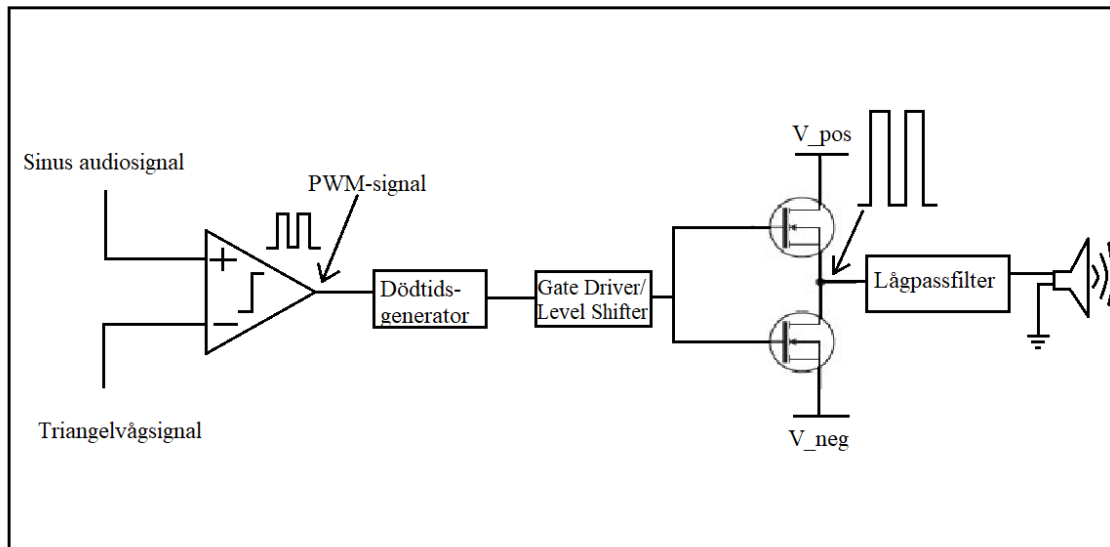




Undersökning av fördelar och nackdelar av galliumnitrid transistorer i klass-D förstärkare

Examensarbete inom Elektroteknik

Amer Mesic

Alan Cordic

EXAMENSARBETE

Undersökning av fördelar och nackdelar av galliumnitrid transistorer i klass-D förstärkare

Amer Mesic
Alan Cordic



Institutionen för Elektroteknik
Avdelningen för Elkraft
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2019

Undersökning av fördelar och nackdelar av galliumnitrid transistorer i klass-D förstärkare

AMER MESIC
ALAN CORDIC

© AMER MESIC, ALAN CORDIC, 2019.

Handledare: Andreas Magnusson, Lab.gruppen
Examinator: Torbjörn Thiringer, Chalmers Tekniska Högskola

Examensarbete
Institutionen för Elektroteknik
Avdelningen för Elkraft
Chalmers Tekniska Högskola
SE-412 96 Göteborg
Telefon +46 31 772 1000

Omslagsbild: Blockdiagram av en klass-D förstärkare

Göteborg, Sverige 2019

Sammanfattning

Forskning och utveckling av MOSFET kiseltransistorer har pågått i nästan 60 år och forskarna börjar närma sig de teoretiska gränser som kisel kan leverera[1]. På grund av detta har man börjat undersöka andra halvledarmaterial som kan ha bättre egenskaper än kisel för en generation av nya transistorer. *Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors* (GaN-HEMT) transistorer är en av de nya transistorer som har kommit ut till marknaden på de senaste åren. Syftet med dessa transistorer är att förbättra storlek, pris och verkningsgraden hos switchade omvandlare. I detta arbete kommer befintliga MOSFET kiseltransistorer ersättas med de nyare GaN-HEMT transistorer i utgången på en klass-D förstärkare. Som följd kommer arbetet undersöka hur övrig elektronik bör anpassas för att implementera GaN transistorerna i förstärkarkretsen. Slutligen kommer transistorernas verkningsgrad och potential till ljudmässiga förbättringar undersökas.

Arbetet har tagit fram nödvändiga kretsanpassningar som krävs för att implementera GaN transistorer i förstärkarkretsen. Resultat från mätningar visar att en högre verkningsgrad samt lägre tomgångseffektsförbrukning kan åstadkommas med GaN transistorer jämfört med MOSFET kiseltransistorer. På grund av GaN transistorernas fördelaktigare verkningsgrad går det att köra dessa transistorer på högre omkopplingshastigheter utan att kompromissa med förstärkarens nuvarande verkningsgrad. Som följd av högre omkopplingshastigheter är det möjligt att konstruera ett mindre utgångsfilter som leder till en mer kompakt design. Ett mindre filter kan också leda till en bättre ljudkvalitet hos förstärkaren. Detta behövs dock undersökas ytterligare då tidsramen för detta arbete inte tillät designen av ett nytt filter.

Abstract

Research and development of MOSFET silicon transistors has been going on for almost 60 years. Scientists are starting to approach the theoretical limits that silicon can deliver. Due to this, researchers have started to investigate other semiconductor materials that may have better properties than silicon for a generation of new transistors. Gallium nitride High Electron Mobility Transistors (GaN-HEMT) are one of the new transistors that have entered the market in recent years. The purpose of these transistors is to improve the size, price and efficiency of switched converters. In this project MOSFET silicon transistors will be replaced with GaN-HEMT transistors at the output of a class-D amplifier. The project examines how other electronics should be adjusted to implement the GaN transistors in the amplifier circuit. In addition, the transistor efficiency and potential for sound improvements have been investigated.

This work has made necessary circuit adjustments that are required to implement GaN transistors in the amplifier circuit. Results from measurements show that a higher efficiency and lower idle power consumption can be achieved with GaN transistors compared to MOSFET silicon transistors. Due to the more advantageous efficiency of the GaN transistors, these transistors can be operated at higher switching frequencies without compromising the current efficiency of the amplifier. As a result of higher switching frequencies, it is possible to design smaller output filter that will lead to a more compact design. A smaller filter can also lead to a better sound quality of the amplifier. However, further investigation in this area is needed to determine that this is the case.

Förord

Detta arbete har utförts i samarbete med Lab.gruppen i Kungsbacka. Arbetet har undersökt galliumnitrid transistorernas egenskaper i klass-D högeffektsförstärkare.

Vi vill tacka vår handledare Andreas Magnusson på Lab.gruppen för all hjälp och support som vi har fått under detta examensarbete. Vi vill också tacka Mats Nilsson och resten av gänget på Lab.gruppen som har också varit till stor hjälp med många av projektets praktiska delar.

Sist men inte minst vill vi tacka Torbjörn Thiringer som har varit vår handledare och examinator under projektet. Han har hjälpt oss med rapportskrivning och har gett oss vägledning under arbetets gång.

Innehåll

1	Inledning	2
1.1	Bakgrund	2
1.2	Syfte	2
1.3	Avgränsingar	2
1.4	Precisering av frågeställningen	3
2	Teoretisk bakgrund	4
2.1	Schmitt Trigger	4
2.2	Pulse width modulation (PWM)	6
2.3	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) . . .	6
2.4	Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (GaN-HEMT) . .	7
2.5	Levelshifter	7
2.6	Gate driver (Styrkrets)	7
2.7	Switchande fasen (halvbryggan)	8
2.8	Bootstrap	9
2.9	Dödtidsgenerator	9
2.10	Lågpasfilter	10
2.11	Klass D förstärkare	10
3	Metod	12
3.1	Kretssimulering	12
3.2	Kretskonstruering	14
3.3	Kretsmontering	17
3.4	Mätning av verkningsgrad	18
3.5	Mätning av stig -och falltid	20
4	Resultat	21
4.1	Tomgångseffekt	21
4.2	Verkningsgrad	22
4.3	Stig och falltid	25
5	Diskussion	27
5.1	Verkningsgradsmätningar	27
5.2	Stig och falltid	27
5.3	Ljudkvalitet	28
5.4	Pris och storlekmässiga fördelar	28

5.5 Hållbarhet	29
6 Slutsats	30
Referenser	31

1

Inledning

1.1 Bakgrund

Klass-D förstärkare är kända för sin höga verkningsgrad och används mycket i olika förstärkarkonstruktioner. En central komponent i klass-D förstärkaren är transistoren. Det är vanligt att se *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) i klass-D konstruktioner. På senare tid har en ny sorts transistor introducerats på marknaden, nämligen *Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor* (GaN-HEMT). GaN-HEMT transistorer är kända för sin förmåga att leverera effekter med låga förluster, men även för möjligheten till höga omkopplingshastigheter. Detta projekt har utförts i samarbete med Lab.gruppen och går ut på att byta ut MOSFET transistorer med GaN-HEMT transistorer i en redan fungerande klass-D förstärkarkrets. Lab.gruppen tar fram högeffektsförstärkare för professionella syften och har sitt huvudkontor i Kungsbacka.

1.2 Syfte

Syftet med detta projekt är att undersöka egenskaper hos GaN-HEMT transistorer som placeras på utgången på en klass-D förstärkarkrets. Arbetet kommer undersöka hur övrig elektronik bör anpassas till GaN-HEMT transistorerna såsom gatespänning och gateström. Utöver detta ska för- och nackdelar med GaN-HEMT transistorer jämfört med MOSFET-kiseltransistorer undersökas. Några områden som ska undersökas är GaN-HEMT transistorernas verkningsgrad, tomgångseffekt, stig och falltid, potential till ljudkvalitetsfördelar samt om det går att uppnå pris- och storleksmässiga fördelar med GaN-HEMT transistorer jämfört med MOSFET-kiseltransistorer.

