Linnéuniversitetet
Kalmar Växjö

Examensarbete

Modellering och simulering av spänningsbalansering i IPOS-kopplade DAB-omvandlare

Fallstudie - KraftPowercon

Namn: Bilal Mohammad, Alpha Lenjino
Handledare: Emil De Silva: KraftPowercon och Million Gerado Geda: LNU
Examinator: Pieternella Cijvat
Program: Elektroteknik
kurskod: 2ED07E, 15 hp
Datum/ Termin: 01-04-2026/ VT 2026
Nivå: Högskoleingenjör
lärosäte: Linnéuniversitetet
Institutionen för fysik och elektroteknik
Fakulteten för Teknik

Linnéuniversitetet
Kalmar Växjö

Sammanfattning

Detta examensarbete genomfördes i samarbete med KraftPowercon och behandlade modellering och simulering av IPOS (Input Parallel Output Series)-kopplade Dual Active Bridge (DAB)-omvandlare för framtida 1500 V DC-distributionssystem. Bakgrunden till arbetet var det ökande behovet av effektiva och tillförlitliga lösningar för högspända DC-system inom exempelvis energilagring, industriella kraftsystem och framtida DC-nät.

Arbetets huvudfokus låg på spänningsbalansering och reglering mellan de seriekopplade DAB-modulerna i en IPOS-struktur. Genom modellering och simulering i MATLAB/Simulink analyserades systemets dynamiska beteende vid olika driftförhållanden och lastvariationer.

I arbetet implementerades SPS-styrning (Single Phase Shift) tillsammans med PI-baserad closed-loop-reglering för att kontrollera effektöverföringen och stabilisera spänningsfördelningen mellan modulerna. Simuleringarna inkluderade analys av stegsvar och småsignalvariationer, där systemets respons undersöktes vid förändringar i belastning och effektöverföring.

Resultaten visade att IPOS-kopplade DAB-moduler ställde höga krav på styrsystemet för att säkerställa stabil drift och balanserad spänningsfördelning. Den implementerade PI-regleringen bidrog till förbättrad spänningsbalansering och stabilare utspänning vid både stationära och dynamiska driftförhållanden. Analysen visade även hur förändringar i last och fasförskjutning påverkade systemets strömmar, effektöverföring och dynamiska respons.

Abstrakt

Detta examensarbete, som genomfördes i samarbete med KraftPowercon, behandlade seriekopplade Dual Active Bridge IPOS-DAB-omvandlare för framtida 1500 V DC-distributionssystem. Arbetet fokuserar på spänningsbalansering, effektöverföring och reglering av seriekopplade DAB-moduler.

Systemet modellerades och simulerades i MATLAB/Simulink där en styrstrategi baserad på Single Phase Shift (SPS) samt en PI-regulator implementerades för closed-loop reglering av utspänningen. Dimensionering av komponenter såsom transformator, läckinduktans och kondensatorer genomfördes utifrån systemets spännings- och effektnivåer.

Resultaten visade att seriekopplade DAB-moduler ställer höga krav på styrsystemet för att säkerställa stabil drift och balanserad spänningsfördelning mellan modulerna. Den implementerade PI-regleringen bidrog till att stabilisera systemet, men ytterligare optimering av styrstrategin krävs för att förbättra prestanda och verkningsgrad.

Nyckelord

Dual Active Bridge (DAB), Seriekoppling, 1500 VDC, Spänningsbalansering, MOSFET, DC-DC-omvandlare

Förord

Detta examensprojekt har utförts som en avslutande del av utbildningen inom elektroteknik. Arbetet har genomförts i samarbete med KraftPowercon, vars stöd och engagemang har varit avgörande för projektets genomförande.

Vi vill uttrycka vår tacksamhet till vår handledare på KraftPowercon, ***Emil De Silva***, för den värdefulla vägledningen, tekniska expertisen och stödet under hela arbetsprocessen. Vi vill också framföra ett särskilt tack till vår akademiska handledare, ***Million Gerado Geda***, för den konstruktiva återkopplingen och stödet, vilket har varit betydelsefullt för att utveckla arbetet och fördjupa vår kunskap inom området.

Under projektets gång har vi haft möjlighet att utöka våra färdigheter inom kraftelektronik, speciellt avseende modellering, simulering och styrning av DAB-omvandlare med hjälp av MATLAB/Simulink. Projektet har lett till en ökad insikt om både teoretiska och praktiska utmaningar relaterade till högspända likströmssystem.

Avslutningsvis vill vi rikta ett särskilt tack till vår programhandläggare/lärare/mentor, ***Pieternella Cijvat*** , för den värdefulla återkopplingen, tålmodiga stödet och vägledningen under projektets gång. Ert engagemang och fokus på akademisk noggrannhet har varit avgörande för att förbättra och utveckla detta arbete.

Växjö, 2026
Alpha Lenjino och Bilal Mohammad

Förkortningar

DC	Direct Current
AC	Alternating Current
DAB	Dual Active Bridge
IPOP	Input Parallel Output Parallel
IPOS	Input Parallel Output Series
SPS	Single Phase Shift
ZVS	Zero Voltage Switching
PWM	Pulse Width Modulation
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
f_{sw}	Switchfrekvens
EPS	Extended Phase Shift
DPS	Dual Phase Shift
TPS	Triple Phase Shift
PI-regulator	Proportional-Integral controller
RMS	Root Mean Square (kvadratiskt medelvärde)
V_{ref}	Referensspänningen
V_{Load}	Utspänningen
LPF	Lågpassfilter
η	Verkningsgrad

