



TALLINNA TEHNIKAÜLIKOO  
INSENERITEADUSKOND  
Elektroenergeetika ja mehhatroonika instituut

**GAN- JA SI/SIC-TRANSISTORIDE VÕRDLEV ANALÜÜS AKULAADIJA  
MUUNDURIS**  
**THE COMPARATIVE ANALYSIS OF GAN- AND SI/SIC- TRANSISTORS  
IN SOLAR INVERTER**  
**MAGISTRITÖÖ**

Üliõpilane: Aleksei Volkov

Üliõpilaskood: 144193

Juhendaja: Oleksandr Matiushkin, doktorant

Tallinn, 2022

## AUTORIDEKLARATSIOON

Olen koostanud lõputöö iseseisvalt.

Lõputöö alusel ei ole varem kutse- või teaduskraadi või inseneridiplomit taotletud. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on viidatud.

“.....” ..... 202.....

Autor: .....

/ allkiri /

Töö vastab bakalaureusetöö/magistritööle esitatud nõuetele

“.....” ..... 202.....

Juhendaja: .....

/ allkiri /

Kaitsmisele lubatud

“.....” .....202... .

Kaitsmiskomisjoni esimees .....

/ nimi ja allkiri /

# LÕPUTÖÖ LÜHIKOKKUVÕTE

*Autor:* Aleksei Volkov

*Lõputöö liik:* Magistritöö

*Töö pealkiri:* GaN- ja Si/SiC-transistoride võrdlev analüüs akulaadija muunduris.

*Kuupäev:* 08.05.2022

*71 lk (lõputöö lehekülgede arv koos lisadega)*

*Ülikool:* Tallinna Tehnikaülikool

*Teaduskond:* Inseneriteaduskond

*Instituut:* Elektroenergeetika ja mehhatroonika instituut

*Töö juhendaja(d):* doktorant Oleksandr Matiushkin

*Töö konsultant (konsultandid):*

*Sisu kirjeldus:*

Laia ribalaiusega pooljuhtmaterjalide omavaheline teoreetiline ja praktiline võrdlus, nagu galliumnitriidi ja ränikarbiidi ning räni vahel (traditsioonilise pooljuhtmaterjal), sealhulgas võrdluses Si transistori SiC (MOSFET) isoleeritud paisuga välitransistoriga.

Teoreetiline uurimus põhineb tunnustatud teadus- ja uurimisallikatel, praktiliste ja võrdlevate testide kaudu universaalse akulaadimise pingemuunduri baasil.

Tänu täiustatud tehnoloogiale on räni isoleeritud paisuga välitransistori parameetrid oma teoreetilise piiri lähedal, mistõttu on esiplaanile tõusmas alternatiivsed pooljuhtmaterjalid, mis võimaldavad tõsta efektiivsust, vähendada mõõtmeid ja võimaldavad kasutada seadmeid kõrgete temperatuuride ja radioaktiivse kiirguse tingimustes.

Uurimustöö tulemusi või kasutada teistes ja järgnevates praktilistes või teoreetilistes projektides ning uuringutes.

*Märksõnad:* Alalisvoolumuundur; Kasutegur; Transistor; GaN, Si, SiC; Impulsi laiuse modulatsioon, Galliumi nitritid, Laiaribaline pooljuht, Mikroprotsessor

## ABSTRACT

Author: Aleksei Volkov	Type of the work: Master Thesis
Title: The comparative analysis of GaN- and Si/SiC- transistors in solar inverter	
Date: 08.05.2022	71 pages (the number of thesis pages including appendices)
<i>University:</i> Tallinn University of Technology	
<i>School:</i> School of Engineering	
<i>Department:</i> Department of Electrical Power Engineering and Mechatronics	
<i>Supervisor(s) of the thesis:</i> PhD student Oleksandr Matiushkin	
<i>Consultant(s):</i>	
<i>Abstract:</i> Theoretical and practical comparing of semiconductor materials with wide-bandgap area, such as gallium nitride and silicon carbide and compare those with traditional semiconductor material as silicon. Also compare GaN transistors with Si and MOSFET transistors.  Theoretical study is based on publications of recognized scientific and research sources, practical comparison through comparative tests based on a universal battery charging voltage converter.  Due to the improvement of technology, the parameters of silicon MOS transistors are close to their theoretical limit, which is why alternative semiconductor materials are coming to the fore, which will increase efficiency, reduce size, and allow equipment to be used in conditions of high temperatures and radioactive radiation.  The results of the study can be used in a variety of other practical or theoretical projects and studies in the future.	
Keywords: DC-DC Converter; Efficiency; Transistor; GaN, Si, SiC; Pulse-Width Modulation, Gallium nitride, Wide-bandgap semiconductor, Microprocessor	

# LÕPUTÖÖ ÜLESANNE

Lõputöö teema:	<b>GaN- ja Si/SiC- transistoride võrdlev analüüs päikeseinvertori vaates</b>
Lõputöö teema inglise keeles:	<b>The comparative analysis of GaN- and Si/SiC- transistors in solar inverter</b>
Üliõpilane:	<b>Aleksei Volkov, 144193</b>
Eriala:	<b>AAAM02/09 - Energiamuundus- ja juhtimissüsteemid</b>
Lõputöö liik:	<b>magistritöö</b>
Lõputöö juhendaja:	<b>Oleksandr Matiushkin</b>
Lõputöö ülesande kehtivusaeg:	<b>Kevad 2022</b>
Lõputöö esitamise tähtaeg:	<b>20.05.2022</b>

Üliõpilane (allkiri)

Juhendaja (allkiri)

Õppekava juht (allkiri)

---

---

---

## 1. Teema põhjendus

Tänapäeval näitab kaasaegsete pooljuhtmaterjalide tööstus, et galliumnitriidi (GaN) baasil on võimalik luua seadmeid, millel on suurem kasutegur ja muud omadused (töösagedus, pingeline, võimsus, kuumuskindlus jne), kui traditsiooniliste pooljuhtide baasil (Si, SiC). Selle töö käigus püüab autor seda väidet kinnitada või ümber lükata.

## 2. Töö eesmärk

Selle töö eesmärk on võrrelda erinevat tüüpi pooljuhte, nii teoreetilisi kui ka puhtpraktilisi, kasutades tõelisi töötavaid prototüüpe (päikesemuundur on vahepealne lüli päikesepaneelide ja elektritarbijate vahel). Võrdlusobjektideks on jõutransistorid, mida kasutatakse jõuelektroonikal põhinevates muundurites. Oluline on märkida, et lisaks transistoride füüsikaliste omaduste võrdlemisele on mõistlik võrrelda ka teatud komponentide kasutamise majanduslikku teostatavust (komponentide maksumus, samuti tootmise ja kasutamise keerukus).

### **3. Lahendamisele kuuluvate küsimuste loetelu:**

Selle probleemi edukaks lahendamiseks tuleks uurida GaN transistoride omadusi ja võrrelda neid traditsiooniliste Si ja SiC transistoridega. Võttes arvesse GaN-i transistoride "tugevaid külgi", kujundada ja loota muunduri trükkplaati. Sellele järgneb katsete ja testimiste etapp. Viimaseks etapiks on tulemuste analüüs ning muundurite kasuteguri ja muude parameetrite võrdlemine, vajadusel saatedokumentide ettevalmistamine ja avaldamine avatud infoallikas.

### **4. Lähteandmed**

Teoreetilise osa koostamisel kasutatakse kõikvõimalikke Interneti-ressursse, mille põhjal on võimalik modelleerida pooljuhtseadet ja vajadusel laborikatset teostada, mis eeldab sobivat tarkvara ja mõõteseadmetega laborit.

### **5. Uurimismeetodid**

Eeldatakse eksperimentaalsete ja teoreetiliste uuringute meetodeid katsetamist.

- kirjanduse uurimine.
- analüüs ja võrdlus
- modelleerimine
- katsed ja mõõtmised (vajadusel)
- saadud andmete analüüs ja järeldus

### **6. Graafiline osa**

Töö mugavamaks ja visuaalseks tajumiseks on kavas kasutada andmeid, jooniseid, valemeid ja diagramme sisaldavaid tabeleid. Teose täiendusena saab kasutada seadmete ja komponentide tehnilist spetsifikatsiooni

### **7. Töö struktuur**

Töö põhiosad

1. Galliumtransistorid ja nende eelised
2. Traditsiooniliste (Si) transistoride teoreetiline võrdlus galliumiga
3. GaN- ja SiC-transistoridel põhineva muunduri simulatsioon
4. Praktiline eksperiment ja tulemused, erinevate parameetrite ja kasuteguri võrdlus
5. Järeldus

## **8. Kasutatud kirjanduse allikad**

Töös on kasutatud selle väljaandega seotud teaduspublikatsioonide materjale ning muud teadus- ja tehnikaalast kirjandust, lisaks on kavas aktiivselt kasutada TalTech'i teaduslikku ja tehnilist potentsiaali (skeemid, projektid, spetsialistid ja infrastruktuur). Igasugused Interneti ressursid.

## **9. Lõputöö konsultandid**

- TalTech, Jõuelektronika uurimisrühm - Oleksandr Matiushkin, doktorant-nooremteadur
- Peaspetsialist, Connect OÜ, Teenuste arendamise osakond, Elektritranspordi üksus - tehnikateaduste doktor Hardi Hõimoja

## **10. Töö etapid ja ajakava**

1. Kirjanduse, publikatsioonide ja muude Interneti ressursside ülevaade
2. Töö teoreetilise osa kirjutamine (märts 2021)
3. Modelleerimine ja laborikatsed (vajadusel) (juuni 2021)
4. Modelleerimise ja mõõtmistulemuste kirjeldus (juuli 2021)
5. Kokkuvõte (august 2021)
6. Töö esmane esitamine juhendajale (oktoober 2021)
7. Juhendajalt saadud võimalike puuduste ja kommentaaride parandamine (november 2021)
8. Lõplik töövariant (detsember 2022)
9. Lõputöö kaitsmine (kevad 2022)

# SISUKORD

LÕPUTÖÖ LÜHIKOKKUVÕTE .....	3
ABSTRACT .....	4
LÕPUTÖÖ ÜLESANNE .....	5
SISUKORD.....	8
LÜHENDITE JA TÄHISTE LOETELU .....	10
1. SISSEJUHATUS.....	11
2. GALLIUMNITRIIDIL PÕHINEVATE TEHNOLOOGIATE ARENDAMISE VÄLJAVAATED ..	13
2.1. Google Little Box Challenge (GLBX) .....	13
2.2. Galliumnitriidi seadmete äriedu ja väljavaated .....	15
3. GALLIUMNITRIIDIL PÕHINEVAD POOLJUHTSEADMED .....	17
3.1. Galliumnitriidi eelised räni ees .....	19
3.2. GaN- ja Si-seadmete tööstuse näidiste võrdlus .....	20
3.3. GaN-tehnoloogial põhinevate toodete puudused .....	22
4. DC-DC PINGEMUUNDURI ALUSEL TRANSISTORIDE PRAKTILINE VÕRDLUS.....	24
4.1. GaN, Si ja SiC transistoride tootmisnäidised .....	24
4.2. Universaalne DC-AC inverter.....	26
4.2.1 Pinge vähendav talitlusviis (buck) .....	29
4.2.2 Pinge tõstev talitlusviis (boost).....	30
4.3. Kontrollmõõtmised ja juhtimine (trükkplaat) .....	32
4.4. Täitetegur .....	34
4.5. Programmikoodi tööalgoritm .....	37
4.6. DC-DC muunduri kasutegur.....	41
4.6.1 Katse kirjeldus .....	42
4.6.2 Nõutav varustus .....	44
4.6.3 Tarkvara ja rakendused .....	46
4.6.4 Praktilise mõõtmise tulemused (kasutegur).....	46
4.7. Vahejärelendus .....	51
5. MAJANDUSLIK OTSTARBEKUS .....	52



6. KOKKUVÕTE.....	54
7. KASUTATUD KIRJANDUSE LOETELU .....	56
8. LISAD .....	59
8.1. GaN pooljuhtlülite baasil DC - DC muunduri struktuurskeem.....	59
8.2. Trükkplaadid.....	59
8.3. GaN- ja SiC-transistoridel põhineva muunduri simulatsioon .....	61
8.4. GaN-transistoride struktuur .....	63
8.5. GaN-transistorides kasutatavad alused .....	65
8.6. GaN-transistoride draiverid.....	66
8.7. Transistori korpuste tüübid .....	67
8.8. Tööprogrammi kood (PWM osa) .....	69

## LÜHENDITE JA TÄHISTE LOETELU

SMD	Pindpaigaldus tehnoloogia ( <i>surface mounted device</i> )
DC	Alalisvool ( <i>direct current</i> )
AC	Vahelduvvool ( <i>alternating current</i> )
MOSFET	Isoleeritud paisuga väljatransistor ( <i>metal oxide semiconductor field effect transistor</i> )
FET	Väljatransistor ( <i>field effect transistor</i> )
2DEG	Kahemõõtmeline elektrongaas ( <i>two dimensional electron gas</i> )
GaN	Galliuminitriid ( <i>gallium nitride</i> )
Si	Räni ( <i>silicon</i> )
SiC	Ränikarbiid (silicon carbide)
GLBX	Google little box Challenge
HEMT	Suure elektronide liikuvusega transistor ( <i>high electron mobility transistor</i> )
SOIC	Väikese suurusega integraallülitus ( <i>small outline integrated circuit</i> )
LGA	Land grid array - <i>integraallülituse korpuse tüüp</i>
LFPACK	Loss Free Package - <i>integraallülituse korpuse tüüp</i>
BGA	Ball grid array - <i>integraallülituse korpuse tüüp</i>
CGD	Paisu ja neelu vaheline mahtuvus ( <i>gate to drain capacitance</i> )
CDS	Neelu ja lätte vaheline mahtuvus ( <i>drain to source capacitance</i> )
SJMOSFET	Super junction metal oxide semiconductor field effect transistor
USB	Universaalne jadasiin ( <i>universal serial bus</i> )
LAN	Kohtvõrk ( <i>local area network</i> )
I2C	Järjestikune arvutisiini ( <i>inter integrated circuit</i> )
SPI	Sünkroonse järjestikusuhtluse liidese standard (serial peripheral interface)
UART	Andmete edastamise protokoll ( <i>Universal asynchronous receiver/transmitter</i> )
RAM	Operatiivmälu ( <i>random access memory</i> )
PWM	Pulsilaiusmodulatsioon ( <i>pulse-width modulation</i> )
ADC	Analoog digitaalmuundur (analog to digital converter)
КПД	Kasutegur (коэффициент полезного действия)
BT	Tuulegeneraator (ветровая турбина)
СГПМ	Püsिमagnetitega sünkroongeneraator (синхронный генератор на постоянных магнитах)
EUR	Euro

# 1. SISSEJUHATUS

Tänapäeval on suurima turuosa hõivanud räni pooljuhid, nende ainus võidukäik on kestnud juba üsna pikka aega, alates võimsa MOSFETi tulekust eelmise sajandi seitsmekümnendate lõpus, teised tol ajal tuntud pooljuhid, nagu germaanium ja seleen, olid märkimisväärse hulga parameetrite poolest ränist palju madalamad, kuid tänase seisuga on ränitransistorid jõudnud oma võimekuse teoreetilise piiri lähedale.

Edasiseks arendamiseks on vaja pöörata suurt tähelepanu teistele pooljuhtidele, kuna uuritakse teisi materjale, tuvastati pooljuhtide omadused galliumnitriidis, ränikarbiidis, arseniidis ja muudes materjalides, nendel materjalidel põhinevad seadmed lubasid ainulaadseid võimsus- ja sagedusomaduste kombinatsioone. Ausalt öeldes tuleb märkida, et galliumnitriidi eriomadused avastati juba seitsmekümnendate keskel ja üheksakümnendate keskel viidi läbi üksikasjalikum uuring, mis näitas, et GaN on palju perspektiivsem materjal kui räni. kuigi galliumnitriid transistoride eeliste praktiline rakendamine oli aga arvukate tehniliste raskuste tõttu praktiliselt võimatu; soojuse hajutamine ja transistori juhtimine, lisaks ei olnud pikka aega võimalik luua seadmeid, mis tavatingimustes oleksid normaalselt suletud.

Kuid hoolimata kõigist raskustest ja raskustest on tehnoloogiline areng järeleandmatu, üha rohkem on meeskondi, kes arendavad vajalikke tehnoloogiaid ja loovad GaN-võimsustransistoride masstootmise, mille tõttu on mõnede hinnangute kohaselt [2] ülemaailmne kõrgetasemeline turg GaN-transistoride võimsus võib aastaks 2022 ulatuda 450 miljoni dollarini ja GaN-i mikrolainetransistoride globaalne turg läheneb peaaegu miljardile dollarile, kuid hoolimata kõigist õnnestumistest ei suudetud nende seadmete tootmise keerukust vähendada absoluutse miinimumini. Selle tulemusel jääb nende hind kõrgemaks kui räni analoogidel.

Galliumnitriidil on laiem ribalaius, mis võimaldab toota selle baasil transistore, millel on traditsiooniliste seadmete ees mitmeid eeliseid; suurem efektiivsus (COP), väiksemad mõõtmed ja kaal, töötamise ajal iseloomustab neid kõrge stabiilsus, sealhulgas kõrgendatud temperatuuri ja kiirgusega tingimustes.

Tänu oma disainiomadustele on GaN-transistoridel väiksemad juhtivuskadud ja väiksem väljundmahtuvus, minimeeritud parasiit-induktiivsus [4], eeltoodu toob omakorda kaasa lülituskadude olulise vähenemise või ränitransistoridega võrdsete kadudega võivad GaN-transistorid töötada kõrgemad sagedused.

Erinevate hinnangute kohaselt [5] võivad GaN-transistorid ületada traditsioonilisi räni analooge sada korda kiiruse poolest, suurendada võimsustihedust viis korda, tõsta energiatõhusust 40% ja vähendada lõpptoote maksumust 20% või rohkem.

GaN-i lähimaks konkurendiks tõhususe osas võib pidada ränikarbiidi (SiC), millel on samuti suurepärased omadused, kuid mis on mitmete parameetrite poolest, eriti lõpptoote mõõtmete poolest, halvem galliumnitriidist.

Selles töös on vaja kinnitada või ümber lükata kaks hüpoteesi;

1. GaN-transistorid on tõhusamad kui traditsioonilised Si- ja/või SiC-transistorid.
2. Traditsiooniliste transistoride (võtmete) kasutamine on säästlikum kui GaN transistoride kasutamine.

Seatud eesmärkide saavutamiseks proovitakse täita mitmeid ülesandeid;

1. Tutvuda selleteemalise kirjanduse ja väljaannetega
2. Teha põhiparameetrite teoreetiline võrdlus
3. Hinnata konkreetse tehnoloogia kasutamise majanduslikku otstarbekust
4. Projekteerida ja valmistada GaN ja SiC transistoridel põhineva muunduri laboriprototüüp
5. Panna eksperiment ja mõõtmistulemuste põhjal kinnitada või ümber lükata teoreetiline oletus GaN-transistoride suurema efektiivsuse kohta
6. Teha kogutud andmete põhjal põhjalik järeldus

Uudsus ja praktiline väärtus:

1. Loodud on kaks GaN ja SiC transistori baasil muunduri laboratoorset prototüüpi.
2. Erinevatel pooljuhtmaterjalidel põhinevate transistoride teoreetiline, praktiline ja majanduslik võrdlus.
3. Saadud tulemusi saab kasutada muundurite edasiarendamisel.

## 2. GALLIUMNITRIIDI PÕHINEVATE TEHNOLOOGIATE ARENDAMISE VÄLJAVAATED

Antud töö osa tutvustab galliumnitriidi transistoride turu kasvu ja arengu dünaamikaga, näitab kõige lootustandvamaid majandussektoreid ja seadmetüüpe, kus galliumnitriidil põhinevate seadmete kasutamine on õigustatud.

Lisaks on välja toodud Google'i omanimelise võistluse analüüs, mida võib liialdamata nimetada üheks kogu GaN tööstuse arengu lähtekohaks.

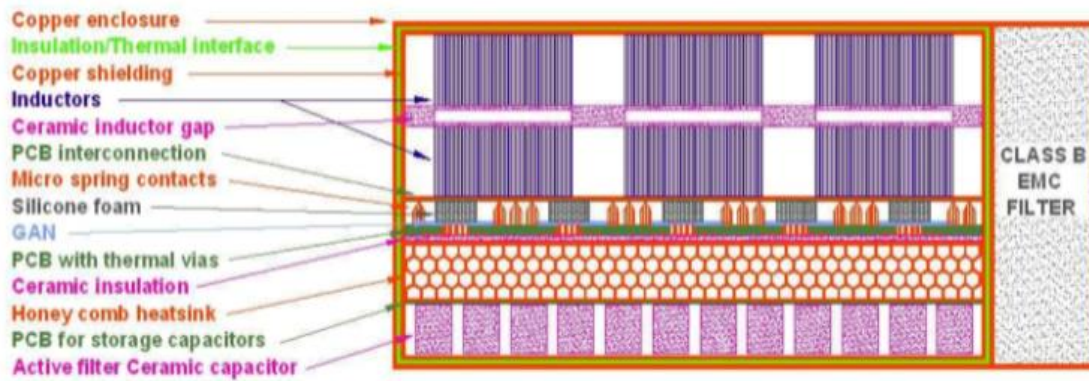
### 2.1. Google Little Box Challenge (GLBX)

Aastal 2014 kuulutas Google välja konkursi (Little Box Challenge) [23], et luua tõhus ja kompaktne inverter, mis muundab alalisvoolu vahelduvvooluks (DC/AC). Konkursi auhinnafond oli miljon dollarit. Konkursi tingimuste kohaselt oli vaja luua inverter, mille erivõimsuse tihedus on 3,05 W (vatti) või rohkem kuupsentimeetri kohta (3,05 W / cm<sup>3</sup>) või 50 W kuuptolli kohta.

Raskus seisnes selles, et 2014. aastal oli keskmise auto sigaretisüütaja inverteri erivõimsuse tihedus kuni 0,125 W / cm<sup>3</sup>, spetsiaalsed päikesepaneelide inverterid, mida iseloomustab suurenenud maksumus ja võimsus umbes 0,315 W / cm<sup>3</sup>, teise sõnaga, ülesandeks oli turul laialt esindatud inverterite omadusi oluliselt tõsta.

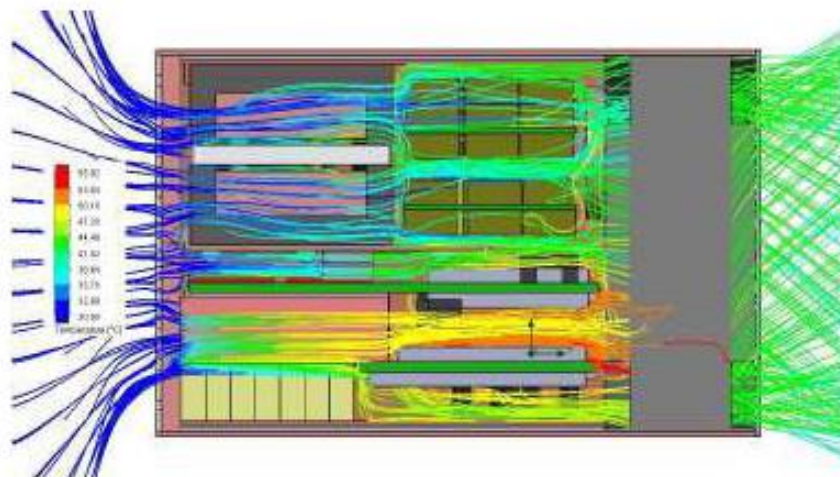
Konkursi võitis rahvusvaheline ettevõtte CE + T Power [12], selle inseneridele õnnestus luua inverter (joonis 2.1), mille erivõimsuse tihedus oli 8,87 W / cm<sup>3</sup> (korpuse maht - 225,6 cm<sup>3</sup> ja mõõtmed; 6,35 cm x 4,1 cm x 8,7 cm).

Edu võtmeks sai galliumnitriidi baasil tehtud (GaN) transistoride kasutamine [24], ettevõtte inseneridele õnnestus mitte ainult maksimaalselt ära kasutada antud transistoride tüüpi ainulaadseid elektrilisi omadusi, mis võimaldavad luua seadmeid kõrge väljud parameetritega, vaid ka kõigi seda tüüpi transistoridega seotud puudused minimiseerida (juhtimise keerukus, elektromagnetiline ühilduvus, üleminekuprotsessid transistori väljalülitamisel jne).