1.3 Avgränsingar

Projektet går ut på att implementera GaN-HEMT transistorer i en redan fungerande förstärkarkrets och därefter dimensionera väsentliga komponenter. Under arbetets gång användes en befintlig konstruktion och framtagning av det nya mönsterkortet skedde endast då det var absolut nödvändigt. Detta arbete tog endast hänsyn till att undersöka egenskaper och trender av GaN-HEMT transistorer och avsåg inte att ta fram en fungerande produkt.

1.4 Precisering av frågeställningen

Utifrån syftet har följande frågeställningar formulerats:

- Hur bör övrig elektronik anpassas till de GaN transistorer, så som gatespänning och gateström?
- Är det möjligt att uppnå högre verkningsgrad med GaN-transistorer jämfört med MOSFET-kiseltransistorer?
- Hur skiljer sig tomgångseffekten mellan GaN transistorer och MOSFET kiseltransistorer?
- Vad är GaN transistorernas stig och falltid?
- Går det att uppnå några ljudmässiga fördelar med GaN transistorer?
- Går det att uppnå prismässiga eller storleksmässiga fördelar med GaN transistorer jämfört med MOSFET-kiseltransistorer?

2

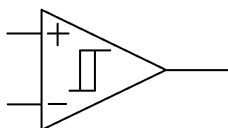
Teoretisk bakgrund

I detta kapitel presenteras några elektriska komponenter som en klass-D förstärkarkrets består av. Kapitlet börjar med beskriva hur enstaka komponenter fungerar och i slutet av kapitlet hittas beskrivningen av en förenklad klass-D förstärkare i sin helhet.

2.1 Schmitt Trigger

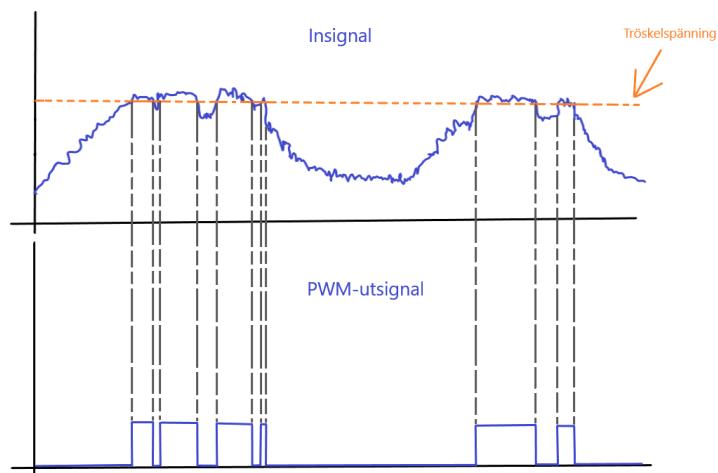
En schmitt trigger används i konstruktionen för att åstadkomma en PWM-signal. Funktionen är väldigt lik en vanlig komparator fast i schmitt triggern har man en återkopplad utgång. Schmitt triggern ger upphov till hysteres, vilket är viktigt för att åstadkomma en bra PWM-signal. Hysteres är ett koncept som använder två tröskelspänningar. En vanlig komparator jämför de två ingående signalerna med varandra, och ger ut en hög signal om den positiva ingången är högre än den negativa ingången och en låg signal om positiva ingången är lägre än den negativa ingången. Detta med hjälp av en tröskelspänning. Tröskelspänningen är beroende utav olika resistanser i kretsen kopplad till schmitt triggern. I vår schmitt trigger tillförs på ena ingången en sinusformad signal, och på andra ingången en triangelvåg. Med hjälp av sin återkopplade mekanism tillför schmitt triggern två olika tröskelspänningar, en övre och en undre tröskelspänning. Detta bidrar till en utsignal som går till hög nivå när insignalen går över den övre tröskelspänningen och till låg nivå när insignalen går under den lägre tröskelspänningen. På så sätt bildas en PWM-signal, som varierar mellan ett högt värde och ett lågt värde. Användningen av schmitt triggern bidrar i slutändan till en stabilare PWM-signal. Ett exempel på en schmitt trigger visas i figur 2.1.

En illustration av hur en PWM-signal bildas i en vanlig komparator och i en schmitt trigger kan synas i figur 2.2 respektive figur 2.3.



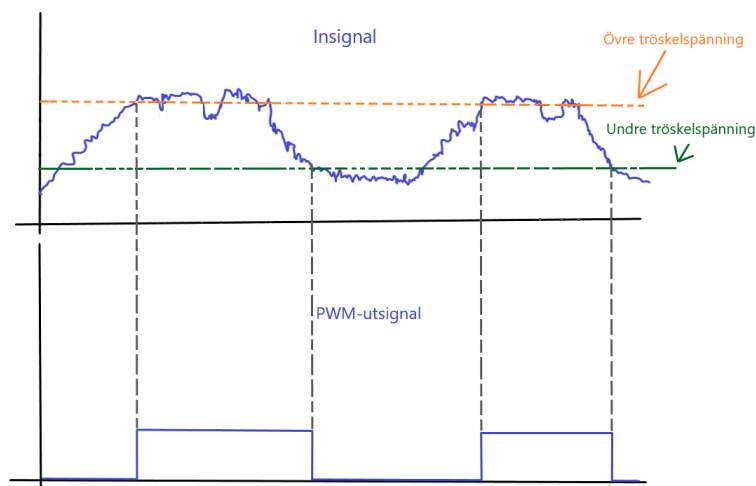
Figur 2.1: Exempel på schmitt trigger

I en vanlig komparator, med en tröskelspänning, kan en brusig insignal ge en instabil PWM-utsignal. Exemplet illustreras i figuren nedan:



Figur 2.2: Illustration av en vanlig komparators funktion vid brusig insignal

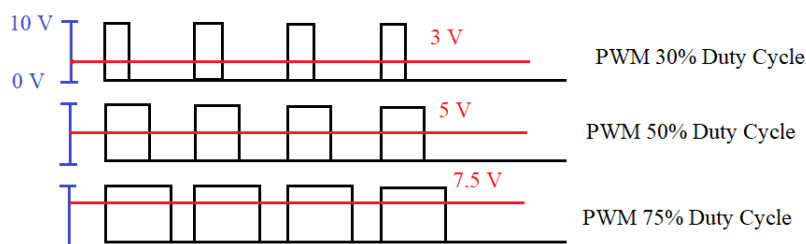
Instabiliteten kan därför förbättras med att tillämpa en schmitt trigger istället för en vanlig komparator. Istället för den ostabila signalen i föregående exempel kan en mycket stabilare PWM-utsignal observeras. Exemplet illustreras i figuren nedan:



Figur 2.3: Illustration av schmitt triggerns funktion vid brusig insignal

2.2 Pulse width modulation (PWM)

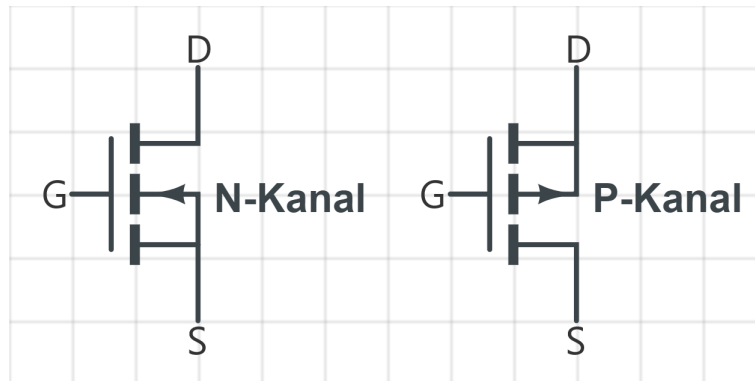
Pulse width modulation eller PWM är en metod som används för att skapa spänningsmatning till elektriska komponenter genom att snabbt slå på och av spänningen [2]. En PWM signal liknar en fyrkantig våg, där den låga delen representerar avstängt tillstånd och den höga delen representerar på-tillståndet, se figur 2.4. Genom att justera signalens pulsbredd, kan medelspänningen ökas eller sänkas.



Figur 2.4: Exempel på en PWM signal med olika medelspänningar

2.3 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)

MOSFET transistorn är en central komponent i klass-D förstärkarkonstruktioner och har som huvuduppgift att växla mellan på och av läge, vilket även är kallat för att omkoppla. De två MOSFET transistorerna som finns placerade på utgången av förstärkarkretsen förstärker den inkommande PWM-signalen. MOSFET transistorn är en spänningsstyrd transistor, vilket innebär att den är spänningsberoende och ledande när spänningen når en viss nivå. För att dra en parallell så är exempelvis en bipolär transistor (BJT) strömstyrd till skillnad från MOSFET. För att slå på transistorn krävs rätt spänning. Denna spänning skall ha ett värde över den så kallade tröskelspänningen för att transistor ska leda. Detta ger upphov till en ström som flyter genom drain till source. På grund av transistorens möjlighet till att slå av och på väldigt fort kan man åstadkomma en låg effektförlust. MOSFETar används mycket i kraftelektroniken, på grund utav dess höga arbetsfrekvens men även låga effektförluster. Det flyter ingen gateström genom MOSFET transistorn, förutom under övergången från att transistorn är på till att den är av [3]. I figuren nedan visas två olika varianter av MOSFET transistorer, N-kanal och P-kanal MOSFET transistorer. Terminalerna Gate, Source och Drain är betecknade med G, S samt D. I en N-kanal MOSFET går strömmen från drain till source medans i en P-kanal MOSFET är det motsatsen. N-kanal MOSFETar är oftast mindre i storlek och har en lägre ledningsresistans än P-kanal MOSFETarna.