Innehållsförteckning

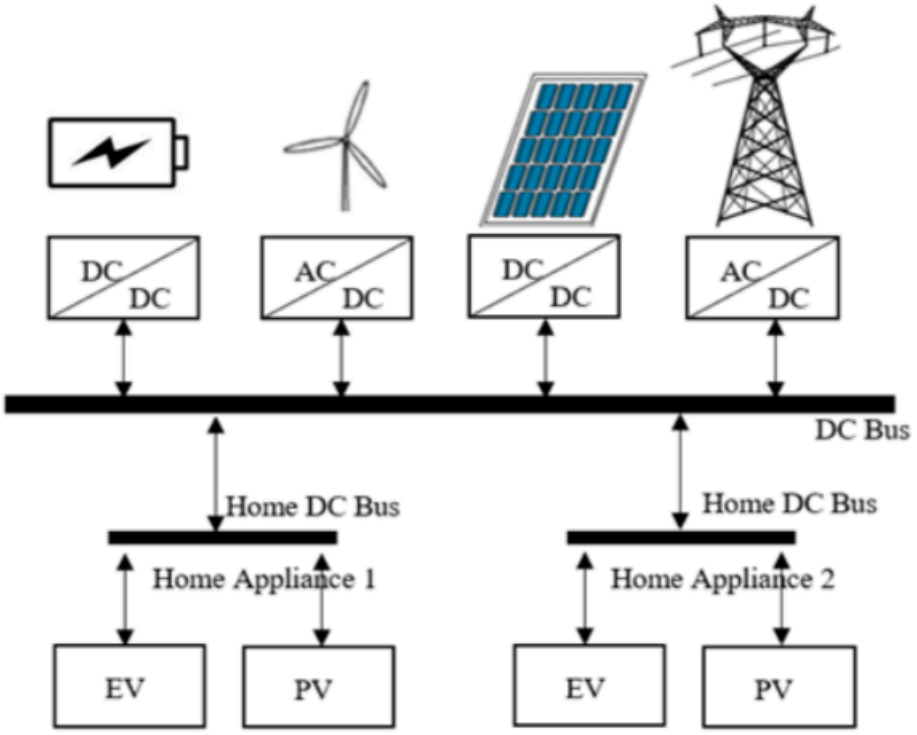
Sammanfattning **4**
Abstrakt **5**
Nyckelord **5**
Förord **6**
Förkortningar **7**
1. Introduktion till DAB-omvandlaren **1**
1.1 Bakgrund 1
1.2 Syfte 2
1.3 Mål 3
1.4 Frågeställningar 3
1.5 Metod 3
1.6 Avgränsningar 4
2. Teori och litteraturstudie **5**
2.1 DC-DC-omvandlare 5
2.2 Dual Active Bridge (DAB) 5
2.3 Fasförskjutningsmodulering 7
2.4 PI-reglering 7
3. Systemtopologi och design **9**
3.1 1500 V DC-system 9
3.2 Spänningsbalansering 9
3.3 Dimensionering och beräkning vid 45° 10
3.4 Spänning, fasförskjutning, effekt och ström 11
4 Modellering och reglering **14**
4.1 PWM-generering och carriersignaler 14
4.2 DAB-topologi och SPS-styrning 16
4.3 Generell reglerslinga 17
4.4 IPOS-implementering 21
5. Simuleringar och resultat **23**
5.1 Closed-loop simulering av IPOS-DAB-systemet 23
5.2 Lastvariationer och Stegsvar för olika effekt 26
5.3 Olika störningar i IPOS-systemet 31
5.4 Effektöverföring och verkningsgrad för det IPOS-kopplade DAB-systemet 35
6. Diskussion och slutsats **39**
7.Referenser **41**

1. Introduktion till DAB-omvandlaren

1.1 Bakgrund

Utvecklingen inom elektrifiering och förnybar energi har medfört ett ökat behov av effektiva och högpresterande kraftomvandlare. I moderna energisystem används likströmsbaserade lösningar i allt större utsträckning, exempelvis inom mikronät, batterilagringssystem, snabbladdningsstationer för elfordon och industriella DC-distributionssystem, vilket illustreras i Figur 1.

För att möjliggöra energiöverföring mellan olika spänningsnivåer krävs avancerade DC-DC-omvandlare med hög verkningsgrad, galvanisk isolering och möjlighet till bidirektionell effektöverföring. Dessa egenskaper är särskilt viktiga i framtida högpresterande DC-system där krav på effektivitet, tillförlitlighet och flexibel energihantering blir allt större.



Figur 1: Ett exempel på ett DC-baserat mikronät där energikällor, energilager och laster sammankopplas via DC-DC-omvandlare för att möjliggöra effektiv energihantering [1].

En vanligt förekommande omvandlartopologi för dessa applikationer är Dual Active Bridge (DAB)-omvandlaren. DAB-omvandlaren består av två aktiva H-bryggor som

är kopplade via en högfrekvent transformator och möjliggör bidirektionell effektöverföring samtidigt som galvanisk isolering erhålls. Topologin erbjuder flera fördelar, såsom hög effekttäthet och möjlighet till Zero Voltage Switching (ZVS), vilket reducerar switchförluster och förbättrar systemets verkningsgrad [1].

I takt med att framtidens kraftsystem utvecklas mot högre DC-spänningar, exempelvis 1500 V DC-bussar, ökar behovet av modulära omvandlarsystem. Tidigare konceptstudier visar att serie- och parallellkoppling av DAB-moduler kan användas för att uppnå högre spännings- och effektnivåer. I modulära IPOS-system (Input Parallel Output Series) parallellkopplas ingångarna medan utgångarna seriekopplas för att möjliggöra högre utspänningar utan att varje modul behöver dimensioneras för hela systemspänningen.

