülituste hulka, ehkki temas eksisteerivad voolude hargnemispunktid nagu enamikes elektriskeemides. Leitud on tingimused ka sellise lülitusega pinge- ja vooluvõimenduse korruga saamiseks ning vastava koguvõimenduse optimeerimiseks stabiilsuse järgi ehk parameetrite muutumise tundlikkuse järgi. Seejuures võib toiteallikas või täpsemalt toiteallika ahel paikneda mõlemat tüüpi lülituses kustahes skeemis, ilma et ta mõjutaks tema võimendusomadusi.



Joonis 14. Negatiivse diferentsiaaltakistusega modifitseeritud rööpvõimendusaste

Parendatud võimendusomadustega negatiivse diferentsiaaltakistusega rööplülituse põhimõtteskeem on toodud joonisel 14. Kuna selles lülituses saavad vahelduvpingeallikas ja alalistoiteallikas olla astme sisendi ja väljundi suhtelise eraldamise eesmärgil erinevates ahelates (erinevalt varemvaadeldud negatiivse takistusega järjestikastmetest), siis sarnaneb see lülitus tinglikult või väliselt näiteks galvaaniliselt sidestatud elementidega bipolaartransistorastmetele

(mis annavad korruga nii pinge- kui vooluvõimendust nagu ühise emitteriga aste või emitteri-kollektori rööptakistiga ühise baasiga aste [42]), ehkki nende sisuline tööprintsip on täiesti erinev. Sellise paralleelastme pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutis ehk koguvõimendus avaldub

$$A_{\text{par}} = A_{v\text{par}} A_{i\text{par}} = \frac{r_n \parallel R_L}{R_1 + r_n \parallel R_L} \cdot \frac{r_n}{r_n + R_L} = \frac{r_n R_L}{r_n R_L + r_n R_1 + R_L R_1} \cdot \frac{r_n}{r_n + R_L} =$$

$$= \frac{r_n^2 R_L}{(r_n + R_L)(r_n R_L + r_n R_1 + R_L R_1)}, \quad (76)$$

kusjuures peale eeldatud ühest suurema vooluvõimenduse saab see aste anda ka ühest suuremat pingevõimendust (jutt on nende absoluutväärtustest) tänu signaali allika ahelasse paigutatud kindlale eeltakistusele R_1 (ilma selleta oleks pingevõimendus üks). Avaldades nüüd pinge- ja vooluvõimenduse avaldistest r_n ja R_L , saame vastavaid tulemusi võrrutades järgmised seosed pinge ja voolu koosvõimenduse olemasoluks:

$$A_{ipar} \left(\frac{1}{A_{vpar}} - 1 \right) = \frac{R_1}{R_L}, \quad (A_{ipar} - 1) \left(1 - \frac{1}{A_{vpar}} \right) = \frac{R_1}{r_n}. \quad (77)$$

Neist tuleneb, et reaalne pingevõimendus $|A_{vpar}| > 1$ saab eksisteerida ainult koos vastandfaasis vooluvõimendusega $A_{ipar} < -1$ (muidugi, ilma pingevõimenduse vajaduseta võime loomulikult saada ka faasis vooluvõimendust). Sisuliselt on see tingitud asjaolust, et peale rööplülitusele olemusliku vooluvõimenduse saab temaga pingevõimendust ainult siis, kui skeemis säilib sisendahela suhtes negatiivne takistus, milleks peab olema täidetud tingimus $|r_n| < R_L$ ehk $A_{ipar} < -1$ (sest siis on $r_n \| R_L < 0$ ja saab üldse olla $|A_{vpar}| > 1$).

Leides aga nüüd vaadeldava negatiivse diferentsiaaltakistusega rööpastme koguvõimenduse tundlikkuse näiteks negatiivse takistuse kui tõenäoliselt töö käigus enimmuutuva parameetri muutumisele (vt. analoogne valem (63) järjekordse kohta), saame

$$\begin{aligned} S_{Apar}^n &= \frac{dA_{par}/A_{par}}{dr_n/r_n} = \frac{\partial A_{par}}{\partial r_n} \cdot \frac{r_n}{A_{par}} = \frac{R_L(r_n R_L + 2r_n R_1 + 2R_L R_1)}{(r_n + R_L)(r_n R_L + r_n R_1 + R_L R_1)} = \\ &= (A_{vpar} - 2)(A_{ipar} - 1). \end{aligned} \quad (78)$$

Sellest järgneb, et saadud tundlikkus võib olla ka null ehk negatiivse takistusega rööplülituse pinge- ja vooluvõimenduse korrutis ei pruugi üldse muutuda, kui kaheklemmilise võimenduselemendi negatiivse diferentsiaaltakistuse väärtus veidi muutub. Selleks peab aga olema täidetud tingimus $r_n R_L + 2r_n R_1 + 2R_L R_1 = 0$, millest saame

$$R_{1par} = -\frac{1}{2} r_n \| R_L, \quad A_{vpar} = +2, \quad A_{ipar} < -1 \quad (S_{Apar}^n = 0) \quad (79)$$

ja mis ongi paralleelastme koguvõimenduse nulltundlikkuse tingimus, mille täitmisel on võimalik saavutada sellise lülituse optimaalne töörežiim pinge- ja vooluvõimenduse korrutise maksimaalse stabiilsuse seisukohalt. Nagu näha, on selleks vajalik negatiivse takistusega rööpaste häälestada kahekordsele pingevõimendusele eeltakistuse R_1 muutmise sobivalt valitud vooluvõimenduse juures (viimane ei sõltu R_1 -st), mis viitab veelkord „tegelikule” rööpstruktuurile kui rohkem vooluvõimendusomadusega lülitusele.

Siiski pole suurus (76) negatiivse diferentsiaaltakistusega rööpastme võimsusvõimendus – nagu teada, on viimase määramiseks punktis 2.1 kasutusele võetud uus realistlik positiivne võimsuskasvukoefitsient (50). Samas on selle võimsuskoeffitsiendi arvutamine rööpastmete korral veelgi töömahukam kui

järjestikastmete korral ning ka vahelduvpingeallikast vastava lülituse sisendisse antava ja tema väljundis eralduva võimsuse avaldised on eriti pikad, mistõttu esitame siinkohal kohe lõpptulemuse ilma tuletuskäiku välja toomata:

$$A_{ppar} = \frac{P_L^{par}}{P_{vout}^{par}} = \frac{2\pi r_n A_{vpar} V_m}{4r_n(E_0 - R_L I_c) + \pi V_m (r_n + R_L)} =$$

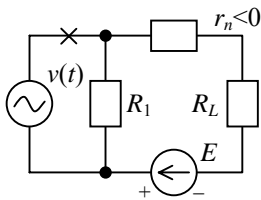
$$= \frac{\pi}{2} (A_{vpar} A_{ipar}) \cdot \frac{V_m}{A_{ipar} (E_0 - R_L I_c) + \pi V_m / 4} = \frac{0,5\pi A_{par} V_m}{\frac{V_{n0}}{1 - A_{vpar}} + \frac{\pi V_m}{4}}. \quad (80)$$

Siin on viimase avaldise saamiseks kasutatud joonisel 14 toodud skeemis olevate voolude seost algtpöepunkti jaoks $I_{L0} = I_{10} + I_{n0}$ ehk $(E_0 - V_{n0})/R_L = V_{n0}/R_1 + (V_{n0}/r_n + I_c)$, mille järgi $E_0 - R_L I_c = V_{n0} R_L / R_1 A_{vpar} = V_{n0} / A_{ipar} (1 - A_{vpar}) A_{vpar}$ (sest $R_L / R_1 = A_{vpar} / A_{ipar} (1 - A_{vpar})$ vastavalt seoste (77) esimesele valemile).

Kui võrdleme nüüd negatiivse takistusega traditsioonilise järjestiklülituse võimsuskasvukoeffitsienti (50') või (52) spetsiaalselt loodud rööplülituse võimsuskoeffitsiendiga (80), siis näeme, et nad langevad sisuliselt kokku, mistõttu võime nad esitada ühe universaalse valemiga

$$A_p = \frac{P_L}{P_{vout}} = \frac{\pi}{2} (A_v A_i) \cdot \frac{V_m}{A_i (E_0 + r I_c) + \pi V_m / 4}. \quad (81)$$

Järjestiklülituse korral tuleb selles teha asendus $r = r_n < 0$ ja rööplülituse korral asendus $r = -R_L < 0$, mis tuleneb vastavate struktuuride sisemisest ülesehitusest. Seega saab mõlemat tüüpi struktuuride võimsusbilansi optimeerimisel kasutada põhimõtteliselt negatiivse takistusega järjestiklülituste kohta saadud arvukaid tulemusi koos väikeste asendustega, mistõttu siinkohal me seda tüüpi optimeerimisel rohkem ei peatu.



Joonis 15. Negatiivse diferentsiaaltakistusega modifitseeritud järjestikvõimendusaste

Kui siiani uurisime sellist negatiivse diferentsiaaltakistusega rööpstruktuuri, mis on ka oma olemuselt rööplülitus ehk milles tüürsignaal läbib muude skeemielementide seas kaheklemmilist võimendus elementi ja koor must paralleelselt, siis nüüd uurime võimalusi samasuguse parendatud võimendusomaduste ja koguvõimenduse kõrgendatud stabiilsusega järjestiklülituse konstrueerimiseks. See osutub võimalikuks, kui ühendada negatiivse takistusega klassikalises järjestikastmes, kus tüürsignaal läbib negatiivset takistust ja koor mustakistust jadamisi, paralleelalhel signaali-

allikale (joon. 15). Tuleb välja, et sellises rööpstruktuuris, mis jääb oma olemuselt ikkagi järjestiklülituseks, on võimalik saavutada pinge ja voolu koosvõimendamise efekt nagu ülalvaadeldud modifitseeritud rööplülituses analoogselt juba varemviidatud erinevatele bipolaartransistorastmetele.

Kirjeldatud negatiivse diferentsiaaltakistusega modifitseeritud järjestikastme pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutis ehk koguvõimendus avaldub

$$A_{\text{ser}} = A_{\text{vser}} A_{\text{iser}} = \frac{R_L}{R_L + r_n} \cdot \frac{R_1}{R_1 + (R_L + r_n)} = \frac{R_L R_1}{(r_n + R_L)(r_n + R_L + R_1)}, \quad (82)$$

millest võime saada pinge- ja vooluvõimenduse korraga olemasolu tingimused, kui avaldame neist teguritest r_n ja R_L ning võrrutame vastavad tulemused:

$$A_{\text{vser}} \left(\frac{1}{A_{\text{iser}}} - 1 \right) = \frac{R_L}{R_1}, \quad (A_{\text{vser}} - 1) \left(1 - \frac{1}{A_{\text{iser}}} \right) = \frac{r_n}{R_1}. \quad (83)$$

Saadud valemitest järgneb, et tänu kindlapiirilise paralleeltakistuse R_1 lisamisele on nii ühest suurem pingevõimendus kui ühest suurem vooluvõimendus (absoluutväärtustelt) sellises spetsiifilises järjestikastmes koos saavutatavad, kusjuures reaalse vooluvõimenduse $|A_{\text{iser}}| > 1$ olemasolu on võimalik ainult koos vastandfaasis pingevõimendusega $A_{\text{vser}} < -1$ (faasis pingevõimendus on muidugi ka võimalik, aga siis ei saa me vooluvõimendust). See on seotud asjaoluga, et peale jadalülitusele iseloomuliku pingevõimenduse peab see aste andma ka vooluvõimendust, milleks aga peab olema täidetud tingimus $|r_n| > R_L$ ehk $A_{\text{vser}} < -1$, et skeemis säiliks sisendahela suhtes selleks vajalik negatiivne takistus $r_n + R_L < 0$ (sest siis saab üldse olla $|A_{\text{iser}}| > 1$). Lisame, et takisti R_1 puudumisel skeemist taandub see lülitus tavaliseks järjestiklülituseks vooluvõimendusega üks, sest sel juhul tuleb võtta $R_1 \rightarrow \infty$ ja siis $A_{\text{iser}} = 1/[1 + (r_n + R_L)/R_1] \rightarrow 1$.

Vaadeldava negatiivse diferentsiaaltakistusega modifitseeritud järjestikastme pinge ja voolu koguvõimenduse (82) tundlikkus negatiivse takistuse muutumisele

$$\begin{aligned} S_{A_{\text{ser}}}^n &= \frac{dA_{\text{ser}}/A_{\text{ser}}}{dr_n/r_n} = \frac{\partial A_{\text{ser}}}{\partial r_n} \cdot \frac{r_n}{A_{\text{ser}}} = -\frac{r_n(2r_n + 2R_L + R_1)}{(r_n + R_L)(r_n + R_L + R_1)} = \\ &= (A_{\text{iser}} - 2)(1 - A_{\text{vser}}) \end{aligned} \quad (84)$$

saab analoogselt täiendatud rööpastme tundlikkusele (78) olla teatavatel tingimustel null. Antud juhul on nendeks tingimusteks

$$R_{1\text{ser}} = -2(r_n + R_L), \quad A_{\text{iser}} = +2, \quad A_{\text{vser}} < -1 \quad (S_{A_{\text{ser}}}^n = 0), \quad (85)$$

mis tähendab, et koguvõimenduse nulltundlikkuse saavutamiseks tuleb selline järjestikvõimendusaste häälestada signaali allika rööptakistuse R_1 muutmisega kahekordsele vooluvõimendusele sobivalt valitud pingevõimenduse juures (mis ei sõltu R_1 -st). Seega paralleelalhelaga täiendatud negatiivse takistusega järjestiklülitus jääb ikkagi talle rohkem iseloomuliku pingevõimendusomadusega lülituseks (ehkki tegemist on nüüd põhimõtteliselt rööpstruktuuriga), sest tema parima või optimaalse töörežiimi – mille korral pinge ja voolu koguvõimendus on maksimaalselt stabiilne – saab tagada igasuguste pingevõimenduste korral.

Eelnevast tulevad kohe selgelt välja negatiivset diferentsiaaltakistust sisaldava modifitseeritud järjestikvõimendusastme eelised traditsioonilise järjestiklülituse ees. Kõigepealt, ehkki sellise astme kasutegur signaali allika rööptakistuse R_1 tõttu veidi väheneb, kompenseerib selle suure või väga suure sisetakistusega signaali allika kasutamise võimalus erinevalt klassikalisest järjestiklülitusest. See tähendab ühtlasi sisendahela või signaali allika ahela suhtelist eralda-

mist muust skeemist ning seega ka toite- ja väljundahelatest. Teiseks, nagu nägime, võimaldab selline lahendus panna negatiivse diferentsiaaltakistusega struktuuri tööle kõige optimaalsemas või kõige stabiilsemas pinge ja voolu koguvõimenduse režiimis, mille korral pinge- ja vooluvõimendusteguri – mis on mõlemad absoluutväärtuselt ühest suuremad – korrutus praktiliselt ei muutu negatiivse takistuse väikesel ebastabiilsusel (muutumisel).

Nimetatud kaks olulist eelist kehtivad tegelikult mõlema senivaadeldud negatiivse takistusega võimendusastme korral ehk nii modifitseeritud järjestik-astme kui modifitseeritud rööpastme korral. Viimasel juhul on samuti võimalik kasutada suure sisetakistusega signaaliallikat (nagu normaalne on) ja eraldada ta küllaldaselt toite- ja väljundahelatest. Sel põhjusel on rööplülitust kasutatud ka ainult pinge võimendamiseks ilma vooluvõimenduse võimalusele tähelepanu pööramata [4, lk. 34–39; 5, lk. 51–68], ehkki sellise lülituse näol on rohkem tegemist ikkagi vooluvõimendiga, nagu eespool näitasime. Samal ajal pole vooluvõimendust andvat järjestiklülitust üldse kasutatud, mis annab edaspidi võimaluse konstrueerida siin väljatöötatud võimendusastmete baasil parendatud aktiivomadustega ja suurendatud koguvõimenduse stabiilsusega negatiivset takistust sisaldavaid struktuure igasugusteks funktsioonideks.

Nagu nägime, saab ja tuleb negatiivse diferentsiaaltakistusega modifitseeritud lülituste tüürimiseks kasutada suure sisetakistusega tüürsignaaliallikaid. Erilise vajaduse korral, kui sellisest sisendahela suhtelisest eraldamisest tänu täiendatud skeemide kasutuselevõtule veel ei piisa ja kui signaali kuju seda võimaldab, võib eraldada signaaliallika ahela kondensaatori abil galvaaniliselt lahti skeemi muudest ahelatest – näiteks kui on tegemist puhta vahelduvsignaali ja juhtudel, kui signaali kuju selle tõttu ei moonutu ega teisene (kui viimane pole taotluslik). Siiski, nagu kohe näeme, pole see nii võimsuslikus kui tehnilises mõttes soovitatav, sest ühelt poolt kandub siis signaaliallikale suurem võimsus skeemist tagasi ja teiselt poolt saab siis otseselt (ilma lisaahelateta) kasutada ainult S-kujulise karakteristikuga ehk vooluga tüüritavat negatiivse diferentsiaaltakistusega elementi (nt. komplementaarse paari bipolaartransistoride baasil, mis pole aga tööks pidevrežiimis eriti sobivad).