Figur 2.5: N-kanal och P-kanal MOSFET

2.4 Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (GaN-HEMT)

GaN-HEMT transistorn är en annan typ av transistor byggd på galliumnitrid istället för kisel som i vanliga MOSFET transistorer. GaN-transistorer klarar av att operera i en hög värmeutveckling men dessutom med väldigt höga frekvenser och effekter. Vanliga kiseltransistorer kommer inte upp i likadana resultat[4]. GaN-transistorer är mindre i storlek än kiseltransistorerna men med samma, om inte bättre prestanda. GaN transistorn är en transistor liksom MOSFET transistorn men har sina fördelar. Fördelen med GaN-HEMT transistorer är att de har hög förstärkning, högre omkopplingshastigheter och mindre storlek. Dessa egenskaper gör GaN-HEMT transistorer attraktiva för olika förstärkarkretsar men även till ett av framtidens stora utvecklingsområden [5].

2.5 Levelshifter

I digitala system finns det ofta flera delar i systemet som arbetar på olika spänningsnivåer. När detta är fallet så är det viktigt att implementera en krets som kan omvandla spänningen från en nivå till en annan. Level shifter kretsar gör detta möjligt. Dessa kretsar är väldigt viktiga för att kunna använda integrerade kretsar som arbetar på olika spänningsnivåer i samma system. I klass-D förstärkare är level shifter en viktig komponent och används för att tillföra rätt spänning till olika delar av förstärkaren.

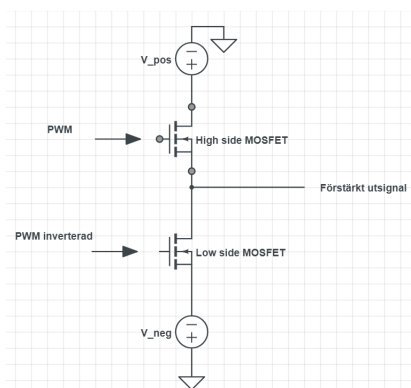
2.6 Gate driver (Styrkrets)

En gate driver är en typ av förstärkarkrets som tar emot en låg spänningssignal och omvandlar den till hög strömsignal som krävs för att driva gaten på transistorn. Denna ström laddar upp transistorns inbyggda gate kapacitans som måste laddas upp för att transistorn ska kunna leda. En förenklad uppbyggnad av en gate driver består av en level shifter kombinerad med en förstärkare.

Det finns både isolerade och oisolerade gate driver kretsar. En oisolerad gate driver kräver en direkt kontakt till jord och används ofta i kretsar som arbetar med låga spänningar. I dessa fall kan en oisolerad gate driver ge en simpel och billig design. Vid kretsar som arbetar med högre spänningar används oftast en isolerad gate driver. Vid omkoppling av höga spänningar och strömmar är isolation viktigt för att undvika skador på kretsen. Isolationen säkerställer också att transistorerna inte sätts på eller stängs av vid fel tid. En isolerad gate driver är användbar när två transistorer är kopplade i en halvbrugga. Genom att ansluta gate driver till transistorens gate och source pinnar kan gate-sourcespänningen kontrolleras oberoende av spänningen som är på transistorens source terminal. I detta arbete används en isolerad gate driver.

2.7 Switchande fasen (halvbryggan)

Halvbryggan eller switchande fasen av förstärkaren består av två transistorer, i detta projekt är dessa MOSFET och GaN transistorer. Halvbryggan är ansvarig för förstärkning av PWM signalen. Ena transistoren i halvbruggan är kopplad till positiva matningsspänningen och brukar kallas för high-side transistor medans den andra är kopplad till antingen jord eller så som i detta projekt till negativ spänning och den brukar kallas för low-side transistor. När PWM-signalen är hög, leder high-side transistoren vilken kopplar utgången till matningsspänningen. Low-side transistoren leder då PWM-signalen är låg och då kopplas utgången till den negativa spänningen. Denna process ger upphov till en förstärkt PWM-signal. För att båda transistorer inte ska vara på samtidigt måste PWM signalen till low-side transistoren inverteras, ett exempel på hur kretsen kan se ut går att se i figur 2.6.



Figur 2.6: Halvbrygga

2.8 Bootstrap

En Bootstrap krets används framförallt i konstruktioner där en N-kanal MOSFET transistor används som high-side transistor. Detta för att öka spänningen till en tillräcklig nivå. För att slå på transistorn krävs en känd spänning V_{GS} som skall vara större än tröskelspänningen V_T , där

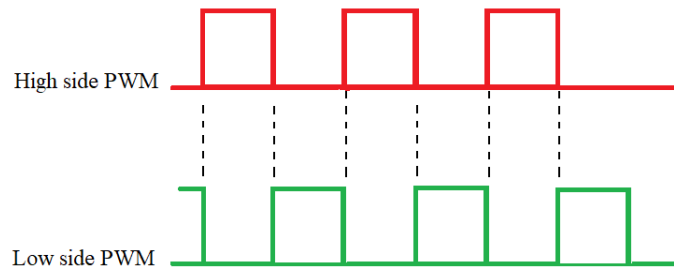
$$V_{GS} = V_G - V_S > V_T \quad (2.1)$$

$$V_G > V_T + V_S \quad (2.2)$$

Detta innebär att gatespänningen skall vara större än tröskel- och sourcespänningen tillsammans. Denna spänning som krävs är ofta högre än själva drain spänningen. För att åstadkomma en sådan hög spänning för att slå på transistorn krävs antingen en ny spänningskälla eller i detta fall en bootstrap krets [6].

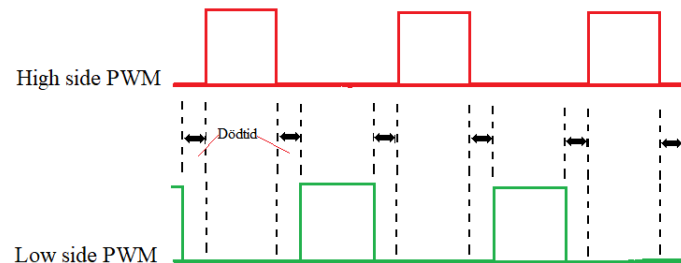
2.9 Dödtidsgenerator

Ett problem som uppstår när man kopplar två transistorer i en halvbrygga är att båda transistorer kan leda samtidigt och orsaka kortslutning. Genom att invertera PWM-signalen som går till low-side transistorn ser man till att transistorerna inte leder samtidigt. Att bara invertera PWM-signalen räcker dock inte, utan transistorerna kommer fortfarande att leda samtidigt i en kort stund vid omslaget och orsaka kortslutning. Detta sker när ena transistorn övergår från på-läge till av-läge och andra gör motsatsen. Denna övergång kan ses i figur 2.7 nedanför.



Figur 2.7: PWM till high-side och low-side transistorer som orsakar kortslutning i halvbruggan

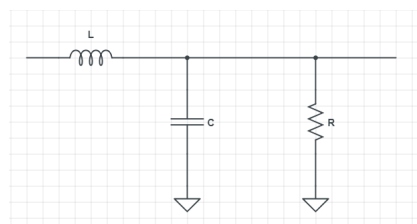
För att undvika kortslutning i halvbyggen, måste en dödtid mellan två PWM-sigaler införas. För att göra detta används en dödtidsgenerator. I figur 2.8 visas PWM-sigalen till transistorerna som innehåller en dödtid. Dödtiden i detta fallet ser till att ena transistoren är helt avslagen innan den andra transistoren börjar leda.



Figur 2.8: PWM till high side och low side transistorer med en inkluderad dödtid

2.10 Lågpasfilter

Ett lågpasfilter är en elektrisk komponent som används för att filtrera bort höga frekvenser i en signal. Filtret släpper igenom frekvenser som är lägre än dess brytfrekvens och filtrerar bort frekvenserna som är högre än brytfrekvensen. Lågpasfilter kan vara uppbyggt på olika sätt men de är oftast uppbyggda av en kombination av resistorer, kondensatorer och induktorer, se figur 2.9. Genom att justera resistansen, kapacitansen och induktansen kan brytfrekvensen ändras. Klass-D förstärkaren i detta projekt använder ett LC-lågpasfilter, vilket innebär att filtret är uppbyggt av induktorer och kondensatorer.

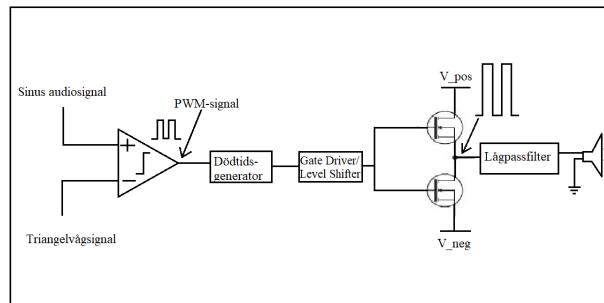


Figur 2.9: Exempel på RLC-lågpasfilter

2.11 Klass D förstärkare

En klass-D förstärkare tar emot en sinusformad ljudsignal och jämför den med en triangelvågssignal med hjälp av schmitt trigger. Som resultat av denna jämförelsen, tas fram en PWM signal på utgången av schmitt trigger. Med hjälp av en dödtidsgenerator introduceras en fördröjning mellan high-side och low-side PWM signaler, samtidigt som low-side signalen inverteras. Detta för att säkerställa att båda transistorer i halvbyggen inte leder samtidigt och orsakar en kortslutning. Efter att fördröjningen

introduceras går signalen genom en level shifter och en gate driver som säkerställer att transistorerna i halvbyggen får rätt gate-sourcespänning som behövs för att transistorerna ska fungera korrekt. Halvbryggen förstärker PWM-signalen, som senare går till högtalaren. Högtalaren behöver dock en sinusinspänning för att arbeta på rätt sätt, därför finns det ett lågpasfilter mellan halvbyggens utgång och högtalaren. Lågpasfiltret filtrerar bort signalens högre frekvenser och säkerställer att högtalaren får en sinusinsignal. Nedanför går det att se en blockdiagram för klass-D förstärkarens uppbyggnad.