Trots DAB-omvandlarens fördelar finns det flera tekniska utmaningar. IPOS-kopplade DAB-moduler kräver noggrann spänningsbalansering för att säkerställa en jämn spänningsfördelning mellan modulerna. Dessutom regleras effektöverföringen genom fasförskjutning mellan bryggornas switchsignaler, vilket gör styrsystemet mer komplext än i traditionella DC-DC-omvandlare. För att uppnå stabil drift används därför ofta reglertekniska metoder där PI-regulatorer används för spänningsreglering och förbättrad systemstabilitet.

Detta examensarbete fokuserade på modellering och simulering av IPOS-kopplade DAB-omvandlare för framtida 1500 V DC-system, med särskild betoning på spänningsbalansering, dynamisk respons och reglering av systemet i MATLAB/Simulink.

1.2 Syfte

Syftet med detta examensarbete var att modellera och simulera IPOS-kopplade Dual Active Bridge (DAB)-omvandlare för framtida 1500 V DC-distributionssystem. Arbetet fokuserade på spänningsbalansering, dynamisk reglering och stabil drift mellan de seriekopplade DAB-modulerna i ett IPOS-system.

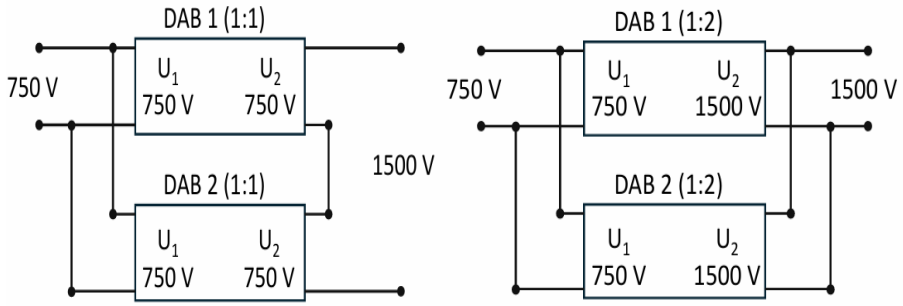
Genom modellering och simulering i MATLAB/Simulink undersöktes hur två PI-regulatorer kunde användas för att styra respektive DAB-modul och kontrollera effektöverföringen genom fasförskjutningsstyrning. Syftet var även att analysera hur spänningsfördelningen mellan DAB1 och DAB2 påverkades under olika driftförhållanden och lastvariationer.

Examensarbetet genomfördes i samarbete med KraftPowercon, vars verksamhet omfattar industriell kraftomvandling för bland annat högströmsapplikationer, vätgassystem och avbrottsfri kraftförsörjning. Inom dessa områden finns ett växande behov av effektiva och tillförlitliga DC-DC-omvandlare för framtida högspända DC-system [2].

1.3 Mål

Målet med examensarbetet var att utveckla en fungerande MATLAB/Simulink-modell av ett IPOS-kopplat DAB-system och undersöka om PI-reglering kunde upprätthålla en balanserad utspänning på cirka 750 V per modul och 1500 V totalt under varierande driftförhållanden.

Målet var även att utvärdera systemets dynamiska beteende, effektöverföring och stabilitet vid olika belastningsfall samt undersöka regulatorns förmåga att återställa systemet efter störningar.



Figur 2: IPOS- och IPOP-kopplade DAB-moduler.

1.4 Frågeställningar

För att uppfylla syftet med examensarbetet formulerades följande frågeställningar. Dessa låg till grund för analysen av reglering, spänningsbalansering och dynamiskt beteende i det IPOS-kopplade DAB-systemet.

Huvudfråga

- Hur kan IPOS-kopplade DAB-moduler regleras för att uppnå stabil och balanserad drift?

Delfrågor

1. Hur påverkar IPOS-koppling spänningsfördelningen mellan DAB-modulerna?
2. Hur påverkar lastvariationer och småsignalsteg systemets stegsvar och stabilitet?

1.5 Metod

Arbetet inleddes med en litteraturstudie baserad på vetenskapliga artiklar, tekniska rapporter och kurslitteratur inom kraftelektronik och reglerteknik. Boken *Power Electronics: A First Course – Simulations and Laboratory Implementations* [4] användes som teoretisk grund för DAB-omvandlarens uppbyggnad och funktion. Teori kring DC-DC-omvandlare, fullbryggskopplingar, PWM-styrning,

transformatorer, effektöverföring samt halvledarkomponenter såsom MOSFET och IGBT användes i arbetet.

För utvecklingen av regleringen användes även boken *Modern reglerteknik* [6], där teori kring återkopplade system, dynamiska modeller och PI-regulatorer användes för analys av systemets stabilitet och dynamiska respons.

Utifrån den teoretiska studien genomfördes dimensionering och beräkning av viktiga parametrar och komponentvärden för det IPOS-kopplade DAB-systemet. Därefter utvecklades en simuleringsmodell i MATLAB/Simulink med SPS-styrning (Single Phase Shift), PWM-generering och PI-baserad closed-loop-reglering.

PI-regulatorernas parametrar bestämdes genom iterativ simulering i MATLAB/Simulink. Parametrarna justerades stegvis tills stabil spänningsreglering, god spänningsbalansering och acceptabel dynamisk respons uppnåddes under de studerade driftförhållandena.

Simuleringarna användes för att analysera systemets beteende under olika drift- och belastningsförhållanden. Särskilt fokus lades på spänningsfördelning mellan de IPOS-kopplade modulerna, effektöverföring, strömmar samt systemets stabilitet. Resultaten användes även för att diskutera skillnader mellan olika modulära DAB-topologier ur ett systemperspektiv.

Metoden kombinerar litteraturstudier, teoretiska beräkningar och simuleringar för att skapa en bättre förståelse för DAB-teknikens användning inom framtida högspända DC-distributionssystem.