Tõepoolest, kui ühendada sobiva mahtuvusega kondensaator joonistel 14 ja 15 toodud lülitustes ristiga märgitud kohtadesse, siis kogu vahelduvsignaali allika poolt väljaantav võimsus pöörduv talle endale tagasi, kus eraldub soojusena (elektroonikaskeemide signaaliallikad pole võimelised mehhaanilist tööd tegema ega laaduma). Seda võib näha koormusel eralduva kasuliku vahelduvvõimsuse ja vahelduvpingeallika poolt arendatava võimsuse suhetest

$$B_{\text{par}} = \frac{P_{L\text{par}}}{P_{v\text{par}}} = \frac{r_n^2 R_L V_m^2}{2(r_n R_L + r_n R_1 + R_L R_1)^2} \bigg/ \frac{(r_n + R_L) V_m^2}{2(r_n R_L + r_n R_1 + R_L R_1)} = A_{v\text{par}} A_{i\text{par}}, \quad (86a)$$

$$B_{\text{ser}} = \frac{P_{L\text{ser}}}{P_{v\text{ser}}} = \frac{R_L V_m^2}{2(r_n + R_L)^2} \bigg/ \frac{(r_n + R_L + R_1) V_m^2}{2R_1 (r_n + R_L)} = A_{v\text{ser}} A_{i\text{ser}}, \quad (86b)$$

mis mõlemad on negatiivsed pinge ja voolu korraga võimendamisel optimaalses töörežiimis (vt. vastavalt nõuded (79) ja (85)). See tähendab, et vahelduv-

signaali allikale jääv võimsus on negatiivne (kuna koormusel eralduv võimsus on kahtlemata positiivne), mis tuleneb üldisemalt asjaolust, et mõlemad struktuurid omavad negatiivset summaarset takistust signaali läbimisele: rööplülituse sisendtakistus on antud tingimustel $R_1+r_n||R_L=-0,5r_n||R_L+r_n||R_L=0,5r_n||R_L<0$ ($|r_n|<R_L$) ja järjestikülütuse sisendtakistus on $R_1||r_n||R_L=[-2(r_n+R_L)]||r_n+R_L=-2(r_n+R_L)<0$ ($|r_n|>R_L$).

Kuna negatiivse takistusega elemendil on vaadeldavates lülitustes alaliseel- pinge peal, mis võimaldab vahelduvsignaali võnkumist terviklikult negatiivsel diferentsiaaltakistusel, ja positiivsed takistused on sümmeetrilised, siis käitub kogu lülitus võimsuslikult täpselt samamoodi nagu punktis 1.1 kirjeldatud absoluutne negatiivne takistus. See tähendab, et vahelduvpingeallikas annab temaga kondensaatori kaudu ühendatud summaarse negatiivse takistuse abil lõppkokkuvõttes võimsust iseendale (mõlemal poolperioodil ühtemoodi). Kuna võimsusvõimendus ei saa antud käsitluses olla negatiivne ehk arvesse läheb ainult vahelduvsignaali allika poolt mujale skeemi väljaantav võimsus (mitte talle antav või tagasiantav võimsus), mida seni oleme kasutanud kõigi galvaaniliselt sidestatud elementidega võimendusastmete arvutamisel (vt. ka p. 2.1 ja 2.2), siis avaldised (86a) ja (86b) on lihtsalt kirjeldatud lülituste väljund- ja sisendvõimsuse suhted, mis arvuliselt võrduvad vastavate pinge- ja vooluvõimendegurite korrutisega.

Lisaks tuleb märkida, et tervikuna käituvad joonistel 14 ja 15 toodud negatiivse diferentsiaaltakistusega astmed ka sisendkondensaatori olemasolul vahelduvpinge erinevatel poolperioodidel võimsuslikus mõttes erinevalt, mis on muu hulgas seotud kondensaatorilt võetava ja talle antava lisaenergiaga signaali erinevatel poolperioodidel. Sisuliselt toimib kondensaator nagu patarei, millest saab energiat võtta, aga erinevalt tavalisest patareist saab talle energiat kiiresti ja täiesti vabalt ka tagasi anda – kusjuures vahelduvpinget ei tohiks sidestuskondensaatorile praktiliselt jääda ehk valida tuleb piisavalt suure mahtuvusega kondensaator konkreetselt kasutatava sagedusvahemiku jaoks. Nende põhimõtete järgi võib sellel eralduskondensaatoril formeeruva võimsuse ehk temalt võetava või talle antava võimsuse avaldada kujul $(1/T)\int V_C i(t) dt = (V_C V_m / Tr_s) \cdot \int (\sin \omega t) dt$, sest teda „läbib” ainult vahelduvvool $i(t)$ (V_C on alalispinge kondensaatoril ja r_s on signaali allika summaarne koormustakistus – antud juhul negatiivne). Seega positiivsel poolperioodil saab eelnevalt pingeni V_C laadunud sisendkondensaator toiteallikalt lisaenergia, sest siis $V_C V_m / \pi r_s < 0$ (alalisallikalt läheb energia ka veel negatiivsele kogutakistusele ja vahelduvallikale) ning negatiivsel poolperioodil annab ta samasuguse energia ära lülituse summaarsele negatiivsele takistusele ja signaali allikale (sest siis $-V_C V_m / \pi r_s > 0$). Seega – ehkki kokkuvõttes on vaadeldavate negatiivse diferentsiaaltakistusega struktuuride võimsuslik käitumine vahelduvsignaali terve perioodi jooksul eeldatav ja selge, on erinevatel poolperioodidel võimsusvahetus süsteemi komponentide (sh. kondensaatori) vahel ja süsteemi võimsusbilanss tegelikult erinevad.

Kui vaadelda nüüd veel ka teist probleemi peale signaali allikale tagasipöörduva kasvanud energiaga, mis kaasneb kondensaatori ühendamisega joonistel 14 ja 15 toodud negatiivse takistusega astmete sisendahelasse, siis tekkinud

skeemides saab otseselt kasutada ainult vooluga tüüritavaid S-kujulise karakteristikuga negatiivse diferentsiaaltakistusega elemente. Kuigi pidevas režiimis töötamiseks on laiemalt levinud N-kujulise karakteristikuga ehk pingega tüüritavad elemendid nagu erinevad tunneldiodid, λ -diodid jt., ei saa neid eralduskondensaatoriga lülitustes tööle rakendada ilma lisaahelate olemasoluta. Põhjus on siin selles, et modifitseeritud rööpvõimendusastme korral peab pinge ja voolu korraga võimendamiseks olema täidetud tingimus $|r_n| < R_L$ (vt. valem (77) ja kommentaarid), aga alalisvoolu järgi saab N-tüüpi negatiivse diferentsiaaltakistuse tööle rakendada ainult siis, kui $R_L < |r_n|$ (pideva režiimi realiseerimiseks on vaja mõlema järjestikuse takistuse karakteristikuga ainult üht lõikepunkti). Samuti, modifitseeritud järjestikvõimendusastme korral peab vastavalt valemile (83) ja tema kommentaaridele olema sama eesmärgi saavutamiseks täidetud tingimus $|r_n| > R_L$, aga N-tüüpi negatiivset takistust saab neis astmetes kasutada ainult siis, kui $R_1 + R_L < |r_n|$ ehk $-2r_n - 2R_L + R_L < -r_n$, mistõttu alalisvoolu järgi realiseerub ainult skeem, kus $|r_n| < R_L$.

Sellega oleme näidanud, et eralduskondensaatori ühendamise negatiivse diferentsiaaltakistusega struktuuride sisendahelasse pole hoopiski mitte soovitatav erinevalt positiivse takistusega aktiivsetest struktuuridest. Ühelt poolt suureneb siis signaali allikale ülekantav võimsus (sest kogu signaali allika arendatav võimsus tuleb talle skeemist tagasi) võrreldes galvaaniliselt sidestatud elementidega lülitustega, kus võimsus eraldub temal ainult ühel poolperioodil ja kus selle suurust saab spetsiaalselt optimeerida koos võimsuskasvukoeffitsiendi ja kasuteguriga (vt. p. 2.2 ja 2.3). Teiselt poolt on laiemalt levinud N-tüüpi võimendus-elementide kasutamine siis keerukam lisatoiteahelate vajaduse tõttu, milles peab peale toiteallika paratamatult olema kas pingejagur (eeltakisti), drossel või voolustabilisaator. Läbi nende võib toitepinge anda ka otse negatiivsele takistusele, ilma et tekiks probleem talle vahelduvsignaali lisandumisega, kusjuures võimenduselemendi toitevool ei pruugi erinevalt klassikalistest transistorlülitustest astmesisest koormustakistust läbidagi (selleks võime sisekoormuse kondensaatoriga eraldada). Siiski eeltakisti või pingejaguri takistus peab olema võimalikult suur, et negatiivne diferentsiaaltakistus ise ja tema väärtus säiliks talle positiivse takistusega toiteahela külgeühendamisel, ja parim viis nõutava efekti saavutamiseks on lülitada pingeaallikaga jadamisi suure vahelduvvoolu- ehk diferentsiaaltakistusega drossel või voolustabilisaator (kasvõi ühel FET-l või BJT-l) vastavalt N- ja S-karakteristikuga võimenduselemendi korral. Sellest kõigest saab aga loobuda, kui jääda esialgselt käsitletud puht galvaaniliste ühendustega lülituste juurde, mis on skeemitehnilistelt lahendustelt lihtsamad ja milles võimsusvahetus süsteemi komponentide vahel toimub märksa optimaalselt, eriti mis puudutab võimsuse ülekannet tüürpingeaallikale.

Kokkuvõttes võime öelda, et negatiivse diferentsiaaltakistusega struktuuride konstrueerimiseks mitmesugustel eesmärkidel võime kasutada eespool kirjeldatud ja analüüsitud modifitseeritud võimendusastmeid, mis baseeruvad kaheklemmilistel võimenduselementidel ja mis võivad oma olemuselt ehk signaali levimiselt läbi skeemi olla nii rööp- kui järjestiklülitused. Nendes on sisendahel ehk signaali allikas piisavalt eraldatud toite- ja väljundahelatest ning nad saavad nõutud tingimuste täitmisel töötada suurima stabiilsusega režiimis parameetrite

(eriti negatiivse diferentsiaaltakistuse) muutumise minimaalse tundlikkuse järgi. Need aktiivsed „struktuurikomponendid” võimaldavad edaspidi luua parendatud võimendusomadustega ja suurendatud stabiilsusega negatiivse takistusega struktuure erinevateks vajadusteks, mille pinge ja voolu koguvõimendust tuleb selle saavutamiseks vastavalt ülaltoodud tingimustele spetsiaalselt optimeerida.

3. ÖKONOOMSETE NEGATIIVSE TAKISTUSEGA ELEMENTIDE SÜNTEES JA RAKENDUSED

3.1. Ökonoomsete negatiivse takistusega elementide vajadus

Negatiivse takistuse tehnika annab ka tänapäeva elektroonikas vähemalt kahes valdkonnas eeliseid teiste lahenduste ees. Esiteks, kui GHz-ala filtrid teostada monoliitsetes mikrolaine-integraalskeemides (ingl. k. *monolithic microwave integrated circuit*, MMIC) ja kasutada neis passiivset spiraalset metallinduktiivsust, siis pole negatiivsest takistusest pääsu resonaatori kadude kompenseerimise ja tema hüveteguri tõstmise eesmärgil. Müra ja energiatarbe vähendamiseks tuleb negatiivne takistus teostada võimalikult vähestel skeemielementidel, milleks on kõige sobivam ühendada resonaatori enda komponentide (induktiivspiraali ja kondensaatori) vahele või ümber sobivalt lülitatud üksainus ülikõrgsagedus-väljatransistor (nt. MESFET e. *metal-semiconductor field effect transistor*, HFET e. *high-electron-mobility transistor* vms.), mille tulemusena saab teatud tingimuste täitmisel sellise struktuuri koguimpedantsi aktiivkomponent olla negatiivne. Selliste negatiivse takistusega kindlale (või muudetavale) sagedusele häälestatud aktiivsete resonatorite baasil saab kergesti teostada nt. erinevat järku ribafilteere nende mahtuvusliku ühendamise teel. Teisest küljest võib peale mikrolainealas kasutamise ka suuremahuliste närvivõrkude modelleerimiseks vajalikud kaootilises režiimis töötavate neuronite mudelid kõige lihtsamini saada negatiivse takistusega seadiste baasil, mis tuleb teostada negatiivse diferentsiaaltakistuse tagamiseks nii alalis- kui vahelduv(impulss)signaaliga tüürimisel vähemalt kahel välja- või bipolaartransistoril, mida analüüsime detailsemalt samuti allpool.

Põhimõtteliselt on filtrid jäänud viimasteks diskreetseteks komponentideks paljudes GHz-alasse ulatuva sagedusalaga raadio(side)seadistes – eriti portatiivsetes raadiovastuvõtuseadmetes, kus väga olulised on väike võimsustarve ja madal toitepinge ning ka töövõime suurtes piirides muutuval-kahaneval pingel. Üldrakendatavaid lahendusi selliste mikrolainefiltrite konstrueerimiseks pole veel leitud ning nende teostamiseks integraalskeemis võib vajaminevad induktiivsused asendada transistoridest ja mahtuvustest koosnevate inverteritega (güraatoritega), mis muundavad nt. mahtuvustakistuse induktiivtakistuseks. Selliste transistoribaasil teostatud induktiivsuste kasutuselevõtt võimaldab küll skeemidest kaotada spiraalsed induktorid ja samal ajal saada kõrge hüveteguriga resonatorid, kuid tulenevalt paljude detailide vajadusest tuleb kaotus nii müra, (signaali)tundlikkuses kui võimsustarbes; lisaks ei saa vastavaid lülitusi tööle rakendada väikesel mõnevoldisel toitepingel [21, 22].

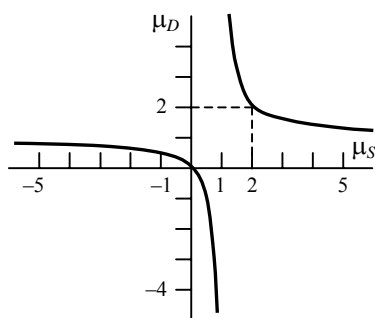
Seetõttu tuleks aktiivsetest simuleeritud induktiivsustest üldse loobuda – isegi kui vastavad filtrid omavad negatiivset takistust – ja üle minna puhtalt passiivsete spiraalsete metallinduktorite teostamisele ka mikroskeemides. Muidugi saab see toimuda ainult koos negatiivse takistuse kompensatsiooniga kõrge hüveteguri (kuni 100) tagamiseks 3–6 GHz piirkonnas, sest vaatamata mõne nanohenri suurusele induktiivsusele omavad nõutavad ülipeened spiraalinduktorid siiski kümnekonna oomi suurust alalisvoolutakistust. See suund võib osutada

perspektiivseks, sest ta omab mitmeid eeliseid nii filtrite mürasummaduste, nende dünaamilise ulatuse kui madala tööpinge osas, eriti kui kasutada lihtsaid, aga erilisi skeeme negatiivse takistuse saamiseks.

Tehnilise lahenduse ja ökonoomsuse seisukohalt on muidugi eelistatud negatiivse takistuse teostamine ainult ühel väljatransistoril, kusjuures seda on võimalik saavutada ainult vahelduvvoolu jaoks tänu induktiivse või mahtuvusliku tagasiside kasutamisele transistori väljund- ja sisendahela vahel. Kuna tagasiside-elementidena saab rakendada otseselt resonaatori koosseisus olevat spiraalinduktiivsust ja kondensaatorit, siis tehniliselt on nende elementide vahele või ümber vaja lülitada ainult üksik mikrolainetransistor. Teoreetiliselt on asi siiski keerukam, sest seda võib teha paljudel erinevatel viisidel, millest seni on kasutamist leidnud mõned [21]. Järgmises punktis on süstemaatilise käsitluse abil leitud kõik võimalused negatiivse takistuse saamiseks ühe väljatransistori baasil ja antud konkreetsed tingimused negatiivse takistuse ilmutamiseks igal eraldi juhul.