Figur 2.10: Block diagram av en D-klassförstärkare

Förstärkarkretsen som används i detta projekt har fyra kanaler och har en maximal uteffekt på 1,5 kW per kanal. I nuvarande förstärkarkonstruktion används *IRFB4227PBF* MOSFET kiseltransistorer i halvbyggen. Omkopplingshastigheten i halvbyggen ligger på ungefär 300 kHz.

3

Metod

3.1 Kretssimulering

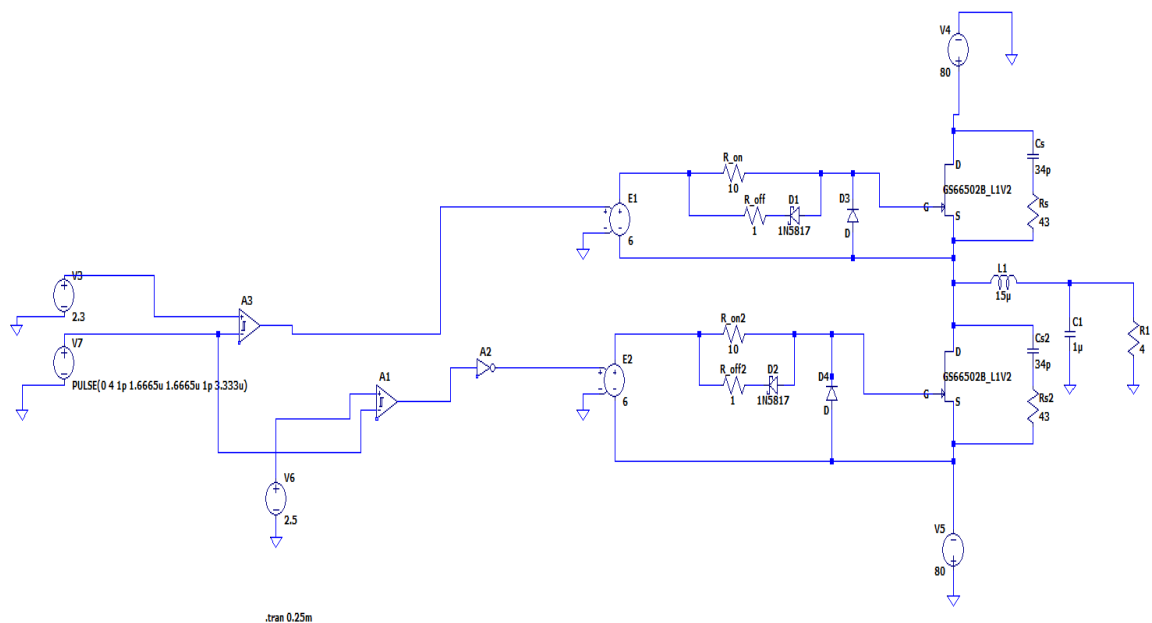
För kunna ersätta MOSFET-kiseltransistorerna med GaN-HEMT transistorer i förstärkarens halvbygga krävs det en del kretsanpassningar. Detta på grund av att MOSFET och GaN-transistorer kräver olika gate-sourcespänningar för kunna arbeta på rätt sätt. För att MOSFETarna ska arbeta optimalt kräver de en gate-sourcespänning på 0-15 V medans GaN transistorer kräver en gate-source spänning på 0-6 V. På grund av detta krävs det att anpassningar till kretsen utförs för att förstärkaren ska fungera på ett bra sätt.

För att åstadkomma en spänning på mellan 0-6 V på GaN transistorns gate måste nuvarande styrkrets bytas ut. På marknaden finns många färdigbyggda styrkretsar och en sådan kommer att användas i detta projekt. På Gan Systems hemsida rekommenderas SiLab Si827x serien för drivning av en GaN HEMT-halvbrygga [7], i slutändan valdes styrkretsen Si8274 då den tar emot en PWM-signal och har en justerbar dödtid. För att avgöra om denna styrkrets är rätt för detta projekt konstrueras kretsen i LTspice och simuleringar utförs. Eftersom detta arbete inte ska designa en fullständigt klass-D förstärkare, skapas en enklare krets som fokuserar på gatedrivning av GaN transistorerna.

I figur 3.1 presenteras simuleringskretsens uppbyggnad i LTspice. Som input skapades en PWM-signal genom att jämföra en likspänningssignal med en triangelvågssignal med en schmitt trigger. En dödtid mellan high-side och low-side PWM-signalerna införs med hjälp av en extra likspänningskälla och en extra schmitt trigger. Båda schmitt triggerna har samma triangelvågssignal men olika likspänningsinsignaler. Genom att variera amplituden på likspänningssignalerna kan längden på dödtiden varieras.

En LTspice modell för Si8274 var inte tillgänglig för detta arbete, istället används två spänningsstyrda spänningskällor som tar emot 0-1 V från schmitttriggern och ger ut 0-6 V till GaN transistorns gate. Plussidan på den spänningsstyrda spänningskällan är kopplad till transistorns gate. Eftersom spänningen på transistorernas source varierar, är det viktigt att source kopplas till minussidan på spänningskällan. Genom att koppla kretsen på detta sätt säkerställs att gate-source spänningen är antingen 0 eller 6 V.

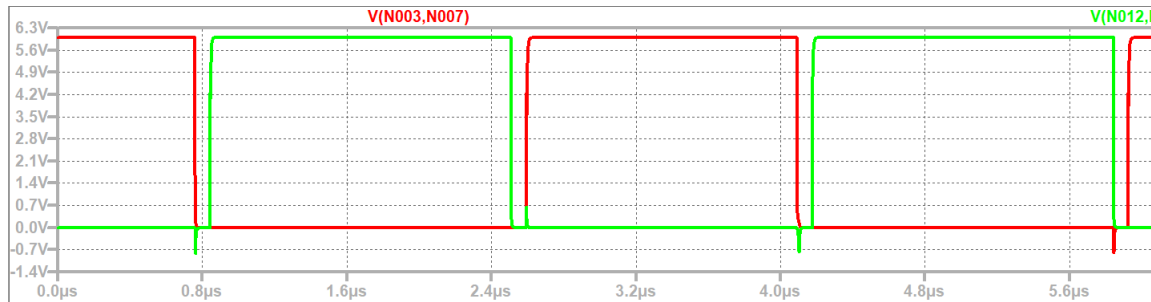
Två resistorer $R_{G(on)}$ och $R_{G(off)}$ är placerade mellan gaten på GaN-transistorn och spänningstyrda spänningskälla. Syftet med $R_{G(on)}$ är att dämpa den inkommande strömmen till gaten samt att minska spänningsspikarna som uppstår på utgången. En för stor $R_{G(on)}$ kommer att sänka omkopplinghastigheten, dvs tiden det tar för att genomföra ett omslag på transistorerna vilket resulterar i ökade förluster. Dock en liten $R_{G(on)}$ ökar omkopplinghastigheten och med det riskerna att transistoren upplever stora spänningsspikar och ökade oscillationer som kan skada eller till och med förstöra transistoren. $R_{G(off)}$ används som en "pull-down" resistor i detta fall. Den ser till att dra ner gate spänningen till 0 V efter att transistoren slutar leda. Rekommendation från Gan Systems är att $R_{G(on)}/R_{G(off)}$ förhållandet ska ligga mellan 5 och 10 [7]. I den simulerade kretsen är värdet på $R_{G(on)}$ lika med $10\ \Omega$ och värdet på $R_{G(off)}$ är $1\ \Omega$. En klamp-diod kopplas mellan gate och source för att minska gate-sourcespänningsspikar. Även en RC snubber krets kopplas parallellt med varje transistor för att skydda transistorerna mot transisenta spänningar och dämpa oscillationer som orsakas av den inbyggda induktansen i transistoren när strömmen plötsligt stängs av.



Figur 3.1: LTspice krets för simulering av gate driver och halvbryggen

Resultat från simuleringen visar att en dödtid mellan high- och low-side PWM-signalerna har blivit framgångsrikt implementerad, samt att önskad gate-sourcespänning åstadkommits. I simulationen kan en negativ spänningsspik på gate-sourcespänningen observeras. Denna spänningsspik som ursprungligen låg strax under -3 V har sänkts till strax under -1 V genom att introducera en klamp-diod mellan gate och source. Denna spänningsspik sker då transistorerna slutar leda. Orsaken är den inbyggda

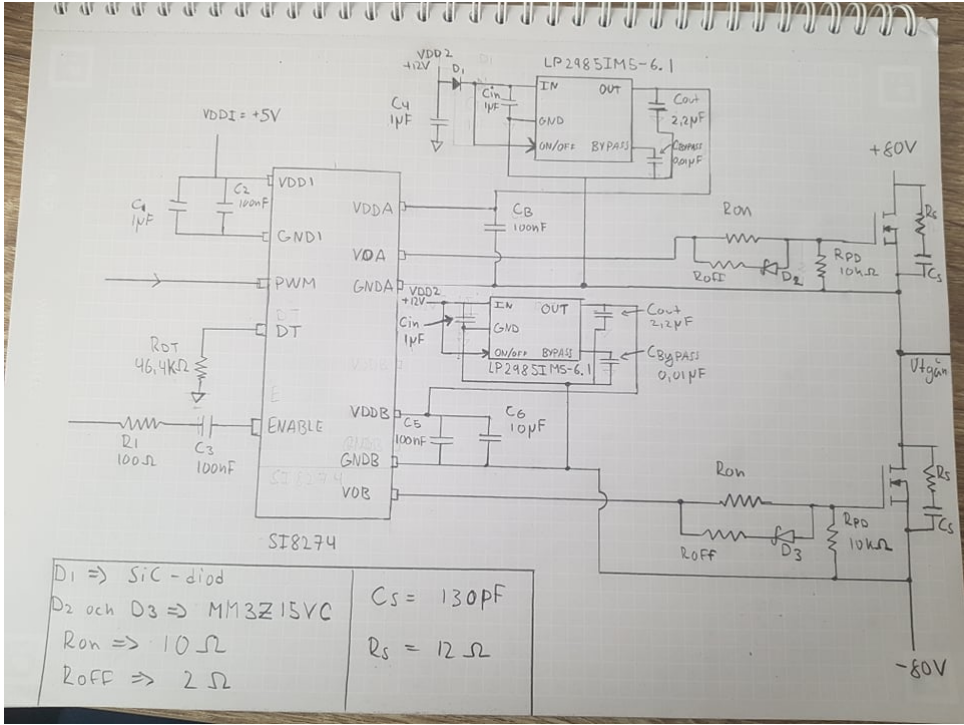
induktansen i GaN-transistorernas modell. Figur 3.2 visar grafen för både high- och low-side transistorernas gate-sourcespänning.