1.6 Avgränsningar

Detta examensarbete är avgränsat till simulering och analys av IPOS (DAB)-omvandlare i MATLAB/Simulink, med fokus på spänningsreglering och balansering mellan modulerna.

Arbetet baseras på teoretiska modeller och simuleringar, vilket innebär att praktisk hårdvaruimplementation och experimentell verifiering inte genomfördes. Simuleringarna utfördes under ett begränsat antal driftförhållanden och tar därför inte hänsyn till alla verkliga förluster, störningar och parasitiska effekter som kan uppstå i praktiska system.

Fokus har lagts på SPS-modulering och PI-reglering för att undersöka systemets stabilitet, dynamiska respons och effektöverföring. Mer avancerade styrstrategier, såsom DPS, TPS och modellprediktiv reglering (MPC), har inte behandlats.

2. Teori och litteraturstudie

I detta kapitel presenteras den teori som ligger till grund för examensarbetet. Fokus ligger på DC-DC-omvandlare, Dual Active Bridge (DAB)-topologin, SPS-baserad fasförskjutningsstyrning samt PI-baserad closed-loop-reglering. Vidare behandlas IPOS-kopplade DAB-system och betydelsen av spänningsbalansering och dynamisk stabilitet i framtida 1500 V DC-system.

Teorin utgjorde grunden för modellering, simulering och analys av steprespons och dynamiskt beteende i det studerade IPOS-kopplade DAB-systemet.

2.1 DC-DC-omvandlare

DC-DC-omvandlare används för att omvandla en likspänning till en annan nivå av likspänning och är en central del inom moderna kraftsystem, exempelvis batterilagring, elfordon, mikronät och förnybara energisystem. Spänningsomvandlingen kan ske genom linjär eller switchad reglering, där switchade omvandlare vanligtvis används vid högre effektnivåer på grund av deras höga verkningsgrad [4].

DC-DC-omvandlare delas vanligtvis in i isolerade och icke-isolerade topologier. Icke-isolerade omvandlare, såsom buck- och boostomvandlare, används främst vid lägre spänningar där galvanisk isolering inte krävs. Isolerade omvandlare använder däremot en transformator för att skapa elektrisk separation mellan in- och utgång, vilket är viktigt i högspända och säkerhetskritiska applikationer [1].

Bland isolerade DC-DC-omvandlare återfinns exempelvis flyback-, push-pull-, halvbryggs-, fullbryggs- och DAB-topologier. Vilka som används bero på krav på effekt, spänningsnivå och galvanisk isolering.

För högre effektnivåer och bidirektionell effektöverföring används ofta topologier såsom resonansomvandlare och Dual Active Bridge (DAB)-omvandlare. Tidigare forskning visar att DAB-topologin är väl lämpad för högspända DC-system tack vare dess galvaniska isolering, höga effekttäthet samt möjligheten att reglera effektöverföringen genom fasförskjutningsstyrning [1].

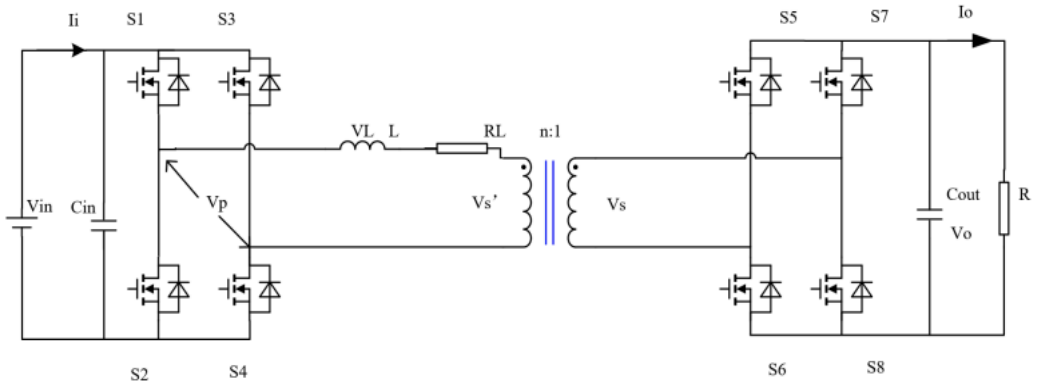
2.2 Dual Active Bridge (DAB)

Dual Active Bridge (DAB) är en bidirektionell och galvaniskt isolerad DC-DC-omvandlare som består av två aktiva H-bryggor kopplade via en högfrekvent transformator och en serieinduktans, enligt figur 3. Den ena bryggan är ansluten till primärsidan medan den andra är kopplad till sekundärsidan.

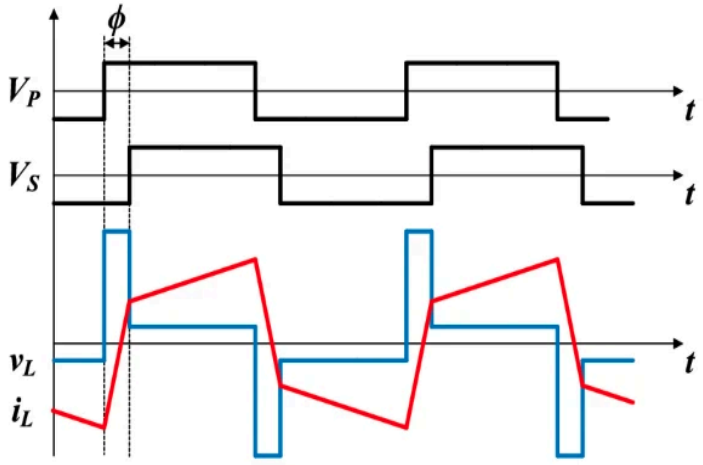
Effektöverföringen mellan de två sidorna styrs genom att förändra fasförskjutningen mellan bryggornas spänningsvågformer. Genom denna styrmetod kan både riktning och storlek på effektflödet regleras [1]. Figur 4 illustrerar spänningsvågformerna på primär- och sekundärsidan samt induktorströmmen vid fasförskjutningsstyrning.