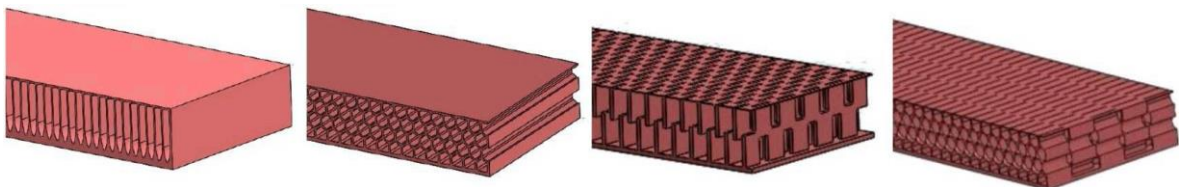


Joonis 2.1 CE+T Power ettevõtte poolt projekteeritud inverter

Teine oluline komponent on detailne läbimõeldud ja efektiivne jahutussüsteem (Joonis 2.2), kõik seadme komponendid on paigaldatud nii, et saavutatakse seadme maksimaalne võimalik jahutus, temperatuur värviskaalal on alates 30 kuni 61 °C.



Joonis 2.2. Jahutuse süsteemi mudel



Joonis 2.3. Invertori jahutus süsteemi radiaatorid [11]

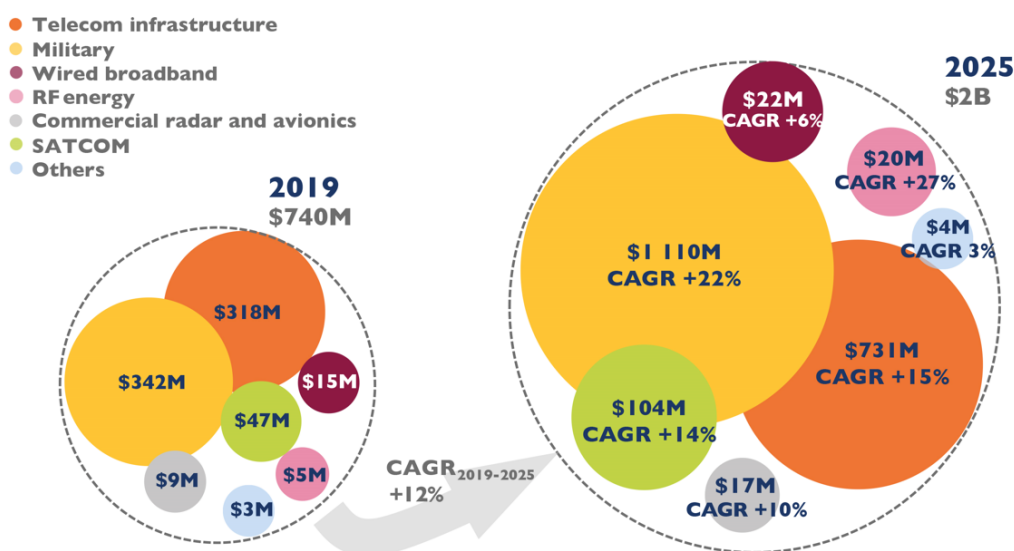
Lisaks komponentide paigutusele, arvestades õhuvool ja jahutusseadme (jahuti) asukoht, mõeldi läbi ka radiaatori avade kuju (joonis 2.3), et minimeerida tolmu ja prahi sissepääsu, samas jahutuse efektiivsust mitte vähendada, insenerid töötasid välja ja katsetasid erinevad radiaatorite konfiguratsiooni, katsetulemuste põhjal otsustati kasutada kärjekujulisi auke.

## 2.2. Galliumnitriidi seadmete äriedu ja väljavaated

Pärast teaduslikke avastusi ja leiutusi, mis võimaldasid galliumnitriidi baasil seadmete masstootmist, hakkas nende pooljuhtide kommertsturg väga kiiresti arenema, tõrjudes turust aktiivselt räni analooge. Erinevatel hinnangutel ületab aastaks 2025 rahalises mõttes GaN-i turg kahe miljardi USA dollari väärtuse, nii kiire kasv on saanud võimalikuks tänu sellele, et GaN tehnoloogia arendusele olid kaasatud paljud globaalseid tehnoloogiahiiglasi ja noored ambitsioonikaid startappid, kes tõid kaasa läbimurde-ideed ja hakkasid arenema masstootmise tehnoloogiat. Joonised (joonis 2.4) näitavad GaN transistoride turu kasvudünaamikat ja suure võimsusega GaN-seadmete jaotust nende kasutusvaldkondade lõikes.

### 2019-2025 packaged GaN RF device market forecast - Split by application

(Source: GaN RF Market: Applications, Players, Technology, and Substrates 2020 report, Yole Développement, 2020)



Joonis 2.4. GaN seadmete globaalne turukasvu dünaamika (2014–22)

Jooniselt 2.4 saame välja tuua kõige perspektiivsemad valdkonnad, kus on võimalik GaN seadmeid kasutada;

- Valgustus: elektrilambid, toiteallikad
- Tööstus: toiteallikad, elektriajamid, katkematu toiteallikad, andmetöötlus
- Energia: jada-, kesk- ja mikro fotogalvaaniline inverter, võimsad laadijad
- Elektroonika: kodumasinad, toiteallikad ja laadijad, helivõimendid, juhtmevaba laadimine

- Elektrisõidukid: laadijad elektrisõidukitele (sh hübriidid), juhtmeta laadimine, muud elektrisõidukite (sh hübriidid) ja muude elektrisõidukite komponendid
- seadmed, mis nõuavad kõrget stabiilsust kõrge temperatuuri ja kiirguse tingimustes töötamisel;
  - Meditsiin
  - Sõjalised arengud
  - Lennundustööstus
  - Teadus- ja arendustöö
- Muud sihtkohad

Selguse huvides võime tuua nimekirja ettevõtetest, kes tegelevad aktiivselt GaN-tehnoloogia arendamisega, see nimekiri pole kaugeltki täielik, kuid näitab selle tehnoloogia tõsidust ja selle potentsiaali tulevikus, peaaegu kõik globaalsed tehnoloogiahiiglased kõigil kontinentidel osalevad galliumnitriidil põhinevate toodete uurimisel, juurutamisel, rakendamisel ja nende tootmisel;

ABB; Allos Semiconductor; Apple inc.; ASE inc.; AT&S;Avogy; BeMitEc; Cambridge electronics; Enpahse; EPC; EpiGaN; Episil; ExaGaN; Finsix; Fujitsu; Furukawa electric; GaNSystems; IDT; Infineon; International rectifier; MicroGaN; Navitas; Neosens; OkMetic; Omron; On semiconductor; Panasonic; Mitsubishi Electric; Powdec; Qorvo; Samsung; Schneider electric; Sharp; Siltronic; SMA; ST Microelectronics; Sumolight; TEchnics;; Topsil; Toshiba; Toyota Gosei; Transphorm; TSMC; VisIC; Yaskawa; Yaskawa; Zolt.

Eraldi võib välja tuua Texas Instrumentsi ja Mitsubishi Electricu, millest esimene toodab mikroskeeme [22], mis peale GaN transistori sisaldab ka ülekoormuse ja ülekuumenemise eest kaitsmise funktsiooni, draiverit ja temperatuuri andmete edastamise võimalus, oma poolt Mitsubishi annoteeris uuendusliku võimsusvõimendi loomine 5G jaamade jaoks [21] , oletatakse, et see võimendi erineb muuhulgas suurenenud energiatõhususega ja kompaktsusega.



### 3. GALLIUMNITRIIDIL PÕHINEVAD POOLJUHTSEADMED

Galliumnitriid (GaN) [19] on galliumi ja lämmastiku binaarne ebaorgaaniline keemiline ühend. Normaalses tingimustes väga kõva ja tulekindel aine, millel on kõrge soojusjuhtivus ja soojusmahtuvus. Galliumnitriid ei ole mürgine aine, kuid selle tolm võib põhjustada naha, silmade ja kopsude ärritust, peamised füüsikalised ja keemilised omadused on toodud tabelis 3.1.

Tabel 3.1 Galliumnitriidi põhilised füüsilised ja keemilised omadused (GaN) [19]

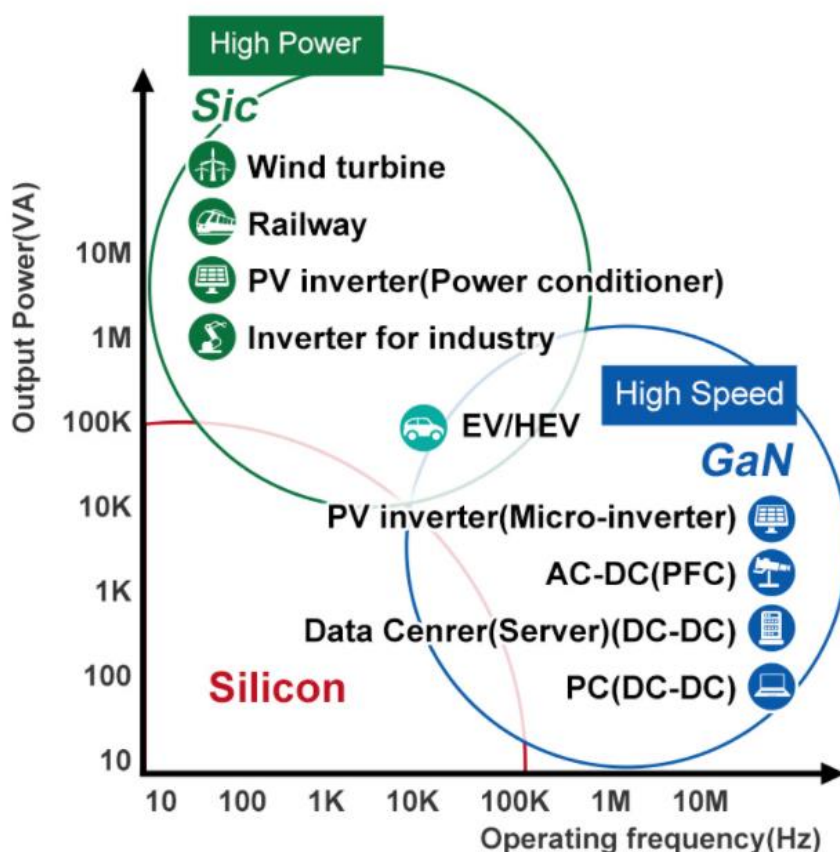
Parameeter	Väärtus
Nimetus	Galliumnitriid (GaN)
Baasseisund	Värvitu kristall
Muud nimetused	Gallium mononitriid, galliumnitriid (III)
Molaarmass	83,73 g/mol
Tihedus	6,15 g/cm <sup>3</sup>
Sulamistemperatuur	>2500
Soojusjuhtivus	130 W/(m·K)
Vees lahustuv	Jah
Toksilisus	Ei

Galliumnitriid [17] on otsese vahetega pooljuhtmaterjal, mis põhineb asjaolul, et elektronide liigutamiseks valentsribast juhtivusribale on vaja suurt energiaväärtust (galliumnitriidi puhul 3,4 eV), mille tulemusena läbilöögiks vajalik pinge suureneb oluliselt. Pooljuhi läbilöögiks vajalik kriitiline väljatugevus sõltub otseselt pooljuhi ribalaiust. Galliumnitriidi läbilöögiks vajalik väljatugevus on 3,3 MV/cm, mis võrreldes räniga näitab peaaegu kümme korda galliumnitriidi võimet töötada kõrge pingega ja väikse lekkevooluga. Koos elektronide suure liikuvusega (1500 cm<sup>2</sup>/V•s) ning laia ribalaiusega materjalide muude kasulike omadustega on galliumnitriid ideaalselt sobib rakendusele kõrgesageduslikuga ümberlülitamisega, sealhulgas äärmuslikel temperatuuridel, suure võimsustiheduse ja pinge korral.

Galliumnitriidi erakordsed omadused tuvastas juba 1975. aastal Jaapani teadlane Takashi Mimuro, hiljem viidi läbi üksikasjalikumad uuringud, mis näitasid selgelt GaN-i paremust ränist.

Galliumnitriidi suure elektronliikuvusega transistorid (GaN HEMT)<sup>1</sup> on jõu- ja suurega ümberlülituse sagedusega rakenduses kasutamiseks kõige lootustandvamad, sellele soodustavad suur ribalaius, kõrge elektriline tugevus ja tugev sisemine polarisatsiooni efektid.

Joonis 3.1 on selgelt näha, et räni pooljuhtidel põhinevad seadmed on oma võimaluste piiril, samas kui tänapäeva maailmas on vaja suurt töökiirust ja suurt väljundvõimsust, siis osaliselt saab neid vajadusi rahuldada galliumnitriidiga.



Joonis 3.1 Erinevatest materjalidest seadmete potentsiaalsed väljundvõimsused ja töösagedused [9]

<sup>1</sup> Suure elektronide liikuvusega transistor [16] (HEMT – High Electron Mobility Transistor) on välitransistor, milles kasutatakse kanali loomiseks kahe erineva ribalaiusega pooljuhtmaterjali kokkupuudet (ligeeritud piirkonna asemel nagu tavalisel MOSFET transistoridel).

### 3.1. Galliumnitriidi eelised räni ees

Tabelis (tabel 3.2) on ära toodud erinevate pooljuhtide põhiparameetrid, enamusel juhtudel edestab GaN oma vastaseid, täis vaade saamiseks on lisaks võrreldavatele GaN ja Si pooljuhtidele lisatud ka GaAs (galliumarseniid) ja SiC (ränikarbiid).

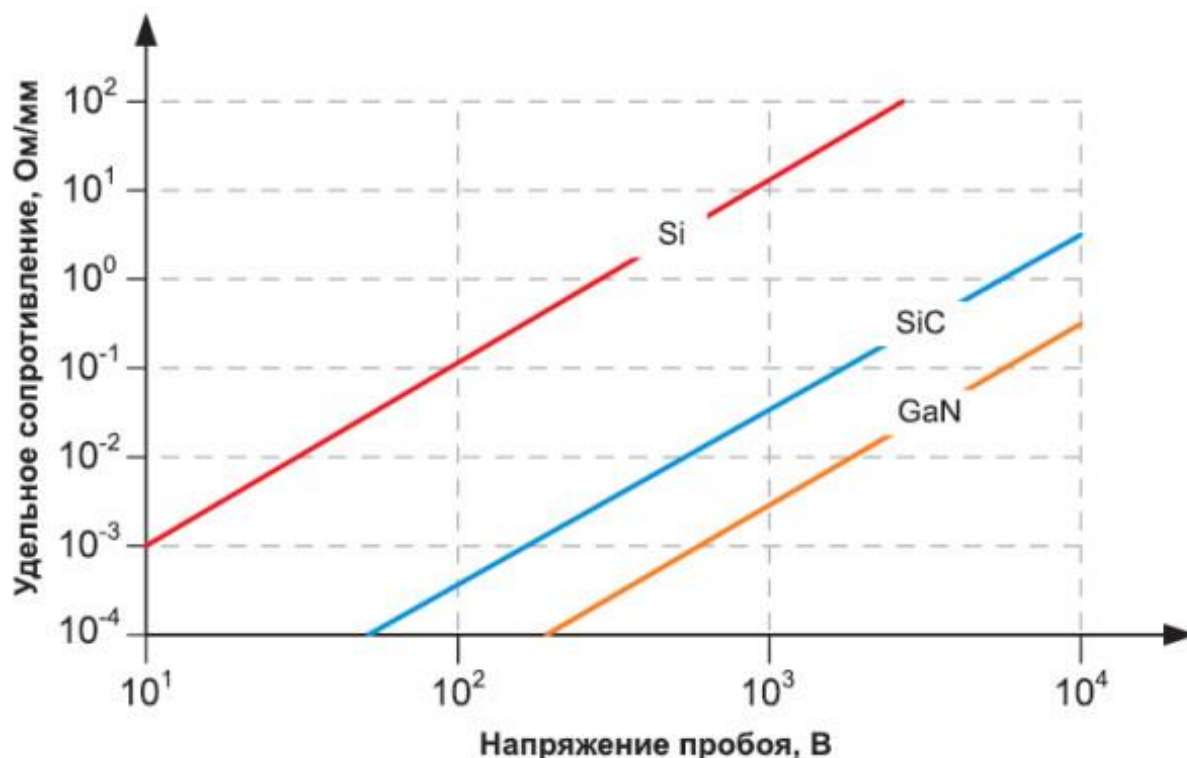
Tabel 3.2. Põhiliste pooljuhtmaterjalide füüsikalised parameetrid. [7]

Parameeter	Si	SiC	GaAs	GaN
Ribalaiuse suurus, eV	1,1	2,9	1,4	3,4
Dielektriline läbitavus,	11,4	9,7	13,1	9,5
Läbilöögi elektrivälja tugevuse, kW/cm	300	2350	455	2000
Elektronide mobiilsus, cm <sup>2</sup> /V·s	1300	260	5000	1500
Aukude mobiilsus, cm <sup>2</sup> /V·s	600	108	400	850
Soojusjuhtivus, W/cm·K	1,5	4,9	0,46	1,3
Elektronide triivi kiirus küllastuse ajal, 10 <sup>7</sup> cm/s	1	2	1	2,2
Maksimaalne töötemperatuur, °C	300	600	300	700

Võrreldes teiste pooljuhtidega, GaN-l paremini välja näeb eritakistuse sõltuvus läbilöögipingest. Joonisel 3.2 on see karakteristiku kõigi pooljuhtide puhul peaaegu lineaarne, kuid sama pinge väärtuse korral on GaN takistus alati väiksem.

GaN-il on kõrge kriitiline väljatugevus, mis pakub rohkem võimalusi kõrgepingeseadmete loomiseks, märkimisväärne ribalaius võimaldab suurendada stabiilsust anomaalsete temperatuuridega töötamisel (laboratuur tingimuses seadmed töötasid temperatuuril 1000 °C) ja radioaktiivsuse tingimustes.

Tänu elektronide suurele liikuvusele ja triivimis kiirusele GaN 'l juhtivas olekus on palju väiksem takistus ja palju suurem võimsustihedusega võrreldes räniga (Si), mis võimaldab toota palju väiksemate mõõtmetega seadmeid, joonis (Joonis 3.7) näitab, et GaN-tehnoloogial põhinevad kiibikorpused on väiksem kui traditsioonilised kuni nelikümmend korda.



Joonis 3.2 Erinevate pooljuhtide eritakistuse sõltuvus läbilöögipingest [4]

Arvestades nende konstruktiivsuse omadusele[4], on GaN-transistoridel CGD ja CDS-i mahtvuse väärtused on minimeseeritud. Need mahtvused (C, [pF]) on transistori töökiiruse jaoks määrava tähtsusega, mistõttu suudavad sellised transistorid gigahertsisagedusel ümber lülitada kuni sadade voltide pinget.

### 3.2. GaN- ja Si-seadmete tööstuse näidiste võrdlus

Tabel 3.3 Võimsustransistoride võrdlustabel, transistoride nimepinge 100 V [4]

Parameeter	Keskendatud räni MOSFET transistor, 100 V	GaN Transistor, tootja / eGaN, mudel / EPC2022, 100 V
Takistus $R_{ds(on)}$ , mΩ	ühikut / kümneid	2,4
$R_{ds(on)}$ takistus erinevatel temperatuuridel T (°C), 125°C/25°C	2,2	1,4
Energia kulud seotud transistori ümberlõlitusega	Piisavalt suur	tähtsusetu
Pöörd diodi taastumisaeg	Piisavalt pikaajaline	Ei
Paisu lävipinge, V	2 - 4	0,7 - 2,5
Paisu lävipinge erinevatel temperatuuridel T (°C), 125°C/25°C	0,66	1
Maksimaalne $U_{gs}$ , V	+20	-1,5

Parameeter	Keskendatud räni MOSFET transistor, 100 V	GaN Transistor, tootja / eGaN, mudel / EPC2022, 100 V
Töötemperatuur T (°C)	150	150
Paisu sisend takistus, $R_g, \Omega$	Mõned $\Omega$	0,3
Sisend vool, I <sub>gs</sub>	Mõned nA	1 mA

Tabelist (tabel 3.3) on näha, GaN transistoridel kanali takistus avatud olekus ( $R_{ds}$ , [ $m\Omega$ ]), on palju parem kui antud parameeter tüüpilisel räni transistoril (MOSFET), antud parameeter suures osas määrab kao suurus.

Teiseks, parameetril ( $R_{ds}$ , [ $m\Omega$ ]) on suurem stabiilsus erinevatel temperatuuridel, näiteks temperatuuridel 25–125 ° C, muutub see GaN-transistoride takistus maksimaalselt 1,4 korda (MOSFET transistoridel antud parameeter muutub kuni 2,2 korda).

Kolmandaks, GaN-transistoridel kanali pikkuse suurenemisega (neel - läte), kahjulik mõju takistuse väärtusele ( $R_{ds}$ , [ $m\Omega$ ]) on oluliselt vähem kui räni transistoritel, mille tulemusena on takistuse sõltuvus maksimaalsest tööpingest on palju väiksem.

GaN-transistoride puhul on paisu lävipinge ( $U_{gs}$ , [V]) üsna väike ja on vaid 0,7–2,5 V, kuid antud juhul on see pigem puudus kui eelis, kuna see vähendab transistoride töö stabiilsus  $dv/dt$  muutusele. Siinkohal võib ka märkida, et nende transistoride paisu maksimaalne pinge ei ole tavaliselt kõrge: +6V / -4V, seda miinust tuleb transistori draiveri valimisel (projekteerimisel) arvestada.

Sisendmahtuvuse laadimiskiirus sõltub sisendpaisu takistusest ( $R_g$  [ $\Omega$ ]), GaN-transistoride puhul on see takistus oluliselt väike, mille tulemuseks on suurem töökiirus ja vastupidavuse suurenemine  $dv/dt$  muutustele. Kuid madal takistus põhjustab sisendvoolude suurenemist, suurendades juhtimisvõimsust.

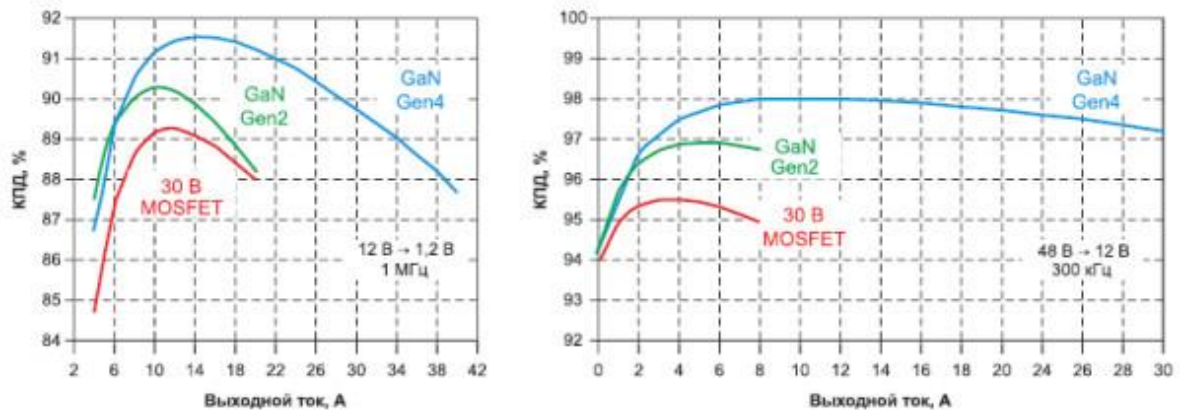
Üldjuhul pole vaja kasutada pöörd diodi, mis tähendab, et selle taastumisega lisa kaod ei tekke, kuna voolu vastupidises suunas ei toimu väiksemade laengukandjate akumulereerumist. Pöörd diodi asendamiseks kasutatakse teist pöörd juhtimise mehhanismi.