Figur 3.2: Gate-sourcespänning på high-side GaN som visas av röd kurva och low-side GaN som visas av blå kurva

3.2 Kretskonstruering

De valda GaN-HEMT transistorerna som kommer användas i förstärkaren är av modell GS66508T. Kretskonstruktionen påbörjas genom att först ta fram ett kretsschema på papper och därefter skapa en PCB design med hjälp från Lab.gruppen. Den konstruerade kretsen kommer endast ta hänsyn till kopplingen mellan den nya gate drivaren och GaN-HEMT transistorerna. Alla andra delar såsom komparator, level shifter och låpassfilter behövs från tidigare konstruktion. I gate drivarens datablad hittades hur kretsen ska kopplas ihop med halvbyggen [8]. Med hjälp av denna information och med informationen angående gate drivarens design från Gan Systems hemsida [7] designades ett kretsschema som kan hittas i figur 3.3.



Figur 3.3: Kretsschemat för gatedrivningen och halvbruggan

De flesta kringliggande komponenter i schemat kan hittas i gate drivarens datablad [8], men värden för vissa komponenter måste beräknas. Dessa komponenter är boot-strap kondensator (C_B), snubber resistansen (R_s) och snubber kondensator (C_s). Rekommenderade värden för R_{on} och R_{off} resistorerna kan hittas på Gan Systems hemsida [7]. I kretsen finns två linjära spänningsregulatorer. En high-side regulator är ansvarig för att leverera konstant 6 V matningsspänning till VDDA pinnen på styrkretsen, den används även för att ladda upp boot-strap kondensatorn. Low-side regulatorn leverar matningsspänningen till VDDB pinnen på styrkretsen. En orsak till att spänningsregulatorer används i denna krets är för att säkerställa att transistorernas gate-source spänning inte blir alldeles för hög vilket kan leda till att transistorerna förstörs. GaN-HEMT transistorer har en maximal gate-sourcespänning på +7 V. Utan high-side spänningsregulatorn kan boot-strap kondensatorn (C_B) laddas upp till över 7 V och på så sätt leverera en för hög spänning till high-side transistorens gate. GaN-HEMT transistorer kan arbeta med höga omskopplinghastigheter, därför måste dioden D1 (boot-strap dioden) också kunna arbeta väldigt snabbt. I detta fall används en snabb kiselkarbid diod. Pinnen DT på styrkretsen används för att styra dödtiden på halvbryggen. Detta görs med hjälp av ett motstånd R_{DT} . Motståndet som anger önskad dödtid kan tas fram med hjälp av ekvationen som hittas i gate drivarens datablad [8].

$$DT = 2,02 \cdot R_{DT} + 7,77 \quad (3.1)$$

Beräkningen av C_B börjar med att först ta fram den totala laddningen Q_{CB} som C_B måste leverera vid PWM-signalens maximala duty cycle. Q_{CB} bestäms enligt

$$Q_{CB} = Q_G + (D \cdot t_{cuc} \cdot I_B) = 5,8nC + (0,9 \cdot 3,33\mu s \cdot 4mA) = 18nC \quad (3.2)$$

Här är:

Q_G = Total gate laddning, hittas i transistorns datablad [9]

D = PWM-signalens duty cycle

t_{cyc} = Längden av PWM-signalens period

I_B = Biasströmmen

Efter att den totala laddning har erhållits kan den nedre gränsen för C_B beräknas.

$$C_B \geq \frac{Q_{CB}}{\Delta V_{CB}} = \frac{18 \text{ nC}}{0,05 \cdot 12V} = 30 \text{ nF} \quad (3.3)$$

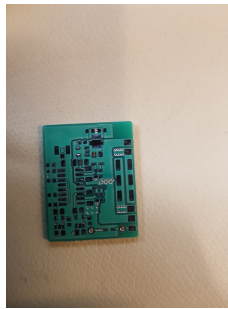
Här är ΔV_{CB} den maximala tillåtna rippelspänningen som i detta fall är 5 % av VDD (12V).

I slutändan valdes en 100 nF boot-strap kondensator utifrån Lab.gruppens rekommendationer. Två snubberkretsar som består av en kondensator (C_s) och en resistor (R_s) är parallellkopplad över varsin transistor i halvbyggen. Kondensator C_s ska vara ungefär två gånger så stor som transistorns ut-kapacitans (C_{OSS}). Enligt transistorns datablad är C_{OSS} lika med 65 pF, vilket resulterar i att värdet på C_s blir 130 pF. Resistansen i snubberkretsen kan bestämmas enligt

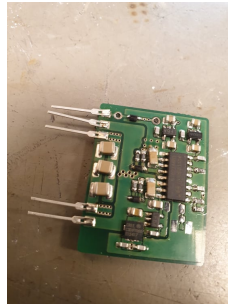
$$R_s \leq \frac{1}{2,3 \cdot C_s \cdot f} \quad (3.4)$$

I detta fall står f för frekvensen som ringningarna som drain-source har. Ett testvärde på 12 Ω valdes för simuleringen, men i den slutliga kretsen användes snubberkretsarna som redan finns på förstärkarkortet. Snubberkapacitansen på dessa kort är 100pF och resistansen är 15 Ω.

Efter att kretsschemat har ritats upp och värden på nödvändiga komponenter har beräknats kan PCB designen tas fram. I figur 3.4 presenteras PCB designen. PCB-schemat är inte helt identiskt med det uppritade kretsschemat, utan innehåller en del ändringar. Dessa ändringar implementerades för att underlätta designen av PCBn. Den största förändringen är införandet av en diod och en extra linjär spänningsregulator på input sidan av gate drivaren. Med hjälp av dioden kan PWM signalen användas för matning till linjära regulatorer som är placerade på input och output-sidan av drivaren. Den linjära regulatorn på input-sida använder PWM vågen som inspanning och levererar kontinuerligt 5 V på Enable och VDDI pinnarna på gate drivaren. Genom att koppla om kretsen på detta sätt behövs inte extra matningsanslutningar.



Figur 3.5



Figur 3.6

Figur 3.7: Kretskortet före (figur 3.5) och efter montering av komponenter (figur 3.6). Observera att GaN-HEMT transistorerna är placerade på baksidan av kortet.

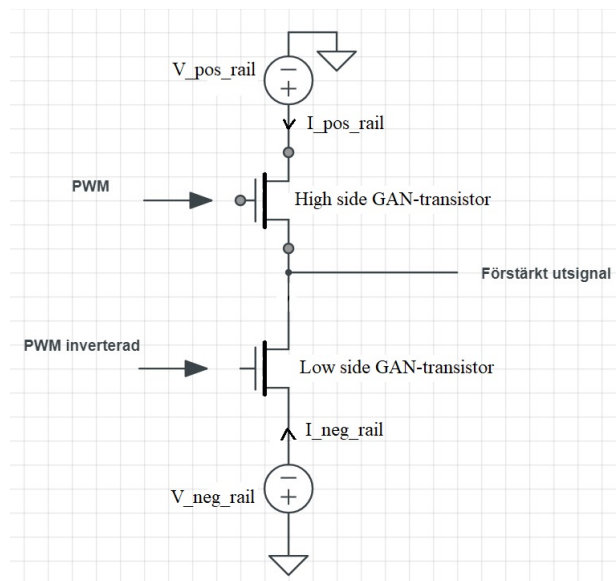


Figur 3.8: Bild på förstärkaren när båda kretskort var fastlödda

3.4 Mätning av verkningsgrad

För att avgöra switchinghalvbryggans verkningsgrad mättes ineffekten (P_{in}) till halvbyggen och uteffekten (P_{ut}) till lasten, därefter kunde verkningsgraden be-

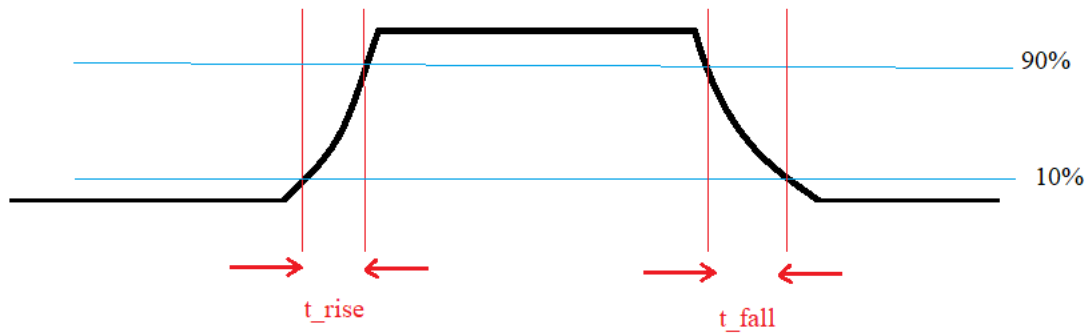
räknas med hjälp av följande formel: $\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}}$. Ineffekten i detta fall är summan av den effekt som den positiva och den negativa railen försörjer halvbyggen med, se figur 3.9. Verkningsgraden mättes vid flera railspänningar och lastspänningar. Lastspänningarna är beroende av sinusinsignalen till förstärkaren, i detta fall användes 1 kHz sinus insignal och amplituden justerades så att lastspänningen hamnade på 5, 6, 7 och 8 V. När både +/- rail och lastspänningen var inställda mättes strömmen och in/uteffekt beräknades med formeln $P = U \cdot I$. Railströmmar lästes av från spänningsaggregaten som användes för att generera inspänningarna och lastströmmen mättes med hjälp av en Rogowski coil. Lastimpedansen var 4Ω under alla mätningar.