När primär- och sekundärbryggorna arbetar med olika fasläge uppstår en spänning över serieinduktansen, vilket genererar en ström genom transformatorn. Denna ström möjliggör energiöverföring mellan sidorna. Ju större fasförskjutning som tillämpas, desto större blir den överförda effekten.

DAB-topologin används i högspända DC-system, energilagring, mikronät och laddinfrastruktur för elfordon tack vare dess höga effekttäthet, möjlighet till bidirektionell effektöverföring och stöd för mjuk switching, vilket bidrar till minskade switchförluster och förbättrad verkningsgrad [1].



Figur 3: Den grundläggande uppbyggnaden av en DAB-omvandlare med två aktiva H-bryggor, en högfrekvent transformator och en serieinduktans som används för att styra effektöverföringen mellan sidorna [1].



Figur 4: Fasförskjutningen mellan bryggornas spänningsvågformer ger upphov till induktorströmmen som ansvarar för effektöverföringen i DAB-omvandlaren.

DAB-strukturen är särskilt attraktiv eftersom den möjliggör bidirektionell överföring av effekt, hög effekttäthet, galvanisk isolering och mjuk switchning, som till exempel Zero Voltage Switching, ZVS. Därför är DAB väl lämpad för användningsområden som batterilagring, laddning av elfordon, DC-nät och solid-state-transformatorer [5].

ZVS innebär att switcharna slås till när spänningen över dem är nära noll volt, vilket minskar switchförlusterna och bidrar till högre verkningsgrad.

Trots dessa fördelar finns det även tekniska utmaningar vid konstruktion och reglering av DAB-system. Styrsystemet är mer komplext än för enklare DC-DC-omvandlare eftersom överföringen av effekt beror av fasförskjutning, spänningsförhållande, läckinduktans och switchfrekvens, f_{sw}. Dessutom kan reaktiv effekt, cirkulerande strömmar och förlust av Zero Voltage Switching, ZVS påverka effektiviteten negativt, särskilt vid låga laster eller stora variationer i in- och utspänning [1].

2.3 Fasförskjutningsmodulering

Effekten som överförs i en DAB regleras vanligtvis genom att justera fasen mellan primär- och sekundärbryggan. Den mest grundläggande metoden kallas Single Phase Shift (SPS). I SPS arbetar båda bryggorna med ett konstant pulsförhållande på 50 % (duty cycle), medan effektöverföringen regleras genom att ändra fasförskjutningen mellan bryggornas fyrkantsvågor [7].

En begränsning med SPS är att effekten inte ökar linjärt med fasförskjutningen. Detta innebär att små förändringar i fasförskjutningen kan ge olika stora förändringar i överförd effekt beroende på driftpunkt. Det innebär att styrenheten antingen måste lösa en icke-linjär ekvation eller förlita sig på en tabell för att översätta effektreferensen till en fasförskjutning. Detta kan leda till mer komplicerade beräkningar i digitala styrsystem [3].

För att uppnå bättre resultat finns även mer avancerade moduleringsmetoder, såsom EPS, DPS, och TPS. EPS och DPS erbjuder fler valmöjligheter jämfört med SPS, medan TPS tillhandahåller tre olika frihetsgrader och har potential att förbättra verkningsgraden och öka ZVS-området. Samtidigt ökar svårighetsgraden när det kommer till analys och implementation [8].

I detta examensarbete valdes SPS-modulering eftersom metoden är relativt enkel att implementera och används ofta som referensmetod vid analys av DAB-omvandlare. Detta möjliggör en tydlig utvärdering av spänningsbalansering, dynamisk respons och PI-reglering utan att ytterligare komplexitet introduceras genom mer avancerade moduleringsstrategier.

2.4 PI-reglering

För att uppnå stabil spänningsreglering i DAB-system används ofta closed-loop reglering med en PI-regulator (Proportional-Integral regulator). Regulatorns uppgift är att jämföra den uppmätta utspänningen med en referensspänning och därefter justera fasförskjutningen mellan DAB-bryggorna för att kontrollera effektöverföringen.

Reglerfelet definieras som skillnaden mellan referensspänningen och den uppmätta utspänningen. PI-regulatorn använder detta fel för att beräkna en styrsignal som används för att justera fasförskjutningen i SPS-styrningen.

Den proportionella delen reagerar direkt på reglerfelet och bidrar till snabb respons, medan den integrerande delen reducerar stationära fel och förbättrar noggrannheten i systemet. Den proportionella förstärkningen påverkar främst systemets snabbhet, medan den integrerande delen säkerställer att den reglerade spänningen på sikt når referensvärdet utan kvarstående stationärt fel. Kombinationen av dessa delar gör PI-regulatorn lämplig för reglering av DAB-omvandlare där stabilitet och dynamisk respons är viktiga faktorer.

I IPOS-kopplade DAB-moduler är PI-reglering särskilt viktig eftersom små skillnader mellan modulerna kan orsaka ojämn spänningsfördelning och därmed påverka systemets stabilitet och prestanda. Genom closed-loop-reglering kan varje DAB-modul regleras individuellt mot sitt referensvärde på 750 V. På så sätt balanseras spänningen mellan modulerna samtidigt som den totala utspänningen hålls nära det önskade värdet på 1500 V.