3.2. Negatiivse takistuse süstemaatiline süntees ühel väljatransistoril (MES)FET-l mikrolainerakendusteks

Kui alustada väljatransistor-tüüpi võimenduselementidest laiemalt, siis reaalselt



Joonis 16. Ühise lätte ja ühise neeluga FET-lülituste staatiliste pingevõimendustegurite seos

saab eksisteerida kaheksa kvalitatiivselt erinevat FET-tüüpi kolmeklemmilist elementi, mis oma tööks tüürvoolu põhimõtteliselt ei vaja ehk mille sisendahel on alalisvoolu jaoks praktiliselt isoleeritud väljundahelast (kõrgsagedusliku vahelduvpinge korral tuleb arvestada klemmidevahelisi mahtuvusi, mida allpool on ka tehtud). Algne väide ehk kaheksa erineva FET-tüüpi elemendi võimalikkus tuleneb selliste pingega tüüritavate elementide staatilise pingevõimendusteguri väärtusest lähtelülituses ehk ühise lättega CS(*common source*)-lülituses

$\mu_S = \partial V_{DS} / \partial V_{GS} (I_{DS} = \text{const})$, kus D tähistab FET-tüüpi elemendi neelu, S lätet ja G paisu (vrld. vastavalt elektronlambi anoodi, katoodi ja võret, mis on analoogsed bipolaartransistori kollektori, emitteri ja baasiga). Nagu näha jooniselt 16, saab selle pingevõimendusteguri väärtus jääda nelja põhimõtteliselt erinevasse piirkonda: $\mu_S \leq 0$, $0 < \mu_S < 1$, $1 < \mu_S \leq 2$ ja $\mu_S \geq 2$. Siis vastavalt ühise neeluga ehk CD(*common drain*)-lülitusele üleminekuvalemitel

$$\mu_D = \frac{\mu_S}{\mu_S - 1}, \quad g_{mD} = -g_{mS}, \quad r_D = \frac{r_S}{1 - \mu_S} \quad (87)$$

saame, et pingevõimendusteguri väärtus CD-lülituses $\mu_D = \partial V_{SD} / \partial V_{GD}$ ($I_{SD} = \text{const}$) asub vastavalt piirkondades $0 \leq \mu_D < 1$, $\mu_D \leq 0$, $\mu_D \geq 2$ ja $1 < \mu_D \leq 2$. Täpsustame, et siin $g_{mS} = \partial I_{DS} / \partial V_{GS}$ ($V_{DS} = \text{const}$) on mistahes tüüpi FET-elementi staatiline tõus ja $r_S = \partial V_{DS} / \partial I_{DS}$ ($V_{GS} = \text{const}$) tema staatiline sisetakistus CS-lülituses ning $g_{mD} = \partial I_{SD} / \partial V_{GD}$ ($V_{SD} = \text{const}$) ja $r_D = \partial V_{SD} / \partial I_{SD}$ ($V_{GD} = \text{const}$) on vastavalt sellise elemendi staatiline tõus ja staatiline sisetakistus CD-lülituses. Kui nüüd arvestada veel asjaolu, et FET-tüüpi võimenduselemendi kolm nimetatud staatilist põhi- parameetrit on vaadeldavates lülitustes seotud ühesuguste võrranditega (mis tulenevalt otseselt edasistest valemitest (89a) ja (89b))

$$\mu_S = -g_{mS} r_S, \quad \mu_D = -g_{mD} r_D, \quad (88)$$

siis järgneb, et igas ülalmärgitud pingevõimendusteguri piirkonnas saab eksisteerida kaks varianti tõusu g_m ja sisetakistuse r positiivsuse ja negatiivsuse jaoks.

Märgime, et ühise lättega CS- ja ühise neeluga CD-lülitust on võimalik selgelt eristada lähtudes füüsikalistest kaalutlustest, mille kohaselt FET-tüüpi elemendi lätteklemmik nimetame alati seda väljundklemmi, millelt põhilised laengukandjad tegelikult sisenevad elemendi tööpiirkonda. Ka tavaliste väljatransistoride ja elektronlampide korral võib S-elektroodi sel viisil üheselt määrata kui põhilisi laengukandjaid emiteeriva elektroodi (sõltumata sellest, mis on nt. reaalse FETi peale märgitud, sest sümmeetria tõttu võib tema S ja D üldiselt vahetada), mistõttu ülaltoodud nomenklatuuris pole CS- ja CD-parameetrid (nt. μ_S ja μ_D) suvaliselt valitavad.

Eelnev mõttekäik annabki kokku kaheksa kvalitatiivselt erineva põhiparameetrite komplektiga võimalikku FET-tüüpi elementi, mida peaks saama teostada nii iseseisvate terviklike elementidena sisemiste füüsikaliste efektide baasil kui olemasoleval FET-baasil ehk levinud väljatransistoride baasil. Meie huvi on siin selles, et tervelt kuus neist kaheksast kolmeklemmilisest FET-elementist omavad negatiivset sise- ehk väljundtakistust, kusjuures kahel elemendil on negatiivne takistus nii CS- kui CD-lülituses, kahel elemendil CS-lülituses ja kahel elemendil CD-lülituses. Nimetatutest kaks esimest vastavad joonisel 16 toodud graafiku vasakpoolsele harule ehk kahele esimesele eespoolmärgitud pingevõimendusteguri piirkonnale $\mu_S \leq 0$ ja $0 \leq \mu_S < 1$ (ehk $0 \leq \mu_D < 1$ ja $\mu_D \leq 0$), mille mõlema korral saab olla nii $r_S > 0$ ja $r_D > 0$ kui $r_S < 0$ ja $r_D < 0$. Neli järgmist varianti vastavad selle graafiku parempoolsele harule ja kahele viimasele pingevõimendusteguri piirkonnale $1 < \mu_S \leq 2$ ja $\mu_S \geq 2$ (ehk $\mu_D \geq 2$ ja $1 < \mu_D \leq 2$), kus nii μ_S kui μ_D on mõlemad positiivsed ja ühest suuremad – sel juhul on ühes CS/CD-lülitustest FET-tüüpi elemendi sisetakistus positiivne ja teises negatiivne.

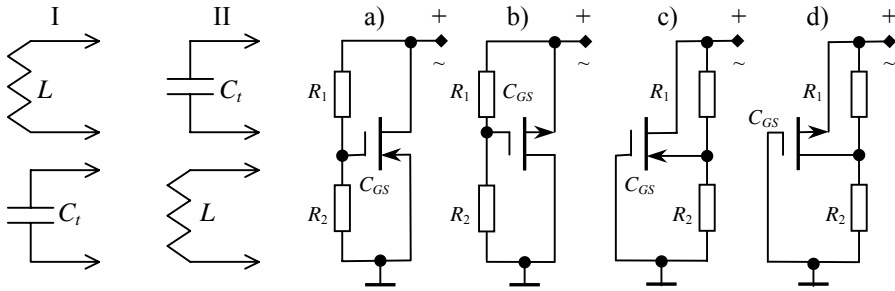
Märgime, et neis mõlemas lülituses CS ja CD positiivset takistust omavate FET-tüüpi võimenduselementide hulka kuuluvad mõistagi kõik *tavalised* elektronlambid, pn-väljatransistorid ja isoleeritud paisuga väljatransistorid, mis töötavad elektroonilises mõttes (loomulikult mitte füüsikalises mõttes) *ühtemoodi* ja kuuluvad kõik ainult ühte rühma kaheksast kvalitatiivselt erinevast võimalusest. Täpsemalt öeldes kirjeldab neid joonisel 16 toodud graafiku vasakpoolse haru vasakpoolne piirkond $\mu_S < 0$ ehk $0 < \mu_D < 1$, kusjuures realselt on $\mu_S \ll -1$ ja

$\mu_D \approx 1$. Teine positiivsete takistustega variant asub piirkonnas $0 < \mu_S < 1$ ehk $\mu_D < 0$, mis on aga füüsilises mõttes teistsugune, nagu ülal selgitatud.

Kõigi nende seadiste spetsiaalne realiseerimine saab kahtlemata avardada negatiivse takistuse saamise võimalusi, kusjuures kirjeldatud võimenduselemendid võivad erinevalt kaheklemmilistest negatiivsetest takistustest töötada edukalt kolmeklemmirežiimis nagu tavalised väljatransistoridki – kui silmas pidada eelkõige pidevat ehk lineaarset töörežiimi. Lisame, et varem on teoreetiliselt uuritud rohkem terviklike võimendite kõikvõimalikke ühendusviise, mis on saadud võimendi „pööramisel” paigalolevate välisahelate suhtes [43, lk. 29–32], ja samuti on kirjeldatud transistori kui teoreetiliste FET-elementide mõningaid ühendusviise [44, lk. 216–219]. Antud juhul on tegemist aga negatiivse takistusega võimenduselementide süstemaatilise sünteesimise põhimõtetega, mitte tervikvõimendi kui üldiselt vastastaktväljundiga (ja diferentsiaalsisendiga) varustatud ja tagasisidestatud väikese väljundtakistusega kolmklemmi ühendusviiside valikuga või transistori paigutamise erinevatesse lülitusviisidesse.

Järgnevalt vaatlemegi aga just lülitusviise, et kõigepealt alustada negatiivse takistuse sünteesimist ainult ühe reaalse väljatransistori baasil. Muidugi, üksiku transistoriga pole võimalik saavutada negatiivset takistust alalisvoolu jaoks, kuid vahelduvvoolu jaoks peaks tema teostamine küll võimalik olema, kui kasutada induktiivset ja mahtuvuslikku tagasisidet transistori väljund- ja sisendahela vahel. Tänu sellisele dünaamilisele negatiivsele takistusele saavad põhimõtteliselt üldse töötada generaatorid ja ostsillaatorid, kuid antud juhul keskendume filtritele, kus on vajalik saavutada hoopis spiraalinduktiivsuse alalisvoolutakistust peaaegu (et välistada genereerimine) kompenseeriva negatiivse aktiivtakistuse efekt väliselt etteantud sagedusega vaheldussignaali korral. Kuna teoreetiliselt saab eksisteerida neli väljatransistori staatilist põhilülitust üldtuntud kolme asemel (nagu allpool demonstreeritud), siis on võimalik neid kõiki kasutada baasskeemidena, kuhu saab juurde lülitada reaktiivahelad. Järgnevalt ongi esitatud puuduv süstemaatiline kogum kõigist neist võimalustest, sest seni on mikro-lainefiltrites kasutamist leidnud ainult osa neist ja lisaks esineb segadus nende lülituste liigitamisel ja nende omaduste kirjeldamisel.

Selleks et saada FET-tüüpi võimenduselemendi kõik staatilised põhilülitused, kus selle elemendi põhiomadused või põhiparameetrid on eeldatavasti täiesti erinevad, võime kõigepealt ühendada signaaliallika paisuga G ja toiteallika kas neeluga D või lättega S ning vabaks jäänud klemmid ühendada omavahel kokku – siis saame vastavalt staatilise CS- ja CD-lülituse (ehk ühise lättega/katoodiga ja ühise neeluga/anoodiga lülituse). Kui aga signaaliallikas paigutata samuti elemendi väljundahelasse, siis saame signaaliallika ühendada lättega ja toiteallika neeluga või vastupidi (et säiliks transistori kolmeklemmirežiim), mis annab meile kaks erinevat staatilist CG (*common gate*)-lülitust (kui paisuklemm ja allikate vabad klemmid ka kokku ühendada). Seejuures esimene neist on klassikaline CG-lülitus (ehk ühise paisuga/võrega lülitus), aga teist võime nimetada CG'- või anti-CG-lülituseks. Kõiki need staatilised põhilülitused on nimetamise järjekorras põhimõtteliselt olemas joonisel 17, kui tagasisidetakisti R_1 eemaldada ja signaaliallikas paigutata takisti R_2 asemele.



Joonis 17. Negatiivse takistusega struktuurid ühe väljatransistori baasil: a) ühise lättega lülituses, b) ühise neeluga lülituses, c) ühise paisuga lülituses, d) ühise paisuga antilülituses; I variandile vastab R_1 asemel induktiivsus L ja R_2 asemel kondensaator C_t , II variandi korral vastupidi

Põhjus, miks viimast, CG'-lülitust tavaliste FET-elementide puhul pole käsitletud, on lihtsalt selles, et selles lülituses ei oma tavalise väljatransistori või elektronlambi pingevõimendustegur võimendavat väärtust ja lisaks puudub sel lülitusel ka voolvõimendusomadus. Kuna aga kõiki kaheksat kindlakstehtud FET-tüüpi elementi saab loomulikult samuti paigutada nelja erinevasse staatilisse lülitusse, siis ülejäänud elementidel võib kahtlemata CG'-lülituses pingevõimendusomadus olla, mistõttu selle lülituse olemasolu ei saa ignoreerida. Asja näitlikustamiseks võime siinkohal esitada kõigi nelja staatilise põhilülituse IV-karakteristikute lineaarsed võrrandid CS-parameetrite kaudu mistahes tüüpi transistori jaoks, mis vastavad joonisel 17 toodud juhtudele – milles aga staatilise režiimi saamiseks – nagu juba öeldud – tuleks signaali allikas (vajadusel koos eelpingeallikaga) paigutada takisti R_2 asemele, tagasisidetakisti R_1 eemaldada ja lülituste välisklemmidele anda ainult alalistoitepinge:

$$\Delta I_{DS}^{CS} = \frac{1}{r_S} \Delta V_{DS} + g_{mS} \Delta V_{GS}, \quad (89a)$$

$$\Delta I_{SD}^{CD} = \frac{1-\mu_S}{r_S} \Delta V_{SD} - g_{mS} \Delta V_{GD}, \quad (89b)$$

$$\Delta I_{DS}^{CG} = \frac{1}{r_S} \Delta V_{DG} - \left(g_{mS} + \frac{1}{r_S} \right) \Delta V_{SG}, \quad (89c)$$

$$\Delta I_{SD}^{CG'} = \frac{1-\mu_S}{r_S} \Delta V_{SG} - \left(-g_{mS} + \frac{1-\mu_S}{r_S} \right) \Delta V_{DG} \quad (89d)$$

(neis on voolu ja pinge absoluutsete väärtuste asemel kasutatud nende (väikesi) muute, mis on lülituste põhiparameetrite arvutamiseks sobivamad ja tähistatud sümboliga Δ).

Märgime, et selguse mõttes on joonisel 17 kasutatud alati üldklemmi suhtes positiivset toidet ja varieeritud on FET-elementi juhtivustüüpi (n- või p-juhti-

vus ehk elektron- või aukjuhtivus), mis ei puuduta n- või p-tüüpi võimendus-elementide tegelikku rakendamist ja aitab ainult viia staatiliste lülituste parameetrid ühtsele alusele (et vältida märkidest tulenevaid lisaprobleeme). Lisame, et FET-tüüpi elementide kolme põhiparameetri seosed nt. CS- ja CD-lülituse jaoks (88) tulenevad otseselt selle elemendi põhilülituste lineaarsetest karakteristikutest (89a) ja (89b) (valemite (89) pinge- ja voolumuutude kordajad on tuletatud eeldustest, et üks kolmest muudust on kordamööda null).

Samas ei saa FET-tüüpi kolmeklemmilise võimenduselemendi nelja erineva staatilise põhilülituse olemasolu ignoreerida ka tavaliste väljatransistoride ja elektronlampide korral, sest nagu allpool näeme, võivad kõik need lülitused töötada dünaamilise negatiivse takistuse loomisel reaktiivsete tagasiside-elementide baasil hoolimata sellest, et näiteks anti-CG-lülitus ei oma iseenesest pinge-(ega voolu-)võimendusomadust erinevalt klassikalisest CG-lülitusest:

$$\mu_G = 1 - \mu_S, \quad \mu_{G'} = 1 - \mu_D = \frac{1}{1 - \mu_S} = \frac{1}{\mu_G}, \quad (90)$$

mis tavaliste väljatransistoride korral, millel $\mu_S \ll -1$, annabki tulemuse $\mu_G \gg 1$ ja $0 < \mu_G < 1$. Kui lähtuda nüüd kõigist võrranditest (88)–(90), siis tavaline FET-element „võimendab” (täpsemalt: omab võimendusomadust) staatilises CS-lülituses nii pinget kui voolu, CD-lülituses ainult voolu, CG-lülituses ainult pinget ja CG'-lülituses ei võimenda midagi, ehkki negatiivse takistuse alusskeemina leiab ta teiste hulgas võrdväärset rakendamist. Kõiki neid ühendusviise on nimetamise järjekorras kasutatud joonisel 17, kuid seal pole nad pandud tööle mitte võimendusrežiimis ja sisendsignaaliga, vaid tagasisiderežiimis ja vahelduvsignaali andmisega väljundisse (reaktiivtakistused on esialgu tähistatud kui R_1 ja R_2). Olgu lisatud, et realselt võimendavaid ehk dünaamilisi põhilülitusi võib eristada tavalise FETi ja ühe takisti kasutamisel isegi üheksa (tavapärase kolme asemel), millest seitse võimendavad pinget kolme erineva valemi järgi, kuid tulenevalt spetsiifiliste ja hoopis staatilistel põhilülitustel baseeruvate negatiivse takistusega skeemide konstrueerimise vajadusest mikrolainefiltrite tarbeks me neid siinkohal lähemalt ei vaatle.