Demonstratsiooni näitena võib kõigele, üleval pool toodud infole, [4] kinnitamiseks, tuua eksperimentaalsete katsete tulemusena saadud GaN FET-transistoride ja traditsiooniliste välitransistoride (MOSFET) võrdlemise tulemused. Võrdlus viidi läbi loodud DC - DC muunduri baasil, DC -DC muundurite parameetrid;

- Sisend- / Väljundpinge – 1) 12 V / 1,2 V и 2) 48 V / 12 V

- Töösagedus – 1) 1 MHz и 2) 300 kHz

Tulemus on selgelt näha graafikutel (Joonis 3.3), et GaN FET-transistoride kasutegur on suurem ja need võimaldavad töötada suurema vooluga kui MOSFET-id, töösageduse ja väljundvoolu suurenedes GaN transistoride paremus on nähtav veel paremini. Esimesel juhul ületas GaN FET-transistoride kasutegur 91%, teisel juhul ulatus see kuni 98%.



Joonis 3.3 Erinevate DC/DC muundurite testitulemused [4]

### 3.3. GaN-tehnoloogial põhinevate toodete puudused

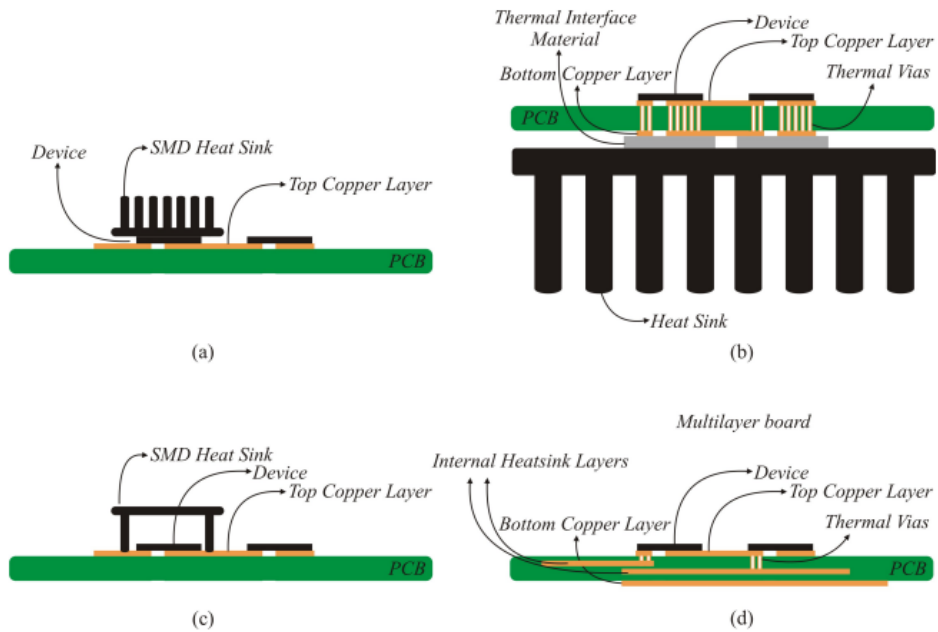
Miinustest tasub mainida, et vaatamata suurepärasele elektrilistele omadustele, transistoride juhtimise mugavus on veel palju halvem, kui traditsioonilistel välitransistoridel (MOSFET), seega ei saa väita, et GaN-põhised transistorid täielikult domineerivad traditsiooniliste lahenduste üle.

GaN-transistori juhtimiseks on vaja keerukamat transistori draiveri konstruktsiooni, põhjuseks on järgmised asjaolud; madal maksimaalselt lubatud paisupinge ja madal paisu lävipinge.

Lisaks on GaN-transistorid väga kriitilised trükkplaatide projekteerimise ja valmistamise kvaliteedi seisukohalt, kõik parasiitinduktiivsused ja mahtuvused ja muud igasuguseid häireid tuleb võimalikult palju minimiseerida, selleks on vaja kõrgelt kvalifitseeritud personali olemasolu.

GaN-transistorid on väga keeruka struktuuriga ja sellest tuleneb see fakt, et seda tüüpi transistoride valmistamine ka äärmiselt aeganõudev ning nõuab pidevat kõrgendatud kontrolli ja tähelepanu kõikides tootmisetappides.

**Erilist tähelepanu väärivad GaN-transistoride jahutamisel tekkivad raskused,** GaN-transistoridel antud protsess organiseeritud väga keeruliselt, GaN-transistoride jahutamise peamised meetodid on illustratiivselt toodud joonisel 3.4.



Joonis 3.4 Peamised viisid GaN transistoride korpuse jahutamiseks [1]

Lisaks hõlbustab soojuste hajumist spetsiaalse kõrge soojusjuhtivusega täiteaine lisamine transistori korpuse ja jahutusradiaatori vahele, samuti kogu korpuse perimeetri vahele paksusega 0,1–0,2 mm.

## 4. DC-DC PINGEMUUNDURI ALUSEL TRANSISTORIDE PRAKTILINE VÖRDLUS

Vaatamata GaN-transistoride pikaajalise kasutamisest teaduses ja tehnoloogias, on see tehnoloogia üsna uus ja pakub edasise uurimis- ja arendustegevuse jaoks huvi.

Praktilises osas võrreldakse eksperimentaalselt GaN-transistoride kasutamise efektiivsust ja otstarbekust, ülaltoodud teoreetiliste teesise põhjal peavad GaN-transistorid praktikas näitama paremat tulemust.

Oletatakse, et GaN-transistori baasil projekteeritud lõppseadme põhiparameetrid (peamiselt kasutegur) on kõrgemad. Projekteeritud on kaks DC-DC muunduri trükkplaati ja mõlemale tehtud sama tüüpi katsetused, mille põhjal kinnitatakse või lükatakse ümber hüpotees GaN transistoride paremusest traditsiooniliste Si ja SiC analoogide ees.

### 4.1. GaN, Si ja SiC transistoride tootmisnäidised

Vaatame läbi mitmeid konkreetseid GaN-transistoride näiteid ja võrdleme neid põhiparameetrite osas Si ja SiC analoogidega. Tabelis (tabel 4.1) on toodud testplaatidele monteeritavate transistoride peamised parameetrid, autor on välja valinud laia parameetrite nimekiri, mida tuleks lõppseadme projekteerimisel arvesse võtta ja millel on oluline mõju transistori lõplikule valikule, lisaks lisati mittepõhilised parameetrid nagu transistori korpuse gabariidid, maksumus ja maksimaalne töötemperatuur.

Tabel 4.1. Transistoride põhi parameetrit [20]

Parameeter	GS665 08P	65F60 41	UF3C1 20040 K3S	UF3C1 20040 K4S	C3M 0075 120K	Möödik	Kommentaar
Materjal	GaN	Si	SiC	SiC	SiC		-
Drain - Source Voltage	650	650	1200	1200	1200	V	Max
Gate - Source Voltage	-+ 10	-+ 30	-+25	-+25	-8 / +19	V	Max
Drain Current	30	68,5	65	65	32	A	Max (T = 25 °C)
Pulsed Drain Current	60	255	175	175	80	A	Max (T = 25 °C)
Power Dissipation	250	500	429	429	136	W	Max

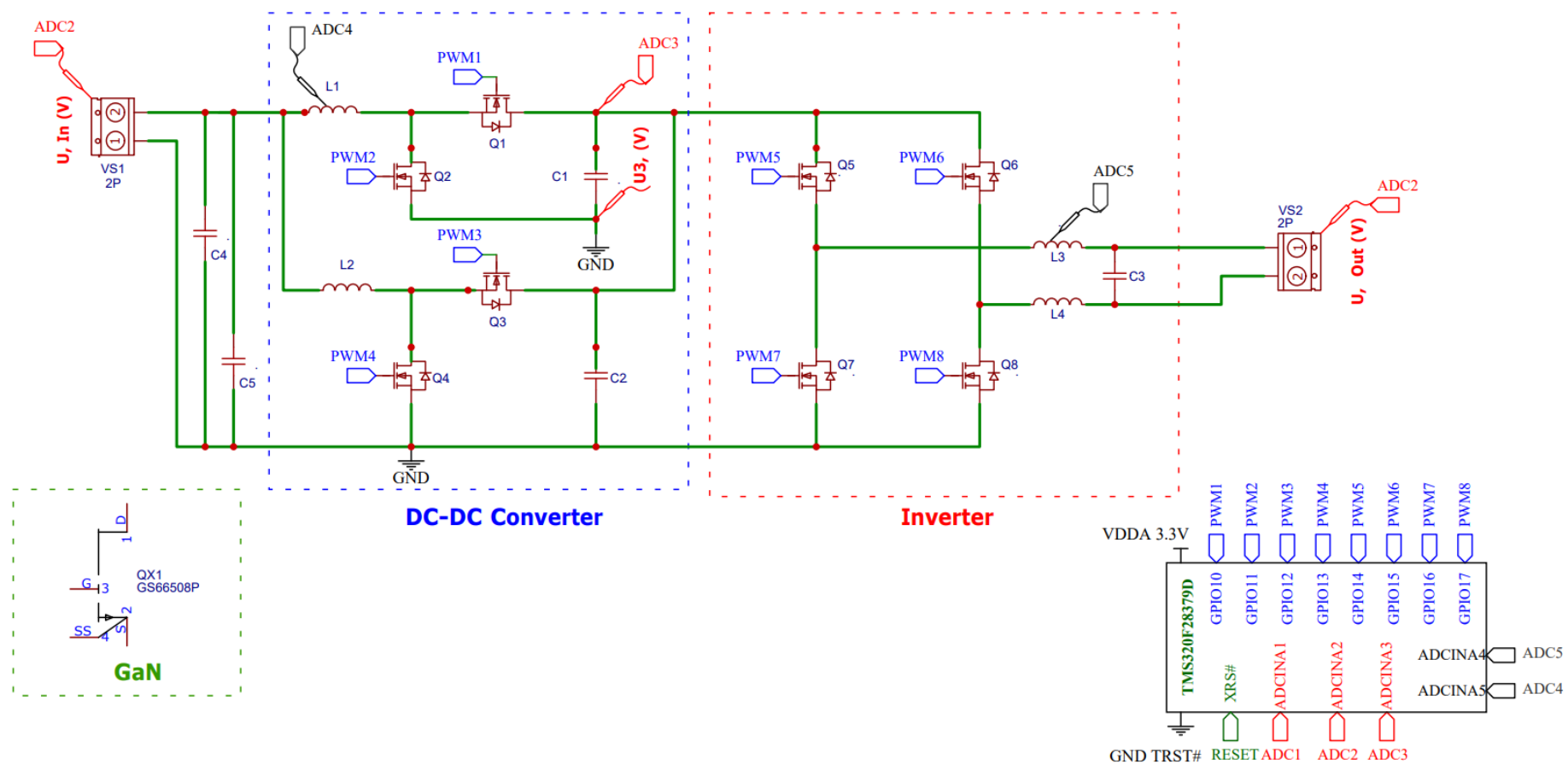


Parameeter	GS665 08P	65F60 41	UF3C1 20040 K3S	UF3C1 20040 K4S	C3M 0075 120K	Mõõdik	Kommentaar
Gate Threshold Voltage	1,6	4	6	6	3,6	V	Max
Drain-Source On-State Resistance	55 / 140	37/96	35/73	35/73	75 / 120	mΩ	T=25°C/150° C
Diode Forward Voltage	No	1	2	2	4,5	V	-
Input Capacitance	200	8400	1500	1500	1390	pF	-
Internal Gate Resistance	1,5	0,7	4,5	4,5	9	Ω	-
Total Gate Charge	6,5	300	51	43	53	nC	-
Turn-On Delay Time	4,1 / 4,3	34	38	24	30	ns	T=25 °C/125°C
Rise time	3,7 / 4,9	28	26	27	14	ns	T=25 °C/125°C
Turn-Off Delay Time	8 / 8,2	127	61	50	38	ns	T=25 °C/125°C
Fall time	5,2 / 3,4	8	20	10	10	ns	T=25 °C/125°C
Töö temperatuur	от -55 до +150	от -55 до +150	от -55 до +175	от -55 до +175	от -55 до +150	°C	-
Hind	25	4	6	15	10	EUR	-
Gabariitid	10,0x8,6x0,4	4,8x15,7x20,8	-	20,9x5,0x15,9	15,7x23,3x4,8	mm	Korpus
Driver	2,3	3,5	3,5	3,5	3,5	EUR	-

1. GaN transistor – GS66508P (GaN Systems Incorporated)
2. Si transistor – 65F6041 (Infineon Technologies AG)
3. SiC transistorid – UF3C120040K3S, UF3C120040K4S (United SiC Company), C3M0075120K (Cree Incorporated)

Tabelist (tabel 4.1) on selgelt näha, et GaN transistor ei jää oma põhiparameetrite poolest alla Si ja SiC analoogidele ning ületab pooltel juhtudel neid kordades, kuid sellel paremusel on ka oma hind GaN transistor on kaks kuni viis korda kallim kui Si ja SiC transistor.

## 4.2. Universaalne DC-AC inverter



Joonis 4.1. Elektriline struktuur skeem, sisaldab DC-DC muundur, DC-AC inverter, võrgufilter, juhtimis- ja kontrollsüsteemid, tagasiside süsteem, mikrokontroller

Joonisel 4.1 on kujutatud universaalse buck-boost muundur (SiC pooljuhtlülite baasil muunduri struktuurskeem), mis garanteeritud stabiilselt töötab 100 ja 500 (V) vahel. GaN pooljuhtlülite baasil muunduri struktuurskeem **printsipiaalselt ei erine** ja kujutatud joonisel 8.1.

Antud lõputööde maht ei võimalda detailselt läbi vaadata muunduri projekteerimise ja valmistamise protsessi aga lõputöös põhjalikult läbivaadatud muunduri tööpõhimõtte, ning on toodud peamised komponendid ja parameetrid, lisaks joonisel 8.2 kujutatud SiC pooljuhtlülite baasil muunduri trükkplaat ja joonisel 8.3 kujutatud GaN pooljuhtlülite baasil muunduri trükkplaat, mõlemad valmistatud Altium Designer tarkvara abiga.

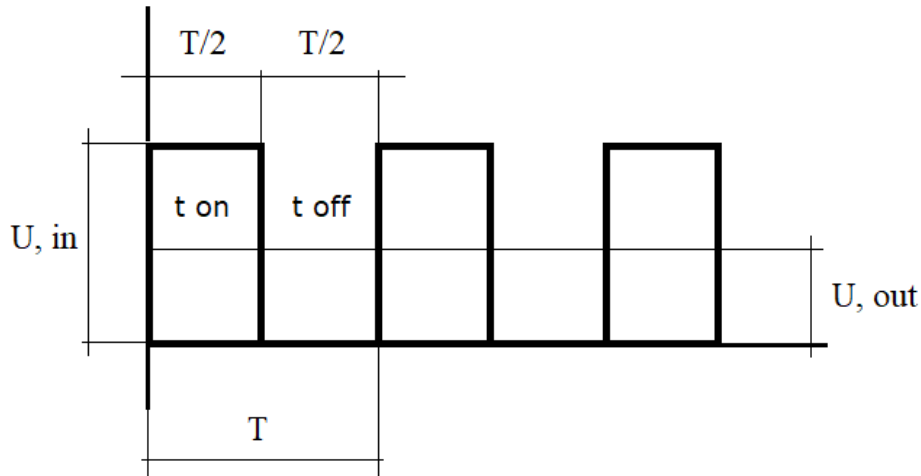
Joonisel 4.1 kujutatud skeemi kontrollimiseks ja testimiseks **koostatud simulatsioon** (joonis 8.4 ) PSIM tarkvaraga, simulatsioon näitas (joonised 8.5 ja 8.6), et skeem töötab õieti ja võib alustada labori prototüübi real tootmine.

**Universaalne muundur koosneb kahest põhiosast**, DC-DC boost-muundurist (võimendi) ja sillaahelast, mis töötab pinge inverterina (muudab alalispinge vahelduvpingeks) ja/või DC-DC buck-muundurina.

**DC - DC muundur** teisendab ühe väärtusega konstantse pinge mõne muu väärtusega konstantseks pingeaks, nende muundurite teine nimi on impulssmuundurid, kuna nad võtavad energiat toiteallikast partiidena või impulsside kaupa.

Muunduri põhielemendid on **transistor**, mis avaneb ja sulgub vastavalt paisule saadud signaalidele, ning vastavalt seisundile (avatud või suletud) läbib voolu vooluahelas või mitte.

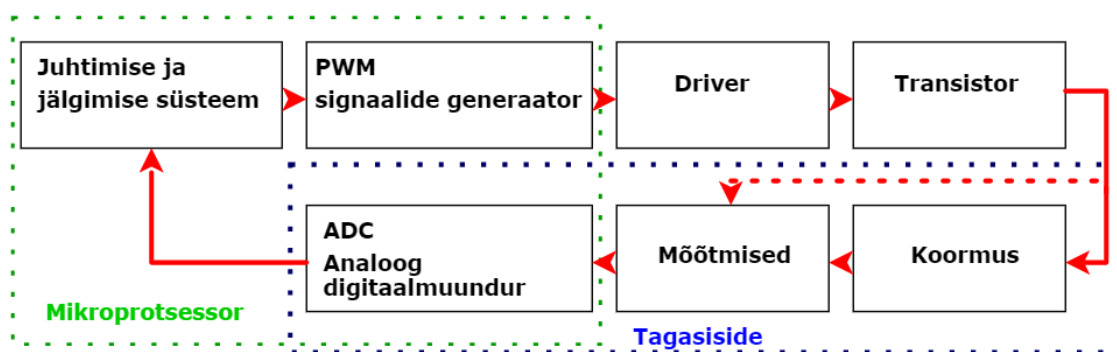
Transistor juhitakse pulsilaiuse modulatsiooni (PWM) abil, mis iseloomustatakse täitmisteguriga (duty cycle), näiteks kui täitmistegur on 50% (Joonis 4.2), siis pool perioodi jooksul transistor on avatud ja pool perioodi jooksul on kinni, seega pinge koormuse poolel on kaks korda vähem kui muunduri sisendil (toite allikal).



Joonis 4.2. PWM täitmisteguriga 50% ( $T$  – periood, s)

**Kogu skeemi töö juhtimine ja jälgimine**, samuti sisend- ja väljundkarakteristikute kontroll toimub lisa trükkplaadi abil, mille põhielemendiks on mikroprotsessor TMS320F28379D, millele saadetakse mõõtmistulemused (ADC sisendid), voolud ja pinged elektriskeemi erinevatest osadest ja samuti mikroprotsessorist väljuvad juhtsignaalid transistori paisudele (PWM väljundid).

Joonisel 4.3 on toodud universaalmuunduri tööpõhimõtte üldine plokkskeem, transistoride lülitussageduse vastavalt tingimusele (programmile) määrab PWM signaalide generaator, millele järgneb draiver, mis võimendab generaatorist tulevaid impulsse transistori garanteeritud avamise tagamiseks, PWM signaalide generaator oma poolt saab käsud juhtsüsteemilt (mikroprotsessor).



Joonis 4.3. Muunduri tööpõhimõtte skeem

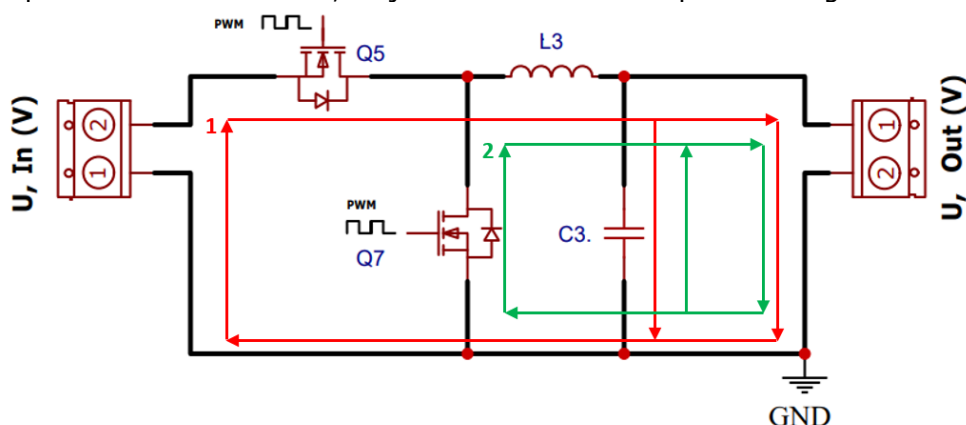
Väljund pinge vajalikul tasemel hoidmiseks juhtimissüsteemil pidi olema tagasisidesüsteem. Tagasiside pidi edastama vähemalt pinge väärtus koormusel, mis sisendpinge muutumisel võib muutuda ning koormuse enda muutumise tõttu. Vajalikud

parameetrid, eelkõige pinge väärtus koormuse poolt võib kätte saada otse mõõtmisega muunduri väljundklemmidelt või pingejaguri kaudu.

#### 4.2.1 Pinge vähendav talitusviis (buck)

Langetav talitusviis on korraldatud sillaahela baasil (joonis 4.1), neli transistori paarikaupa võtavad vajalik asend, positiivse poollaine korral on transistor Q6 suletud, Q8 avatud ja Q5 ja Q7 lülituvad ümber omavahel, negatiivse poollaine korral on transistor Q5 suletud, Q7 avatud ning Q6 ja Q8 lülituvad ümber omavahel.

Üksikasjalikumalt [25] läbi vaatame alandava talitusviisi tööpõhimõtet ekvivalentse vooluahela skeemi näitel (joonis 4.4), positiivne poollaine näitel, negatiivne poollaine sel juhul põhimõtteliselt ei erine, välja arvatud koormuse polaarsusega.



Joonis 4.4. Tööpõhimõtte skeem (pinget vähendav DC – DC muundur)

**Transistor** Q5 ümber lülitatakse etteantud sagedusel, mille tulemusena genereeritakse koormusele pinget teatud kestusega vahelduvate impulsside ja pauside kujul, mis põhjustab teatud tasemega väljundpinge saamiseks (**vähem kui sisend**).

Samal ajal sihib vool kordama pinget kujul, sellel on ka katkendlik (impulssi kujuline) iseloom, mis ei ole vastuvõetav, väljundpinge tasandamiseks kasutatakse **kondensaatorit** (C3). Kondensaator ühendatakse paralleelselt koormusega ja kui transistor on suletud, siis kondensaator laetakse, akumulēerides elektrivälja energiat (valem 4.1), transistori avanemisel hakkab kondensaatoris salvestatud energia ( $W_e$ , J) annataks koormusele, tulemusena, pinget koormusel ei katke ja püsib peaaegu samal tasemel, joonisel 17 on voolutee näidatud **punase värviga**, kui Q5 on välja lülitatud, ja **roheline värviga**, kui see on sisse lülitatud.

$$W_e = \frac{C \cdot U^2}{2} \quad (4.1)$$

Kus U – kondensaatori pinget, V  
C – kondensaatori mahtuvus, F

**Induktiivpool** (L3) kasutatakse kondensaatori (C3) laadimisvoolu piiramiseks, kuna voolu momentaalne suurendamine induktiivpoolis pole võimalik. Kui kondensaatori laadimisvool ei ole transistori sulgemisega (esimesel aja hetkel) piiratud, võib laadimisvool lühikese aja jooksul jõuda tohutute väärtusteni, mis põhjustab seadme riket. Pärast transistori (Q5) sulgemist hakkab mähises olev vool suurenema ja mähises ilmub enda induktsiooni elektromotoorjõud, mis on suunatud voolu vastu ja takistab selle hetkelist suurenemist. Püsiva talitlusviisi saavutamisel omandab enda induktsiooni elektromotoorjõud nullväärtuse ja miski ei sega voolu edasist liikumist.