I detta arbete används två PI-regulatorer tillsammans med SPS-styrning för att analysera systemets dynamiska respons, spänningsbalansering och stabilitet i ett IPOS-kopplat 1500 V DC-system. Varje regulator styr en DAB-modul individuellt för att säkerställa balanserad spänningsfördelning och stabil drift under varierande belastningsförhållanden.

3. Systemtopologi och design

3.1 1500 V DC-system

Utvecklingen av framtida DC-distributionssystem har lett till ett ökat intresse för högspända DC-nät, där 1500 V DC betraktas som en viktig spänningsnivå inom industriella kraftsystem, energilagring och laddinfrastruktur för elfordon. Högre DC-spänningar möjliggör lägre strömnivåer vid samma effektöverföring, vilket kan minska ledningsförluster och förbättra systemets verkningsgrad.

För att kunna hantera höga spänningsnivåer används ofta modulära DC-DC-omvandlare där flera DAB-moduler kopplas samman i serie eller parallellt. I detta arbete analyseras en IPOS-kopplad lösning där två DAB-moduler seriekopplas på utgångssidan och använder ett transformatorförhållande på 1:1 (750/750 V).

I detta arbete ligger fokus på seriekopplade DAB-moduler, där två DAB-omvandlare tillsammans genererar en total utspänning på 1500 V samtidigt som varje modul endast hanterar cirka 750 V. Lösningen baseras på att varje DAB-modul arbetar kring 750 V, vilket möjliggör användning av SiC-MOSFET-komponenter med spänningsklass omkring 1200 V samtidigt som den elektriska belastningen på respektive modul reduceras.

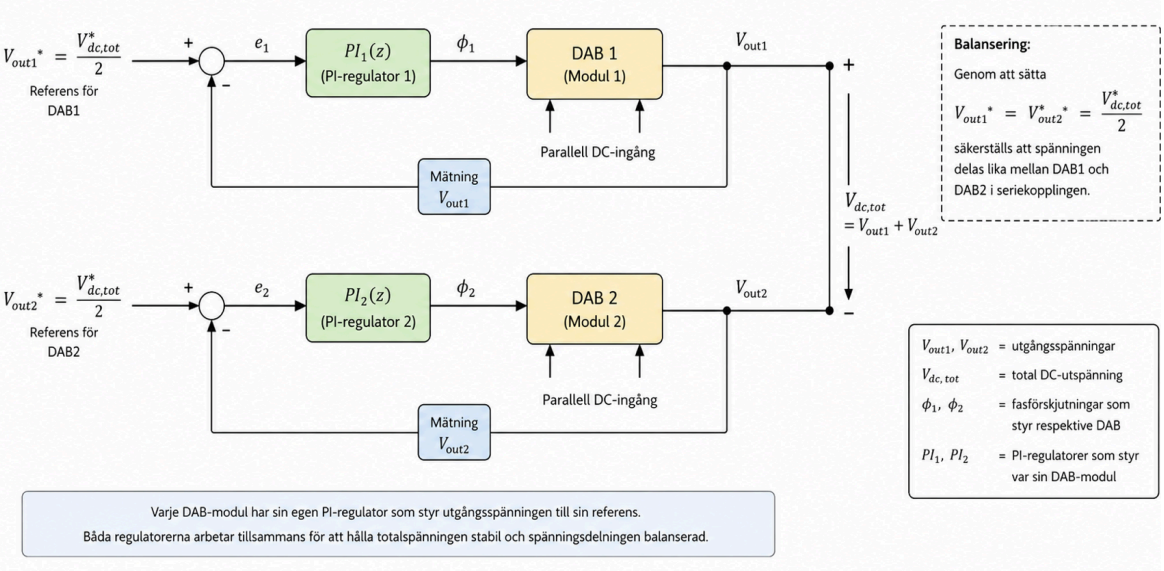
En viktig utmaning i seriekopplade DAB-system är att upprätthålla en stabil spänningsfördelning mellan modulerna. Skillnader mellan komponenter eller styrsignaler kan orsaka obalanser som påverkar systemets stabilitet och prestanda. Därför blir closed-loop reglering och spänningsbalansering centrala delar i konstruktionen av systemet.

3.2 Spänningsbalansering

En av de största utmaningarna med seriekopplade DAB-moduler är att säkerställa en jämn spänningsfördelning mellan modulerna. En central del av arbetet är därför att kontrollera och balansera spänningen i de seriekopplade omvandlarna.

Vid seriekoppling kan små variationer mellan komponenter, styrsignaler eller belastningar leda till obalanser i systemet. Detta kan medföra att vissa moduler utsätts för högre spänningsbelastning än andra, vilket kan påverka systemets stabilitet, öka energiförlusterna och riskera överbelastning av halvledarkomponenterna.

Tidigare forskning visar att seriekopplade DAB-system kräver noggrann reglering och aktiv spänningsbalansering för att undvika instabilitet och ojämn belastningsfördelning [18]. I tidigare studier har PI-baserade regulatorer använts för att styra och balansera effektöverföringen i DAB-system.
I detta arbete användes PI-reglering i MATLAB/Simulink för att analysera och förbättra spänningskontrollen i systemet. Regulatorn används för att stabilisera systemet och minska spänningsskillnaderna mellan de seriekopplade DAB-modulerna under olika driftförhållanden.



Figur 5: PI-baserad spänningsbalansering för IPOS-kopplade DAB-omvandlare.

I den föreslagna reglerstrukturen regleras varje DAB-modul individuellt mot en referensspänning på 750 V. Om spänningen över en modul sjunker under referensvärdet ökar PI-regulatorn fasförskjutningen, vilket ökar effektöverföringen till modulen. Om spänningen överstiger referensvärdet reduceras fasförskjutningen. På detta sätt balanseras spänningen mellan modulerna samtidigt som den totala utspänningen hålls nära 1500 V.