Figur 3.9: Switchinghalvbrygga

3.5 Mätning av stig -och falltid

Mätningen av GaN transistorernas stig och falltid utfördes med hjälp av Tektronix TDS 1012b oscilloskopets inbyggda funktion. Figur 3.10 visar stig och falltid under en period.



Figur 3.10: Transistorns stig och falltid

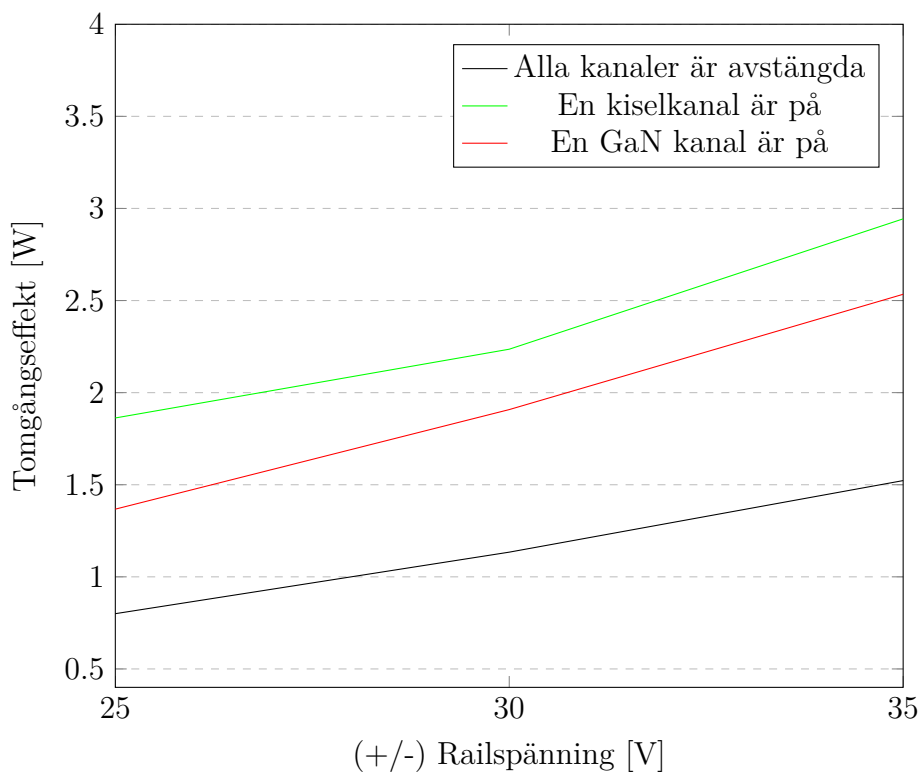
Under dessa mätningar har sinusinsignalen till förstärkaren justerats så att lastspänningen ligger på 5 V. Precis som i mätningar av verkningsgraden ligger lastimpedansen på $4\ \Omega$. Railspänningen har varierats mellan ± 25 och ± 64 V och dödtiden har varit inställd på 100, 50 och 30 ns.

4

Resultat

4.1 Tomgångseffekt

I figur 4.1 presenteras resultat för förstärkarens tomgångseffekt, alltså den effekt som förstärkaren drar när den är på men inte har någon last. I figuren visas effekt som förstärkaren drar i tre olika fall. Fall ett, är när alla kanaler är avstängda, fall två, är när endast en MOSFET kiselkanal är på och fall tre, då endast en GaN-kanal är på. Tomgångseffekt har mätts vid 25, 30 och 35 V railspänning.



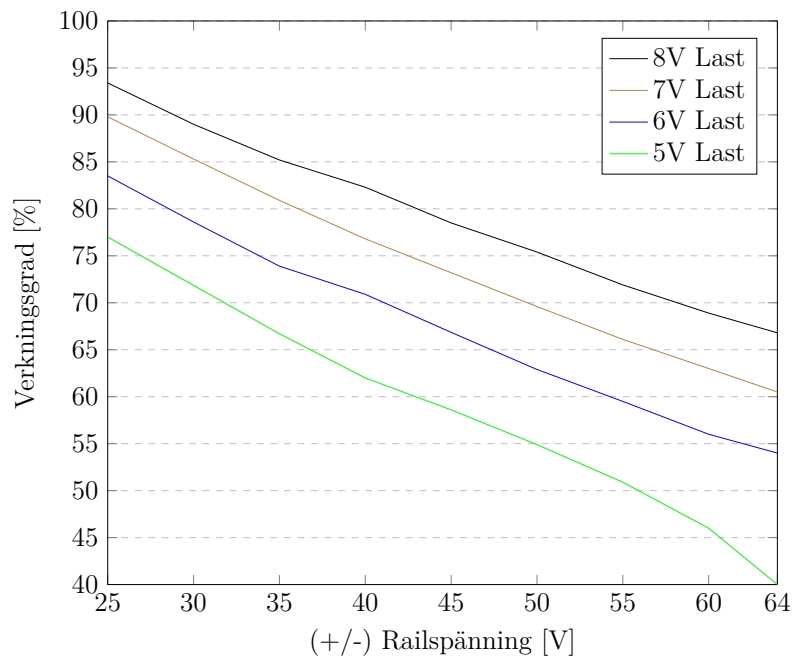
Figur 4.1: Tomgångseffekt som förstärkare drar när alla kanaler är avstängda, när en kiselkanal är på och när en GaN-kanal är på.

Från figuren ovanför går det att urskilja att GaN transistorer är mer effektiva än MOSFET kisel transistorer när förstärkaren körs i tomgång. GaN transistorer drar 27 %, 19%, respektive 14 % mindre effekt vid 25, 30 respektive 35 V railspänning. Här är det sannolikt att snubberkretsen över transistorerna står för en del av effektförluster. Då GaN transistorerna har en lägre utgångskapacitans jämfört med

MOSFET kiseltransistorerna borde snubberkretsen kunna göras mindre och på så sätt minska på snubberförlusterna.

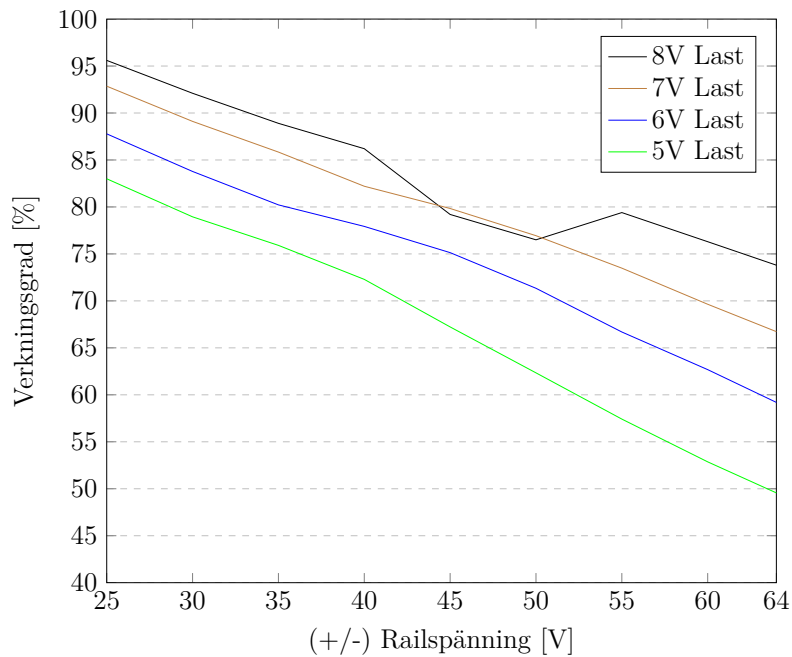
4.2 Verkningsgrad

Nedanför presenteras grafer över GaN-HEMT transistorernas verkningsgrad i klass-D förstärkarkretsen. I figur 4.2 hittas verkningsgraden för switchinghalvbryggan som består av MOSFET-kiseltransistorer som nuvarande används i Lab.gruppens förstärkarkrets. Här är det endast en av fyra kanaler som körs.