Induktiivpooli kasutamine selles skeemis, on ka negatiivne punkt, induktiivpool saab salvestada energiat, energia salvestatakse magnetvälja kujul ( $W_m, J$  (valem 4.2)), kuid erinevalt kondensaatorist induktiivpool ei saa säilitada kogunenud energiat, seetõttu võib peale elektriahela lahutamist transistoril Q5 tekkida ohtlik ülepinge ja see võib põhjustada transistori riket.

$$W_m = \frac{L \cdot I^2}{2} \quad (4.2)$$

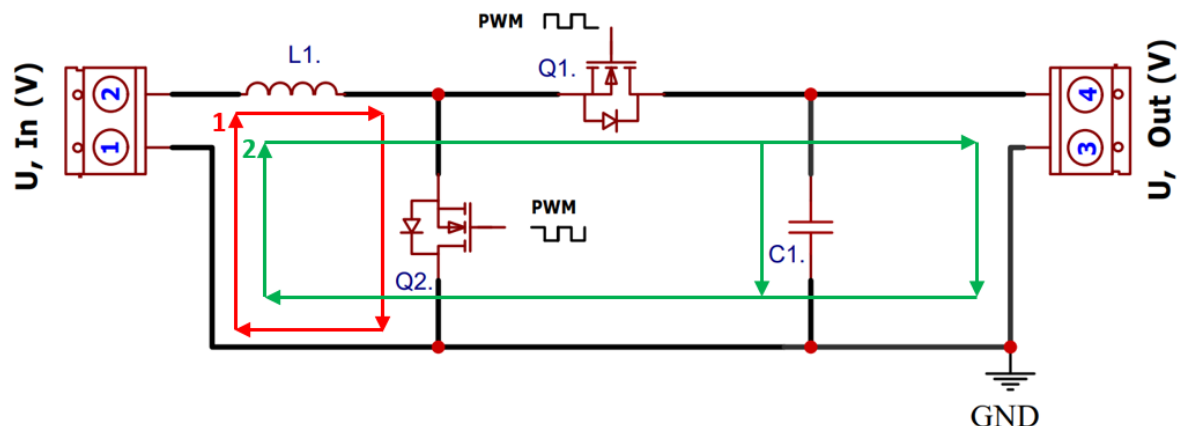
Где I – Vool induktiivpoolis, A  
L – Induktiivsus, H

**Transistori Q5 kaitsmiseks skeemile lisandatakse täiendava transistori Q7**, kui transistor Q5 on suletud, voolab vool toiteallikast läbi induktiivpooli (induktiivpool koguneb magnetvälja energiat), seejärel läbi koormuse tagasi toiteallikasse (paralleelselt toimub kondensaator C3 laadimine), transistor Q7 on avatud ja läbi teda vool ei voola. Transistor Q5 avanemisel sulgub transistor Q7 ja magnetvälja akumulunud energia tõttu jätkab mähis koormuse tarbimist, uus voolutee näidatud joonisel 4.4 rohelise värviga.

#### 4.2.2 Pinge tõstev talitlusviis (boost)

Üksikasjalikumalt vaatame läbi DC-DC muunduri tööpõhimõtet tõstetavas talitlusviisil [26] ekvivalentse vooluahela skeemi näitel joonis 4.5.

Pinget tõstetav osa koosneb kahest sektsioonist tööpõhimõtte arusaamiseks läbi vaatame ühe sektsiooni, teise sektsiooni töö on identne esimesele. Kahe identse sektsiooni kasutamine on maksimaalse kasuteguri seisukohalt optimaalseim [13], mis on arvatud suurusjärgus kaks kilovatti väljundvõimsusele ja katseliselt kinnitatud, iga sektsiooni tööd nihutatakse üksteise suhtes poole perioodi võrra, mis võimaldab saada muunduri väljundis kvaliteetsemat signaali, lisaks võimaldab see skeem jagada sisendvoolu pooleks, vähendades seeläbi kõigi skeemi osa parameetrid.



Joonis 4.5. Tööpõhimõtte skeem (pinget tõstetav DC – DC muundur)

Kui transistor Q2 sulgub ja Q1 on avatud, põhimõtteliselt tekib skeemis lühis, mis on piisavalt lühike ja millel pole aega kahjulikke tagajärgi põhjustada, kuna induktiivpoolis voolav vool ei saa momentaalselt suureneda. Oluliselt suurenev vool hakkab voolama läbi induktiivpooli L1. Tänu suurele voolule mähises hakkab salvestuma elektromagnetiline energia, mis sõltub seda läbiva voolust ruudust (valem 4.2), mille tulemusena salvestab induktiivpool palju rohkem energiat, kui pinge vähendava muunduri juhul.

Kui transistor Q2 avaneb ja transistor Q1 sulgub, annab induktiivpoolis salvestatud energia täiendavalt koormust ja laeb kondensaatorit C1, siis kondensaatori laadimisvool sel juhul suureneb ja kuna elektrivool ( $I$ , A) on ajaühikus ülekantavate laengute arv (valem 4.3), siis kogub kondensaator voolu suurenemisega sama aja jooksul rohkem elektrilaenguid.

$$I = Q/t \quad (4.3)$$

$$U'_c = Q/C \quad (4.4)$$

Где  $Q$  – elektrilaeng, C  
 $C$  – kondensaatori mahtuvus, F  
 $t$  – aeg, s

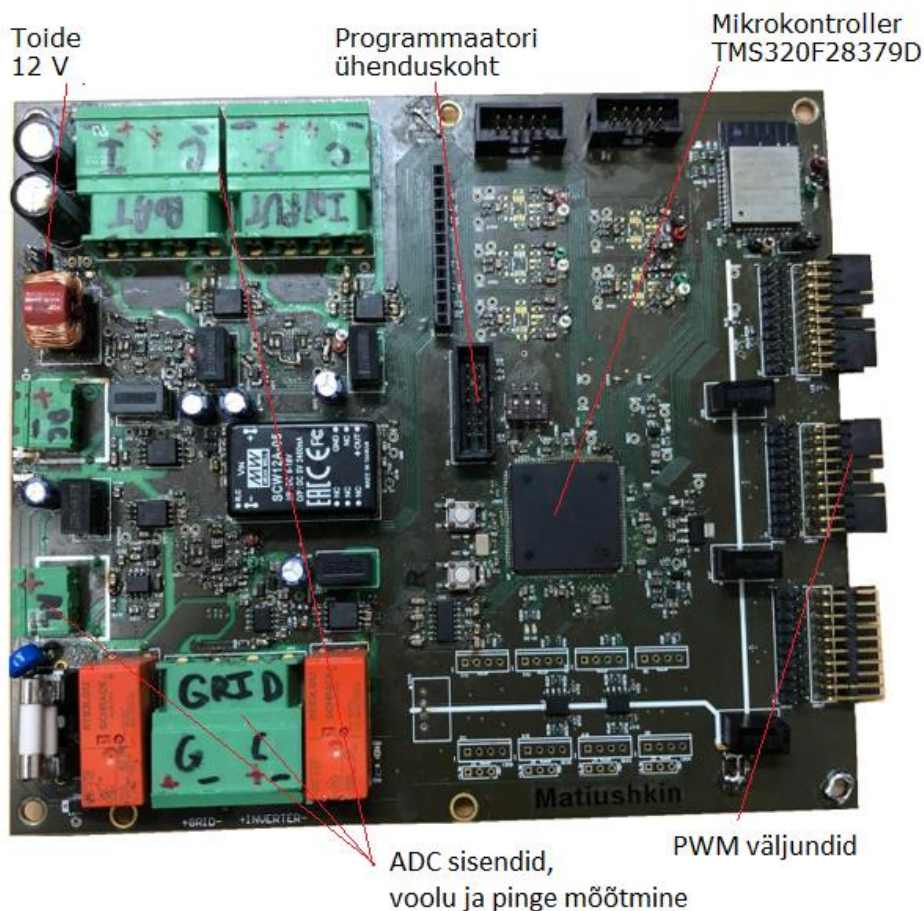
Kondensaatori pinge ( $U'$ , V (valem 4.4)), omakorda, võrdeliselt sõltub kondensaatori laengute arvust ja mahtuvusest, järelikult pinge kondensaatoril C1 suureneb, siit tuleb välja, et kondensaatori laadimisvool suurendamisel, induktiivpoolis L1 kogunenud lisaenergia tõttu, **muutub kondensaatori pinge kõrgemaks toitepingest.**

### 4.3. Kontrollmõõtmised ja juhtimine (trükkplaat)

Trükk plaadi põhikomponendiks (joonis 4.6) on suure jõudlusega mikroprotsessor TMS320F28379D, mida toodab Texas Instruments. Plaat vajab eraldi toiteallikat nimiväärtusega 12 V, plaadi omatarve ca 6 W ehk 0,5 A.

Mikroprotsessori kaitsmiseks kahjustuste ja kõrgepinge häirete eest on toitesektsioon isoleeritud optroni abil. Antud trükkplaat on võimeline mõõtma pinget ja voolutugevust, trükkplaat projekteeritud niimoodi, et võimaldab mõõta korraga kuni viit erinevat pinget ja kolme voolu.

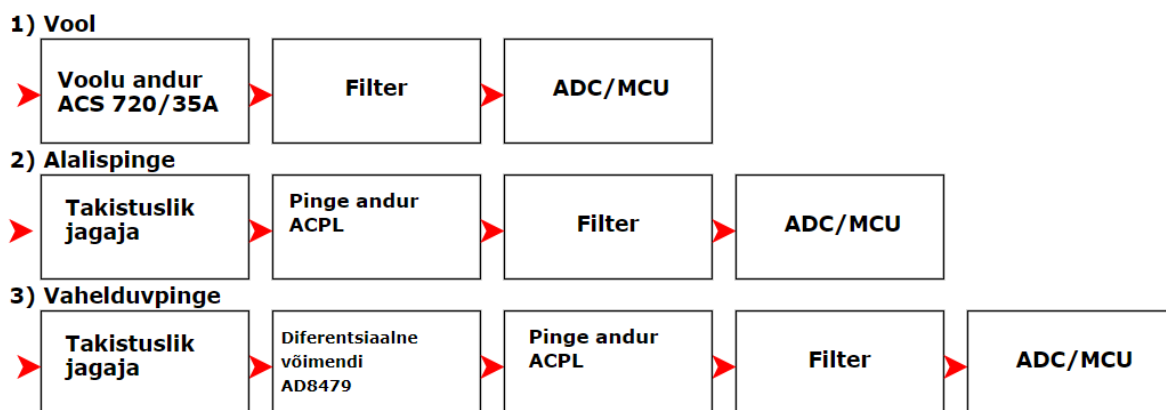
Pinged ja voolud ei saa otse mikroprotsessori ADC sisenditele rakendada, seetõttu kasutatakse parameetri algväärtuse muutmiseks erinevad lisaahelad, et muuta mikrokontrolleri sisendisse saadetud signaalid vastuvõetavaks, täpsemalt mõõdetud väärtuse saatmine allikast mikroprotsessorini (ADC sisenditesse) on näidatud joonisel 4.7, samuti mikroprotsessor saadab ka juhtsignaale (PWM signaalid) transistoride paisudele (draiverile).



Joonis 4.6. Trükkplaat muunduri töö juhtimiseks ja parameetrite monteerimiseks



**Code Composer Studio** – integreeritud arenduskeskkond erinevatele mikroprotsessoritele koodi kirjutamiseks, millel on erinevate seadmete ja protsesside jaoks sisseehitatud „raamatukogud“ koos erinevate parameetrite ja funktsioonide üksikasjaliku kirjeldusega. Kirjutatud ja testitud kood laetakse programmeerija abil eraldatud USB ühenduse kaudu mikroprotsessori väikmällu.



Joonis 4.7. Mõõdetud parameetri edastamine allikast mikroprotsessorini [10]

**Mõõdetud voolu väärtus** suunatakse ACS 720-le, vooluandurile (vooluandur töötab Halli efekti alusel), mille tundlikkus on 35 amprit ja väljundpinge vahemikus 0 kuni 3 volti (null-amprite korral on anduri väljund rangelt 1,5 volti). Peale vooluandurit suundub signaal läbi filtri ja seejärel mikroprotsessori ADC sisendisse.

**Mõõdetud alalispinge väärtus** suunatakse esmalt takistusjagurisse, mis väljastab mingi pinge väärtus;  $X$  volti, mis seejärel suunatakse ACPL pingeandurile. Peale pingeandurit läheb signaal läbi filtri mikroprotsessori ADC sisendisse.

**Vahelduvpinge mõõtmine** nõuab täiendavat töötlemist, kuna mikrokontroller saab töötada ainult positiivse pingega, sel põhjusel kasutatakse peale takistusjagurit, mis annab välja mingi pinge vahemik;  $-X$  kuni  $X$  volti, diferentsiaalvõimendit - AD8479. See võimendi võimendab sisendsignaali ja sisendpinge  $-X$  korral, võimendi väljundpinge on  $+Y$  volti. Pärast võimendit läheb signaal suunatakse ACPL pingeandurile ja sealt läbi filtri ADC mikroprotsessori sisendisse.

**Mikroprotsessor TMS320F28379D** on võimas 32-bitine mikrokontroller (funktsiooniga, mis võimaldab teostada operatsiooni ujukoma arvudega), mis on projekteeritud tagasisidega rakenduste jaoks ja mida kasutatakse laialdaselt tööstuses. F2837xD seeria toetab C28x kahetuumalist arhitektuuri, mis oluliselt suurenda süsteemi jõudlust (signaali töötamise jõudlus on 200 MHz ühe tuuma kohta). Protsessorid C28X täiendavalt varustatud uue TMU kiirendiga (Trigonometric Math Unit) , mis

võimaldab kiiresti täita algoritmi trigonomeetriliste tegevustega, ja VCU (Viterbi / Complex Math Unit) kiirendi, mis vähendab keeruliste matemaatiliste operatsiooni täitmise aega.

#### **Spetsifikatsioon TMS320F28379D [10]:**

- 1) Tööpinge 3,3 B;
- 2) Väljundid Digital In / Out - 97;
- 3) Välmälu - 1 MB (512 KB iga protsessori jaoks);
- 4) RAM - 204KB;
- 5) Taktsagedus - 200 MГц;
- 6) Digitaalsed sisendid / väljundid PWM - 24;
- 7) Side väljundid välise seadme ühendamiseks; CAN - 2, I2C - 2, SPI - 3, UART - 4, USB - 1;
- 8) Kaks 32-bitilisi protsessor TMS320C28x;
- 9) Hind - umbes 20 EUR (ainult kiip)

#### **4.4. Täitetegur**

Täitmistegur  $D$  (valem 4.5) on mõõteteta väärtus, mis iseloomustab, kui palju aega transistor on avatud olekus  $t_{on}$  ühe perioodi jooksul  $T$  (valem 4.6, joonis 4.2), täitmistegur  $D$ , võib võtta väärtused **nullist üheni**.

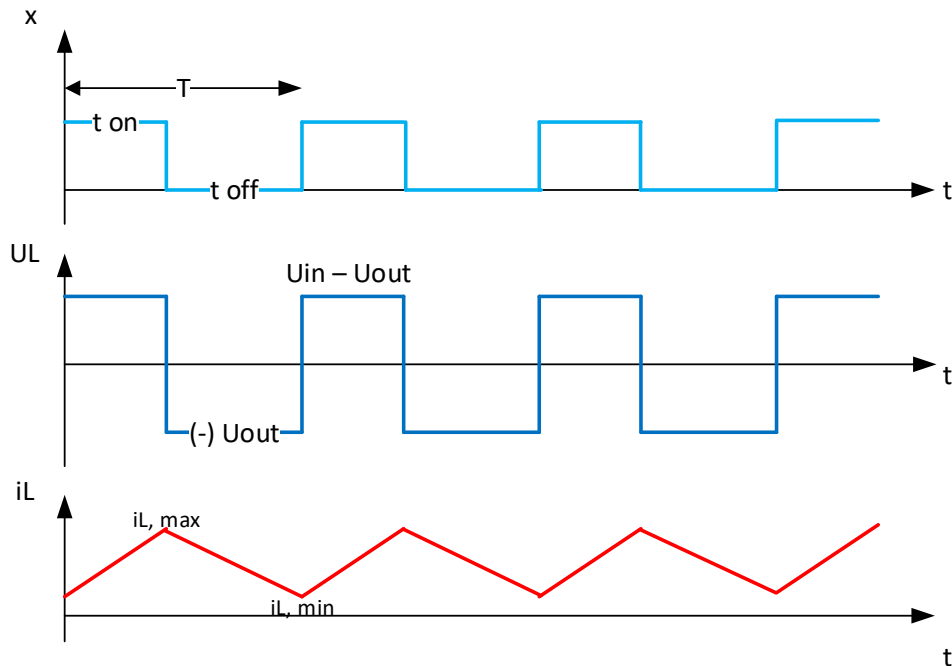
$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (4.5)$$

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (4.6)$$

Täitmistegur võimaldab määrada matemaatilised seosed muunduri sisend- ja väljundpinge vahel.

Võti täitmisteguri leidmiseks DC - DC muundurites on induktiivpooli tööpõhimõtte püsival talitlusviisil konstantse koormusega [28], kusjuures vool mähises jääb positiivseks ja ei lange nullini.

Pinge vähendavas muunduris (Joonis 4.4) kordamööda transistoride Q5 ja Q7 avamisel ja sulgemisel kindla perioodisusega induktiivpoolis tekkib kolmnurkvool ja vahelduvpinge (joonis 4.8).



Joonis 4.8 Transistori Q5 avamise ja sulgemise aeg, pinge ja vool induktiivpoole L3

Kui Q5 on suletud ja Q7 avatud, induktiivpoolil alalispinge  $U_L$  on võrdne sisend- ja väljundpinge erinevusele (valem 4.7), kuna tegemist on pinge vähendavaga muunduriga (sisendpinge on suurem kui väljundpinge), siis induktiivpooli pinge on suurem kui null.

Teisel juhul, kui Q5 on avatud ja Q7 on suletud, seega induktiivpool sisendist on „lahti ühendatud“, tulemusena induktiivpooli pinge  $U_L$  võrdub  $(- U_{out})$ , sel juhul jätame tähelepanuta pingelangus transistoril Q7, selle ebaolulise väärtuse tõttu (valem 4.8).

$$U_L = U_{In} - U_{Out} \quad (4.7)$$

$$U_L = - U_{Out} \quad (4.8)$$

Teisiti pinge induktiivpoolil saab väljendada Ohmi seaduse kaudu (induktiivse vooluahela osale), valem 2.10.

$$U_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.9)$$

Kus  $L$  – induktiivsus, H  
 $\frac{di_L(t)}{dt}$  – voolu muutumise kiirus, A·s

Võttes arvesse valemeid 4.7; 4.8 ja 4.9 väljendame induktiivpoolil läbiv vool ja selle pingelanguse sõltuvust, esimesel juhul valem 4.10 ja teisel juhul 4.11.

$$\frac{U_L(t)}{L} = \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \quad (4.10)$$

$$\frac{U_L(t)}{L} = \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-U_{out}}{L} \quad (4.11)$$

Kuna püsis talitusviisil rangelt jälgitakse volt-sekundaarne tasakaal, saame need kaks osa omavahel võrdsustada ja peale seda võtta integraali aja järgi, esimesel juhul nullist kuni  $t_{on}$  ja teisel juhul  $t_{on}$  st kuni  $T$  ni (valem 4.12), seega saame võrrandi, mis näitab matemaatilise seost sisend- ja väljundpinge ning transistori avanemise aja vahel (valem 4.13).

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} (U_{in} - U_{out}) dt = -\frac{1}{L} \int_{t_{on}}^T (-U_{out}) dt \quad (4.12)$$

$$(U_{in} - U_{out})t_{on} = U_{out}(T - t_{on}) \quad (4.13)$$

Võttes arvesse valemit 4.5, saame valemist 4,13 väljendada väljundpinge sõltuvuse täitmistegurist, antud sõltuvuse teadmiseiga on võimalik väljundpinget reguleerida ainult impulsi laiuse juhtimisega (transistori avatud aja perioodi suurendamisel või vähendamisel, valem 4.14).

$$U_{out} = DU_{in} \quad (4.14)$$

Valemite 4.10 ja 4.11 põhjal võib väita, et voolu muutus induktiivpoolis pole midagi muud kui pinge lineaarne funktsioon, mille tulemusena esimesel juhul suureneb vool lineaarselt alates  $I_{Lmin}$  kuni  $I_{Lmax}$ , on teada et vool mähises ei saa momentaalselt oluliselt suureneda, sama tingimus kehtib voolu vähendamisel, väheneb vool alates  $I_{Lmin}$  kuni  $I_{Lmax}$  (joonis 4.8, valem 4.15).

$$\Delta i_{L_{on}} = -\Delta i_{L_{off}} \quad (4.15)$$

Pinge tõstavas muunduris (joonis 4.5) rakendatakse sama põhimõte nagu pinge vähendavas muunduris, ainsa erinevusega, et esimesel ajahetkel, kui transistor Q2 on suletud ja Q1 avatud, on induktiivpooli pinge võrdne pingele muunduri sisendis (valem 4.16), teisel ajahetkel Q2 avaneb ja Q1 sulgub ja induktiivpooli pinge on sel juhul võrdne sisend- ja väljundpinge erinevusele (valem 4.17), sel juhul on saadud väärtus negatiivne, kuna  $U_{in}$  on pinge tõstetavas muunduris väiksem kui  $U_{out}$ .

$$U_L = U_{in} \quad (4.16)$$

$$U_L = U_{in} - U_{out} \quad (4.17)$$

Püsi talitusviisil induktiivpoolis rangelt jälgitakse volt-sekundi energiabilanss, mis tähendab, et integraal nullist T-ni võrdub nulliga (valem 4.18).

$$\int_0^T U_L dt = 0 \quad (4.18)$$

Integraal (valem 4.18) tuleb jagada kaheks etapiks, nullist kuni  $t_{on}$  ja alates  $t_{on}$  kuni T, mille tulemusena saab integraal laiendatud kuju (valem 4.19).

$$\int_0^{t_{on}} (U_{in}) dt + \int_{t_{on}}^T (U_{in} - U_{out}) dt = 0 \quad (4.19)$$

Peale vajalikku matemaatilisi tegevusi integraaliga (valem 4.19) ja võttes arvesse valemeid 4.16 ja 4.17 ning asjaolu, et pinge mõlemas ajavahemikus on konstantne, saame võrrandi (valem 4.20), mis näitab sisend- ja väljundpinge sõltuvus, ümberlülituse perioodist ja ajast, millal transistor on avatud olekus.

$$(U_{in})t_{on} + (U_{in} - U_{out})(T - t_{on}) = 0 \quad (4.20)$$

Kirjutame avaldise (valem 4.20) ümber, võttes arvesse valemit (4.6) ja asjaolu, et täitmistegur D saab väärtusi võtta ainult nullist üheni, saame võrrandi (valem 4.21), mis näitab sisend- ja väljundpinge sõltuvus ümber lülitamise perioodist ja täitmistegurist.

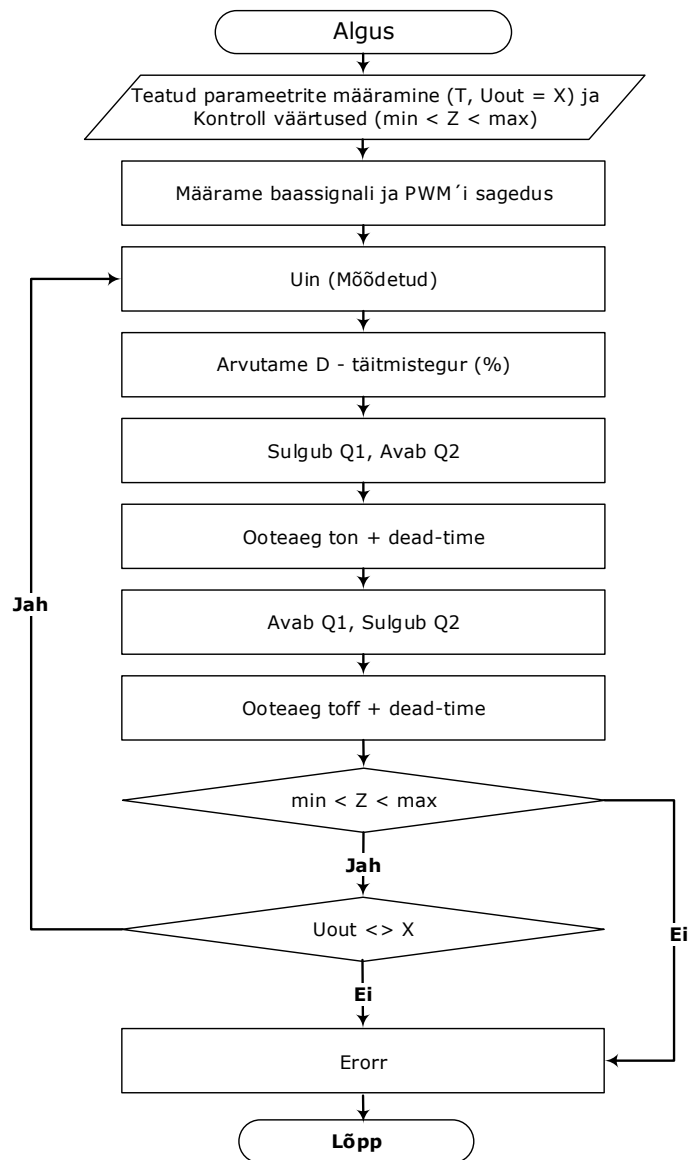
$$(U_{in})DT + (U_{in} - U_{out})(1 - D)T = 0 \quad (4.21)$$

Väljendame väljundpinge sõltuvus sisendpingest ja täitmistegurist (valem 4.22).