Uurime nüüd detailselt üksiku elektroonilises mõttes tavalise väljatransistori (millel on CS-lülituses suur negatiivne pingevõimendustegur ja suur positiivne sisetakistus) abil negatiivse takistuse saamise võimalusi erinevate staatiliste põhilülituste baasil, mis on esitatud joonisel 17 ja milles transistori väljundvoolu muutude arvutamiseks võib kasutada valemeid (89a) ja (89b). Väline vahelduvsinge on rakendatud nende struktuuride väljundisse, mis tegelikult omab nüüd sisendi funktsioone, kusjuures transistori alalistoiteallikat (polaarsus märgitud kui +) ja eelpingeallikat (mis sõltub kasutatava FETi tüübist) pole lihtsuse mõttes näidatud. Joonisel 17a toodud ühise lättega lülitusel CS põhineva astme väljundtakistus (sisetakistus) avaldub üldjuhul

$$r_{\text{out}}^{\text{CS}} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{12} + \Delta I_{DS}} = \frac{r_S(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + r_S(1 + g_{mS}R_2)} \approx \frac{R_1 + R_2}{1 + g_m R_2}, \quad (91)$$

kus ΔI_{12} on voolumuut läbi pingejaguri $R_1 R_2$ ning r_S ja $g_{mS} \equiv g_m$ on vastavalt reaalse FETi staatiline sisetakistus ja tõus CS-lülituses. Kui asendada nüüd

näiteks R_1 induktiivsusega L ja R_2 asendada mahtuvusega C_t (mida võib nime-
tada ka häälestusmahtuvuseks, ingl. k. *tuning capacitance*), nii et $R_1=j\omega L$ ja
 $R_2=1/j\omega C_t$ (kus ω on signaali nurksagedus), siis tuleb kõigepealt tähele panna, et
vaadeldava mikrolaineala kõrgemas 3–6 GHz sagedusalas kasutatavate spiraal-
sete induktiivsuste tüüpväärtused on 3–4 nH ja kondensaatorite mahtuvused
paar pF. Seetõttu jäävad nende elementide reaktiivtakistuste väärtused alla
100 Ω ja valemis (91) on õigustatud üleminek $r_s \gg R_1, R_2$. Lisaks tuleb märkida,
et FET-i sisendmahtuvus $C_{GS} \equiv C_g$ liitub antud juhul välise mahtuvusega C_t , nii et
 $C = C_t + C_g$.

Vaadeldava lülituse (I variant joonisel 17a) väljundimpedants avaldub vale-
mi (91) alusel

$$Z_{\text{out}}^{\text{CSI}} = \frac{1 - \omega^2 LC}{g_m + j\omega C} = \frac{g_m(1 - \omega^2 LC)}{g_m^2 + \omega^2 C^2} + j \frac{\omega C(\omega^2 LC - 1)}{g_m^2 + \omega^2 C^2} \quad (92)$$

ja on selge, et eespooltoodud parameetrite korral on $1 - \omega^2 LC < 0$, mistõttu vasta-
val lülitusel on negatiivne aktiivtakistus ja positiivne ehk induktiivne reaktiiv-
takistus. See tähendab, et kasutatav spiraalne induktiivsus nt. monoliitses mik-
rolaine-integraalskeemis jääb edasi induktiivsuseks, kuid talle lisandub FETi
abil loodud negatiivne aktiivtakistus (suurusjärgus mõnest oomist 10 oomini),
mis saab kompenseerida kaod vastavas LC-resonaatoris ehk peenikese induktori
alalisvoolutakistuse alla 10 Ω (mida eespool pole tema väiksuse tõttu võrreldes
reaktiivtakistustega arvesse võetud).

Kui nüüd vahetada L ja C_t asukohad vastavalt II lülitusvariandile joonisel
17a, nii et $R_1=1/j\omega C_t$ ja $R_2=j\omega L$, avaldub sama lülituse väljundimpedants valemi
(91) alusel

$$Z_{\text{out}}^{\text{CSII}} = \frac{1 - \omega^2 L(C_t + C_g)}{\omega C_t(j - g_m \omega L) - j\omega^3 L C_t C_g} \approx \frac{g_m \omega L(\omega^2 L C_t - 1) + j(\omega^2 L C_t - 1)}{\omega C_t(g_m^2 \omega^2 L^2 + 1)}, \quad (93)$$

kui algul arvestada $r_s \gg R_1, R_2, R_3$ ja hiljem $C_g \ll C_t$. Antud juhul tuleb siiski
algul transistori sisendmahtuvus $C_{GS} \equiv C_g$ eraldi arvesse võtta, sest ta ei asetse
enam paralleelselt välise mahtuvusega C_t , ja tema mahtuvustakistus on tähistat-
tud kui $R_3=1/j\omega C_g$. Nagu näha, saab selle lülituse aktiivkomponent olla nega-
tiivne ainult madalamal mikrolaine-sagedusalal, kus $\omega^2 LC < 1$, ja lisaks on samal
ajal tegemist mahtuvuslike omadustega lülitusega.

Minnes nüüd üle ühise neeluga lülitusel CD põhineva astme uurimisele, mil-
le skeem on toodud joonisel 17b, saame tema arvutuslikuks üldiseks väljund-
takistuseks

$$r_{\text{out}}^{\text{CD}} = \frac{\Delta V_{SD}}{\Delta I_{12} + \Delta I_{SD}} = \frac{r_D(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + r_D(1 + g_{mD}R_2)} \approx \frac{R_1 + R_2}{1 + g_m R_1}, \quad (94)$$

kus $r_D = -\mu_D/g_{mD} \approx 1/g_m$ ja $g_{mD} = -g_{mS}$ on vastavalt reaalse FETi staatiline sisetakis-
tus ja tõus CD-lülituses (vt. vastavalt valemid (88) ja (87)). Asendades takistid
 R_1 ja R_2 LC-ahelaga kahel viisil täpselt samamoodi nagu eelnevalt, saame

$$Z_{\text{out}}^{\text{CDI}} = Z_{\text{out}}^{\text{CSII}}, \quad Z_{\text{out}}^{\text{CDII}} = Z_{\text{out}}^{\text{CSI}} \quad (95)$$

ja järelikult on tegemist täpselt sümmeetriliste tulemustega. Skeemi valik vajaliku tulemuse (92) või (93) saamiseks sõltub seega põhimõtteliselt ainult negatiivse takistusega astme konstruktsiooni nõutavatest iseärasustest: kas integraalskeemis on sobiv spiraalne induktor või kondensaator ühendada üldjuhtmega, milline on kasutatava FETi tüüp (n või p), milline on toite polaarsus jne.

Järgnevalt vaatleme veidi teistsuguseid FETi lülitusi, kus paisuklemm on maandatud ja tagasiside-LC-ahel asetseb FETi väljundahelas. Joonisel 17c on esitatud klassikalisel ühise paisuga lülitusel CG baseeruv aste, mille üldine väljundtakistus avaldub

$$r_{\text{out}}^{\text{CG}} = \frac{\Delta V_{DG}}{\Delta I_{DS} + \Delta I_1} = \frac{r_S(R_1 + R_2) + R_1 R_2 (g_m r_S + 1)}{R_1 + r_S} \approx R_1 + R_2 + g_m R_1 R_2, \quad (96)$$

kus ΔI_1 on voolumuut läbi vastava takistuselemendi (praegu $\Delta I_{DS} + \Delta I_1 = \Delta I_2$). Esimese asetuse puhul joonisel 17c, kus R_1 on asendatud induktiivpooliga ja R_2 on asendatud kondensaatoriga, avaldub skeemi väljundimpedants eelmise valemi alusel

$$Z_{\text{out}}^{\text{CGI}} = \frac{1 - \omega^2 LC + j g_m \omega L}{j \omega C} = \frac{g_m L}{C} + j \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C} \quad (97)$$

(kus $C = C_t + C_g$) ja teise võimaliku ehk vastupidise asetuse puhul on skeemi väljundimpedants

$$Z_{\text{out}}^{\text{CGII}} = \frac{1 - \omega^2 L(C_t + C_g) + j g_m \omega L}{j \omega C_t (1 - \omega^2 LC_g)} = \frac{g_m \omega L + j [\omega^2 L(C_t + C_g) - 1]}{\omega C_t (1 - \omega^2 LC_g)} \quad (98)$$

(siin tuleb FETi sisendmahtuvust C_g eraldi arvestada). Nagu näha, annab esimesena analüüsitud lülitus ainult positiivset aktiivtakistust (ja induktiivset või mahtvuslikku reaktiivtakistust vastavalt kõrgemas ja madalamas mikrolainealas), kuid teine lülitus võib anda ka negatiivset aktiivtakistust, kui väljatransistori sisendmahtuvus on suur – muidugi võib teda paralleelse väliskondensaatori lisamisega ka kunstlikult suurendada. Igal juhul peab negatiivse takistuse saamiseks olema täidetud tingimus $1 - \omega^2 LC_g < 0$, mis ilmneb paremini kõrgemal mikrolaine-sagedusalal ja tähendab ühtlasi, et vastava lülituse reaktiivtakistus on mahtvusliku iseloomuga. Kui aga $C_g \ll C_t$ nagu üldiselt eespool oleme arvestanud, siis muutub tulemus (98) valemiks (97) ja sel juhul me muidugi klassikalisel CG-astmel baseeruva lülitusega negatiivset takistust ei saa.

Hoopis teistsugune on olukord aga mitteklassikalise ühise paisuga ehk CG'-lülituse korral, mis tavalises võimendusrežiimis ei võimenda ei pinget ega voolu ja mis on seetõttu neljanda põhilülitusena tavakäsitlustest üldse välja jäänud. Joonisel 17d on toodud sellel lülitusel põhinev skeem, mille väljundtakistus avaldub üldjuhul

$$r_{\text{out}}^{\text{CG}'} = \frac{\Delta V_{SG}}{\Delta I_{SD} + \Delta I_1} \approx \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3(1 + g_m R_1)}, \quad (99)$$

kus $\Delta I_{SD} + \Delta I_1 = \Delta I_2$ ja kus $R_3 = 1/j\omega C_g$ tuleb nüüd alati eraldi arvesse võtta, sest FETi sisendmahtuvus pole enam muude skeemielementidega rööbiti. Reaktiiv-elementide esimese asetuse korral, kui R_1 asemel on induktiivsus L ja R_2 asemel on mahtuvus C_t , saame tekkinud lülituse väljundimpedantsiks valemi (99) alusel

$$Z_{\text{out}}^{\text{CG-I}} = \frac{1 - \omega^2 LC_t}{j\omega(C_t + C_g - \omega^2 LC_t C_g) - g_m \omega^2 LC_t} \cong Z_{\text{out}}^{\text{CSII}}, \quad (100)$$

mis erineb CS-I baseeruva II lülitusvariandi väljundimpedantsist (93) ainult selle poolest, et tema nimetajas on lisaliige $j\omega C_g$ ja viimasena nimetatud lugejas on suuruse C_t asemel suurus $C_t + C_g$. Kuna aga klassikaliselt on $C_g \ll C_t$, siis n.-ö. normaalsel juhul võime saadud tulemused lugeda praktiliselt võrdseks. Edasi, kui joonisel 17d toodud skeemis asendada R_1 kondensaatoriga ja R_2 induktiivpooliga, saame niisuguse lülituse väljundimpedantsiks valemi (99) alusel

$$Z_{\text{out}}^{\text{CG-II}} = \frac{1 - \omega^2 LC_t}{g_m + j\omega(C_t + C_g - \omega^2 LC_t C_g)} \cong Z_{\text{out}}^{\text{CSI}}, \quad (101)$$

mis tavaolukorras $C_g \ll C_t$ viib CS-I põhineva I lülitusvariandi impedantsi avaldiseni (92).

Kokkuvõttes võime öelda, et üksiku (mikrolaine)väljatransistoriga, mis on ühendatud mitteklassikalise ühise paisuga lülitusse ehk nn. anti-CG-lülitusse (nagu me teda eespool oleme nimetanud) ja mis on varustatud LC-reaktiivahelaga, on võimalik negatiivne aktiivtakistus (vahelduvvoolu korral) kätte saada kahel viisil praktiliselt täpselt samamoodi nagu ühise lätte ja ühise neeluga lülitustel CS ja CD baseeruvate analoogsete skeemidega. Seevastu klassikalise ühise paisuga lülitusega CG on võimalik negatiivset takistust teostada ainult ühel juhul ja sedagi siis, kui kasutatava FETi sisendmahtuvus on küllalt suur või kui ühendada tema sisendiga rööbiti lisakondensaator, nagu näitab valemi (98) analüüs. Sellise suure või taotluslikult suurendatud sisendmahtuvuse korral on aga ka CS/CD ja anti-CG-lülitustega saavutatav negatiivne aktiivtakistus kahtlemata erinev, sest vastavad algvalemid (92) ja (101) ning (93) ja (100) on ikkagi veidi erinevad.

Igal juhul saab kõiki leitud negatiivse takistusega lülituse rakendada mikrolainefiltrites kasutatavate metallist spiraalsete induktiivsuste alalisvoolutakistuse kompenseerimiseks, milleks tuleb igal konkreetsel juhul valida sobivaim lahendus sõltuvalt filtri skeemikonfiguratsioonist ja mikrolaineala sagedusvahemikust. Nagu ülal on kindlaks tehtud, saavad negatiivset aktiivtakistust omada kaheksast vaadeldud lülitusest seitse, mis kõik baseeruvad algselt väljatransistori neljal staatilisel põhilülitusel. Vähesel määral ongi seda juba tehtud nagu märgitud töö sissejuhatuses ja punktis 3.1 ning spiraalinduktoreid on mõnikord kasutatud isegi monoliitsetes mikrolaine-integraalskeemides. Kuna negatiivne takistus on antud juhul saadud ainult ühe ülikõrgsagedus-väljatransistori (MESFET, HEMT jt.) juurde- või vahelelülitamise ja olemasolevasse passiivsesse LC-resonaatorisse, siis võrreldes teiste lahendustega (eraldi induktiivsuse või tervete LC-astmete simuleerimine transistor- ja mikroskeembaasil)

annab negatiivse takistuse tehnika siin kahtlemata eelise nii ökonoomsuses ehk võimsustarbes, müras kui töövõimes madalal muutuval toitepingel (tagades ikkagi kõrge hüveteguri mikrolainepiirkonnas), mis kõik tuleneb eelkõige skeemilahenduste välisest lihtsusest ning sellega parasiitsuste vähendamisest või vältimisest.

3.3. Tingimused negatiivse takistuse ilmutamiseks transorväljastruktuurides mikrolainealas ja neuronvõrkudes rakendamiseks

Nüüd uurime negatiivse diferentsiaaltakistuse saamist nii alalis- kui vahelduvvoolu jaoks, milleks läheb tarvis vähemalt kahte *tavalist* (ehk siis kõigis neljas staatilises põhilülituses nt. positiivset sisetakistust omavat) väljatransistor-tüüpi kolmeklemmilist võimenduselementi, mille skeemiühendusi koos vajalike lisakomponentidega võime teoreetiliselt nimetada ka transorväljastruktuurideks. Asi on nimelt selles, et sageli läheb vaja pidevalt eksisteerivat negatiivset takistust – sh. neuronite mudelite teostamiseks ja nende baasil neuronvõrkude modelleerimiseks –, kuid ka paljudel tavalisematel juhtudel, milleks eelmises punktis sünteesitud spetsiifilised negatiivse takistusega lülitused ühe välja-transistori baasil enam ei sobi. Muidugi võib seda tüüpi mitmel FET-l teostatud negatiivset takistust edukalt kasutada ka mikrolainefiltrites ja -ostsillaatorites nagu praktika on näidanud, sest negatiivset takistust sisaldavad lülitused (eriti filtrid) nõuavad üldiselt väga täpset häälestamist, mida osadel juhtudel on sobivam teha 2FET-baasil teostatud sõltumatult eksisteeriva negatiivse diferentsiaaltakistuse korral kui eelmises punktis kirjeldatud 1FET-struktuuride korral.

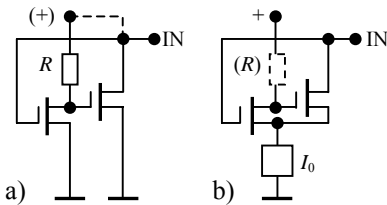
Ehkki lülitused muutuvad sellega keerukamaks, jääb skeemielementide arv ikkagi suhteliselt väikeseks, mis võimaldab säilitada endiselt nii eesmärgiks seatud ökonoomsuse kui ka nende lülituste madala mürataseme, samuti iga-suguste parasiitsidestuste mõju minimiseerimise, millega kaasneb efektiivsus nii struktuuride kadude kompenseerimisel kui hüvetegurite tõstmisel. Samas sobituvad sellised väljastruktuurid väga hästi praeguse IC-tehnoloogiaga ja käesolevas punktis uurimegi võimalusi nii rööbiti kui jadamisi ühendatud FET-de kasutamise võimaluste avardamiseks korraga mõlemale käsitledavale rakendusale ehk nii mikrolainealale kui neuronvõrkudele.

Muidugi mõista võib püsiva ehk nii konstantsel kui muutuval pingel eksisteeriva negatiivse takistusena kasutada otseselt negatiivset diferentsiaaltakistust omavaid füüsikaliselt terviklikuna valmistatud kahe- või kolmeklemmilisi iseseisvaid võimenduselemente. Ajaloolises plaanis võib öelda, et esimene transistor ehk punkttransistor [45] kui esimene tahkel materjalil teostatud kolmeklemmiline võimenduselement, mis oli võimeline töötama kõrgetel sagedustel, omas negatiivset takistust emitteri-kollektoriahelas oma tookordses põhilülituses ehk ühise baasiga lülituses, mistõttu ka puhas ühise baasiga lülitus võimendas voolu (hiljem tegelikult kasutuselevõetud ja siiani kasutuselolev positiivsete takistustega pindtransistor saab ühise baasiga lülituses võimendada voolu ainult sobiva rööptakistuse olemasolul [42]). Samas tuleb märkida, et see suhteliselt juhuslikult avastatud transistoriefekt baseerus lihtsalt kahe punktiodi ehk

metall-pooljuhtsiirde paigutamisel teineteise lähedale ja neist ühe vastupingestamisel (algsest oli kontaktide vahe 0,05 mm ehk umbes veerand miljonit võresõlme, mida võib võrrelda nt. 100-kordse nähtava valguse keskmise lainepikkusega). See võimaldas selle siirde voolu tüürida päripingestatud siirde vooluga ja võime öelda, et transistori leiutamine võttis aega umbes kolmveerand sajandit alates sellest, kui avastati punktiodi põhimõte ehk alaldusefekt ühe metallnõela paigutamisel vastu (loodusliku) pooljuhi pinda [46].