Figur 4.2: En MOSFET kanal med 25ns dödtid aktiverad

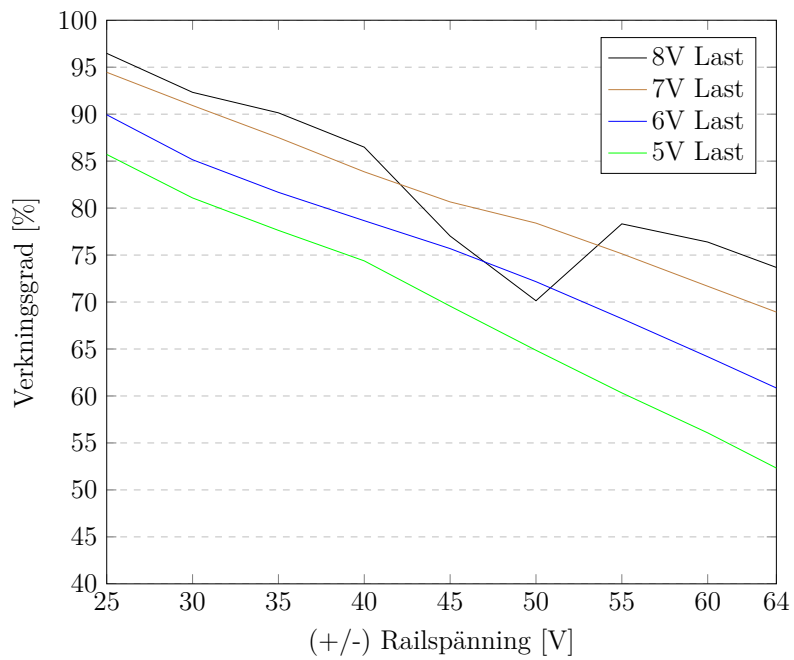
I figur 4.3 presenteras verkningsgraden för switchinghalvbryggan som består av GaN-HEMT transistorer och har en inbyggd dödtid på 100 ns.



Figur 4.3: En GaN kanal med 100ns dödtid aktiverad

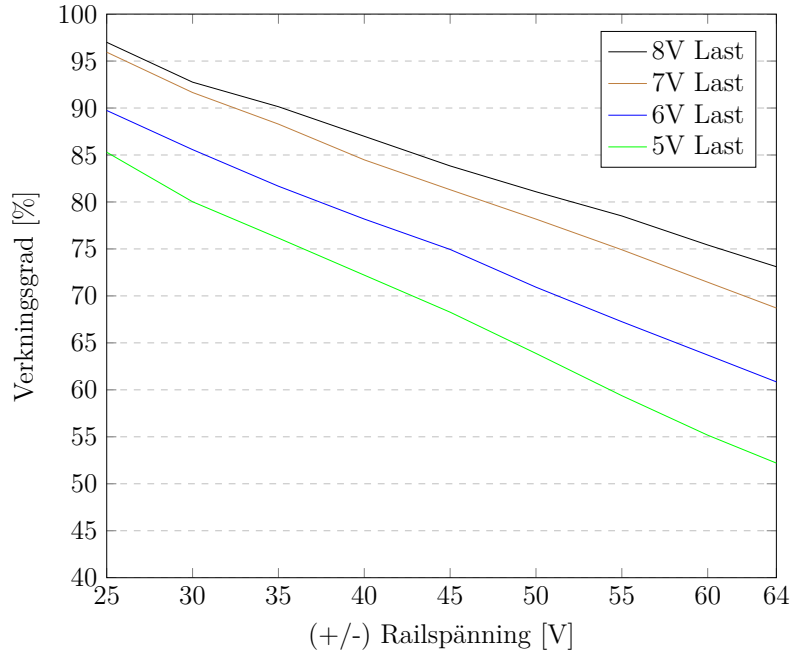
Här är det är värt att uppmärksamma verkningsgraden vid 8 V lastspänning och mellan 40 och 55 V railspännig. Vid dessa värden uppstår en störning i signalerna som leder till att värdena fluktuerar hastigt och blir svåra att avläsa. Denna störning anses vara orsaken till att verkningsgraden inte följer den linjära trenden som vid andra lastspänningar utan går kraftigt ner innan den går upp igen vid 55 V. Orsaken till störningen är fortfarande okänd, detta tas upp i diskussionsdelen av rapporten.

I figur 4.4 illustreras verkningsgraden för switchinghalvbryggan som består av GaN-HEMT transistorer och har en inbyggd dödtid på 75 ns. Precis som med 100 ns dödtid går det att se en avvikelse i verkningsgrad vid 8 V lastspänning mellan 40 och 55 V railspänning.



Figur 4.4: En GAN kanal med 75ns dödtid aktiverad

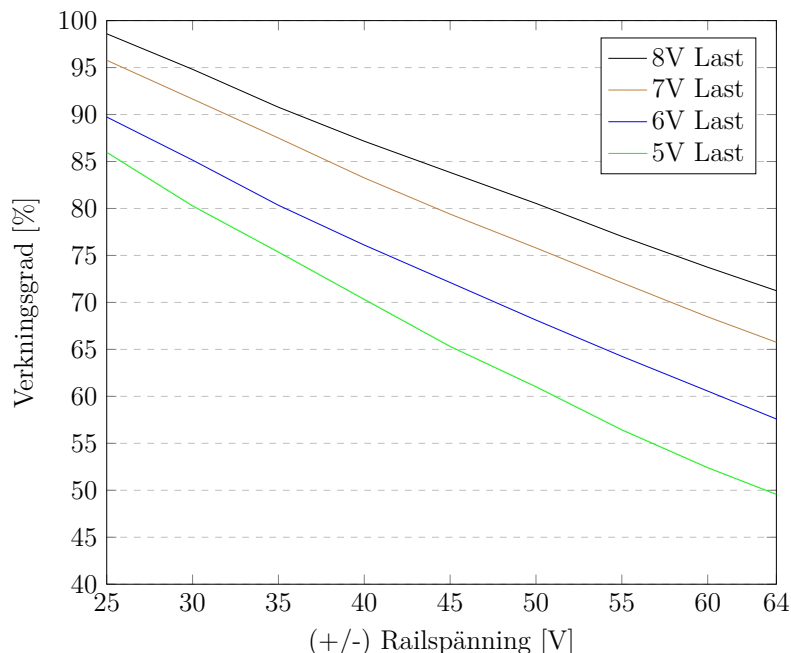
I figur 4.5 hittas verkningsgraden för switchinghalvbryggan som består av GaN-HEMT transistorer och har en inbyggd dödtid på 50 ns.



Figur 4.5: En GAN kanal med 50 ns dödtid aktiverad

Här går det att se en stabilare verkningsgrad vid 8 V, vilket inte var fallet i för 100 respektive 75 ns. Signalerna i detta fallet fluktuerar inte lika mycket och en finare kurva observeras.

I figur 4.6 hittas verkningsgraden för switchinghalvbryggan som består av GaN-HEMT transistorer och har en inbyggd dödtid på 30 ns.



Figur 4.6: En GAN kanal med 30ns dödtid aktiverad

Även här går det att observera en stabil verkningsgrad vid 8 V lastspänning.

Utifrån resultaten går det att urskilja att verkningsgraden ökar med ökad lastspänning och sjunker med ökande railspänning. Högsta verkningsgrad hittas när railspänning ligger på 25 V och lastspänning på 8 V. Det går även att se att verkningsgraden för GaN transistorerna är som högst vid 30 ns dödtid och som lägst vid 100 ns. Verkningsgraden varierar mellan olika spänningar. Utifrån figurerna 4.2 till 4.6 går det att urskilja att mellan 2 och 12 % högre verkningsgrad kan uppnås med GaN transistorerna. De hastiga fallen i figur 4.3 respektive 4.4 har exkluderats då de anses uppkomma på grund av störningar i signalerna.

4.3 Stig och falltid

I detta kapitel presenteras stig och falltid för GaN-HEMT transistorer. Mätningar har gjorts vid 5 V lastspänning, railspänningen har varierats mellan +/- 25 och +/- 64 V och dödtiden har varit inställd på 100 ns, 50 ns och 30 ns.

Tabell 4.1: Stig och falltid för GaN transistorer med lastspänning på 5V och 100ns dödtid

(+/-) V_{rail} [V]	Stigtid[ns]	Falltid [ns]
25	18,4	95
30	16,8	93,3
35	15,3	95,5
40	98,5	14,9
45	15,4	68,7
50	15,5	49
55	15,9	47,8
60	15	51
64	15,9	34,4

Tabell 4.2: Stig och falltid för GaN transistorer med lastspänning på 5V och 50ns dödtid

(+/-) V_{rail} [V]	Stigtid[ns]	Falltid [ns]
25	14,3	6,3
30	15,5	8
35	13,6	8,7
40	15,3	33,9
45	15,4	35,7
50	14,4	33,9
55	14,7	37,9
60	14,6	36,4
64	14,2	36

Tabell 4.3: Stig och falltid för GaN transistorer med lastspänning på 5V och 30ns dödtid

(+/-) V_{rail} [V]	Stigtid[ns]	Falltid [ns]
25	28,2	17,1
30	20,3	8,9
35	14	7
40	15	13,6
45	14,4	12
50	19	19,3
55	15	16,5
60	14,7	18,7
64	14,8	17,7

5

Diskussion

5.1 Verkningsgradsmätningar

Detta arbete har undersökt verkningsgraden hos GaN transistorer i klass-D förstärkarkrets under låga utgångseffekter. Den högsta utgångseffekt som har undersökts var 18 W på en kanal, detta är väldigt lågt i jämförelse med förstärkaren maximala effekt vilket är 1,5 kW per kanal. Orsaken till de låga utgångseffekter är att den nödvändiga kylningen för transistorerna saknades. Kylflänsen som användes för att försöka kyla ner GaN transistorerna var anpassad för MOSFET kiseltransistorerna. Eftersom denna kylfläns är större i storlek passade den inte ihop med de nya GaN transistorerna. Att implementera en annan kylfläns var en möjlighet, men det skulle vara alldeles för tidskrävande för tidsramen inom detta projekt. Av denna anledning har verkningsgraden för lägre utgångseffekter undersökts.