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{1-D} \quad (4.22)$$

## 4.5. Programmikoodi tööalgoritm

DC - DC muunduri juhtimissüsteemi tööalgoritmi püsi talitusviisil ja konstantse koormusega (joonis 4.9) saab kirju panna kodeeritud kujul (konkreetse käskude ja toimingute komplektina (koodina)), näiteks assemblerkeeles, mida mikroprotsessor hakkab täitma rangelt vastavalt kirjapandud järjestikule ehk tegevuse algoritmile.



Joonis 4.9. DC – DC muunduri juhtimissüsteemi tööalgoritm

Kirjutatud kood tuleb ära kompileerida kompilaatori abil, näiteks spetsiaalses masinkoodi arendus keskkonnas, mis toetab valitud protsessorit, näiteks Code Composer Studio, seejärel tuleks kood sisse laadida mikrokontrollerisse digitaalse liidese kaudu.

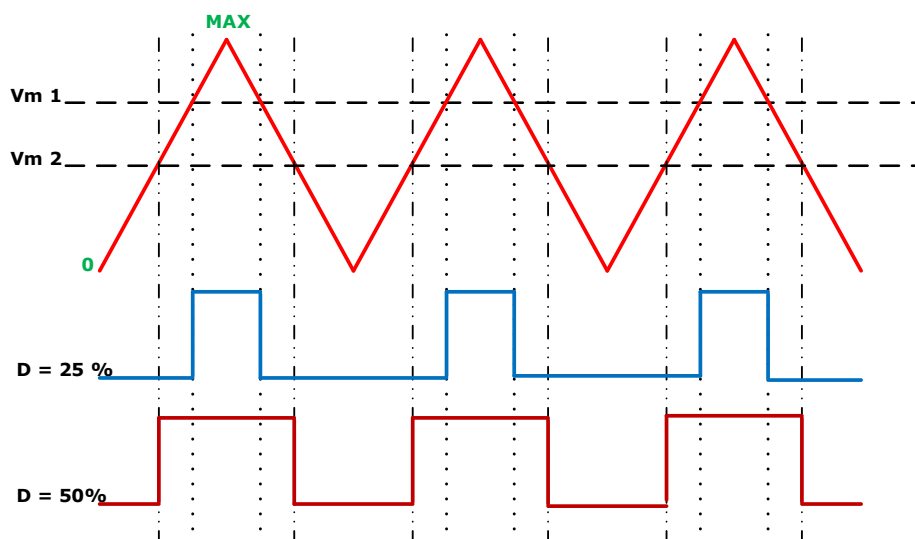
**Joonisel 4.9 toodud algoritm** põhineb impulsi laiusmodulatsiooni (PWM) kasutamisel väljundpinge juhtimiseks, PWM-i tööpõhimõtte on näidatud joonisel (Joonis 4.10).

Algoritm sisaldab täitmisteguri arvutamist vastavalt nõutavale väljundpingele, transistoride paarikaupa ümberlülitamist, impulsi laiuse reguleerimist (PWM), tagasisidet (väljundparameetrite ja muude oluliste vooluahela parameetrite jälgimist), hädaseiskamist.

Impulsi pikkuse reguleerimine (PWM) [27] abil on selgelt näidatud joonisel 4.10, transistori avamiseks moodustatakse teatud pikkusega impulsi, selle impulsi tekitamiseks süsteem vajab kahte tüüpi signaali, baassignaali (antud sagedusega püsivalt korduv kolmnurkne signaal) ja võrdlussignaali ( $V_{m1}$  või  $V_{m2}$ ), seejärel komparaatori abil moodustatakse poplik impulss transistorile.

Teise sõnadega baassignaali pidevalt võrreldakse võrdlussignaali, kui baassignaali on suurem kui võrdlussignaali, siis tekib transistori avamiseks vastava pikkusega impulss, kui vastupidi, siis ei, muutudes võrdlussignaali, muudetakse täitmistegur, järelikult muutub ka pinge muunduri väljundis.

Soovitav on võtta baassignaali sagedus nii kõrgele kui võimalik, see vähendab kasutatavate poolide ja kondensaatorite parameetreid, mis toob kaasa muunduri massi ja mõõtmete vähenemise.



Joonis 4.10. Impulsi pikkuse reguleerimine kasutades PWM rakendus

Baassignaali sagedus arvutatakse eraldi ja sõltub kogu skeemi topoloogiast, muunduri passiivsetest komponentidest (induktiivpool  $L$  ja silumiskondensaator  $C$ ) ja transistoridest, autor pakub läbi vaadata erijuhtum, kus eelnevalt arvutatud sagedus  $f_{PWM}$  võrdub 62 kHz, teades antud sagedus  $f_{PWM}$  saab arvutada ühe perioodi aja ( $T$ , s (valem 4.23)).

$$T = \frac{1}{f_{PWM}} \quad (4.23)$$

Mikroprotsessori TMS320F28379D moodul, mis vastutab PWM-signaali genereerimise eest, on sisseehitatud kuueteistkümnebitine takti loendur, nii et maksimaalne võimalik arv (MAX), loenduri väljundiks võib olla arv, mis on võrdne kahega kuueteistkümnemes

astmes ja miinus üks ( $2^{16}-1 = 65535$ ), väärtus MAX loendatakse kolmnurkse signaali moodustamisel, ühe perioodi T jooksul loendab loendur MAX väärtust esmalt nullist MAX väärtuseni ja seejärel tagasi nullini. Võttes arvesse mikroprotsessori maksimaalset võimalik PWM mooduli töösagedust ( $f_{\text{PWM MAX}}$ ) ja MAX arvu väärtus, saab **perioodi T väljendada** valemiga 2.24, TMS320F28379D mikroprotsessori maksimaalne võimalik PWM sagedus on 100 MHz.

$$T = \frac{1}{f_{\text{PWM MAX}}} \cdot 2 \cdot \text{MAX} \quad (4.24)$$

Seega, teades maksimaalset võimalikku ja valitud muunduri transistoride töösagedust ning perioodi, on võimalik valemite 4.23 ja 4.24 väljendada loenduri maksimaalset väärtust (MAX).

$$\text{MAX} = \frac{f_{\text{PWM MAX}}}{f_{\text{PWM}} \cdot 2} = 806 \quad (4.25)$$

Valemist 4.25 selgub, et arv MAX on 806, see väärtus on väiksem kui 65535, seega saab selle sisestada programmi koodi.

#### **Ahela korrektseks tööks on vaja määrata ka "dead-time" optimaalne väärtus**

(ajavahemik, mil ükski muunduri osa pole sisse lülitatud), dead-time'i tekkimise põhjus on see, et transistor ei saa koheselt sulgeda ega avada, võib tekkida olukord, kui üks transistor on juba sisse lülitatud ja teine pole veel välja lülitatud, mille tulemusena tekib äärmiselt madala takistusega voolutee toite allika klemmide vahel ( $m\Omega$  pool avatud olekus ja kümneid  $M\Omega$  suletud olekus), teise sõnaga saab öelda, et tekib „lühis“.

Dead-time, koosneb ajast, mis kulub ühe transistori väljalülitamiseks ja teise sisselülitamiseks, välja lülitamise aeg omakorda seisneb aja viivitusest väljalülitamisele ( $t_{d(\text{off})}$ ) ja impulsi languse ajast ( $t_r$ ) ning sisselülitamise aeg koosneb aja viivitusest sisselülitamisel ( $t_{d(\text{on})}$ ) ja impulsi tõusajast ( $t_r$ ).

$$t_{\text{on/off}} = \frac{Q_G \cdot R_G}{U_G} \quad (4.26)$$

Kus  $Q_G$  – paisu laen, nC  
 $U_G$  – paisu pinge, V  
 $R_G$  – paisu takistus,  $\Omega$

Dead-time'i reguleerimise võimalus on äärmiselt oluline, kuna mida pikem on see periood, seda vähem on muundur efektiivsus, kuna sellel perioodil tekivad räni MOSFET-transistori puhul kaod dioodi peal või oluliselt suurenevad vastujuhtivuse kaod GaN transistoride puhul, need nähtused tulenevad esimesest kommunikatsiooni seadusest, mille kohaselt ei saa induktiivpooli vool hetkega suureneda ega kahaneda nullini. Kui surnud aeg on liiga lühike, on see võib põhjustada seadme riket, seega balansseeritud



dead-time võimaldab saavutada maksimaalse efektiivsuse ja vältida hädaolukorda, valemis (4.26) näidatud transistori sisselülitamise ja väljalülitamise kiiruse sõltuvus paisu ( $G$ ) takistusest ja pingest, nende parameetrite ( $R_G$  ja  $U_G$ ) muutmisega on võimalik teatud määral mõjutada dead-time väärtuse suurusele.

## 4.6. DC-DC muunduri kasutegur

Kui kõik muud asjaolud on võrdsed, siis muunduri valimisel või projekteerimisel tuleks eelistada võimalikult suure efektiivsusega ( $\eta$ , %) muundureid.

Idealiseeritud juhul on muunduri võimsus sisendil võrdne muunduri väljund võimsusega, sel juhul on muunduri kasutegur sada protsenti, praktikas on see kahjuks võimatu, kuna paratamatult kaob osa võimsusest (energiast) soojuse kujul muunduri erinevate komponentide peal.

Võimsus ( $P$ ,  $W$ ) iseloomustab ajaühikus antud või tarbitud energia hulka ja mida rohkem energiat on muundur võimeline andma ajaühikus, seda suurem on tema võimsus, antud juhul huvitab meid elektrienergia (valem 4.27).

$$P = UI \quad (4.27)$$

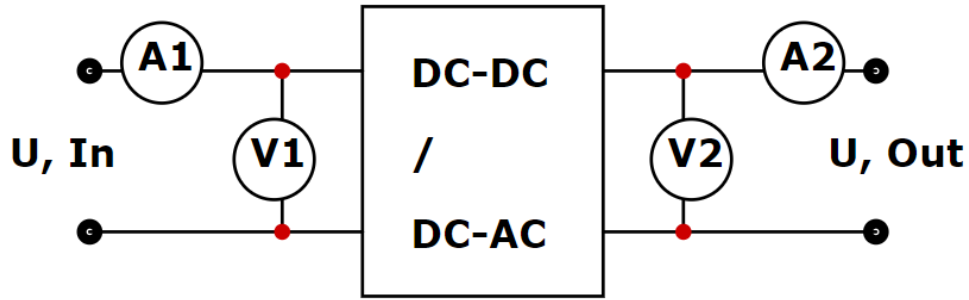
Kus  $U$  – Pinge, V  
 $I$  – Vool, A

Siis näeb muunduri efektiivsuse arvutamise valem (valem 4.28) välja järgmiselt:

$$\eta = \frac{U_{out}I_{out}}{U_{in}I_{in}} \times 100\% \quad (4.28)$$

Kus  $U_{in / out}$  – sisend- / väljund pinge, V  
 $I_{in / out}$  – sisend- / väljund vool, A

Muunduri efektiivsuse kujutamiseks on soovitatav teha rida mõõtmisi ja määrata muunduri efektiivsus erinevates talitlusviisides, seda saab saavutada koormuse suuruse muutusega, koormuse suurendamisega suureneb ka väljundvõimsust ja vool, joonisel 4.11 on toodud lihtsustatud skeem muunduri kasuteguri arvutamiseks.



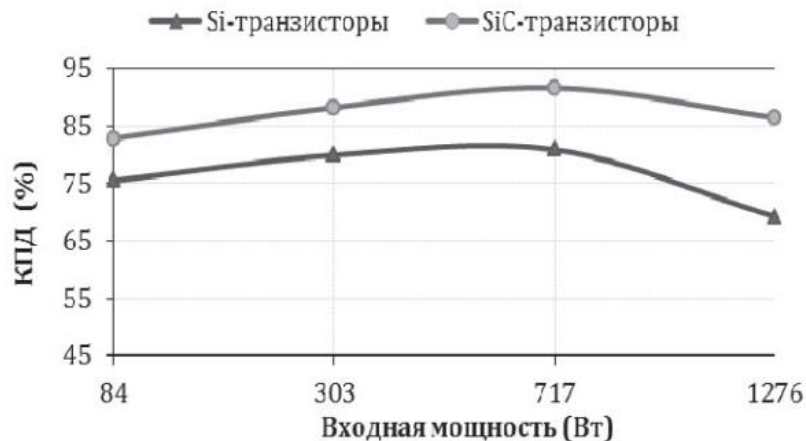
Joonis 4.11. Lihtsustatud skeem, muunduri kasuteguri mõõtmiseks

Muunduri kasutegur tuleks arvutada valemi 4.28 järgi, selleks on katse ajal vaja mõõta sisend- ja väljundpinget ning voolusid, erinevatel koormustel muunduri väljundis, katsete käigus muunduri kasutegur saadakse otse digitaalsest võimsuse analüsaatorist.

#### 4.6.1 Katse kirjeldus

Laia ribalaiusega pooljuhtmaterjalidel põhinevate transistoride efektiivsuse praktiliseks demonstreerimiseks otsustati kasutada transistoride, mis on valmistatud ränikarbiidi (SiC) ja galliumnitriidi (GaN)baasil, seejärel põhjalikult analüüsida saadud tulemus.

Ränipõhiste transistoride võrdlus ränikarbiidi ja galliumnitriidi baasil valmistatud transistoridega, on selgelt näidatud töö teoreetilises osas, räni on halvem peaaegu kõigis füüsilistes parameetrites ning ränitransistoride tehnilised parameetrid on halvemad kui GaN ja SiC transistoride parameetrid, antud töö, teoreetilises osas välja toodud ka maailma juhtivate GaN-i arendajate võrdlustestide tulemused, transistorid, mis veenvalt demonstreerivad viimaste paremust. Suurema selguse huvides esitame uuringu [18] tulemused, mille eesmärgiks oli hinnata DC – DC muunduri omaduste paranemist SiC-põhiste seadmete kasutamisest. Uurimistöö aluseks võeti kahetsükliline kvaasi-impedantsiline DC – DC muundur (võimsus kuni 1,3 kW, lülitussagedus 100 kHz). Seda muunduri oli soovitatud kasutada süsteemi osana koos tuuleturbiiniga (tuuleturbiin oli projekteeritud sünkroongeneraatori püsिमagnetiga baasil). See uuring näitas efektiivsuse olulist tõusu 8%-lt 15%-le (joonis 4.12).



Joonis 4.12. Tuuleturbiini (BT СГПМ) DC-DC muunduri kasutegur erinevatel sisendvõimsuse parameetritel [18]

Erinevate pooljuhtmaterjalide baasil valmistatud muundurite efektiivsuse võrdleva analüüsi aluseks on universaalne DC-AC inverter, kus kasutakse ränikarbiidil (SiC) põhinevaid seadmeid ja DC-DC muundurit, milles seadmed põhinevad galliumnitriidil (GaN). Mõlemat tüüpi pooljuhtseadmeid kasutatakse sama topoloogiaga elektriskeemides (DC-DC osa), katse ise toimub sama tüüpi tingimustes ja kindlaksmääratud parameetritega (lülitussagedus - 62 kHz, dead-time - 200 nS), GaN ja SiC transistorid on valitud arvestades sarnasust üksteise suhtes, kasutatavate transistoride peamised parameetrid on toodud tabelis 4.1.

**Katsetuse esimeses osas** selgitatakse välja SiC-transistoride baasil tehtud DC - DC muunduri efektiivsus kolmes erinevas töörežiimis: pinget tõstetav, pinget vähendav ja neutraalne (sisendpinge võrdub väljundpingega), kõigil kolmel juhul väljundpinge on 400 V, **mis on vajalik integreerimiseks vahelduvvoolu võrguga 230 V**, uuringu tulemused on toodud graafikul Joonis 4.16 ja tabelis 4.3.

**Katsetuse teises osas** tehakse kindlaks GaN transistoridel põhineva DC - DC muunduri kasutegur konstantsel koormusel (600 W), väljundpinge on 400 V, mis saavutatakse erinevatel sisendpingetel 200 kuni 400 V, lisaks läbivaadatud pinget tõstev muunduri talitusviis, konstantse sisendpingega 200 V ja konstantse koormusega 600 W, väljundpinged on 200 kuni 400 V, uuringu tulemused on toodud graafik Joonis 4.18 ja tabelis 4.4.

**Katsetuse kolmandas osas** on lisaks tuvastatud SiC transistoride baasil valmistatud DC-AC inverteri kasutegur kolmes erinevas töörežiimis: pinget tõstetav, pinget vähendav ja neutraalne (sisendpinge on võrdne väljundile), kõigil kolmel juhul siinussignaali amplituudi tippväärtus väljundis oli rangelt 320 V, selle amplituudi

väärtuse korral on pingeline efektiivväärtus 230 V, kuna siinussignaali efektiivväärtus on 0,707 selle tippväärtusest (amplituudist).

Kolmas osas kannab täiendavat uurimispunkti, sinusoidaalse signaali saamiseks väljundis kasutatakse bipolaarset impulsi laiusmodulatsiooni (PWM), seda tüüpi PWM-i kasutamine võimaldab võrreldes unipolaarse PWM-iga vähendada parasiitide (mahtuvuslikku) leket „maasse“, uuringu tulemused toodud graafikul Joonis 4.19 ja tabelis 4.5

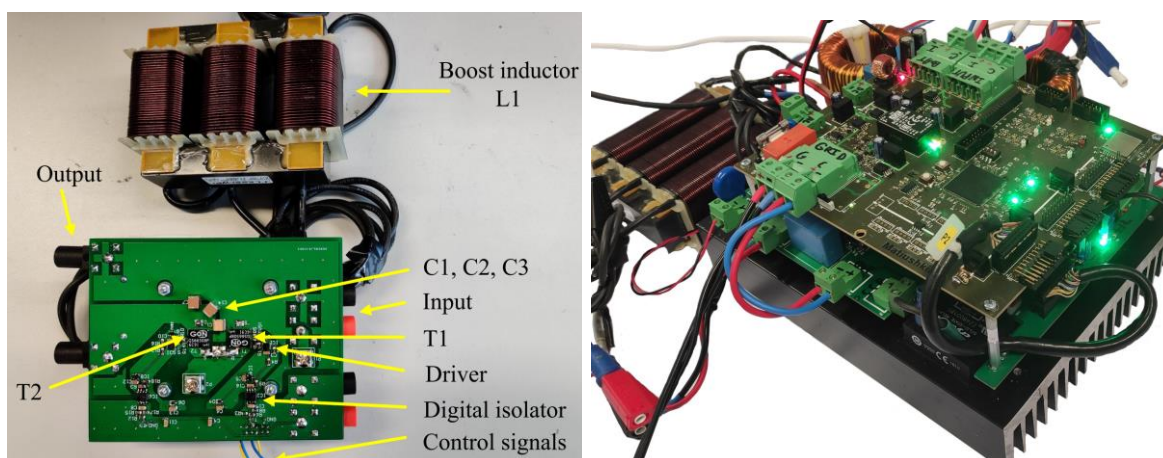
#### 4.6.2 Nõutav varustus

**Katsetamise tegemiseks** läheb vaja järgmisi seadmeid ja komponente (joonis 4.15);

1. **Univervaalne muundur** (Joonis 4.13), muunduri põhikomponendid ja parameetrid on toodud tabelis 4.2

Tabel 4.2 Muunduri põhi komponendid ja parameetrid

Komponent	Nimetus	Materiaal	Möödik
Transistorid Q2, Q4	UF3120040K4S	SiC	ACPL-H320
Transistorid Q1, Q3	C3M0075120K	SiC	ACPL-H321
Transistorid Q5 - Q8	UF3C120040K3S	SiC	ACPL-H322
Transistorid T1, T2	GS66508P	GaN	FAN3122
Komponent	Nimetus (skeemil)	Suurus	Möödik
Kondensaator	C1, C2, C3	1	$\mu\text{F}$
Induktiivpool	L1, L2	1,6	mH
Induktiivpool	L3, L4	350	$\mu\text{H}$
Töösagedus	-	62	kHz
Dead-Time	-	200	nS



Joonis 4.13 Muunduri laboratoorne prototüüp GaN transistoride baasil (vasakul) ja SiC transistoride baasil (paremal)

2. **Juhtimis- ja kontrollisüsteem** (Joonis 4.6)
3. **Programmator** – для загрузки рабочей программы в микропроцессор
4. **Programmeeritav alalisvoolu allikas** (Chroma 62150H-1000S)
  - Pinge diapason: 0–1000 V
  - Voolu diapason: 0–15 A
  - Erivõimsus – 15 kW
  - Toide – AC 230 V
5. **Koormus** – kaks takistite komplekte iga üks maksimaalse võimsusega 3 kW

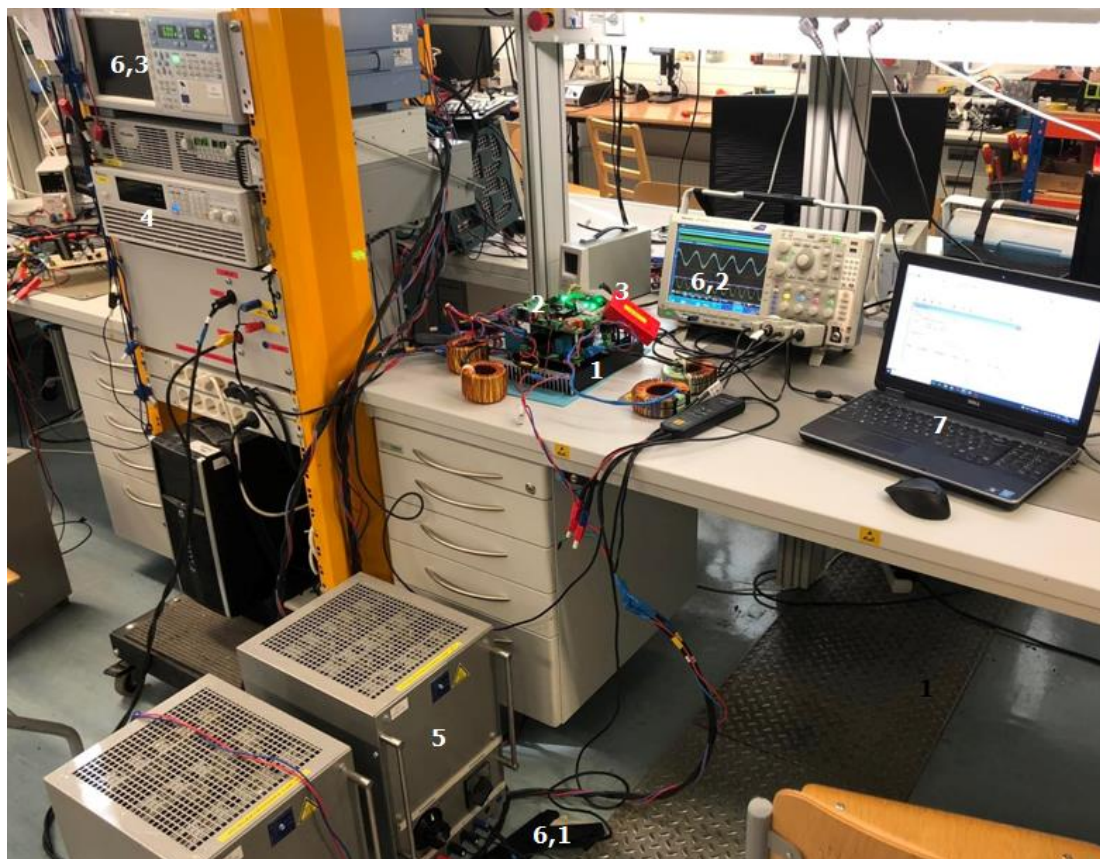
## 6. Mõõteriistad

- Ampertangid voolu mõõtmiseks
- Ostsilloskoop sisend- ja väljundvoolude ning pingete visualiseerimiseks
  - Analooq väljundite arv - 4
  - Digitaal väljundite arv - 16
  - Ribalaius – 350 MHz
  - Diskreetimissagedus kanali kohta – 2,5 GHz
- Digitaalne võimsuse analüsaator (Yokogawa WT1800), võimaldab kuvada otse arvutiekraanile (Joonis 4.14) nii otseseid mõõtmisi kui ka kaudseid tulemusi (efektiivsus, sisend- ja väljundvõimsused)
  - Mõõdetavate voolude ja pingete sagedus kuni 5 MHz
  - Pinged alates 10 mA kuni 5 A
  - Voolud alates 1,5 kuni 1000 V