Samas on täielikult metallidel või metallkonfiguratsioonidel põhinev võimendusefekt siimaani avastamata, mille saavutamiseks tuleb tõenäoliselt kõigepealt kindlaks määrata voolu tagavad laengujaotused ja nende tekkemehhanism selleks sobivates vooluga elektrijuhtide ühendustes ja emj. allikates, et neid seejärel kunstlikult muuta (juhtida). Teatavasti olid elektronlambid [28], mis rajanesid elektrivoolu välisel tüürimisel dielektrikus (vaakumis), põhiliselt kasutusel 20. sajandi 10-ndatest kuni 60-ndate aastateni, ning eri liiki transistore, mis rajanevad voolu tüürimisel pooljuhis, kasutatakse laialdaselt alates 60-ndatest aastatest – samas puudub aga seni võimalus elektrivoolu väliseks tüürimiseks metallides või nende ühendustes, mis loogiliselt võttes peaks olema järgmine etapp. Mis puutub aga negatiivsesse takistusse, siis negatiivse pooljuhttakistuse efekt õnnestus kõigepealt saavutada üksiku sobivatest materjalidest (tsinkiit, karborund jt.) valmistatud punktiodi ehk kristadüüniga [47], kuid negatiivse takistuse laiem kasutamine sai alguse alles pärast õhukesel pn-siirdel baseeruva tunneldiodi leiutamist [48], mille kaasaegseid variante teostatakse, uuritakse ja rakendatakse edukalt tänapäevalgi [6, 7, 11, 14].

Siiski on paljudel juhtudel, kui läheb vaja negatiivset diferentsiaaltakistust, eelistatud ikkagi skeemilahendused olemasolevate uni- ja bipolaartransistoride baasil, sest nendega on võimalik saavutada negatiivse takistuse karakteristiku täpselt nõutav kuju ja stabiilsus, ning ka töösagedus ei jää praegu enam alla



Joonis 18. Negatiivse takistusega rööpfET-lülitused: a) koormustakistiga, b) voolustabilisaatoriga

paljudele spetsiifilistele negatiivse takistusega seadistele. Kui alustada väljundahelate mõttes rööbiti ühendatud ühesuguse juhtivustüübiga väljatransistoridest ja nendega saadavast negatiivsest takistusest (mis sõltuvalt paisude ja lisatakistite ühendusviisist on aluseks ka näiteks positiivse takistusega diferentsiaalvõimendile), siis sellist lahendusviisi sai kahtlemata rakendada juba elektronlampide ajastul. Muidugi ilmus see väga kiiresti välja kohe pärast esimese isoleeritud paisuga väljatransistori valmistamist [49], mis on tänapäeval saavutanud juhtiva koha, sealhulgas

nt. GaAs-baasil mikrolainealas.

RööpfET-lülituse ehk väljatransistoride diferentsiaalse paari algstruktuuri skeem on toodud joonisel 18a ning kuigi esialgu kasutati lülituse toitmist eraldi lisatoiteallikast [50], siis tegelikult pole see tingimata vajalik. Klassikalisel juhul avaldub taolise ühenduse negatiivne diferentsiaaltakistus valemi (89a)

rakendamisel eraldi mõlemale transistorile kujul

$$r_n = \frac{r_S(R + r_S)}{R(1 - \mu_S^2) + r_S} \approx \frac{R + r_S}{g_m \mu_S R + 1}, \quad (102)$$

ja negatiivne takistus ilmub järelikult siis, kui $R > -1/g_m \mu_S$ (punkti 3.2 järgi on CS-lülituse staatiline pingevõimendustegur rangelt võttes negatiivne ja tegelikult $\mu_S \ll -1$). Kui aga alalistoiteallikas skeemist eemaldada, nii et see transistoride ristisidestatud diferentsiaalne paar (ingl. k. *cross-coupled differential pair*) või õieti „ristiühendatud paisudega” lülitus (kus ühe transistori pais on ühendatud teise transistori neeluga ja vastupidi) töötab ainult talle otseselt antava välise tüürpingega, siis on tema negatiivne takistus

$$r_n = \frac{r_S(R + r_S)}{R(1 - \mu_S^2) + 2r_S(1 - \mu_S)} \approx \frac{R + r_S}{\mu_S(g_m R - 2)}, \quad (103)$$

mis teostub juhul $R > 2/g_m$ (joonisel 18a tuleb selleks ühendada katkendjoonega näidatud ahel ja alalispingeallikas skeemist kaotada).

Siiski, nagu näha, sõltuvad negatiivsete diferentsiaaltakistuste väärtused (102) ja (103) liiga palju küllalt suurtest ja transistoride tööpiirkonnas suurtes piirides muutuvatest r_S ja μ_S väärtustest, mistõttu neid baasskeeme võib täpsema negatiivse takistuse saamise huvides täiendada voolustabilisaatoriga nagu näidatud joonisel 18b, kuid siis tuleb lisaks lülituse esimest transistori toita tingimata eraldi alalistoiteallikast. Sel juhul avaldub negatiivne takistus transistori palju püsivama väärtusega tõusu g_m kaudu

$$r_n = \frac{2r_S}{\mu_S + 1} = \frac{2}{-g_m + 1/r_S} \cong -\frac{2}{g_m}, \quad (104)$$

kui takistust R esialgu mitte kasutada. Selline põhimõte on siiani rakendamist leidnud nt. ülikõrgsagedusfiltrite 3–4 GHz koosseisus nende kadude korvamise ja hüveteguri tõstmise eesmärgil [22], kus saadud negatiivne takistus on ühendatud paralleelselt LC-resonaatoriga. Tõsi küll, seal on passiivsed kondensaatorid asendatud pingega tüüritavate varikappidega lülituse täpse väljahäälestamise võimaldamiseks. Seejuures on vaadeldava struktuuri negatiivse takistuse saamise tingimus täpselt $\mu_S < -1$ ehk $g_m > 1/r_S$, mis on alati täidetud. Teisest küljest võib voolustabilisaatorit toita läbi takistuse R (skeemil joonisel 18b näidatud katkendjoonega), ning sellise väljastruktuuri negatiivse takistuse väärtuseks saame valemi (89a) rakendamisel

$$r_n = R + \frac{2r_S}{\mu_S + 1} \cong R - \frac{2}{g_m}, \quad (105)$$

milleks tuleb täita tingimus $R < 2/g_m$.

Saadud üldiste tulemuste põhjal võib öelda, et 2MOSFET- või 2MESFET-struktuurid, mis on mikroskeemitehnoloogia jaoks sobivalt valmistatud ainult üht tüüpi ja võimalikult lähedaste parameetritega diferentsiaalsest paarist väljatransistoridest, võivad hästi rakendust leida peale harva mikrolainealas kasutamise ka kaootiliste närvivõrkude modelleerimisel, sest nende struktuur on piisavalt lihtne ja negatiivse takistuse väärtus piisavalt täpselt fikseeritav. Samas

võib nt. mikrolainealas töötav negatiivne takistus olla loomulikult teostatud ka BiCMOS-tehnoloogias [8], kuid bipolaartransistoride kasutamine koos klassikaliste voolupeeglitega [8, 15] sobib siiski rohkem nt. ostsillaatorite kui GHz-ala filtrite ja (tulenevalt suuremast energiatarbimisest) ka neuronvõrkude modelleerimise jaoks.

Olgu siinkohal öeldud, et kahe bipolaar(sirde)transistori (BJT) ja positiivsete takistuste ühendamisel tekkivate kõikvõimalike NRD-de süsteemi on püütud kokku panna nii lääne [51] kui vene [5] käsitlustes. Neis mõlemas on piiratud ilma igasuguse lisa- ehk alalistoiteallikata skeemidega, kusjuures teises neist on sageli tegemist järjestiktakistiga lülitustega (mille lülitusesisese klemmiga võib ühendada väljundkoormuse), mis praegu on kasutamist leidnud nt. mitmest negatiivsest takistusest koosnevate struktuuride uurimisel [13]. Tegelikult on saadud klassifikatsioonid täiesti erinevad, mida võib ka mõista, sest esimesena nimetatud käsitluse aluseks on kombinatoorika, aga teise aluseks laias diapasoonis lineaarsete negatiivsete takistuste saamine (ka signaalide võimendamiseks). Siiani puudub selline süsteem aga JFET-de ja MOSFET-de jaoks, kuigi kahel kuni kolmel üht või erinevat tüüpi FET-l või BJT-l või nende kombinatsioonil baseeruvad negatiivse takistusega struktuure on välja pakutud ja nende negatiivne takistus välja arvatud [52]. Kuna aga nimetatud skeemide aluseks on üldiselt lätte- või emitterjärgurid, siis vajavad nad oma tööks tingimata eraldi alalistoiteallikat – samas võimaldab see vajadusel saavutada negatiivse diferentsiaal-takistuse eksisteerimise korraga *IV*-karakteristiku erinevates veerandites.

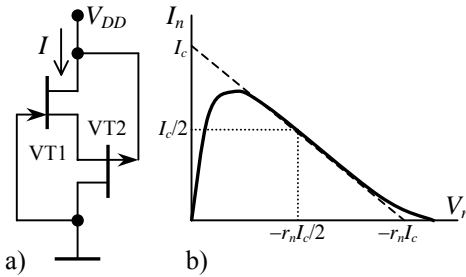
Minnes nüüd väljundahelate mõttes rööbiti ühendatud väljatransistoridega struktuuridelt üle jadamisi ühendatud väljundahelatega negatiivset diferentsiaal-takistust omavatele transorstruktuuridele, siis tuleb märkida, et viimased on seni rohkem kasutatud leidnud mitte mikrolainealas, vaid just suuremahuliste närvivõrkude modelleerimisel. Negatiivse takistuse käitumise sarnased jooned närvirakkude käitumisega välise signaali mõjul avastati juba ammu [53, 54], kuid alles hiljuti on jõutud tegeliku neuroni modelleerimiseni, mis töötab kaootilises impulsisrežiimis [30], et säilitada väliselt määratletav nn. „vaba tahe”, mis tähendab seda, et tuleb sobivalt ühendada nii täpne tegevusprogramm kui kaos, mis on üldiselt iseloomulik kogu materiale (nii elusale kui isegi elutule – determineeritud kaos on tõenäoliselt üldse kogu tavapärasest maailma kooshoidev põhjus).

Ülalnimetatud eesmärgil on kasutusele võetud juba eelnevalt mainitud komplementaarsed jadamisi ühendatud väljundahelatega väljatransistorstruktuurid CMOS või CJFET, mis tähendab tegelikult lambda-diodide uuesti kasutuselevõttu pärast paarikümneaastast vaheaega ja nüüd juba närvivõrkude simuleerimiseks (neuronvõrke võib uudsena kasutada ka mittelineaarsete skeemide analüüsimiseks [55]). Mis puutub λ -diodidesse, siis täielikult suletavat negatiivset takistust kahe komplementaarse väljatransistori baasil ennustati juba kümnekond aastat enne seda [56] kui need tegelikult leiutati, integraaltehnoloogias valmistati ja kasutusele võeti ning neile nimi välja mõeldi (Jaapani firmas Matsushita (Panasonic, Technics jt.)) [57–59]. Tegelikult olid λ -diodid kahe võimalikult lähedaste parameetritega komplementaarsete väljatransistoride baasil kümme kuni kakskümmend aastat tagasi üldotstarbelises

mõttes parimad negatiivse diferentsiaaltakistusega seadised, mis äratasid nii rakenduslikku huvi [60] kui leidsid ka spetsiifilist kasutamist, nt. mõõtegeneraatorites metallimaakide magnetilise läbitavuse suure täpsusega mõõtmiseks nende kvaliteedi hindamise eesmärgil [61, 62].

Nüüd, kui λ -diood on uuesti üles leitud ja väga suur hulk λ -dioode koos väliste takistus-kondensaatorühendustega ja neid tüüriva ajutegevust jälgendava impulssrežiimiga on tööle rakendatud korruga stabiilsete ja kaootiliste protsesside uurimisel – mille võimsusbilansi koostamisel ja optimeerimisel saaks lähtuda kõige üldisemas mõttes 2. peatükis esitatud soovitudest – on sobiv esitada λ -diodi negatiivse diferentsiaaltakistuse lihtsustatud arvutusvalemid. Need peaksid olema paremini kasutatavad kui väga paljude parameetritega valemid [59], mis annavad ainult komplitseeritud ülevaate negatiivse takistuse olemusest ja eksisteerimisest.

Negatiivse takistusega jadaFET-lülitus koosneb järjestikku ühendatud väljundahelatega väljatransistoridest, mis omavad erinevat juhtivustüüpi, nagu näidatud joonisel 19a (ja joonisel 1c, kus on toodud kaks järjestikust vastassuunaliselt ühendatud λ -diodi). Muidugi, kui ühendada transistoride paisud mitte tüürpingeallika erinevate klemmidega nagu antud juhul, vaid otseselt kokku, saame positiivse takistusega vastastaktvõimendi (mille tüürimine toimub nüüd juba paisudelt, mistõttu algne tüürpingeallikas tuleb asendada alalistoite-



Joonis 19. λ -diodi a) skeem ja b) IV -karakteristik

allikaga). Nagu näha, ei pea λ -diodi koosseisus olema mingeid muid skeemi-elemente peale FET-de endi (erinevalt negatiivse takistusega rööpfET-lülitustest, mis peavad sisaldama vähemalt ühe takistuse või siis lisatransistoril voolustabilisaatori) ja mingisugust alalistoiteallikat pole tema tööks samuti vaja.

Kui lugeda λ -diodi moodustavad väljatransistorid ühesugusteks ja lineaarseteks, siis on võimalik otseselt rakendada FET-tüüpi võimenduselementide staatilise CS- ja CD-lülituse valemeid (89a) ja (89b) vastavalt ülemise ja alumise transistori kohta (skeemi järgi). Asendades voolu- ja pingemuudud neile vastavate λ -diodi struktuurist tulenevate väärtustega, saame tema negatiivse diferentsiaaltakistuse algselt väljapakutavaks suuruseks

$$r'_n = \frac{\Delta V_{DD}}{\Delta I} = \frac{2r'_S}{\mu'_S + 1} \cong \frac{2r'_S}{\mu'_S} = -\frac{2}{g'_{mS}}, \quad (106)$$

kus V_{DD} on λ -diodi toitepinge ja $I = I_{DS1} \cong I_{SD2}$ on vool läbi transistoride väljundahelate (siin endiselt $\mu'_S < -1$). Siiski pole saadud tulemus (106) λ -diodi negatiivse takistuse tegelik väärtus selles mõttes, sest tema struktuuri kuuluvad väljatransistorid töötavad mitte küllastuspiirkonnas ehk suhteliselt konstantsete

voolude piirkonnas, mis on tegelikult selliste transistoride normaalne või õige tööpiirkond, vaid hoopis teistsuguses ehk transistoride karakteristikute lineaarselt tõusvas (oomilises) alguspiirkonnas, milles FETi staatilised parameetrid on kõik oluliselt väiksemad ja segaduste vältimiseks ülal tähistatud priimidega. See tuleneb asjaolust, et λ -diodi sees on väljatransistoride tüüripinged paisu ja lätte vahel absoluutväärtuselt võrdsed nende nn. toitepingetega ehk pingetega neelu ja lätte vahel, mis jäävad seadise kogu tööpiirkonnas väga väikeseks (suurusjärku 1V).

Seetõttu tuleks λ -diodi, mille karakteristikute põhimõtteline kuju on toodud joonisel 19b, negatiivse diferentsiaaltakistuse hindamiseks pöörduda otseselt väljatransistori füüsikaliste karakteristikute poole. Kui lähtuda n-kanaliga FETi küllastusvoolu (ingl. k. *saturation current*) valemist erinevatel paisupingetel $V_{GS} \leq 0$ [63, lk. 600; 64, lk. 51]

$$I_{DSsat} = I_{DSmax} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2, \quad (107)$$

kus $V_P \equiv V_{GSoff} < 0$ on transistori sulgumispinge (ingl. k. *pinch-off voltage*), võime saada hea lähenduse ka FETi lineaarse piirkonna alguse $I_{DS} \sim V_{DS}$ jaoks, kui asendada küllastusvool lineaarselt kasvava vooluga:

$$I_{DS} \approx \frac{V_{DS}}{R_0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \cong \frac{g_{mmax} V_{DD}}{2} \left(1 - \frac{V_{DD}}{2|V_P|} \right)^2, \quad (108)$$

kus $V_{DS} = -V_{GS} = V_{DD}/2$ ja $R_0 = \partial V_{DS} / \partial I_{DS} = |\partial V_{GS} / \partial I_{DS}| \cong 1/g_{mmax}$ ($V_{GS} \approx 0$ juures). Siis λ -diodi negatiivne diferentsiaaltakistus tema karakteristikute ühtlaselt langevas negatiivse takistusega piirkonnas või rangelt võttes selle piirkonna keskel on määratud tingimusega $\partial^2 I_{DS} / \partial V_{DD}^2 = 0$ ja avaldub kujul

$$r_n = \frac{\partial V_{DD}}{\partial I_{DS}} = -\frac{6}{g_{mmax}} \quad (V_{DD} = 4|V_P|/3), \quad (109)$$

mis annab hea kooskõla tegelikkusega.