3.3 Dimensionering och beräkning vid 45°

Dimensioneringen av varje DAB-modul baserades på följande samband mellan effektöverföring och fasförskjutning:

$$p_0 = \frac{n V_1 V_2 T_s}{2 L} \mathrm{D(1\ -D)}$$

där p_0 är överförd effekt, n är transformatorns omsättningstal, V_1 och V_2 är primär- respektive sekundärspänning, f_s är switchfrekvensen, L är serieinduktansen, $T_s = \frac{1}{f_s}$ och D är den normaliserade fasförskjutningen.

Tabell 1: Parametrar för dimensioneringen.

parameter	symbol	värde
effekt	P_0	20 kW
switchfrekvens	f_s	100 kHz
switchperiod	T_s	10 µs
fasförskjutning	D	0.25

Eftersom systemet består av två seriekopplade DAB-moduler dimensionerades varje modul för halva den totala uteffekten, vilket motsvarar 10 kW per modul. Spänningsnivåerna valdes till $V_1 = V_2 = 750\,V$ och transformatorns omsättningstal sattes till:

$$n = \frac{N_s}{N_p} = 1$$

Serieinduktansen dimensionerades utifrån effektöverföringsekvationen och erhölls till ungefär: $52\ \mu H$.
Det normaliserade spänningsförhållandet *k* var lika med 1 i båda systemen.
Kondensatorstorleken dimensionerades utifrån den tillåtna spänningsrippeln och belastningsströmmen enligt:

$$C = \frac{I}{f_s \Delta V}$$

Vid nominell drift erhölls inströmmen $I_{in} = \frac{P}{V_{in}} = \frac{20000}{750} = 26{,}6\ 67$ A och utströmmen $I_{ut} = \frac{P}{V_{ut}} = \frac{20000}{1500} =$ 13,67 A.

Den tillåtna spänningsrippeln valdes till cirka 2,67 V på ingångssidan och 1,33 V på utgångssidan. Med en switchfrekvens på 100 kHz erhölls kondensatorvärden omkring 100 µF, vilket valdes som standardvärde för både in- och utgångskondensatorerna.

$\Delta V_{in} = \frac{I_{in}}{f_s \cdot C_{in}} = 2.67$ V , $\Delta V_{ut} = \frac{I_{ut}}{f_s \cdot C_{ut}} = 1.33$ V

$$C_{in} = C_{ut} = \frac{I}{f_s \Delta V} \approx 100 \mu F$$

3.4 Spänning, fasförskjutning, effekt och ström

Spänningen över serieinduktansen i DAB-omvandlaren beskrivs som skillnaden mellan bryggspänningarna på primär- och sekundärsidan enligt:

$$V_L = V_p - n \cdot V_s$$

Beroende på bryggornas polaritet och switchtillstånd kunde induktorspänningen antas olika värden. Vid motsatt polaritet erhålls maximal spänning över induktansen enligt:

$$V_L = V_p - (- n \cdot V_s)$$

Fasförskjutningen uttrycktes som en normaliserad phase-shift-ratio D.
Fasförskjutningen i grader beräknades enligt: ϕ = D * 180°.
Vid en normaliserad fasförskjutning D = 0.25 erhålls ϕ = 45°. Denna driftpunkt valdes som nominell arbetspunkt för dimensioneringen eftersom den ger en god kompromiss mellan effektöverföring, strömbelastning och verkningsgrad.

$$D = 0.5 - \sqrt{0.25 - \frac{2 \cdot P_{ut} \cdot L \cdot f_s}{n \cdot V_1 \cdot V_2}}$$

Effektöverföringen i DAB-omvandlaren beräknades enligt:

$$P_0 = \frac{nV_1V_2T_s}{2L}\text{D(1 -D)}$$

Den maximala teoretiska effektöverföringen erhölls vid D = 0.5 och beräknades till cirka 26.67 kW. Detta innebär att systemet har en effektmarginal på ungefär 33 % jämfört med den nominella effekten på 20 kW.

Den maximala induktorströmmen beräknades till cirka 18 A vid nominell driftpunkt med formeln:

$$I_{L,max} = \frac{V_{in} D T_s}{2L} \approx 18 \text{ A}$$

Peakströmmen genom serieinduktansen beräknades enligt: $I_{L,Peak} = \frac{nV_2T_sD}{2L}$.

RMS-strömmen approximerades enligt: $I_{L,RMS} = \frac{I_{L,peak}}{\sqrt{3}}$.

Dessa parametrar användes vid dimensionering av halvledarkomponenter samt analys av ledningsförluster.

Verkningsgraden beräknades enligt : $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$ där $P_{in} = V_{in} I_{in}$ samt $P_{ut} = V_{ut} I_{ut}$.

Den reaktiva effekten analyserades även eftersom höga cirkulerande strömmar kan försämra verkningsgraden i DAB-systemet [10].

För att minska switchförluster analyserades förutsättningarna för Zero Voltage Switching (ZVS). Det valda spänningsförhållandet k = 1 ger gynnsamma förutsättningar för ZVS-drift vid den valda fasförskjutningen D = 0.25. Den faktiska möjligheten att uppnå ZVS påverkas dock även av belastning, induktans, strömnivåer och andra systemparametrar.

Tabell 2: IPOS-kopplade DAB-parametrar.