No.	Function	Element	Order	Data	Units	Max	Min
2	Idc	3	----	-0.011	A	-0.005	-0.0
3	P	3	----	0.01	W	0.01	0.0
4	Udc	4	----	0.06	V	0.12	0.0
5	Idc	4	----				
6	P	4	----	0.00	W	0.00	-0.0
7	eta2	----	----	8.623	%	828.279	-19.0
8	Udc	1	----	319.68	V	330.20	0.0
9	Idc	1	----	6.595	A	11.833	-0.0
10	P	1	----	2.099k	W	2.202k	-0.0
11	Urms	2	----	209.70	V	230.00	0.0
12	Irms	2	----	9.581	A	13.230	0.0
13	P	2	----	-2.009k	W	0.000k	-2.0
14	eta1	----	----	-95.718	%	152.221	-42.5
15	Urms	1	----	319.70	V	330.20	0.0
16	Urms	1	----	319.70	V	330.20	0.0

Joonis 4.14. Mõõtmistulemused kuvatud arvutiekraanil (Digitaalne võimsuse analüsaator (Yokogawa WT1800))

7. **Personaalarvuti** programmikoodi ettevalmistamiseks ja mikroprotsessorisse laadimiseks, süsteemi tööparameetrite kuivatamiseks ekraanile ja tulemuste fikseerimiseks



Joonis 4.15. Mõõtmistel kasutatud seadmed

### 4.6.3 Tarkvara ja rakendused

- **Altium Designer** – professionaalne keskkond elektroonikaseadmete projekteerimiseks
- **EasyEDA** – veebikeskkond elektroonikaseadmete projekteerimiseks (elektri skeemid ja trükkplaatid), simulaator, andmete hoidmine (cloud storage), mugav keskkond projekti juhtimiseks, trükkplaatide valmistamise ja tellimise võimalus
- **PSIM** (Powersim inc.) - tarkvaralahenduse jõuelektroonika ja mootori juhtimisseadmete projekteerimiseks ja simuleerimiseks.
- **Code Composer Studio** – integreeritud arenduskeskkond programmikoodi loomiseks ja silumiseks ja testimiseks
- **Microsoft Office** – töö vormistamine, arvutused ja graafikute loomine, illustratsioonide loomine, esitlus

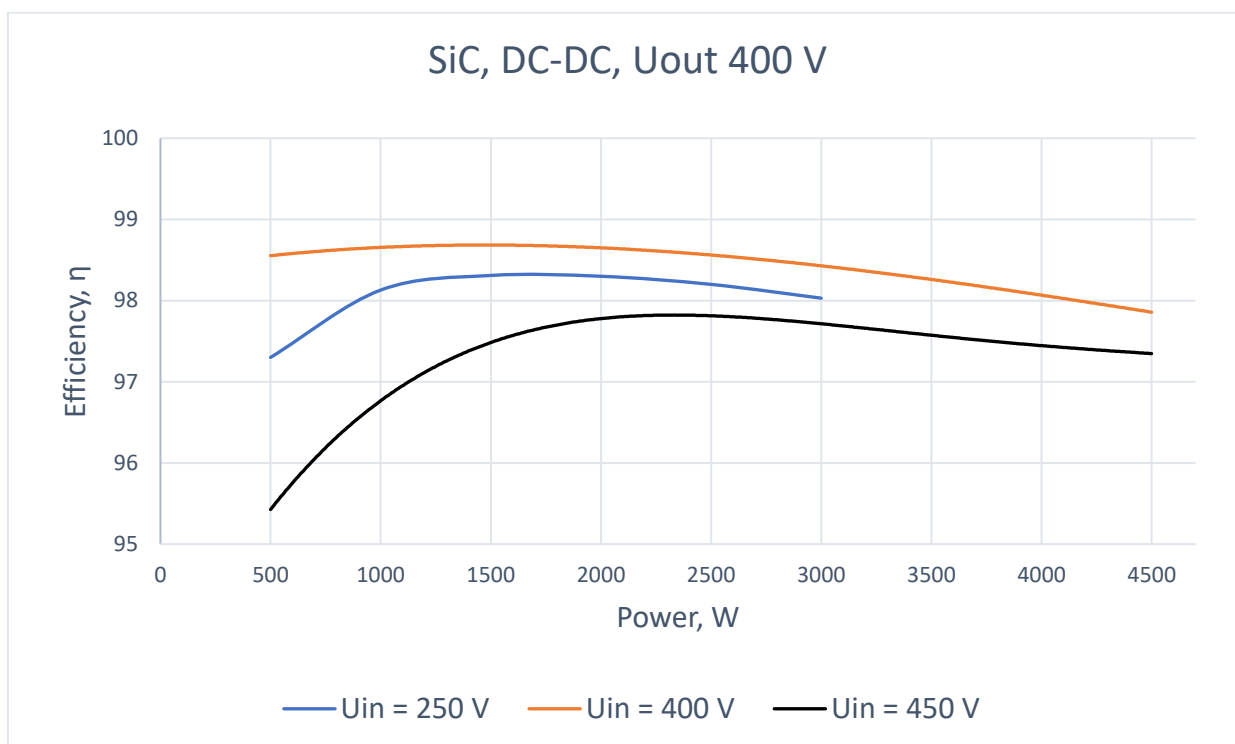
### 4.6.4 Praktilise mõõtmise tulemused (kasutegur)

Saadud andmete paremini vaatamiseks ja analüüsimiseks kõigi kolme etapi katsetuse tulemused esitatud graafilisel kujul.

**Esimene etapp** on DC - DC muunduri kasuteguri sõltuvus konstantsel koormusel väljundpingest.

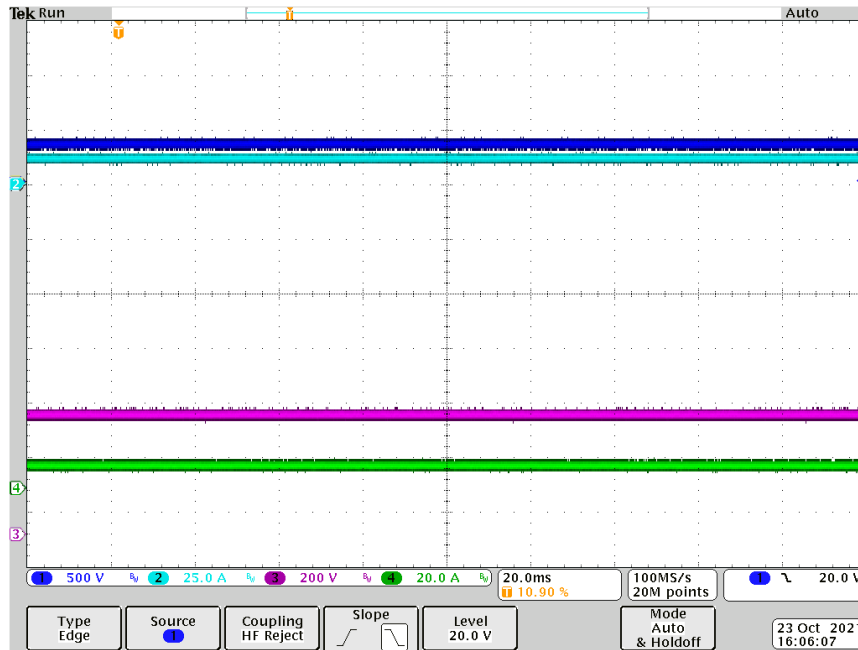
Tabel 4.3 Esimese katsetuse osa tulemused

Power, W	Uout	$\eta$ , % (Uin 250V)	$\eta$ , % (Uin 400V)	$\eta$ , % (Uin 400V)
500	400	97,3	98,5	95,28
1000	400	98,13	98,96	97,26
1500	400	98,31	98,32	97,1
2000	400	98,3	98,34	97,38
2500	400	98,2	99,3	98,5045
3000	400	98,03	98,22	97,51
3500	400	-	98,14	97,505
4000	400	-	98,02	97,44
4500	400	-	97,92	97,37



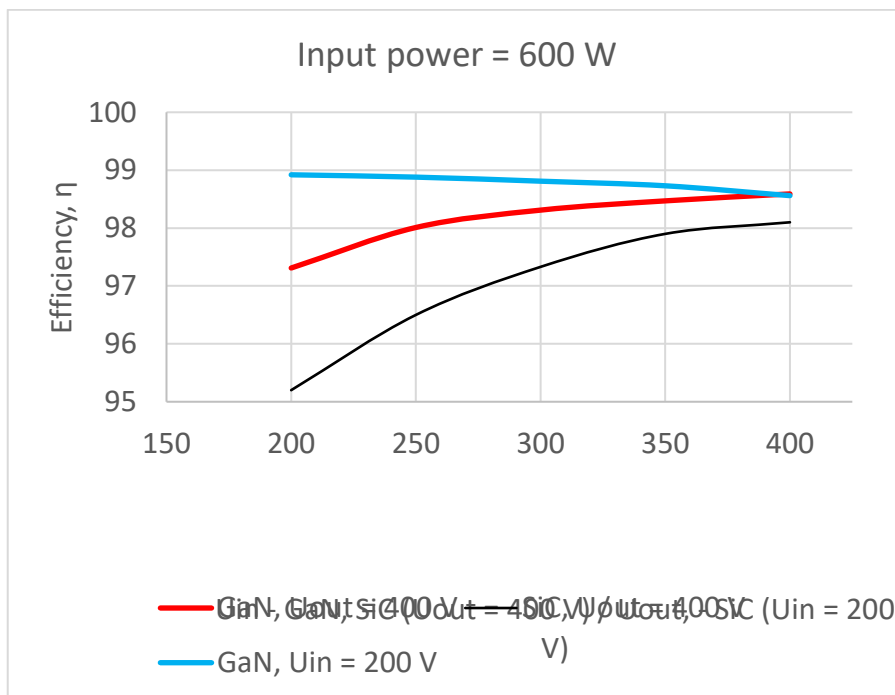
Joonis 4.16. SiC transistoride baasil valmistatud muunduri kasutegur erinevatel väljundvõimsusel

Mõõtmiste tulemused ja väljundsignaali kuju täiendavalt kontrolliti ostsilloskoopi abil (joonis 4.17).



Joonis 4.17 DC-DC talitusviisi ostillogramm (400–450 V, 4,5 kW)

**Teine etapp** - DC - DC muunduri kasuteguri sõltuvus konstantsel koormusel ja konstantsel väljundpingel sisendpingest ((Joonis 4.18) punane joon) ning DC - DC muunduri kasuteguri sõltuvus konstantsel koormusel ja konstantsel sisendpingel väljundpingest (sinine joon).



Joonis 4.18. GaN transistoride baasil valmistatud muunduri kasutegur püsival väljundvõimsusel



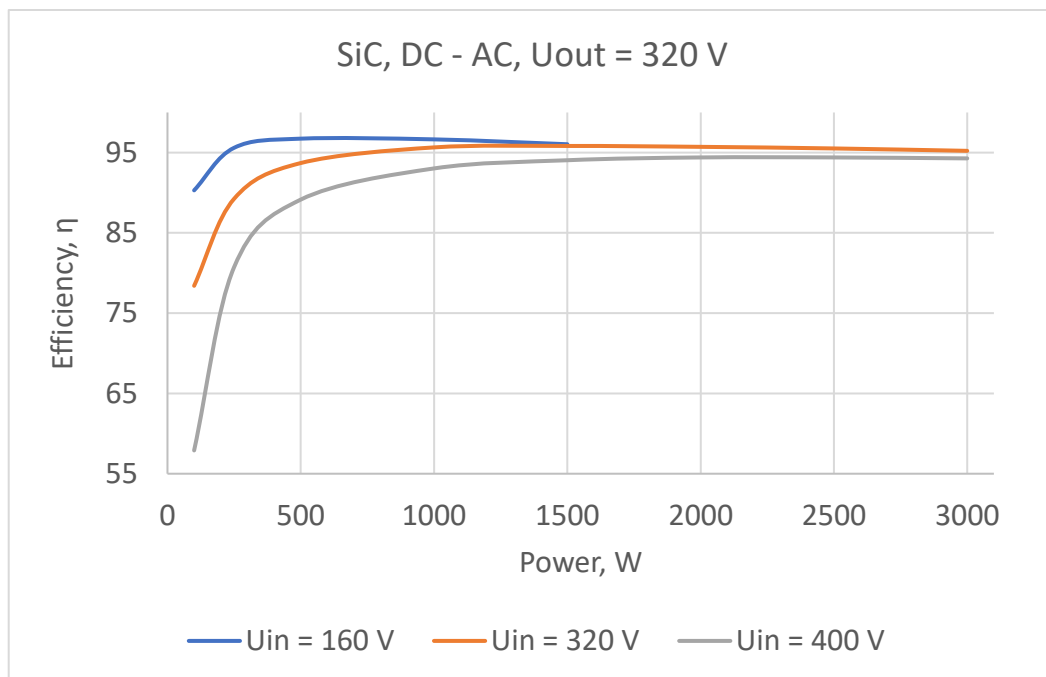
Tabel 4.4 Teise katsetuse osa tulemused

$U_{in}, V$	$U_{out}, V$	$\eta, \% (Gan)$	$\eta, \% (SiC)$	$U_{in}, V$	$U_{out}, V$	$\eta, \% (Gan)$	Võimsus, W
200	400	97,31	95,2	200	200	98,92	600
250	400	98,01	96,5	200	250	98,88	600
300	400	98,31	97,33	200	300	98,81	600
350	400	98,47	97,9	200	350	98,73	600
400	400	98,59	98,1	200	400	98,56	600

**Kolmas etapp** - inverteri kasuteguri sõltuvus konstantse väljundpinge juhul koormusest.

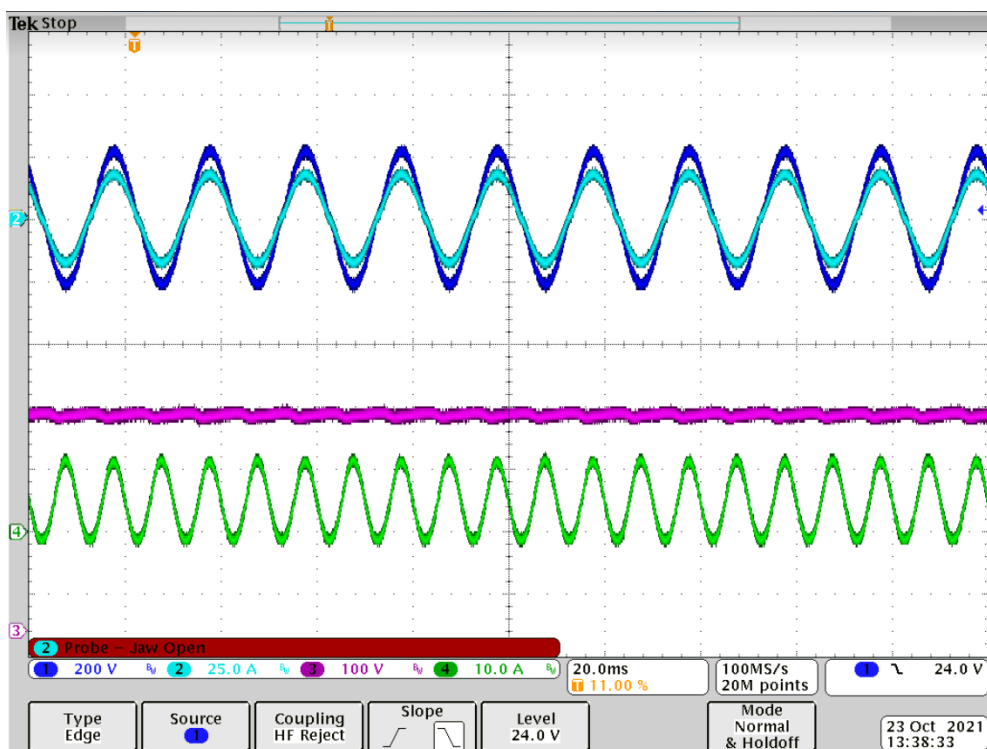
Tabel 4.5 Kolmanda katsetuse osa tulemused

Power, W	$U_{out}$	$\eta, \% (U_{in} 160V)$	$\eta, \% (U_{in} 320V)$	$\eta, \% (U_{in} 400V)$
100	320	90,3	78,41	57,9
250	320	95,6	89,25	80,73
500	320	96,74	93,7	89,15
1000	320	96,65	95,65	93,03
1500	320	96,04	95,83	94,05
2000	320	-	95,72	94,4
2500	320	-	95,52	94,4
3000	320	-	95,22	94,28

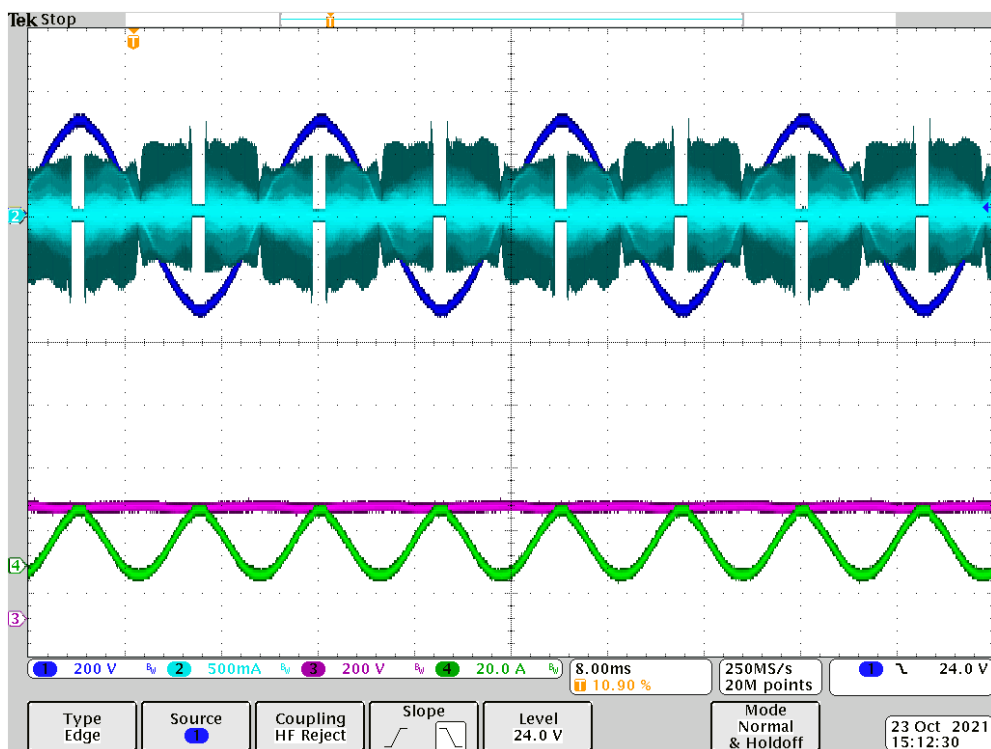


Joonis 4.19. SiC transistoride baasil valmistatud muunduri kasutegur erinevatel väljundvõimsusel

Mõõtmiste tulemused ja väljundsignaali kuju täiendavalt kontrolliti ostsilloskoopi abil, (Joonis 4.20 и Joonis 4.21).



Joonis 4.20. Ostsillogramm DC-AC talitusviis (320–230 V, 2 kW)



Joonis 4.21. Ostsillogramm, parasiit (mahtuvuslik) lekkevool (muunduri DC-AC talitusviis, 320–230 V, 2 kW)

## 4.7. Vahejärelendus

**Esimesel juhul** jäi 400 V väljundvõimsusega SiC-transistoridel põhineva DC - DC muunduri kasutegur erinevatel koormustel vahemikku 95–99%. Pinget tõstetavas talitlusviisil oli kasutegur maksimaalne koormusel 1500 W ( $U_{in}=250V$ ), pinget vähendaval talitlusviisil oli maksimaalne kasutegur koormusel 2300 W ( $U_{in}=450V$ ).

**Teisel juhul** ulatub laia ribavahega transistoride baasil valmistatud DC - DC muundurite kasutegur praktiliselt fenomenaalsed 99%. GaN-transistoride efektiivsus jäi vahemikku 97% kuni 99%, SiC transistorid sarnastes tingimustes näitasid veidi tagasihoidlikumat tulemust 95% kuni 98,1%.

Katsetusel kasutatud konstante koormus (600 W), antud koormus oli valitud, kasutades järgmist loogikat; selle punkti lähedal SiC pooljuhtlülitite baasil muunduri kasutegur oli maksimaalne, kui võtta arvesse antud fakt ja teooria osas toodud info, juhul kui GaN pooljuhtlülitite baasil muunduri kasutegur on sama või kõrgem võib väita, et GaN transistorid on vähemalt sama efektiivsed kui SiC transistorid.

**Kolmandal juhul**, madala võimsusega, väheneb DC - DC muunduri kasutegur märkimisväärselt (äärmuslikel juhtudel natukene ületab see 55%), mis on tingitud sellega, et vaatamata madalatele vooludele, transistoride juhtivuskaod on väga väikesed aga ümberlülitamisega seotud kaod on võrreldes sisendvõimsusega üsna suured, sisendvõimsuse kasvades ümberlülitamisega lülituskaod väljundvõimsuse suhtes väiksemaks ja kasutegur tõuseb oluliselt kuni 97 %.

Lisaks leiti, et bipolaarse impulsi laiusmodulatsiooni (PWM) kasutavas DC-AC talitlusviisil on parasiitne (mahtuvuslik) lekkevool palju väiksem (kuni 50%), kui unipolaarsel impulsi laiusmodulatsioonil, mis on tingitud asjaolust, et unipolaarse PWM-i korral transistoride ümberlülitamise vahel on paus (dead - time), kui üks transistor on juba suletud ja teine ei ole veel avatud, mistõttu ei ole hetkel koormus ühendatud maapotentiaaliga, mis viib parasiit mahtuvuse tekkemisele ja lekkevoole.

Iga katsetamisel transistoride temperatuur ei ületanud temperatuur 70°C.

## 5. MAJANDUSLIK OTSTARBEKUS

Kõik antud töö toodud faktid näitavad galliumnitriidi-pooljuhtmaterjali ja sellel põhinevate seadmete eeliseid räni ja räni põhinevate seadmete ees, kuid sageli ei saa massirakenduses kasutada isegi parimaid materjale ja leiutisi, kui nende lõpphind on ebamõistlikult kõrge, isegi kui võtta arvesse vaieldamatu ülekaalu võrreldes analoogidega.

**GaN ja Si lahenduste rahaliste kulude erinevus** tänapäeval enamusel juhtudel on räni kasuks, räni analoogid on tavaliselt odavamad, praktilised näited on toodud allpool;

- Võrreldavate GaN ja Si transistoride maksumus erineb kuni viis korda (25 EUR versus 4 EUR)
- Lõppseade maksumus (inverter) nimivõimsusega;
  - kuni 3 kW – hind erineb **kuni kolm korda** (570 EUR (ainult trükkplaat (jõu osa) versus 250 EUR)
  - kuni 1 kW – hind erineb **kuni viis korda** (510 EUR (ainult trükkplaat (jõu osa) versus 150 EUR)
- Madala võimsusega laadijate maksumus, **ühe vati maksumuse vaates** erineb **kuni kaks korda** (0,43 EUR versus 0.82 EUR)

**Uute seadmete väljatöötamine**, mis toodetud GaN tehnoloogia baasil ja antud seadmete masstootmine, nõuavad kõrge kvalifikatsiooniga projekteerijat ja inseneri, nii projekteerimise kui ka silumise ajal, tihti antud seadmed nõuavad kõrge kvalifikatsiooniga töötajat ka tootmise etapis ja eksploatatsiooni ajal ka arvatud hooldus tööd, nii et keskmise keerulisusega seadme väljatöötamine kolmeliikmelise meeskonna poolt, võttes arvesse infrastruktuuri ja tarkvara, saab Si lahenduste puhul orienteeruvalt olla 129 000 EUR, samas kui GaN lahendused võivad maksta 385 000 EUR, **vahe on 3 korda**, arendushinda saab tasandada tänu hilisemale masstootmisele, see sõltuvus on välja toodud tabel (tabel 5.1), seega muutub arenduskulu ühe toodanguühiku kohta täiesti ebaoluliseks.