Nagu näha, osutub valemi (109) järgi λ -diodi negatiivse takistuse vajalik väärtus kergesti teostatavaks – selleks tuleb λ -diode koostada lihtsalt sobiva tõusuga või täpsemalt sobiva maksimaalse tõusuga g_{mmax} (mis võetakse nullise paisupinge läheduses $V_{GS} \approx 0$) väljatransistoridest. Kuna nad peavad konstantse negatiivse diferentsiaaltakistuse saamiseks laias pingediasoonis olema võimalikult lähedaste parameetritega nagu ka diferentsiaalne transistoripaar eelnevalt vaadeldud negatiivse takistusega rööpstruktuurides, siis on kõige sobivam teha seda IC-tehnoloogias, mis on ka komplementaarse väljatransistoripaari korral hästi teostatav ja mida on suures mahus ka rakendatud [30]. Seejuures jääb λ -diodi negatiivse takistuse väärtus normaalselt suurusjärku $-1k\Omega$, kui lähtuda väikesevõimsuselistest transistoridest korrald valemist (109) (samal eespool toodud „lineaarne” valem (106) ei võimalda seda hinnata).

Saadud tulemustest võib järeldada, et negatiivse takistusega jadaFET-struktuurid on sobivad peale kaootilise neutroni mudeli valmistamise närvivõrkude modelleerimise eesmärgil kasutamiseks ka mikrolainealas, mida seni pole tea-

daolevalt veel tehtud. Ökonoomsuse seisukohalt võivad nad olla isegi paremad kui rööpstruktuurid, sest neil on ainult üks vooluahel ja nad on täielikult suletavad (rööpFET-struktuurides jääb vähemalt üks transistor alati lahti). Lisaks on λ -diiodide normaalne tööpinge negatiivse takistusega piirkonnas 1–3 volti (sulgumispinge algab 3V-st), mis on isegi madalam paralleelsete transistoridega astmete tööpingest, sest kuigi FET-d on jadamisi, töötavad nad oma karakteristikute lineaarselt tõusvas alguspiirkonnas, mitte aga küllastuspiirkonnas nagu ülejäänud transistorlülitused. See annab perspektiivi leida neile rakendust peale neuronsüsteemide ka nt. madala muutuva toitepingega (portatiivsetes) raadiosideadistes mitmesuguste filtrite ja otsillaatorite koosseisus.

Samal ajal on praegusest käsitlusest siiani kõrvale jäänud negatiivse takistuse saamine ja kasutamine erinevat tüüpi mikroskeemide baasil, mis on tingitud sellest, et siinvaadeldud rakendusala ehk nii mikrolainealas kui neuronvõrkudes on eelistatud palju lihtsamad lahendused. See tähendab, et vastavad seadised kujutavad endast ise juba omaette spetsiifilise rakendusega integraalskeeme, milles sisalduvate negatiivse takistusega elementide arv võib olla ühest-kahest kuni väga suureni. Siiski, kui sagedused pole liiga kõrged, võib üksiku vajamineva negatiivse takistuse teostada ka olemasoleval mikroskeembaasil [17–20]. Lisaks neile võib aga siinkohal uurida veel absoluutse negatiivse takistuse saamise võimalusi positiivse lisatagasisidega mitteinverteerivas lülituses operatsioonvõimendi (*operation amplifier*, OA) baasil, mille karakteristik peab läbima nullpunkti, nagu näidatud joonisel 1d.

Kui sealsamas toodud skeemis asendada vahelduvsignaali allikas mõtteliselt alalissignaali allikaga pingega V ja lülituse sisendvool läbi (ülemise) takistuse R_1 tähistada I -ga, siis võime kirjutada $I=(V-V_{\text{out}})/R_1=[V-A(V-V_{\text{inv}})]/R_1$, kus V_{out} ja V_{inv} on vastavalt pinged OA väljundis ja inverteerival sisendil ning A on tagasisidestamata võimendi pingevõimendustegur, mis omab tavaliselt väga suurt väärtust. Kuna voolud läbi ülejäänud takistuste R_2 ja R_3 on praktiliselt võrdsed ehk $(V_{\text{out}}-V_{\text{inv}})/R_2=V_{\text{inv}}/R_3$, millest $V_{\text{inv}}=AR_3V/[R_2+R_3(1+A)]$, siis selle tulemuse paigutamisel esimesena toodud sisendvoolu avaldisse saame tema väärtuseks $I=V[R_2(1-A)+R_3]/R_1[R_2+R_3(1+A)]$. Kuna antud juhul on tegemist alalise sisendpinge ja alalise sisendvooluga – mitte aga nende muutudega –, siis nende suhe annab tõepoolest vaadeldava OA-lülituse absoluutse takistuse (mitte diferentsiaaltakistuse), mis avaldub kujul

$$R_N = \frac{V}{I} = \frac{R_1[R_2 + (1+A)R_3]}{(1-A)R_2 + R_3} \cong \frac{R_1(R_2/A + R_3)}{-R_2 + R_3/A} \cong -\frac{R_1R_3}{R_2} \quad (= -R_3, \text{ kui } R_1=R_2). \quad (110)$$

Nagu näha, on tagasisidetakistuste R_1 ja R_2 võrdsuse korral võimalik kirjeldatud operatsioonvõimendusastmega saavutada üldklemmiga ühendatud takisti R_3 suurusega otseselt määratud ja temaga arvuliselt võrdne absoluutne negatiivne takistus. Sisuliselt tähendab see, et vool läbi sellise takistuse on üheselt määratud välise alalispingega täpselt samamoodi nagu tavalise positiivse takistuse korralgi, ainult et voolu suund on vastupidine selle allika polaarsusega määratule ehk vool liigub välisahelas miinuselt plussile ja nt. elektronid siis vastavalt plussilt miinusele (see toimub OA toiteallika(te) energia arvel).

Siiski jäävad viimatinimetatud variandid antud kontekstis rohkem illustratiivseteks näideteks ilma suurema praktilise rakendusega, sest negatiivse takistuse tehnika nõuab tänapäeval väliselt lihtsaid, aga see-eest väga efektiivseid ja erilisi skeemilahendusi nii negatiivse takistuse enda kui negatiivse takistusega struktuuride jaoks, mida on teatavatest võimsuslikest ja rakenduslikest aspektidest analüüsitud kogu käesolevas töös ja mis, nagu selgus, on teoreetiliselt küllalt komplitseeritud.

4. TULEMUSTE KOKKUVÕTE JA EDASIARENDUS

Käesolevas töös on jõutud järgnevalt esitatud põhimõtteliste tulemusteni, mida võib jaotada kaheksaks eraldi punktiks ja mis on saavutatud töö osades 1.1, 1.4–1.5, 1.5–1.6, 2.1–2.2, 2.3, 2.4, 3.2 ja 3.3. Seejuures on 1. peatükis saadud tulemused teoreetilised, mis on aluseks tegelike võimsusülekanne ja reaalse võimsusbilansi ning skeemielementide võimsusliku käitumise teoreetiliste aluste väljatöötamisele negatiivse diferentsiaaltakistusega astmetes. 2. peatükis on aga leitud praktilised nõuded selliste astmete võimsuslikuks optimeerimiseks ehk nende energeetilises mõttes parima töörežiimi seadmiseks. 3. peatükk on samuti praktilise suunitlusega, sest seal on esitatud väljatöötatud negatiivse takistusega elementide disainimiseks transorväljastruktuuride baasil. Töö tulemused koos selgitustega on järgmised.

1. On näidatud, et vahelduvvõimsus võib vabalt eralduda negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendil nagu tavalisel positiivse takistusega takistil, mida üldises klassikalises käsitluses pole märgitud. Selle demonstreerimiseks on kasutatud ilma sisemise toiteallikata töötavat pingega tüüritavat kaheleemilist negatiivse diferentsiaaltakistusega seadist, mille langeva karakteristikuga osad on tsentraalsümmeetrilised nullpunkti suhtes ning asetsevad I ja III veerandis. Nagu on kindlaks tehtud, on sellisele seadisele ilma alaliskomponendita vahelduvpinge rakendamisel temal formeeruv võimsus pinge mõlemal poolperioodil positiivne, mis tähendabki vahelduvvõimsuse eraldumist (soojusena) niisugusel elemendil.

2. Kui klassikalisele negatiivse diferentsiaaltakistusega seadisele, mis töötab endiselt ilma sisemise toiteallikata, aga mille langev N-kujuline karakteristik asetseb ainult pinge-voolu teljestiku I veerandis ehk positiivsete pingete-voolude alas, rakendada otsesidestuse abil korruga nii alalis- kui vahelduvpinge, on võimalik kindlaks teha kaks sellega kaasnevat efekti. Kõigepealt, vahelduvpinge terve perioodi jooksul kujuneb negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendil küll positiivne võimsus, mida saab jagada alalis- ja vahelduvkomponendiks, kuid sellesse võimsusesse alalis- ja vahelduvpingeallika poolt antavad panused ei lange kokku vastavate võimsuskomponentide väärtustega. Teiseks, nagu on selgunud skeemi kõigil komponentidel eralduva või nende poolt väljaantava võimsuse pideva ajalise jälgimise tulemusena, on kõigi skeemielementide võimsuslik olukord vahelduvpinge erinevatel poolperioodidel täiesti erinev ning see puudutab nii nendel formeeruvat võimsust kui nendega seotud võimsusülekanneid lülituse sees (seejuures on nt. vahelduvpingeallika võimsus pinge erinevatel poolperioodidel erineva märgiga).

3. On leitud kõik negatiivse diferentsiaaltakistusega lülituse sees toimuvad tegelikud võimsusülekanne vahelduvsignaali kummalgi poolperioodil eraldi ja näidatud, et ainult sel viisil on võimalik skeemi võimsuslikku käitumist reaalset kirjeldada. Nende alusel on koostatud sellise lülituse täielik võimsusbilanss, mis kajastab ühelt poolt toite- ja signaali allikast väljaantavaid võimsusi ning teiselt

poolt negatiivsel takistusel ja signaali allikal eralduvaid ehk nendele antavaid summaarseid võimsusi vaheldussignaali ühe perioodi jooksul. Saadud tulemuste järgi on välja töötatud teoreetilised alused võimsuse väljaandmisest, saamisest ehk tarbimisest (või eraldumisest) ja uudsena lisaks veel peegeldumisest negatiivse diferentsiaaltakistusega lülitustes. Selles käsitluses pole negatiivse takistusega element enam samane energiaallikaga ning arvestatakse, et skeemi kõigil pingeaallikatel formeeruvate võimsuste negatiivse takistuse mitteilimineeritavat väärtust sisaldavad komponendid peegelduvad sellelt takistuselt tagasi, mis on kooskõlas negatiivsel takistusel kujuneva lõppvõimsusega.

4. Negatiivse diferentsiaaltakistusega astmete võimsusbilansi optimeerimiseks on kõigepealt kasutusele võetud uus realistlik positiivne suurus, mille oleme nimetanud võimsuskasvukoefitsiendiks ja mis kujutab endast astme koormusel tekkiva või seal eralduva vahelduvvõimsuse ja vaheldussignaali allikast astme sisendisse antava koguvõimsuse suhet. See suurus asendab seniseid tinglikke ehk mitterealistlikke võimsusvõimendustegureid ja on väliselt analoogne kasuteguriga, kuid ta saab olla palju suurem ühest ja teatud kindlaksmääratud tingimustel ka suurem pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise ehk koguvõimenduse absoluutväärtusest (negatiivne koguvõimendus ei oma siin mõtet seoses võimsusvõimendusega). On leitud viimatinimetatud nn. võimsuskasvufekti saamise tingimused ja tema maksimaalväärtused lülituse alg tööpunkti erinevate asendite korral. Selle tulemusena on selgunud, et võimsuskasvukoefitsient saab olla maksimaalselt 7,32 korda suurem koguvõimenduse absoluutväärtusest, mille saavutamiseks tuleb kasutada maksimaalse lubatud amplituudiga sisendsignaali astme alalistoitepinge võimalikult suurte väärtuste juures.

5. Negatiivse diferentsiaaltakistusega võimendusaste on optimeeritud korraga kolme parameetri järgi, milleks on võimsuskasvukoefitsient, kasutegur ja pingeaallikate võimsusvahetus, et saavutada selle astme parim töörežiim võimsuslikus mõttes. Neist kaks esimest parameetrit peavad omama igal konkreetsel juhul ehk etteantud tingimustel maksimaalset võimalikku väärtust ja kolmas ehk alalistoiteallikalt vaheldussignaali allikale ülekantav võimsus minimaalset võimalikku väärtust. Lõpptulemusena on kindlaks tehtud, et etteantud signaali amplituudi ning lülituse pinge ja voolu koguvõimenduse korral tuleb negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendi algne tööpunkt paigutada tema karakteristiku „alumisse” poolde võimalikult väikeste voolude ja võimalikult suurte pingete piirkonda, mis on määratud signaali amplituudiga – mitte aga võimalikult suurte voolude ja võimalikult väikeste pingete piirkonda või ükskõik millisesse vahepealsesse asukohta.

6. On modifitseeritud klassikalist järjestik- ja rööplülitust negatiivse diferentsiaaltakistusega elemendi baasil, nii et nad annavad korraga nii pinge- kui vooluvõimendust vastavalt ainult pinge- või ainult vooluvõimenduse asemel, kusjuures nende sisendihel on piisavalt eraldatud väljundihelast. Arvutatud on niisuguste astmete koguvõimendustegurid, pinge ja voolu koosvõimendamise tingimused ning koguvõimenduse tundlikkused negatiivse takistuse muutumise-

le. Sellised uut tüüpi järjestik- ja rööpastmed on optimeeritud koguvõimenduse nulltundlikkuse järgi, mille korral koguvõimendus ei muutu negatiivse takistuse väikesel muutumisel ja leitud, et nimetatud efekti saavutamiseks tuleb selline aste häälestada vastavalt kas kahekordsele vooluvõimendusele mistahes negatiivse pingevõimenduse juures või vastupidi. Samuti on näidatud, et sisendahela ühendamine muu skeemiga nt. kondensaatori abil pole signaaliallikale üleantava võimsuse suurenemise ja optimeerimisvõimaluste vähenemise tõttu negatiivse takistusega astmetes soovitav erinevalt transistor- ja lampastmetest.

7. Väljatransistori parameetreid ja võrrandeid koos kombinatoorikaga kasutades on süstemaatiliselt disainitud kõik dünaamilist negatiivset takistust omavad skeemilahendused ühel (MES)FET-l ja passiivsel LC-elementidel. Need on ette nähtud rakendamiseks monoliitsetes mikrolaine-integraalskeemides (MMIC) nt. passiivsete kõrge hüveteguriga filtrite teostamisel, kus metallist spiraalindukti alalisvoolutakistust kompenseerib nõutava väärtusega negatiivne takistus. Sellistel lahendustel on eelised nii ökonoomsuse (madala võimsustarbe ja toitepinge) kui müra osas ning välja on töötatud süsteem seitsmest erinevast skeemist, mis on koos negatiivse aktiivtakistuse arvutusvalemitega esitatud.

8. On leitud tingimused negatiivse diferentsiaaltakistuse ilmutamiseks transistorväljastruktuurides nii diferentsiaalse kui komplementaarse paari väljatransistoride baasil. Samuti on arendatud ja lihtsustatud negatiivse takistuse arvutamist neis struktuurides ning selgitatud nende väliselt lihtsate, kuid teoreetiliselt keerukate struktuuride kasutamise võimalusi ja eeliseid nii mikrolainealas kui neuronite ja närvivõrkude modelleerimisel.