Vid mätningar av verkningsgraden har instabilitet observerats i utsignalen vid ökande lastspänning. Denna instabilitet börjar vid 8 V lastspänning och fortsätter med ökande lastspänningar. När detta sker börjar både utsignalen och railströmssignalerna att fluktuera hastigt, på grund av detta kunde inte pålitliga effektmätningar genomföras över 8 V i lastspänning. Denna instabilitet syns i mätningarna i figur 4.3 och 4.4 då switchinghalvbryggan har 100 ns respektive 75 ns dödtid mellan high-side och low-side gatespänning signalerna. I båda fallen börjar signalerna studsas väldigt snabbt när railspänning är inställd mellan 40 och 55 V. Denna störning i signalerna förklarar varför verkningsgraden hastigt faller ner vid 45/50 V och studsar tillbaka upp vid 55 V. Signalerna blir stabilare vid kortare dödtider, detta kan ses i figur 4.5 och 4.6 där dödtiden är 50 ns respektive 30 ns. Utifrån dessa resultat verkar det som att signalerna får ökad stabilitet vid lägre dödtider, men ytterligare undersökningar krävs för att fastställa detta. Det kan finnas flera orsaker till störningar i signalen som till exempel glapp i någon av kontakterna, ökad temperatur i transistorerna eller liknande. På grund av tidsbrist kunde detta inte undersökas ytterligare i detta arbete men kan vara av intresse för framtida arbeten.

5.2 Stig och falltid

Enligt resultaten varierar stig och falltiden mycket. Man ser dock att med kortare dödtid så minskar dessa tiderna väsentligt. Stig och falltiden kommer att påverka verkningsgraden. Ju längre tid det tar från att transistorn är av till att vara helt på desto större effektförluster. Det finns dock stora variationer i PWM-signalerna,

vilket innebär att vid mätning på en signal för ett fall och mätning vid ett annat fall kan ge två väldigt olika resultat. Värt att notera är att mätningar har gjorts med Tektronix Oscilloskopets egna "rise-time" och "fall-time" funktion. Det finns alltid en viss typ av mätfel och osäkerhet kring mätningen med denna funktion. Pulsernas stigtid och falltid är också beroende på var man mäter i jämförelse med utsignalen. I ett försök att minska felet mättes stig och falltid då utsignalen hade sitt toppvärde, denna metod kan endast ge ungefärliga mätningar men det bedömdes är acceptabelt för detta projekt. Precis vid tidpunkten för utsignalens maxvärde mättes PWM-signalen för att minska variationerna. I detta fall krävs noggrannare mätmetoder för att få mer exakta tider.

5.3 Ljudkvalitet

Ljudkvaliten i D-klass förstärkaren påverkas av LC-lågpasfiltret som ligger vid utgången. I enkla termer orsakar filtret en fasförskjutning mellan spänning och ström i utsignalen som leder till en sämre ljudkvalitet. Genom att ha högre omkopplingshastigheterna i halvbyggen kan filtret göras mindre och uppta mindre plats på PCBn men samtidigt minska fasförskjutningen. Problemet är att en ökning av omkopplingshastigheten leder till ökade förluster i halvbyggen. Då GaN transistorer har bättre verkningsgrad än MOSFET kiseltransistorer, går det att köra GaN transistorer med högre omkopplingshastigheter men fortfarande behålla samma verkningsgrad som med MOSFET transistorer. På så sätt kan ett mindre filter användas som i sin tur kan leda till bättre ljudkvalitet i förstärkaren utan att kompromissa med förstärkarens verkningsgrad. Detta arbete har använt sig av det redan implementerade filtret, vilket är anpassat till 300 kHz omkopplingshastigheten. Att implementera ett nytt filter och öka omkopplingshastigheter är något som kan undersökas i framtida arbeten för studera dess effekter på ljudkvalitet.

5.4 Pris och storlekmässiga fördelar

GaN är utan tvekan ett intressant och nytt område inom kraftelektroniken och kommer att ha en inverkan på pris och storlekmässiga fördelar. MOSFET är en använd produkt och populär i kraftelektroniska sammanhang och har även funnits under en lång tid. Prismässigt är GaN transistorer styckvis dyrare än MOSFET transistorer, vilket även är väntat. Styckpriset minskar ju fler man köper, men priset för en GS66508T GaN-HEMT transistor ligger på 173,8 kr [10] medan priset för IRFB4227PBF MOSFET som i dagsläget används i Lab.gruppens konstruktion ligger på 31 kr [11]. Detta är mer än 5 gånger billigare jämfört med GaN transistorer. Frågan är om GaN transistorer verkligen är värda att installera istället för MOSFET transistorer. I förstärkarkortet som användes i detta projekt finns det totalt 16 transistorer, kostnaden blir då 2780,8 kr för GaN transistorer respektive 496 kr för MOSFET transistorer. Detta blir en prisökning på 2284,8 kr på förstärkaren. Detta kan verka vara en stor ökning i pris men då GaN har mellan 2 och 12 % högre verkningsgrad kan dessa pengar eventuellt sparas i längden på elkostnader. Det kan också vara värt att implementera dessa transistorer i förstärkaren om de kan

ge en bättre ljudkvalitet men även om man vill göra en mindre och mer kompakt förstärkare. En GS66508T GaN transistor upptar en yta på $31,05 \text{ mm}^2$ medans en IRFB4227PBF MOSFET transistors area är 176 mm^2 om MOSFETS pinnar inte inkluderas. Detta innebär att en GS66508T upptar 5,7 ggr mindre plats än en IRFB4227PBF MOSFET. Därför är GaN transistorer attraktiva för konstruktioner där ytan är begränsad. I kombination med högre omkopplingsfrekvenser finns det potential att göra utgångsfiltret mindre som i sin tur leder till mer kompakt design med eventuella förbättringar på ljudkvalitet.

5.5 Hållbarhet

Att GaN transistorer har högre verkningsgrad än MOSFET transistorer är något som var förväntat, men även bekräftat i praktiken. En högre verkningsgrad leder till lägre effektförluster, som är viktigt i längden. Med några procent högre verkningsgrad går det att spara stor mängd effekt över längre tid. Vid användning av GaN transistorer i större utsträckning behövs mindre energi produceras som i sin tur kan ha en positiv effekt på den hållbara utvecklingen. GaN transistorerna, till skillnad från MOSFET transistorerna, tar upp mindre plats i apparaterna. På så sätt går det att spara en del material som annars skulle användas vid tillverkning av MOSFET transistorer, kretskort och andra delar av apparaten. Detta minskar materialförbrukningen, inte bara i enskilda komponenter så som transistorn eftersom hela apparaten kan potentiellt göras mindre vilket i längden bidrar till en hållbar utveckling.

6

Slutsats

Detta arbete hade som syfte att undersöka fördelar och nackdelar av GaN transistorer i en färdig konstruerad klass-D förstärkarkrets. Arbetet har tagit fram nödvändiga kretsanpassningar som krävs för att implementera GaN transistorer i förstärkarkretsen. Resultat från mätningar visar att en högre verkningsgrad samt lägre tomgångseffektsförbrukning kan åstadkommas med GaN transistorer jämfört med MOSFET kiseltransistorer. På grund av GaN transistorernas fördelaktigare verkningsgrad går det att köra dessa transistorer på högre omkopplingshastigheter utan att kompromissa med förstärkarens nuvarande verkningsgrad. Som följd av högre omkopplingshastigheter är det möjligt att konstruera ett mindre utgångsfilter som leder till en mer kompakt design. Ett mindre filter kan också leda till en bättre ljudkvalitet hos förstärkaren. Detta behövs dock undersökas ytterligare då tidsramen för detta arbete inte tillät designen av ett nytt filter.

GaN transistorer överpresterar MOSFET transistorer i de flesta områden, nackdelen dock med GaN är kostnad. I dagsläget är kostnaden för GaN transistorer mer än 5 gånger högre än för MOSFET transistorer. Denna kostnad är dock en engångskostnad som eventuellt kan tjänas tillbaka i längden på elräkningar men forfarande leder till en högre prislapp på förstärkaren som kan göra det svårare för kunder att välja GaN förstärkare över kisel.

Referenser

- [1] 2019. URL: https://ethw.org/w/images/3/3a/Seidenberg%2C_1997.pdf.
- [2] 2019. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41391d.pdf>.
- [3] N. Mohan, *Power Electronics, Converters, Applications and Design*. John Wiley och sons, 1989.
- [4] L. Eastman och U. Mishra, *The toughest transistor yet*. IEEE, 2002.
- [5] 2019. URL: <https://epc-co.com/epc/GalliumNitride/WhatisGaN.aspx>.
- [6] 2016. URL: https://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/dcdc/dcdc_sr/dcdc_sr01/829.
- [7] 2019. URL: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/91096_GaNSystems__GN001_Design_with_GaN_EHEMT_Rev3_20161007.pdf.
- [8] 2019. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si827x.pdf>.
- [9] 2019. URL: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS66508T-DS-Rev-180424.pdf>.
- [10] 2019. URL: <https://www.mouser.se/ProductDetail/GaN-Systems/GS66508T-E02-MR?qs=etoTMWSvtH8MtYaHA7ZEiQ==>.
- [11] 2019. URL: https://se.farnell.com/infineon/irfb4227pbf/mosfet-n-200v-to-220/dp/1298536?ost=IRFB4227PBF&ddkey=https%3Ase-SE%2FElement14_Sweden%2Fsearch.