Tabel 5.1 Väljatöötamise kulud ühe toodetud kaupa ühiku kohta

Materjal	Tootearenduse hind	Toodetud ühikute arv			
		100 000	1 000 000	10 000 000	100 000 000
-	-	100 000	1 000 000	10 000 000	100 000 000
GaN	129 000	1,29	0,129	0,0129	0,00129
Si	385 000	3,85	0,385	0,0385	0,00385

Lõppseadme hoolduse ja eksploatatsiooni maksumus võib olenevalt suuresti erineda sõltuvalt seadme tüübist, kohast ja töötingimustest, kuid kõike ülevalt poolt öeldud arvesse võttes võib oletama, et hind tuleb kõrgem 30 kuni 50%, võrreldes räni lahendustega, kuna selleks on nõutud palju kõrgema kvalifikatsiooniga personal.

Nagu näete, galliumnitriidil põhinevad lahendused enamasti jäävad oma räni analoogidest kaugemale maha (maksumuse vaates), kuid kõige massilisemas sektoris, mobiilse seadmete akulaadijad (nutitelefonid, tahvelarvutid, süliarvutid jne), hinnavahe (ühe vati mõistes) juba pole enam nii oluline ja tõenäoliselt muutub lähitulevikus veel ebaolulisemaks, selle väite aluseks on asjaolu, et mobiilseadmete laadijate arendamisega tegelevad suurimaid ettevõtteid tohtu suurega tehnilise, intellektuaalse ja finants kapitaliga, kellel on seda tüüpi toodetele juba väljakujunenud müügiturg ja edu ühes suunas (akulaadijad) vältimatu, toob kaasa edu ka teistes suunades, mis võimaldab kõigile arendajatele ja teadlastele, kes tegelevad GaN tehnoloogiatega vaadata tulevikku suure optimismiga.

Kui nüüd tagasi tulla, siis galliumnitriidil põhinevaid lahendusi on kõige otstarbekam kasutada nendes kohtades, kus need võidu omadused saavad maksimaalselt avalduda ning kus maksumuse roll on tagaplaanil, vaid esiplaanile tulevad välja ohutus, väikesed gabariidid, töövõime kõrge temperatuuri ja radioaktiivse kiirguse tingimustes; meditsiini- ja päästevarustus, transport, kaitsevägi, kosmose aparaadid, andmeedastus jne.

## 6. KOKKUVÕTE

Antud töös on vaja kinnitada või ümber lükata kaks hüpoteesi, millest esimene väidab, et GaN-transistorid on produktiivsemad kui traditsioonilised Si- ja/või SiC-transistorid.

Esimese hüpoteesi kinnitamiseks sooritati järgmised ülesanded:

- Avaldatud andmete põhjal viidi läbi autorile huvipakkuvate pooljuhtmaterjalide (GaN, Si ja SiC) peamiste füüsikaliste parameetrite ning nende baasil valmistatud seadmete teoreetiline võrdlus.
- Viidi läbi eksperiment ja mõõtmistulemuste põhjal kinnitada või lükata ümber teoreetiline oletus GaN-transistoride suurema efektiivsuse kohta
- GaN ja SiC transistoridel põhineva muunduri laboriprototüübi projekteerimine ja valmistamine - see punkt tuleb lugeda tinglikult lõpetatuks, kuna laboriprototüübid valmisid TalTechi üliõpilaste ja doktorantide ühisel jõul, autor oli assistendina.

Vastavalt töö tulemustele tuleks see hüpotees lugeda osaliselt kinnitatuks.

Peamised ja ränipõhised transistorid näitasid, et sellel põhinevad transistorid on igas mõttes paremad või võrreldavad räni analoogide parameetritega, ränikarbiidi puhul võime rääkida mõne pariteedist GaN-transistorite paremusest töötavatel kõrgetel sagedustel ja väikese väljundvõimsusega seadmetes, samas kui SiC transistorid, vastupidi, demonstreerivad maksimaalset efektiivsust madalatel sagedustel ja suure väljundvõimsusega.

GaN-transistoride lai ribalaius annab täiendavaid eeliseid, vastupidavust kõrgetele temperatuuridele ja kiirgusele, GaN-transistoride väiksus on tingitud nende suurest võimsustihedusest, mis tuleneb galliumnitriidi (GaN) füüsikalistest põhiomadustest, kõik eelnevalt nimetatud oluliselt suurendab nende rakendamise võimalust.

GaN-transistoride ilmsed puudused hõlmavad tootmise ja rakenduse keerukust, trükkplaadi projekteerimisel ja valmistamisel on vaja minimeerida selle parasiitide parameetreid, et tagada muunduri usaldusväärne töö, lisaks GaN-transistoride jahutamise korraldus on tehniliselt keerulisem ja kõige selle tulemuseks on lõpptoote kõrge hind.

Eksperimendi raames on GaN-transistorid kuni 15% tootlikumad kui Si-transistorid ja on jõudluselt võrreldavad SiC-transistoridega.

**Teine hüpotees** väidab, et traditsiooniliste transistoride (lülitite) kasutamine on säästlikum kui GaN-transistoride kasutamine.

Töö käigus jõudis autor järeldusele, et vaatamata sellele, et GaN-transistoride kasutamisega kaasnevate otseste ja kaudsete kulude otsene analüüs on SiC-transistoridega võrreldes ligikaudu kaks korda kõrgem ja kuni viis korda suurem Si-transistoride puhul, on GaN-transistoride kasutamine perspektiivist lähtudes põhjendatud, ilma nende kasutamiset ei ole võimalik saavutada tänapäeva maailmas nõutavaid parameetreid ning nende maksumus ei tõsta oluliselt lõpptoote maksumust, on see efekt eriti märgatav selliste kaupade masstootmisel, millel on suur müügiturg ja mida iseloomustab suurenenud kasutajasõbralikkus, näiteks nutitelefonide ülikiired juhtmevabad laadijad.

Tehnoloogia arenguga GaN-transistoride kasutamise kogumaksumus paratamatult väheneb ja on varem või hiljem võrreldav alternatiivsete lahendustega.

Kokkuvõtteks tahaksin lisada, et GaN ja SiC transistoride võimaluste täielikumaks esitlemiseks on vajalik läbi viia laiem võrdlev uuring, et teha kindlaks muundurite efektiivsuse sõltuvus mitte ainult koormusest, vaid ka lülitussagedusel. Näiteks GaN-transistorid on tõhusamad tänu elektronide suuremale liikuvusele kõrgsageduslike töörežiimide ja väikeste koormuste korral ning SiC-transistorid, vastupidi, madalatel sagedustel ja suurtel koormustel, seda soodustab kõrge termiline juhtivus, kõrge kriitiline läbilöögiväljatugevus koos laia ribalaiusega.

## 7. KASUTATUD KIRJANDUSE LOETELU

- [1] Mauricio Dalla Vecchia, Simon Ravyts, Giel Van den Broeck and Johan Driesen, "Gallium-Nitride Semiconductor Technology and Its Practical Design Challenges in Power Electronics Applications: An Overview", *Energies*, 11.07.2019.
- [2] Д.Боднарь, "Полупроводниковая микроэлектроника Часть 3. Новые материалы для посткремниевой эпохи – уже настоящее, а не будущее", Журнал "Электронные компоненты", 2017.
- [3] „Высоковольтный нитрид-галлиевый транзистор с высокой подвижностью электронов“ [Online]. Available: <https://www.freepatent.ru/patents/2534002>. [Accessed: 02-Apr-2022].
- [4] „Мощные нитрид-галлиевые транзисторы (GaN) от EPC – конец эры кремния?“ [Online]. Available: <https://www.compel.ru/lib/71931>. [Accessed: 02-Apr-2022].
- [5] Kiran Bernard, (перевод: В.Рентюк, П.Башмаков), „Преимущества использования полевых GaN-транзисторов в непилотируемых космических аппаратах“, Журнал „Вестник электроники“ № 2 (62), 2018.
- [6] М.Гольцова, „Мощные GaN транзисторы, истинно революционная технология“, Научный журнал „Электроника НТБ“, № 2 (00108), 2011.
- [7] Ю.Федоров, „Широкозонные гетероструктуры (Al, Ga, In) N и приборы на их основе для миллиметрового диапазона длин волн“, Научный журнал „Электроника НТБ“, № 2 (00108), 2011.
- [8] М.В.Кулиев, „Обзор современных GaN транзисторов и направления развития“, Научный журнал „Электронная техника.“, Серия 2 „Полупроводниковые приборы“ Выпуск 2 (245), 2017.
- [9] „Potential Application of Wide Gap Semiconductors.“ [Online]. Available: [http://www.bruckewell-semi.com/in\\_SIC\\_Products.html](http://www.bruckewell-semi.com/in_SIC_Products.html). [Accessed: 03-Apr-2022].
- [10] Irina Mironova, "Jõuelektronika paralleelne mõõtesüsteem muunduritele", *Bakalaureusetöö*, 2020.
- [11] „Результаты конкурса Google на самый эффективный инвертор.“ [Online]. Available: <https://habr.com/ru/post/391329/>. [Accessed: 03-Apr-2022].

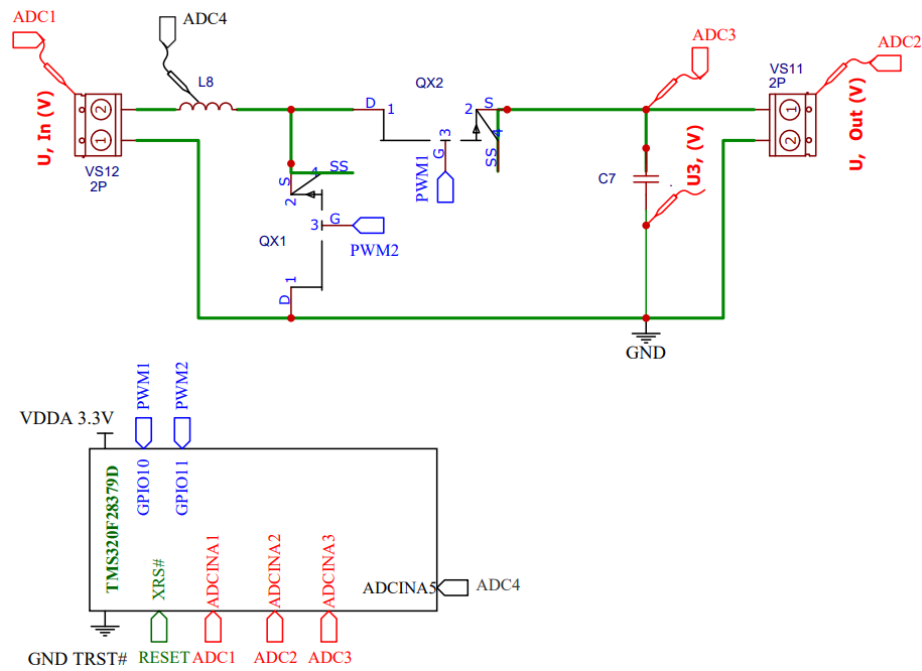


- [12] „CE+T Power - the Little Box Challenge adventure.” [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=bSrHXpK338k>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [13] Artem Fesenko, Oleksandr Matiushkin, Oleksandr Husev, Dmitri Vinnikov, Ryszard Strzelecki, Piotr Kołodziejek, „Design and Experimental Validation of a Single-Stage PV String Inverter with Optimal Number of Interleaved Buck-Boost Cells.”, *Energies*, 25.04.2021.
- [14] „Гетероструктура.” [Online]. Available: <https://www.wikipedia.org/>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [15] „Двумерный электронный газ.” [Online] Available: <https://www.wikipedia.org/>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [16] „Транзистор с высокой подвижностью электронов.” [Online]. Available: <https://www.wikipedia.org/>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [17] “Wide-Bandgap Semiconductor: The Future of SiC and GaN Technology.” [Online]. Available: <https://uk.farnell.com/wide-bandgap-semiconductor-the-future-of-sic-and-gan-technology>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [18] А. Б. Блинов, А. И. Чуб, Д. В. Винников, А. А. Гусев, „Об экспериментальных испытаниях двухтактного квази-импедансного преобразователя постоянного напряжения с полупроводниковыми элементами на основе карбида кремния”, *Журнал "Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит"*, Спец. Выпуск. Т.1 № 8 (114), 2013.
- [19] „Главная, Химические соединения, Соединения азота, Нитриды - Нитрид галлия.”, [Online] Available: <https://chemicalportal.ru/compounds/nitrid-galliya/>. [Accessed: 03-Apr-2022].
- [20] Datasheet;
1. Power transistor – IPW65R041CFD
  2. SiC power MOSFET - C3M0075120K
  3. SiC power MOSFET - UF3C120040K3S
  4. SiC power MOSFET - UF3C120040K4S
  5. GaN-on Si power transistor - GS66508P
  6. TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers

- [21] Mitsubishi Electric corporation public relations division, „Mitsubishi Electric Develops New Technology to Realize Small, High-efficiency GaN Power Amplifier Module for 5G Base-Stations “, Announcement nr. No. 3363, Tokio, 2020
- [22] “Gallium nitride (GaN) ICs.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/power-management/gallium-nitride/products.html>. [Accessed: 05-Apr-2022].
- [23] Dominik Neumayr, Dominik Bortis, Johann Walter Kolar, „The Essence of the Little Box Challenge-Part A: Key Design Challenges & Solutions“, CPSS transactions on power electronics and applications, vol. 5, No. 2, June 2020.
- [24] Katherine A. Kim, Yu-Chen Liu, Ming-Cheng Chen, and Huang-Jen Chiu, “Opening the Box: Survey of High-Power Density Inverter Techniques from the Little Box Challenge“, CPSS transactions on power electronics and applications, vol. 2, No. 2, June 2017.
- [25] Naeim Safari, „Design of a DC/DC buck converter for ultra-low power applications in 65nm CMOS Process “, Master thesis Performed in Electronic Devices Dept. of Electrical Engineering at Linköping Institute of Technology, March 2012.
- [26] Madhusudhana J, P S Puttaswamy, Mohamed Rafiq A Chapparband, “Design and simulation of boost converters suitable for photo voltaic applications“, IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology, Volume: 05 Issue: 11, Nov-2016.
- [27] Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е., „Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах хапряжения“, ResearchGate , May-2019
- [28] Ahmed Alamin, „DC-DC Converters & the Importance of DCR-Optimized Inductors “, Abracon, LLC, 03.24.2021.

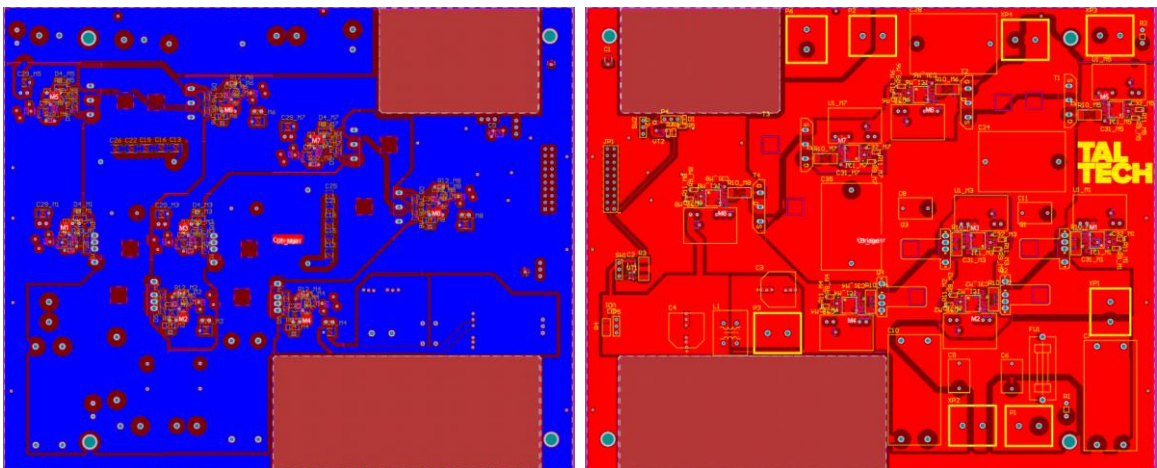
## 8. LISAD

### 8.1. GaN pooljuhtlülite baasil DC - DC muunduri struktuurskeem

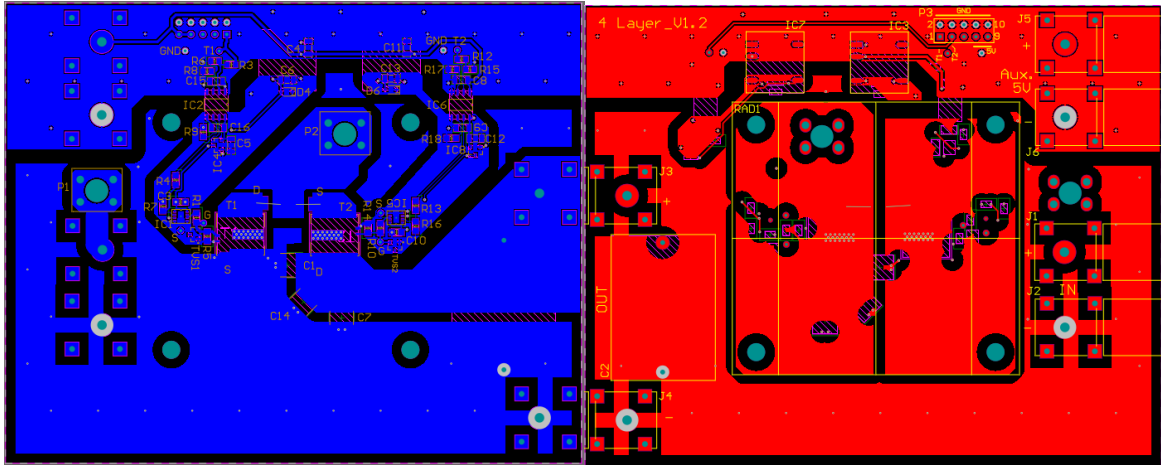


Joonis 8.1 GaN pooljuhtlülite baasil DC - DC muunduri struktuurskeem

### 8.2. Trükkplaadid

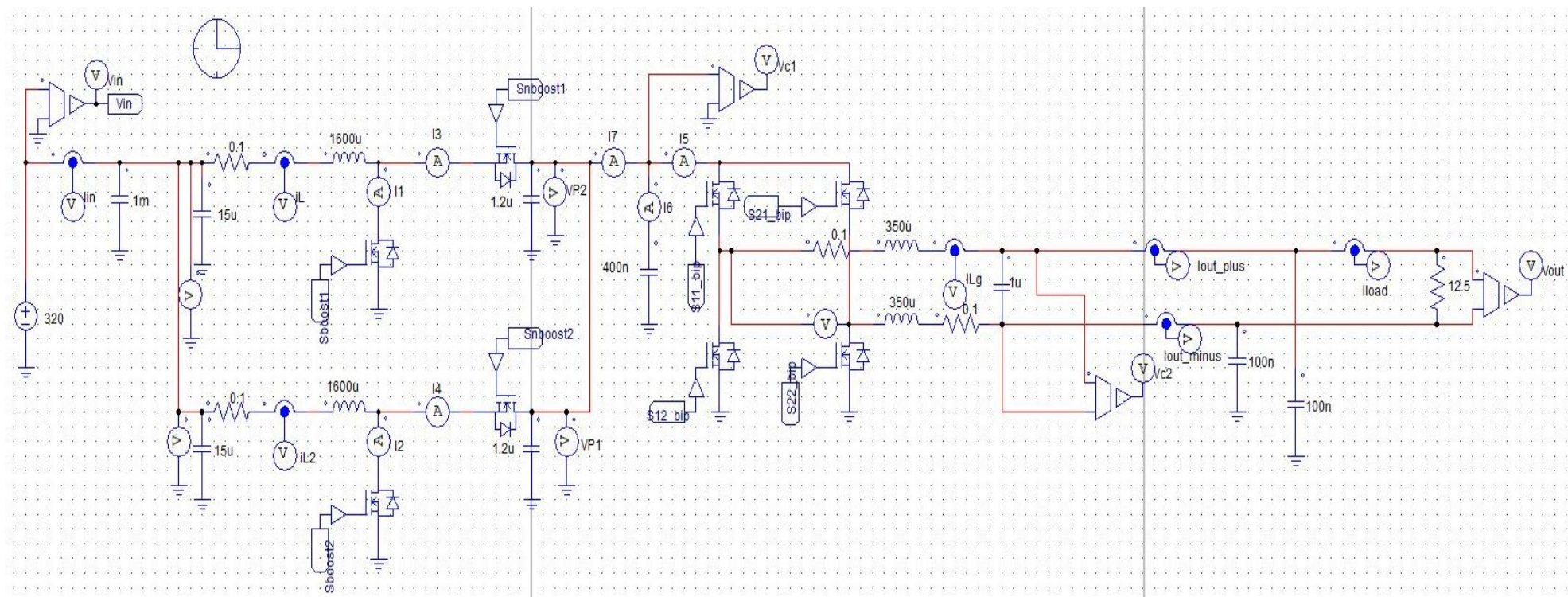


Joonis 8.2 SiC pooljuhtlülite baasil DC - AC muunduri trükkplaat (Ülemine kiht paremal ja alumine kiht vasakul)

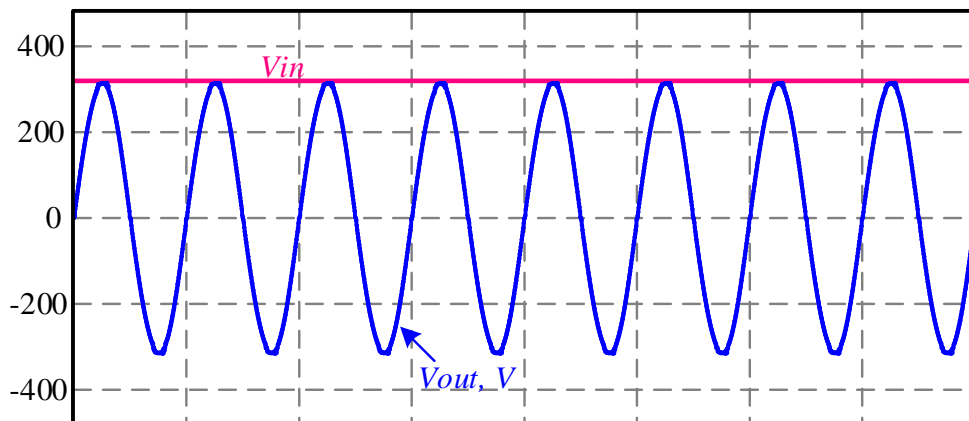


Joonis 8.3 GaN pooljuhtlülite baasil DC - DC muunduri trükkplaat (Ülemine kiht paremal ja alumine kiht vasakul)

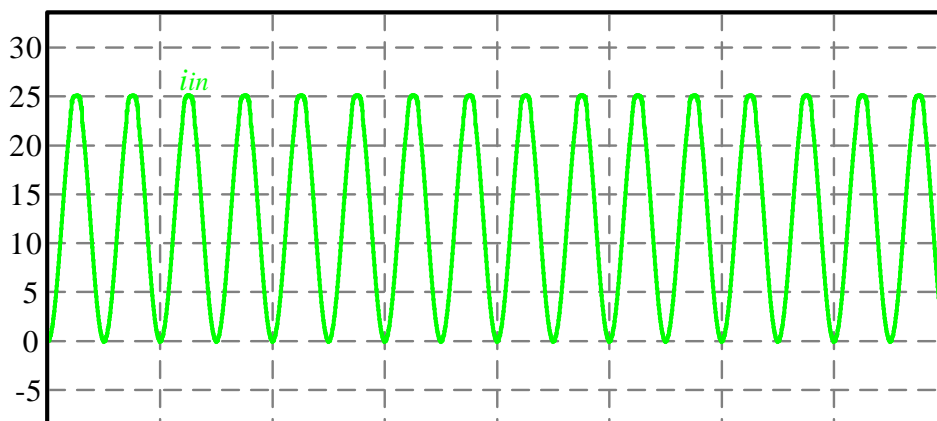
### 8.3. GaN- ja SiC-transistoridel põhineva muunduri simulatsioon