Käesoleva töö edasiarendusena on kõigepealt võimalik näha väljatöötatud teoreetiliste ja praktiliste tulemuste rakendamist mitmesuguste negatiivse takistusega elemente sisaldavate skeemide analüüsimisel ja optimeerimisel. Teatavasti on hiljuti avastatud negatiivse takistuse efekt komposiitmaterjalides süsinikkiu-ribade eralduspindade vahel risti nn. CNR-siirdega (*Chung's Negative Resistance junction*) [65, 66] ja saadud tulemus on sõltumatult üle kontrollitud [67]. Kuna on tegemist absoluutse negatiivse takistusega (ingl. k. ka *true negative resistance*), mida läbiv vool on vastupidine teda põhjustava toiteallika polaarsusega määratule ja lisaenergiaallikas skeemis puudub, siis seda nähtust tuleb seletada peale füüsikaliste aspektide veel ka võimsuslikust aspektist, et kaotada esialgne vastuolu energia jäävuse seadusega. Seda on tõenäoliselt võimalik saavutada skeemi täieliku võimsusbilansi koostamisega siin väljatöötatud põhimõtete alusel, arvestades nii võimsuse väljaandmist, tarbimist ja peegeldumist kui negatiivse takistuse käsitlemist alati mitte-energiaallikana. Teiste suundadena negatiivse takistuse alaste uuringute edasiarendamisel võib näha paljudest negatiivse takistusega astmetest koosnevate struktuuride – näiteks juba eespoolmainitud kaootilistest neuronitest koosnevate närvivõrkude mudelite konkreetset võimsuslikku optimeerimist 2. peatükis saadud tulemuste alusel ühelt poolt ning eraldi pingevõimenduse stabiilsuse saavutamist negatiivse diferentsiaaltakistusega astmetes teiselt poolt (pinge- ja vooluvõimenduse korrutise stabiilsuse

nõudeid on kirjeldatud punktis 2.4).

Käesoleva töö veel laiem edasiarendusena võib näha üleminekut kaheklemmilistelt negatiivse takistusega võimenduselementidelt elektrivoolu tüürimiseni kahe otspunktiga vooluringi lõikudes voolu tagava laengujaotuse välise tüürimise kaudu. Reaalselt on selleks vaja ikkagi kolmeklemmilist seadist, milles võimendusefekt saavutatakse väikeses ruumiosas elektrijuhtide baasil analoogselt pooljuht- ja dielektrikvõimenduselementidele, ainult et nüüd tuleb tüürida voolu metallkonfiguratsioonides nagu seda on tehtud juba pooljuhtstruktuurides ja vaakumis. Selleks on aga kõigepealt vajalik lahendada voolu tagava laengujaotuse probleem, sest elektrivoolu tekitavad ja tagavad kõikide vooluringide kõikides komponentides – nii takistuslikes koormustes, elektri- ja elektroonikaseadistes, ühendusjuhtmetes ja emj. allikates (ka emj. tekkimise piirkonnas) – erilised statsionaarsed ehk paigalseisvad laengujaotused (mis ei liigu kaasa koos voolu moodustavate laengukandjatega). Need vooluringe üleni täitvad laengud (pindlaengud ja siiani problemaatilised ruumlaengud), millele seni pole praktiliselt mingit tähelepanu pööratud, on tavaliselt väga komplitseeritud kujuga, kuid nad tekitavad elektrivoolu olemasoluks vajaliku elektrivälja skeemielementide sees, potentsiaalilanguse piki elemente ja energiaülekaneks vajaliku elektrivälja väljaspool vooluringi (praeguste arusaamade järgi) [68]; viimasel ajal on saadud nende laengujaotuste kohta ka üksikuid praktilisi tulemusi [69].

Järgnevateks eesmärkideks selles uurimissuunas ongi ühelt poolt välja töötada nn. elektrivoolu elektrostaatika, mis kujutab endast üleminekut elektrostaatikalt alalisvoolule ja mida võib nimetada puuduvaks peatükiks elektrodünaamika. Selleks tuleb ühendada voolu moodustavate liikuvate laengute elektrodünaamika ja liikumatute laengute elektrostaatika, mis seda liikumist põhjustab, kusjuures taoline ühendus peab olema kvantitatiivne koos paljude uute valemite väljatöötamisega, mida on edukalt alustatud (probleemi on seni kirjeldatud ilma valemitega [70]). Teiselt poolt on aga võimalik pärast elektrivoolu tekkimise ja püsimise mehhanismi kindlakstegemist elektrijuhtides, sh. metalljuhtmetes – mis sisaldab ka voolu tagavate laengujaotuste määramist lähtudes nende tekkepõhjustest ja konkreetse vooluringi omadustest – minna edasi selle mehhanismi välisele juhtimisele ja kontrollimisele ehk elektrivoolu tüürimisele elektrijuhtides analoogselt pooljuhtide ja dielektrikutega (metallide korral baseerub see sisuliselt peale laengute sobiva kontsentreerimise veel voolu tagaval laengujaotusel). See tähendab omakorda üleminekut madalapingelisele elektroonikale ja loodava nn. metalltransistori eelisteks oleksid väga madal toitepinge, väga kõrge töösagedus, temperatuuri- ja radiatsioonikindlus ning täpsete etteantud parameetrite saavutamine.

KOKKUVÕTE

Rainer Taniloo. **Ökonoomsete negatiivse diferentsiaaltakistusega astmete ja elementide disainimine ja optimeerimine** (Doktoritöö).

Tänapäeva analoog- ja digitaalelektronikas omavad kaheklemmilisi negatiivse takistusega elemente sisaldavad struktuurid teatud rakendusalaadel mõningaid eeliseid võrreldes teiste lahendustega, nt. neuronite ja närvivõrkude modelleerimisel, erineva sagedusala filtrites, spetsiifilistes võimendites ja ostsillaatorites jm. Niisuguste skeemide võimsuslik käitumine erineb kolme- ja enamaklemmiliste positiivse takistusega võimenduselementidega tavaliste struktuuride käitumisest. Samal ajal on tegelikke võimsusülekandeid negatiivse diferentsiaaltakistusega (NDR) astmete kõigi komponentide (sh. pingeallikate) vahel vähe uuritud, mistõttu seni puuduvad täpsed nõuded ja tingimused selliste astmete võimsusbilansi optimeerimiseks ning nende ökonoomsuse saavutamiseks.

Selle probleemi lahendamiseks on kasutusele võetud uudne lähenemisviis, mis seisneb skeemi kõigil komponentidel formeeruvate võimsuste ja elementidevahelise energiavahetuse pidevas ajalises jälgimises. Leitud ja analüüsitud on kõik võimsusülekanded NDR-lülituses ning saadud tulemuste alusel on koostatud tema täielik võimsusbilanss. Samuti on välja töötatud teoreetilised alused võimsuse väljaandmisest, võimsuse tarbimisest (eraldumisest) ja võimsuse peegeldumisest NDR-astmetes, milles negatiivse takistusega seadist (NRD) ei käsitleta energiaallikana.

Negatiivse diferentsiaaltakistusega astme võimsusbilansi optimeerimiseks on kasutusele võetud uus realistlik positiivne võimsuskasvukoefitsient seniste tinglike (mitterealistlike) positiivsete võimsusvõimendustegurite asemel. See saab olla suurem negatiivse koguvõimenduse (pinge- ja vooluvõimendusteguri korrutise, mis ei oma mõtet seoses võimsusvõimendusega) absoluutväärtusest. On kindlaks määratud selle efekti saamise tingimused ja arvatud võimsuskasvukoefitsiendi maksimaalväärtused lülituse algtööpunkti eri asendite korral.

Kõikide NDR-astmes eksisteerivate võimsuste ja võimsusülekannete järgi on välja selgitatud tema parim töörežiim energeetilises mõttes. Selleks on määratud NDR-astme optimeerimistingimused ja tema tööpunkti parim asend korraga võimsuskasvukoefitsiendi, kasuteguri ja pingeallikate võimsusvahetuse ehk toiteallikalt signaali allikale ülekantava võimsuse järgi. Lisaks on modifitseeritud klassikalist järjestik- ja rööplülitust NRD baasil ja need uut tüüpi võimendustmed on optimeeritud koguvõimenduse nulltundlikkuse järgi negatiivse takistuse muutumisele.

Lõpuks on konstrueeritud kõik NRD-d ühe väljatransistori (MESFET) baasil koos passiivsete LC-ahelatega (sh. spiraalinduktoriga) kasutamiseks mono-liitsetes mikrolaine-integraalskeemides (MMIC) ja esitatud nende täielik süsteem koos negatiivse aktiivtakistuse valemitega. Samuti on selgitatud ja arendatud NRD-de koostamise ja arvutamise põhimõtteid nii diferentsiaalse kui komplementaarse paari väljatransistoride baasil.

ABSTRACT

Rainer Taniloo. **Design and Optimization of Economical Circuits and Components with Negative Differential Resistance** (Dr. Eng. thesis).

The structures including two-terminal negative-resistance elements in the nowadays analog and digital electronics provide some preferences, compared with other solutions, in certain applications, e.g. for modeling of neurons and neural networks, in different frequency band filters, specific amplifiers and oscillators, etc. The energetical behaviour of such kind of circuits differs from the behaviour of the usual structures with three- and more-terminal positive-resistance amplifying elements. At the same time, the actual power transmissions between all the components (incl. between voltage sources) of circuits with negative differential resistance (NDR) have been little studied, in consequence of which the precise requirements and conditions concerning an optimization of power balance and achieving of economy of those circuits are nonexistent up to now.

To solve this problem, a novel approach has been taken into use which consists in continuous observation in time of the powers forming in all the components of circuits and energy exchange between the elements. All power transmissions have been found and analysed in the NDR-stage and, on the basis of the obtained results, its complete power balance has been composed. Also the theoretical bases about the power output, power consumption (separation) and power reflection in the NDR-circuits are worked out in which a negative resistance device (NRD) is not treated as a source of energy.

For the optimization of power balance of the circuit with negative differential resistance, a new realistic positive power augmentation coefficient has been taken into use instead of previous conditional (unrealistic) positive power gains. This can be greater than the absolute value of negative total amplification (voltage gain multiplied by current gain which makes no sense in connection with power amplification). The conditions of appearance of this effect are determined and the maximum values of power augmentation coefficient are calculated at different positions of quiescent operating point of the stage.

According to all powers and power transmissions existing in the NDR-circuit the best mode of operation in an energetical sense has been found out. For this purpose the optimization conditions of the NDR-circuit and the best position of its operating point have been determined simultaneously by power augmentation coefficient, efficiency and the power exchange of voltage sources or the power transferred from power supply to signal source. In addition, the classical series and parallel NDR-connections have been modified and these new kinds of amplifying stages have been optimized by zero sensitivity of total amplification to negative resistance changing.

In conclusion, all NRDs on the basis of one field effect transistor (MESFET) with passive LC-elements (incl. with spiral inductor) for using in monolithic microwave integrated circuits (MMICs) have been designed and a complete system of those NRDs with formulae of negative active resistance are presented. Also the principles of composing and calculating of NRDs have been explained and developed on the basis of differential and complementary pair of FETs.

KIRJANDUSVIITED

1. C. A. Lee and G. C. Dalman. *Microwave Devices, Circuits and Their Interaction*. New York: John Wiley & Sons, 1994. 368 p.
2. P. Gardner and D. K. Paul. Optimum Noise Measure Configurations for Transistor Negative Resistance Amplifiers. – *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 1997, Vol. 45, No. 5, pp. 580–586.
3. M. T. Hickson, P. Gardner and D. K. Paul. High Gain Millimetric Negative Resistance Low Noise Amplifiers. – *Electronics Letters* 1993, Vol. 29, No. 16 (Aug.), pp. 1408–1409.
4. А. А. Арефьев, А. Н. Серьезнов и Л. Н. Степанова. Эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Москва: Знание, 1987. 64 с.
5. А. А. Арефьев, Е. Н. Баскаков и Л. Н. Степанова. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах р-п-р-п структуры. Москва: Радио и связь, 1982. 104 с.
6. S. G. Gevorgyan, G. D. Movsesyan, A. A. Movsisyan and H. G. Shirinyan. Modeling of Tunnel Diode Oscillators and Their Use for Some Low Temperature Investigations. – *Rev. Sci. Instruments* 1998, Vol. 69, No. 6, pp. 2550–2560.
7. O. Boriclubecke, D. S. Pan and T. Itoh. DC Instability of the Series Connection of Tunneling Diodes. – *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 1996, Vol. 44, No. 6, pp. 936–943.
8. K. Stadius, R. Ahola and V. Porra. A 2-V 2-GHz LC-VCO with Large Tuning Range and Low Phase Noise. – *The 7th Biennial Conference on Electronics and Microsystem Technology “Baltic Electronics Conference”*: BEC 2000: October 8–11, 2000, Tallinn, Estonia: Conference Proceedings, pp. 241–242.
9. Y. Imai. Simulated Inductance Circuit with Parallel Negative Conductance and Its Application for a Sinusoidal Oscillator. – *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences* 1996, Vol. E79A, No. 5, pp. 634–638.
10. V. M. T. Lam and P. C. L. Yip. Microwave Oscillator Phase Noise Reduction Using Negative Resistance Compensation. – *Electronics Letters* 1993, Vol. 29, No. 4 (Feb.), pp. 379–381.
11. T. Waho, K. J. Chen and M. Yamamoto. Resonant Tunneling Diode and HEMT Logic Circuits with Multiple Thresholds and Multilevel Output. – *IEEE J. Solid-State Circuits* 1998, Vol. 33, No. 2, pp. 268–274.
12. D. D. Shulman. A Static Memory Cell Based on the Negative Resistance of the Gate Terminal of P-N-P-N Devices. – *IEEE J. Solid-State Circuits* 1994, Vol. 29, No. 6, pp. 733–736.

13. K. J. Gan and Y. K. Su. Novel Multipeak Current-Voltage Characteristics of Series-Connected Negative Differential Resistance Devices. – IEEE Electron Device Letters 1998, Vol. 19, No. 4, pp. 109–111.
14. K. J. Gan, Y. K. Su and R. L. Wang. Simulation and Analysis of Negative Differential Resistance Devices and Circuits by Load-Line Method and Pspice. – Solid-State Electronics 1998, Vol. 42, No. 1, pp. 176–180.
15. M. M. Green and A. N. Willson. On the Relationship Between Negative Differential Resistance and Stability for Nonlinear One-Ports. – IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications 1996, Vol. 43, No. 5, pp. 407–410.
16. S. E. Sussmanfort. An NIC-Based Negative Resistance Circuit for Microwave Active Filters. – International J. Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering 1994, Vol. 4, No. 2 (Apr.), pp. 130–139.
17. А. Н. Серьезнов, Л. Н. Степанова, О. И. Негоденко и В. П. Путилин. Полупроводниковые аналоги реактивностей. Москва: Знание, 1990. 64 с.
18. H. Y. Wang and C. T. Lee. Realisation of R-L and C-D immittances using single FTFN. – Electronics Letters 1998, Vol. 34, No. 6 (Mar.), pp. 502–503.
19. I. Hickman. Filters Using Negative Resistance. – Electronics World incorp. Wireless World 1997, Vol. 103, No. 3, pp. 217–221.
20. V. Kukk. Active Equal-C GIC-based Band-Pass Filters. – Proceedings of the 4th Biennial Conference: Baltic Electronics Conference: Tallinn Technical University, Institute of Electronics, Electronics Competence Centre, October 9–14, 1994, Tallinn, Estonia, pp. 479–482.
21. Y.-H. Cho, S.-C. Hong and Y.-S. Kwon. A Low-Power Monolithic GaAs FET Bandpass Filter Based on Negative Resistance Technique. – IEEE Microwave and Guided Wave Letters 1998, Vol. 8, No. 4, pp. 161–163.
22. R. Kaunisto, K. Stadius and V. Porra. Active MMIC Filters with Negative Resistance Compensation. – Electronics Letters 1998, Vol. 34, No. 12 (June), pp. 1236–1237.
23. U. Karacaoglu and I. D. Robertson. MMIC Active Bandpass Filters Using Varacter-Tuned Negative Resistance Elements. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1995, Vol. 43, No. 12, pp. 2926–2932.
24. B. P. Hopf, I. Wolff and M. Guglielmi. Coplanar MMIC Active Bandpass Filters Using Negative Resistance Circuits. – IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp. Dig.: 1994, San Diego, California, pp. 229–231.
25. А. Маслов. Комбинированная обратная связь в УМЗЧ. – Радио 2001, № 6, с. 16–17.