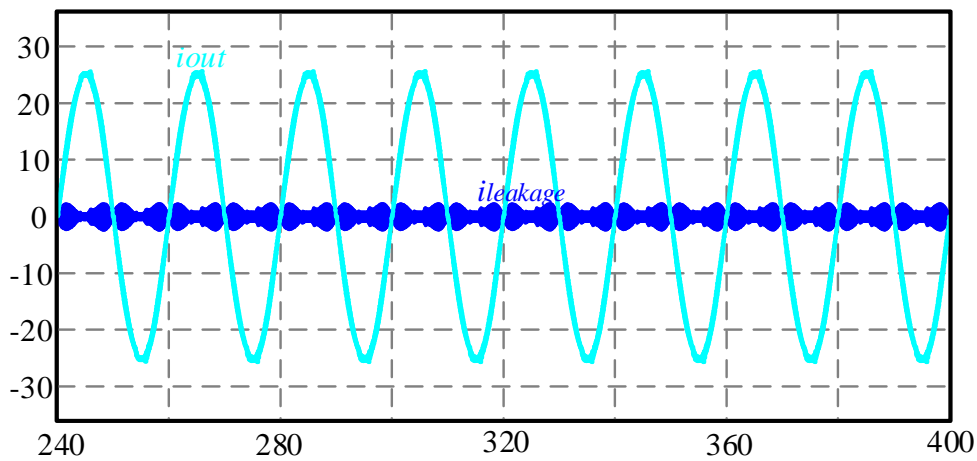
Joonis 8.4 PSIM tarkvaraga koostatud DC – AC muunduri töö simuleerimiseks skeem



(a)



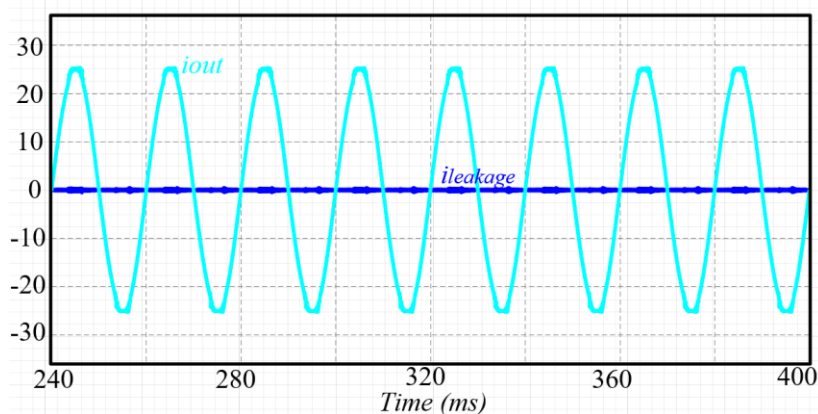
(b)



(c)

Time (ms)

Joonis 8.5 Simulatsiooni tulemused - DC - AC (320 - 230), sisend ja väljund pinge ja vool ja lekkevool, ühepolaarne PWM



Joonis 8.6 Simulatsiooni tulemus - lekkevool, DC – AC (320 – 230) kahepoolearne PWM

## 8.4. GaN-transistoride struktuur

Рассмотрение структуры GaN транзисторов начнем, с базовой модели (нормально открытый ключ (Рисунок 8.7, (слева))), данная модель имеет кремниевую подложку, на которой, выращивают защитный слой AlN, на котором в свою очередь сформирована гетероструктура<sup>2</sup> состоящая из GaN и AlGaN, далее идут электроды и защитный слой диэлектрика, для простоты восприятия, в данной работе, данная модель представлена в упрощенном виде.



Рисунок 8.7 Традиционная ячейка а) GaN-транзистора и б) eGaN® FET производства EPC [4]

<sup>2</sup> Гетероструктура [15] — термин в физике полупроводников, обозначающий выращенную на подложке слоистую структуру из различных полупроводников. Между двумя различными материалами формируется так называемый гетеропереход, в котором возможна повышенная концентрация носителей, и отсюда — формирование вырожденного двумерного электронного газа. В отличие от гомоструктур обладает большей свободой выбора в конструировании нужного потенциального профиля зоны проводимости и валентной зоны. Гетероструктуры дают возможность управления фундаментальными параметрами в полупроводниковых кристаллах и приборах: шириной запрещенной зоны, эффективными массами носителей и их подвижностями, показателем преломления, электронным энергетическим спектром и т. д.

**Так как GaN и AlGaN обладают полярной природой** [4], то на их границе в результате спонтанной поляризации  $P_{sp}$ , образуются поверхностные заряды, кроме того GaN сам по себе имеет достаточно ярко выраженные пьезоэлектрические свойства, возникновение поляризации под действием механических напряжений и деформаций (пьезоэлектрическая поляризация  $P_{pz}$ ), а из-за того, что кристаллические решётки GaN и AlGaN рассогласованы между собой, то подобные напряжения и деформации непременно возникают на их границе.

В итоге генерация заряда на границе AlGa<sub>n</sub> и GaN ( $Al_xGa_{(1-x)}N/GaN$ ) характеризуется выражением:

$$P(x) = P_{sp} + P_{pz} = -[(3,2x - 1,9x^2) \cdot 10^{-6} - 5,2 \cdot 10^{-6}x] \text{ [C/sm}^2\text{]} \quad (8.1) [7]$$

Процесс поляризации приводит к формированию заряда, имеющего вид двумерной плоскости или **двумерный электронный газ**<sup>3</sup> (2DEG) [4; 8], итогом является низкое сопротивление канала в открытом состоянии  $R_{(on)}$ , в сочетании с высоким напряжением пробоя GaN транзисторы показывают очень высокий КПД.

**При подаче напряжения на сток и исток такого транзистора**, начнет протекать электрический ток, при условии, что напряжение на затворе транзистора будет равно нулю, что классифицирует данное устройство как нормально открытое, для превращения его в нормально закрытое необходимо принудительно подать на затвор транзистора отрицательное напряжение относительно истока.

Такой транзистор имеет ряд очевидных недостатков, для корректной и без аварийной работы всей системы, необходимо предусмотреть меры предосторожности, в частности, чтобы перед включением основной части системы, транзисторы перешли в нормально закрытый режим работы, что обеспечивается наличием дополнительного источника управляющего сигнала.

**Отвод тепла** осуществляется при помощи подложки, в случае с GaN отвод тепла невозможно осуществить, используя стандартные решения и материалы, такие как Si, SiC или сапфир, все дело в том, что кристаллические решетки данных материалов находятся в рассогласовании кристаллической решёткой GaN. Для минимизации механических напряжений приходится применять дополнительные согласующие слои. Нужно отметить, что дополнительные согласующие слои

---

<sup>3</sup> Двумерный электронный газ (2DEG) [16] — электронный газ, в котором частицы могут двигаться свободно только в двух направлениях. Ограничивающий движение электронов потенциал может быть создан электрическим полем, например, с помощью затвора в полевом транзисторе или встроенным электрическим полем в области гетероперехода между различными полупроводниками.



применяют не только между подложкой и слоем GaN, но и между другими частями устройства, если они выполнены из разнородных материалов, как результат на выходе получаем сложное по своей конструкции и производству изделие.

**Рассмотрение более совершенной** и удобной в эксплуатации структуры (Рисунок 8.7 (справа)) рассмотрим на примере транзистора, который был создан компанией Efficient Power Conversion Corporation (EPC), сразу стоит оговориться, что представленная модель имеет весьма упрощённый вид, что никак не мешает пониманию сути процесса.

Инженеры компании по-новому подошли к конструкции подзатворной области и самого затвора. В находящейся непосредственно под затвором слое AlGaN, формируется обедненная область, вследствие этого в данной области не происходит поляризация GaN, что в свою очередь приводит к разрыву в области двумерного электронного газа.

В результате всех вышеперечисленных процессов на выходе мы получаем нормально закрытое устройство, для формирования же проводящего канала между стоком и истоком, к затвору следует подать положительное напряжение относительно истока транзистора. В результате использовать такой транзистор на базе GaN, можно аналогично полевому транзистору (МОП (MOSFET)) n-типа.

## **8.5. GaN-transistorides kasutatavad alused**

Выращивание эпитаксиальных слоёв гетероструктур AlGaN/GaN очень трудоёмкий и кропотливый процесс, необходимо исключить дефекты и обеспечить хорошую теплопроводность, кроме того, кристаллическая решетка рабочей гетероструктуры должна согласовываться с подложкой.

Подложкой в GaN HEMT транзисторах могут быть пластины монокристаллического кремния, карбида кремния, сапфира или собственно нитрид галлия. Подложки из нитрида галлия, являются оптимальными точки зрения конечного устройства, данный вид подложек самый сложный в производстве и как следствие самый дорогой.

За нитридом галлия следуют подложки из карбида кремния, параметры его кристаллической решетки очень близки к параметрам кристаллической решётки нитрида галлия, однако требуется наличие тонкого буферного слоя для минимизации дефектов в рабочей гетероструктуре, кроме того, карбид кремния обладает высокой теплопроводностью.

Следующим типом подложек являются кремний и сапфир, они самые доступные по цене, однако их кристаллическая решетка достаточно сильно рассогласованная с кристаллической решеткой рабочей гетероструктуры, и требует значительного введения дополнительных эпитаксиальных слоёв для компенсации данного рассогласования. Дополнительными минусами является худшая теплопроводность и большая вероятность появления дефектов в процессе производства.

## 8.6. GaN-transistoride draiverid

Для практической реализации всех потенциальных возможностей GaN транзисторов необходимы специализированные драйверы и контроллеры для GaN транзисторов отличаются повышенной сложностью.

Помимо стандартного формирования управляющих сигналов (токов и напряжений), драйверу предъявляются ряд дополнительных условий, в частности они должны штатно работать на повышенных частотах, собственные потери должны быть на минимальном уровне, следить за тем, чтобы при переключении транзистора соблюдались безопасные уровни  $dv/dt$  и  $di/dt$ .

Максимальное напряжение затвора для GaN транзисторов ровняется шести вольтам, поэтому в большинстве случаев управляющее напряжение транзистора составляет пять вольт. Стоит отметить, что управляющее напряжение большинства драйверов для традиционных полевых транзисторов составляет десять вольт, которое может вывести из строя затвор GaN транзистора.

Так как GaN транзистор очень чувствительный ко всевозможным перегрузкам на входе [5], при компоновке системы необходимо свести к минимуму паразитные индуктивности всех линий, связывавших транзистор с драйвером. Для минимизации негативного влияния переходных процессов проводник связывающий выход драйвера с затвором транзистора должен быть максимально коротким, насколько это позволяет конструктив системы и выполнен широким проводником, пример такой компоновки на печатной плате представлен на рисунке ((Рисунок 8.8, слева) драйвер (ISL70040SEH) и полевой GaN транзистор (ISL70024SEH) нижней стороны полу мостового преобразователя).

На случай аварийной ситуации драйвер должен иметь надежную встроенную систему защиты, которая незамедлительно отключит транзистор. Транзистор должен отключаться если на вход драйвера перестали поступать управляющие сигналы, кроме того, транзистор должен отключаться, когда напряжение на затворе недостаточно велико, для включения полевого GaN транзистора с необходимым

$R_{ds(on)}$  сопротивлением сток/исток (в открытом состоянии), на рисунке (Рисунок 8.8, справа) в качестве наглядного примера приведена блок-схема драйвера, который отвечает данным требованиям.

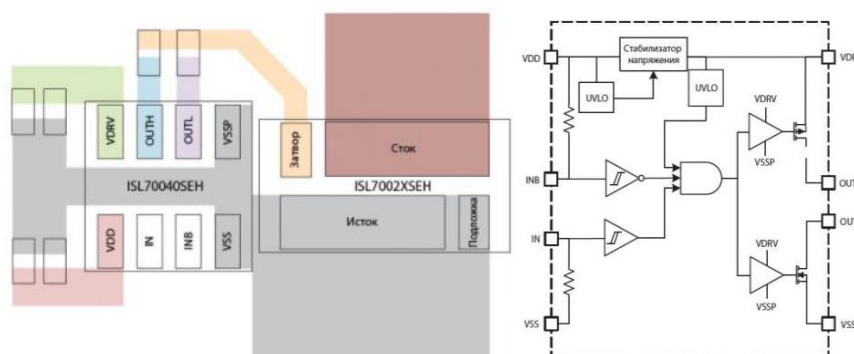


Рисунок 8.8 Слева, рекомендуемая компоновка драйвера и транзистора на печатной плате, справа, блок-схема драйвера ISL70040SEH [5]

## 8.7. Transistori korpuste tüübid

Сопротивление современных GaN HEMT транзисторов в открытом состоянии до сорока раз меньше [2], чем у кремниевых MOSFET, это позволяет в таких же пропорциях уменьшить площадь чипа, для обеспечения одинакового значения сопротивления (Рисунок 8.9).

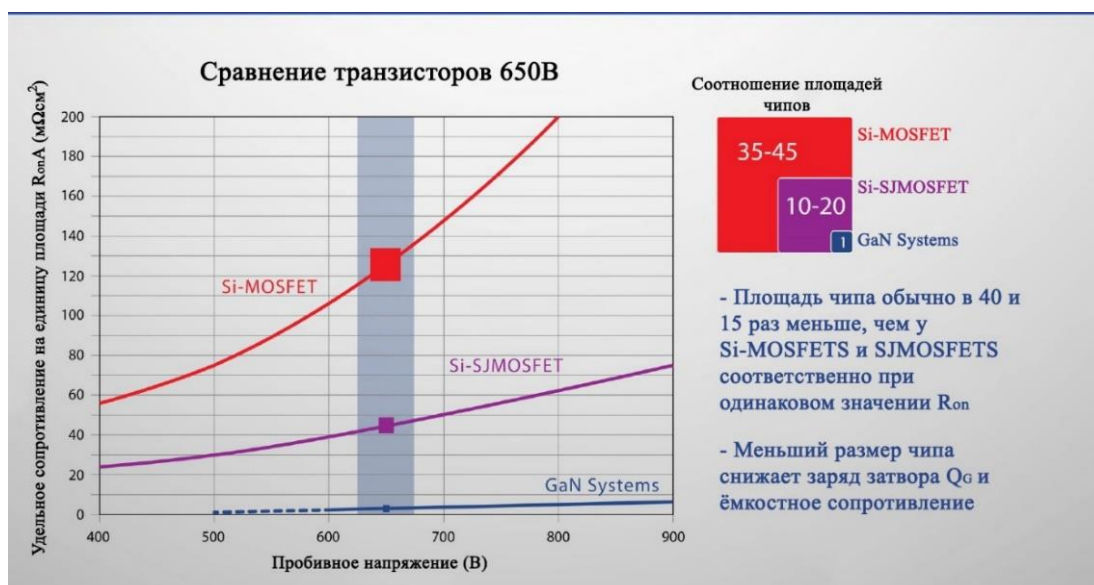


Рисунок 8.9 Зависимость пробивного напряжения от удельного сопротивления на единицу площади и соотношения площади чипов Si — MOSFET, Si — SJMOSFET и GaN HEMT транзисторов (650 В) [2]

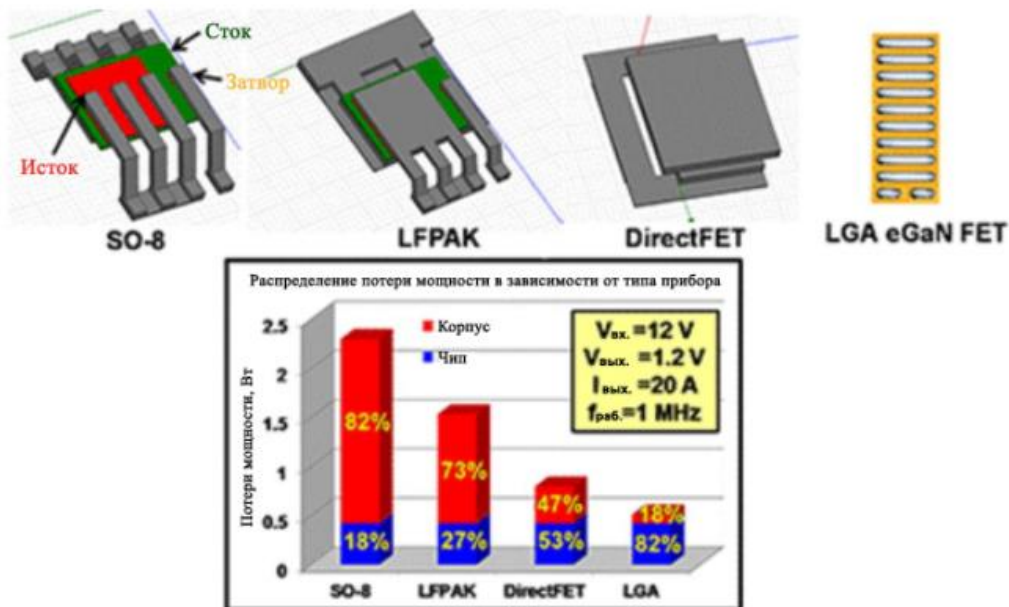


Рисунок 8.10 Потери мощности, для разных типов корпуса [2]

Такое кардинальное снижение сопротивления, потребовало изменений в процесс сборки и конструкцию используемых корпусов. Наибольшую эффективность показали чипы, сделанные по технологии **flip – chip**, а также корпуса с шариковыми выводами, такие как **BGA**, **LGA** и другие (Рисунок 8.10). Кроме минимизации потерь, остро стоит вопрос эффективного отвода тепла, одним из вариантов решения данной проблемы является использование сложной и многослойной конструкции (Рисунок 8.11).

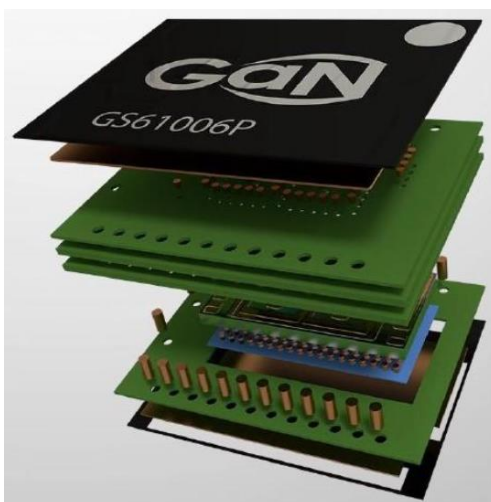


Рисунок 8.11 Многослойная конструкция корпуса GaN транзистора (корпус компании GaN Systems) [2]

## 8.8. Tööprogrammi kood (PWM osa)

Allpool toodud universaalse muunduri tööprogrammi koodi osa, mis vastutab transistoride avamise ja sulgemise eest, juhtsignaalide abil (impulsi laiusmodulatsiooni (PWM)).

```
void PWM_SET(void)
{
    if (Unf_transistors_permission==1)
    {
        if(Va_mod >= 0.0f)
        {
        }
        else if(Va_mod< 0.0f)
        {
        }
        if (unfold_flag==0) {unfold_flag=1;}
    }
    else
    {
        if (unfold_flag==1) {unfold_flag=0;}
    }
    if (HS_transistors_permission==1)
    {
        if (error_occur==0)
        {
            if(comp_flag_buck == 0)
            {
                EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BUCK1_MODULE, hs_delay);
                EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BUCK1_MODULE, hs_delay);
                EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BUCK2_MODULE, hs_delay);
                EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BUCK2_MODULE, hs_delay);
                Buck1ComplPWMEnable();
                Buck2ComplPWMEnable();
                comp_flag_buck = 1;
            }
            if(comp_flag_boost == 0)
            {
                EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BOOST1_MODULE, boost_delay);
                EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BOOST1_MODULE, boost_delay);
                EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BOOST2_MODULE, boost_delay);
                EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BOOST2_MODULE, boost_delay);
                Boost1ComplPWMEnable();
                Boost2ComplPWMEnable();
                comp_flag_boost = 1;
            }
        }
        if (fabs(Va_mod) < Vin1) //buck
        {
            if(Va_mod >= 0.0f)
            {
                dc = fabs(Va_mod) / Vin1;
                dc = (fabs(Va_mod) + Vin1) / (2 * Vin1);
                temp_delay = 0.01f;
                ndc = 1.0f - dc;
                Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, dc, 0.0f);
                Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, dc, 1.0f);
                Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
                Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
            }
            else if(Va_mod < 0.0f)

```

```

{
    float dc, ndc;
    dc = fabs(Va_mod) / Vin1;
    dc = (fabs(Va_mod) + Vin1) / (2 * Vin1);
    temp_delay = 0.01f;
    ndc = 1.0f - dc;
    Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, ndc, 0.0f);
    Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, ndc, 1.0f);
    Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
}
}
else //boost
{
    if(Va_mod >= 0.0f)
    {
        float dc;
        if(comp_flag_boost)
        {
            dc = (fabs(Va_mod) - Vin1) / fabs(Va_mod) + (float)boost_delay /
((float)boost1_period_ticks);
            temp_delay = (float)boost_delay / ((float)boost1_period_ticks) + 0.01f;
        }
        else
        {
            dc = (fabs(Va_mod) - Vin1) / fabs(Va_mod);
            temp_delay = 0.01f;
        }
        Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, 1.0f, 0.0f);
        Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, 1.0f, 1.0f);
        Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, dc, 0.0f);
        Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, dc, 0.0f);
    }
    else if(Va_mod < 0.0f)
    {
        float dc;
        if(comp_flag_boost)
        {
            dc = (fabs(Va_mod) - Vin1) / fabs(Va_mod) + (float)boost_delay /
((float)boost1_period_ticks);
            temp_delay = (float)boost_delay / ((float)boost1_period_ticks) + 0.01f;
        }
        else
        {
            dc = (fabs(Va_mod) - Vin1) / fabs(Va_mod);
            temp_delay = 0.01f;
        }
        Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
        Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, 0.0f, 1.0f);
        Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, dc, 0.0f);
        Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, dc, 0.0f);
    }
}
}
if(prev_hs_delay != hs_delay)
{
    EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BUCK1_MODULE, hs_delay);
    EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BUCK1_MODULE, hs_delay);
    EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BUCK2_MODULE, hs_delay);
    EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BUCK2_MODULE, hs_delay);
}
if(prev_ls_delay != ls_delay)
{

```

```

}
if(prev_boost_delay != boost_delay)
{
    EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BOOST1_MODULE, boost_delay);
    EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BOOST1_MODULE, boost_delay);
    EPWM_setRisingEdgeDelayCount(BOOST2_MODULE, boost_delay);
    EPWM_setFallingEdgeDelayCount(BOOST2_MODULE, boost_delay);
}
prev_hs_delay = hs_delay;
prev_ls_delay = ls_delay;
prev_boost_delay = boost_delay;
}
else
{
    Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, 1.0f, 1.0f);
    Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    if(comp_flag_buck == 1)
    {
        Buck1CompIPWMDisable();
        Buck2CompIPWMDisable();
        comp_flag_buck = 0;
    }
    if(comp_flag_boost == 1)
    {
        Boost1CompIPWMDisable();
        Boost2CompIPWMDisable();
        comp_flag_boost = 0;
    }
}
}
else
{
    Modulation(BUCK1_MODULE, buck1_curr_cc, buck1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    Modulation(BUCK2_MODULE, buck2_curr_cc, buck2_period_ticks, 1.0f, 1.0f);
    Modulation(BOOST1_MODULE, boost1_curr_cc, boost1_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    Modulation(BOOST2_MODULE, boost2_curr_cc, boost2_period_ticks, 0.0f, 0.0f);
    if(comp_flag_buck == 1)
    {
        Buck1CompIPWMDisable();
        Buck2CompIPWMDisable();
        comp_flag_buck = 0;
    }
    if(comp_flag_boost == 1)
    {
        Boost1CompIPWMDisable();
        Boost2CompIPWMDisable();
        comp_flag_boost = 0;
    }
}
}
if (Grid_rel_permission ==1) relayEnable();

else relayDisable();
}

```