26. А. Фрунзе. УМЗЧ с отрицательным выходным сопротивлением. – Радио 1992, № 11, с. 40–42.
27. А. А. Андронов, А. А. Витт и С. Э. Хайкин. Теория колебаний. Москва: Наука, 1981. 568 с.
28. L. De Forest. The Audion: A New Receiver for Wireless Telegraphy. – 210th Meeting A. I. E. E.: October 26, 1906, New York, pp. 735–763.
29. K. Janson. Paralleel- ja järjestikresonantsi parameetrilise vaheldumisega võrgusageduslik resonantsmuundur ja selle rakendamine: Doktoritöö. Tallinn: Tallinna Tehnikaülikooli kirjastus, 2001. 138 lk.
30. K. Someya, H. Shinozaki and Y. Sekine. Pulse-Type Hardware Chaotic Neuron Model and Its Bifurcation Phenomena. – Electronics and Communications in Japan, Part 2: Electronics 1998, Vol. 81, No. 2, pp. 55–62.
31. A. Tamaševičus, E. Lindberg, G. Mykolaitis, A. Čenys and N. Namajūnas. χ -Diode for Chaotic and Hyperchaotic Oscillators. – BEC 98: Baltic Electronics Conference: Proceedings of the 6th Biennial Conference on Electronics and Microsystems Technology: October 7–9, 1998, Tallinn, Estonia, pp. 75–78.
32. С. А. Гаряинов и И. Д. Абезгауз. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. Москва: Энергия, 1970. 320 с.
33. С. А. Гаряинов. Перспективы использования полупроводниковых приборов и устройств с отрицательным сопротивлением в интегральных схемах. – Полупроводниковая электроника в технике связи 1986, т. 26, с. 4–15.
34. Н. А. Филинюк. Активные УКВ фильтры. Москва: Радио и связь, 1984. 56 с.
35. Ф. Бенинг. Отрицательные сопротивления в электронных схемах. Пер. с нем. Москва: Советское радио, 1975. 288 с.
36. J. W. Nilsson. Electric Circuits. 3rd ed. Reading, Massachusetts: Addison-Wesley Publishing Company, 1991. 830 p.
37. D. K. Roy. Tunnelling and Negative Resistance Phenomena in Semiconductors. Oxford: Pergamon Press, 1977. 214 p.
38. В. Ф. Чжоу. Принципы построения схем на туннельных диодах. Пер. с англ. Москва: Мир, 1966. 448 с.
39. Э. А. Акчурин, В. В. Рудь и В. Я. Спирин. Туннельные диоды в технике связи. Москва: Связь, 1971. 137 с.
40. В. Е. Хейнлейн и В. Х. Холмс. Активные фильтры для интегральных схем. Пер. с англ. Москва: Связь, 1980. 656 с.
41. R. Taniloo. Sissejuhatus võimendamisse negatiivse takistuse baasil: Magistritöö. Tallinn, Tallinna Tehnikaülikool, 1999. 148 lk.

42. В. И. Турченков. Ограничители степени насыщения транзистора. – Новые электронные приборы и устройства: Материалы конференции: Общество Знание РСФСР, 1978, Москва, с. 20–30.
43. Л. И. Волгин. Методы топологического преобразования электрических цепей. Саратов: Издание Саратовского Университета, 1982. 108 с.
44. Х. В. Силламаа. Основы синтеза схемных структур соединения многополюсных цепей: Теория эквивалентных цепей. Таллин[н]: Валгус, 1983. 416 с.
45. J. Bardeen and W. H. Brattain. The Transistor, A Semi-Conductor Triode. – Physical Review 1948, Vol. 74, No. 2, pp. 230–231.
46. F. Braun. Ueber die Stromleitung durch Schwefelmetalle. – Annalen de physik, Nov. 23, 1874, Vol. 153, pp. 556–563.
47. О. В. Лосев. Детектор-генератор, детектор-усилитель. – Телеграфия и телефония без проводов 1922, № 14, с. 374.
48. L. Esaki. New Phenomenon in Narrow Germanium P-N Junctions. – Physical Review 1958, Vol. 109, No. 2, pp. 603–604.
49. P. K. Weimer. The TFT—A New Thin-Film Transistor. – Proceedings IRE 1962, Vol. 50, No. 6, pp. 1462–1469.
50. R. Zuleeg and H. G. Dill. Negative Resistance with Compositied Thin-Film Active Devices. – Proceedings IEEE 1964, Vol. 52, No. 2, p. 195.
51. L. O. Chua, J. Yu and Y. Yu. Negative Resistance Devices. – International J. Circuit Theory and Applications 1983, Vol. 11, pp. 161–186.
52. О. Н. Негоденко, С. И. Липко и С. П. Мирошниченко. Каскодные аналоги негатронов. – Полупроводниковая электроника в технике связи 1986, т. 26, с. 29–33.
53. W. W. Alberts. Negative Resistance and Bistable Properties of Nerves and Other Excitable Cells: Ph. D. thesis. Berkeley, University of California Library, June, 1956.
54. R. S. Mackay. Negative Resistance. – American J. Physics 1958, Vol. 26, pp. 60–69.
55. G. Fedi, S. Manetti and M. C. Picirilli. Neural Networks for Fault Diagnosis of Analog Nonlinear Circuits. – The 7th Biennial Conference on Electronics and Microsystem Technology “Baltic Electronics Conference”: BEC 2000: October 8–11, 2000, Tallinn, Estonia: Conference Proceedings, pp. 299–302.
56. L. O. Hill, D. O. Pederson and R. S. Pepper. Synthesis of Electronic Bistable Circuits. – IEEE Transactions on Circuit Theory 1963, No. 1 (March), pp. 5–35.

57. G. Kano and H. Iwasa. A New Λ -type Negative Resistance Device of Integrated Complementary FET Structure. – IEEE Transactions on Electron Devices 1974, Vol. ED-21, No. 7, pp. 448–449.
58. H. Takagi and G. Kano. Complementary JFET Negative-Resistance Devices. – IEEE J. Solid-State Circuits 1975, Vol. SC-10, No. 6, pp. 509–515.
59. H. Mizuno, G. Kano, H. Takagi and I. Teramoto. Theory of Negative Resistance of Junction Field-Effect Transistors. – IEEE J. Solid-State Circuits 1976, Vol. SC-11, No. 2 (Apr.), pp. 313–317.
60. Л. Ф. Ауен и А. В. Тараха. Полупроводниковые системы с лямбда-характеристикой. Москва: Знание, 1979. 64 с.
61. С. В. Серебрянников, Н. И. Твердоступ и В. С. Хандецкий. Управление ВАХ λ -типа для коррекций характеристик измерительных автогенераторных преобразователей. – Метрология 1983, № 10, с. 43–48.
62. В. И. Молотков и Е. И. Потапов. Исследование ВАХ маломощных полевых транзисторов и лямбда-диодов и расчет амплитуд автогенератора на лямбда-диоде. – Радиоэлектроника 1991, т. 34, № 11, с. 108–110.
63. B. I. Bleaney and B. Bleaney. Electricity and Magnetism 2. 3rd ed. Oxford: Oxford University Press, 1992. 750 p.
64. P. R. Gray and R. G. Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 1993. 792 p.
65. S. Wang and D. D. L. Chung. Apparent Negative Electrical Resistance in Carbon Fiber Composites. – Composites, Part B 1999, Vol. 30, pp. 579–590.
66. S. Wang and D. D. L. Chung. Electrical Behavior of Carbon Fiber Polymer-Matrix Composites in the Through-Thickness Direction. – J. Materials Science 2000, Vol. 35, No. 1, pp. 91–100.
67. J.-L. Naudin. The Chung's Negative Resistance experiment, <http://jnaudin.free.fr/cnr/cnrexpl.htm>, May 20, 2001.
68. J. D. Jackson. Surface charges on circuit wires and resistors play three roles. – American J. Physics 1996, Vol. 64, No. 7, pp. 855–870.
69. A. K. T. Assis and J. I. Cisneros. Surface Charges and Fields in a Resistive Coaxial Cable Carrying a Constant Current. – IEEE Transactions on Circuits and Systems, Part 1: Fundamental Theory and Applications 2000, Vol. 47, No. 1, pp. 63–66.
70. B. A. Sherwood and R. W. Chabay. A Unified Treatment of Electrostatics and Circuits, <http://www4.ncsu.edu/~rwchabay/mi/circuit.pdf>, October 29, 1999.

PUBLIKATSIOONIDE ÜLDNIMEKIRI

A. Rainer Taniloo.

Stable Power Amplification on the Basis of Two-Terminal Negative Resistance Element.

Ringhääling '99: VI Rahvusvahelise Telekommunikatsioonipäeva konverentsi ettekannete materjalid: Tallinna Tehnikaülikool, 14. mai 1999, Tallinn, lk. 99–102.

B. Rainer Taniloo.

Voolu tekitava laengujaotuse probleem elektriühis ja võimendava laengu-tüürimise väljavaated selles.

Elektroonika 2000: VII rahvusvahelise telekommunikatsioonipäeva konverentsi ettekannete materjalid: Tallinna Tehnikaülikool, 19. mai 2000, Tallinn, lk. 71–77.

C. Rainer Taniloo.

Negative Resistance Structures: Optimization of Power Balance.

The 7th Biennial Conference on Electronics and Microsystem Technology “Baltic Electronics Conference”: BEC 2000: October 8–11, 2000, Tallinn, Estonia: Conference Proceedings, pp. 353–354.

D. Rainer Taniloo.

Puuduvast peatükist elektrodünaamikas.

Radiotehnika 2001: VIII rahvusvahelise telekommunikatsioonipäeva materjalid: Tallinna Tehnikaülikool, 18. mai 2001, Tallinn, lk. 127–131.

E. Rainer Taniloo.

Classical Electrodynamics, Charge Distributions of Currents and the Metal Transistor.

BEC 2002: Proceedings of the 8th Biennial Baltic Electronics Conference: Tallinn Technical University, October 6–9, 2002, Tallinn, Estonia, pp. 61–64.

F. Rainer Taniloo.

The Structure of FET-Based Negative Differential Resistance for Microwave and Neural Network Applications.

BEC 2002: Proceedings of the 8th Biennial Baltic Electronics Conference: Tallinn Technical University, October 6–9, 2002, Tallinn, Estonia, pp. 73–76.

G. Rainer Taniloo.

The Development of Structures with Two-Terminal Elements on the Basis of Negative Differential Resistance and Current-Providing Charge Distribution.

BEC 2004: Baltic Electronics Conference: Post-Graduate Student Session: Tallinn University of Technology, October 3–6, 2004, Tallinn, Estonia, Appendix.

H. Rainer Taniloo.

Charge distributions in metal cylinder circuit with actual volume emf.

American Journal of Physics 2005, 14 p. (on revision).

TEADUSLIKUD ETTEKANDED

Rainer Taniloo

1. The Basis of Amplification of Electric Signals with FET-Type Elements (unpublished, 21 p.).
Presentation: Department of Physics, University of Lund, Sweden, August 27, 1993.
2. Stable Power Amplification on the Basis of Two-Terminal Negative Resistance Element.
Ringhääling '99: VI Rahvusvahelise Telekommunikatsioonipäeva konverents, Tallinna Tehnikaülikool, 14. mai 1999.
3. Elektrivoolu saladus ja uus lähenemine füüsika õpetamisele.
Ettekanne: Matemaatika-loodusteaduskond, Tallinna Pedagoogikaülikool, 29. märts 2000. a.
4. Voolu tekitava laengujaotuse probleem elektrijuhis ja võimendava laengutüürimise väljavaated selles.
Elektroonika 2000: VII Rahvusvahelise Telekommunikatsioonipäeva konverents, Tallinna Tehnikaülikool, 19. mai 2000.
5. Negative Resistance Structures: Optimization of Power Balance.
BEC 2000: The 7th Biennial Baltic Electronics Conference on Electronics and Microsystem Technology, Tallinn Technical University, October 8–11, 2000.
6. Elektrivoolu ja elektromotoorjõudu tagava laengujaotuse probleemist elektrijuhis puuduva peatükini elektrodünaamikas.
Stendiettekanne: Eesti XXXI Füüsikapäevad, Tartu Ülikool, 12.–13. veebruar 2001. a.
7. Puuduvast peatükist elektrodünaamikas.
Raadiotehnika 2001: VIII Rahvusvahelise Telekommunikatsioonipäeva konverents, Tallinna Tehnikaülikool, 18. mai 2001.
8. Classical Electrodynamics, Charge Distributions of Currents and the Metal Transistor.
BEC 2002: The 8th Biennial Baltic Electronics Conference, Tallinn Technical University, October 6–9, 2002.
9. The Structure of FET-Based Negative Differential Resistance for Microwave and Neural Network Applications.
BEC 2002: The 8th Biennial Baltic Electronics Conference, Tallinn Technical University, October 6–9, 2002.
10. The Development of Structures with Two-Terminal Elements on the Basis of Negative Differential Resistance and Current-Providing Charge Distribution.
BEC 2004: The 9th Biennial Baltic Electronics Conference, Tallinn University of Technology, October 3–6, 2004.

Elulookirjeldus

LISA 1

Ees- ja perekonnanimi: Rainer Taniloo
Sünniaeg ja -koht: 19. oktoober 1962. a. Tartu linn
Kodakondsus: eesti
Perekonnaseis ja lapsed: abielus, poeg ja tütar
Aadress: Rõõmu tee 18-5, 51013 Tartu
Telefon: 7339021, 5012805
E-posti aadress: tanilaws@ut.ee, rtaniloo@tac.ee

Hariduskäik:

Tartu 1. Keskkool 1980, kesk(gümnaasiumi)haridus;
Tartu Riiklik Ülikool 1985, füüsik, pedagoog, spetsialiseerumine: elektroonika, võrdne: loodusteaduste magister rakendusfüüsika õppesuunas;
Tallinna Tehnikaülikool 1999, tehnikateaduste magister elektroonika ja biomeditsiinitehnika õppesuunas.
Keelteoskus: eesti: kõrgtase, inglise: kesktase, vene: kesktase.
Erialane enesetäiendus: Lundi Ülikool, Rootsi 1993. a.

Teenistuskäik:

1985–1986: ENSV Teaduste Akadeemia Spetsiaalse Konstrueerimisbüroo Tartu filiaal, vaneminsener;
1986–1991: Tartu Riiklik Ülikool: stažöör-uuriija, aspirant eksperimentaalfüüsika erialal, lepinguline töötaja;
1991–1993: Riiklik AS Mahyd, info- ja marketingi osakonna juhataja;
1993–1994: Tartu Valvekeskus, Kesklinna häirekeskuse ülem;
1994–1996: Lõuna Elektrivõrgud, insener;
1996–1998: EV Majandusministeerim, energeetikanõunik;
1999–2003: Tallinna Tehnikaülikool, doktorant elektroonika erialal;
2002–....: Tartu Ülikool, lepinguline õppejõud;
2003–....: Tartu Lennukolledž: õppeprorektori asetäitja, lepinguline vanemspetsialist;
2004–....: Tartu Ülikool, doktorant rakendusfüüsika erialal.

Teadustegevus: artiklid vt. lk. 88, teaduslikud ettekanded vt. lk. 89.

Kaitstud lõputööd:

1. R. Taniloo. Elektrisignaalide võimendamine kaheklemmiliste elementidega: Diplomitöö. Tartu, Tartu Riiklik Ülikool, 1985. 97 lk.
2. R. Taniloo. Sissejuhatus võimendamisse negatiivse takistuse baasil: Magistritöö. Tallinn, Tallinna Tehnikaülikool, 1999. 148 lk.

Teadustöö põhisuunad:

1. Negatiivse diferentsiaaltakistusega seadised ja süsteemid: nende disain, võimendus, võimsus, optimeerimine.
2. Elektrivoolu elektrostaatika kui puuduv peatükk elektrodünaamikas: voolu tekitav ja tagav statsionaarne ehk liikumatu laengujaotus vooluringide (absoluutselt) kõigis komponentides, elektrivoolu tekkimise mehhanism.
3. Elektrivoolu tüürimine elektrijuhtides: metalltransistor (perspektiivis).

Curriculum Vitae

LISA 1 järg

First name and surname: Rainer Taniloo
Date and place of birth: 19 October 1962, Tartu, Estonia
Citizenship: Estonia
Family status and children: married, son and daughter
Address: Rõõmu tee 18-5, 51013 Tartu, Estonia
Telephone: 7339021, 5012805
E-mail address: tanilaws@ut.ee, rtaniloo@tac.ee

Education:

1st Secondary School of Tartu, 1980, secondary (gymnasial) education;
Tartu State University, 1985, physicist, educator, specialization: electronics,
equal: Master of Science in Applied Physics;
Tallinn Technical University, 1999, Master of Science in Electronics and
Biomedical Engineering.

Language Proficiency:

Estonian: high level, English: intermediate level, Russian: intermediate level.
Special Courses: University of Lund, Sweden, 1993.

Professional employment:

1985–1986: Tartu Branch of Special Design Office of Academy of Sciences,
senior engineer;
1986–1991: Tartu State University: assistant researcher, post-graduate student
in experimental physics, contractual worker;
1991–1993: Mahyd Co., Ltd., Information and Marketing Department Head;
1991–1993: Tartu Alarm Company, Head of Alarm Centre of Central Region;
1994–1996: Southern Electric Networks, engineer;
1996–1998: Ministry of Economy, Councillor in Energetics;
1999–2003: Tallinn Technical University, doctoral student in electronics;
From 2002: University of Tartu, contractual lecturer;
From 2003: Tartu Aviation College: Deputy Vice Rector Studies,
contractual senior specialist;
From 2004: University of Tartu, doctoral student in applied physics.

Scientific work: papers see p. 88, scientific presentations see p. 89.

Defended theses:

1. R. Taniloo. The Amplification of Electric Signals with Two-Terminal Elements: Diploma Paper. Tartu, Tartu State University, 1985. 97 p.
2. R. Taniloo. Introduction to Amplification on the Basis of Negative Resistance: Master's Thesis. Tallinn, Tallinn Technical University, 1999. 148 p.

Main research trends:

1. The devices and systems with negative differential resistance: their design, amplification, power, optimization.
2. Electrostatics of electric current as a missing chapter in electrodynamics: the stationary or immobile current-providing and -producing charge distributions in all the components of circuits, the mechanism of arising of the current.
3. The steering of electric current in conductors: metal transistor (in prospect).