Parametrar	Symbol	Värde
Inspänning	U_{in}	750 V
Utspänning	U_{ut}	750 V
inströmmen	I_{in}	26 A
utströmmen	I_{ut}	13,3 A
Totala-utspänning	$U_{ut,tot}$	1500 V
Fasförskjutning	D_2	0.25 (45°)
Switchfrekvens	F_{sw}	100 kHz
Switchperiod	T_s	10 µs
Transformator ratio	n	1:1
Lastresistans	R_L	ca 112,5 Ω
Utgångskapacitans	C_{ut}	100 µF
Deadtime	D_T	100 ns
Induktorströmmen	I_L	20 A
Induktans	L	52 µH
Uteffekt	P_o	20 kW

4 Modellering och reglering

4.1 PWM-generering och carriersignaler

För att styra switcharna i DAB-omvandlaren användes PWM, vilket är en av de vanligaste styrmetoderna inom modern kraftelektronik. PWM används för generering av gate-signaler till halvledarkomponenterna genom att jämföra en referenssignal med en högfrekvent carriersignal. Genom denna metod kan switcharnas ledningstid kontrolleras med hög precision, vilket bidrar till kontrollerad reglering av spänning, ström och effektöverföring i systemet.

I den utvecklade modellen användes triangulära carriersignaler för generering av PWM-signaler. Carriersignalen arbetar vid en hög och konstant switchfrekvens och fungerar som referens för switchningen av MOSFET-komponenterna. När referenssignalen är större än carriersignalen genereras en hög switchsignal, medan en låg switchsignal genereras när carriersignalen överstiger referensvärdet.

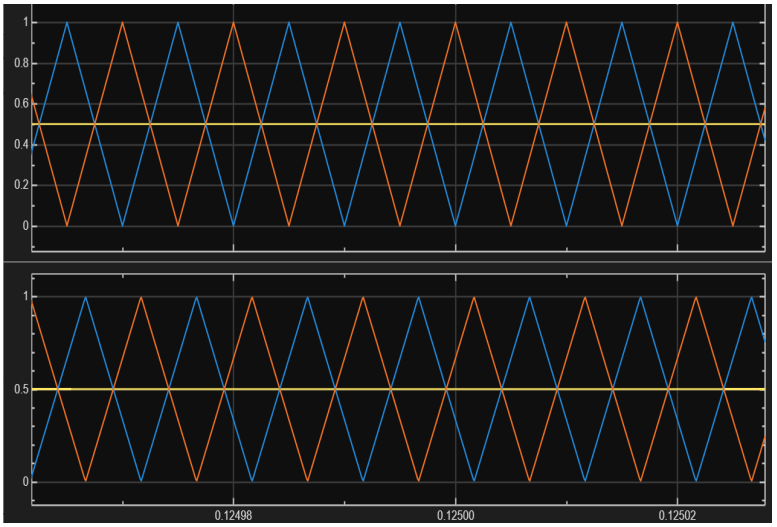
Switchfrekvensen valdes till: $f_s = 100\ kHz$

vilket gav switchperioden: $T_s = \frac{1}{f_s}$

Den höga switchfrekvensen valdes för att:

- minska storleken på transformator och filterkomponenter
- förbättra systemets dynamiska respons
- öka effekttätheten
- skapa goda förutsättningar för mjuk switchning

I modellen användes två carriersignaler med 180° fasförskjutning för att generera komplementära gate-signaler till switcharna i H-bryggorna. Detta säkerställde korrekt växling mellan high-side och low-side MOSFET-komponenterna inom varje bryggben.



Figur 6: Carrier-signaler med 180° fasförskjutning.

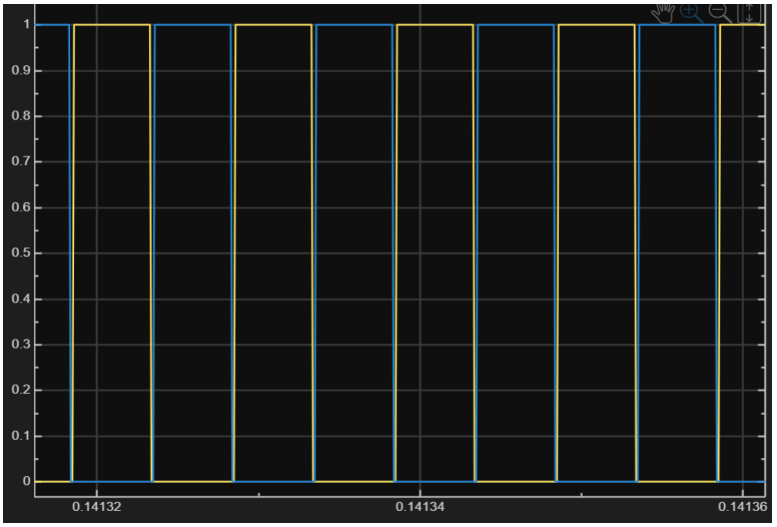
PWM-signalerna genererades med hjälp av komparatorblock i MATLAB/Simulink. Komparatorerna jämförde carriersignalen med referenssignaler för att skapa switchpulser till H-bryggorna. Denna metod bidrog till noggrann styrning av switcharnas ledningsintervall och användes som grund för SPS-regleringen i DAB-systemet.

För att generera komplementära gate-signaler användes inverterande logikblock i Simulink. Detta säkerställde att high-side och low-side switcharna aldrig ledde samtidigt inom samma bryggben.

För att ytterligare skydda systemet implementerades deadtime mellan switchsignalerna. Deadtime innebär att båda switcharna hålls avstängda under en kort tidsperiod vid varje switchövergång. Syftet är att undvika shoot-through, vilket annars kan orsaka kortslutning över DC-länken och mycket höga strömtoppar.

Deadtime är särskilt viktigt vid hög switchfrekvens eftersom små tidsfel annars kan orsaka:

- Höga switchförluster
- Stora strömtoppar
- Termisk överbelastning
- Skador på halvledarkomponenter



Figur 7: PWM-signaler till MOSFET samt dödtid.

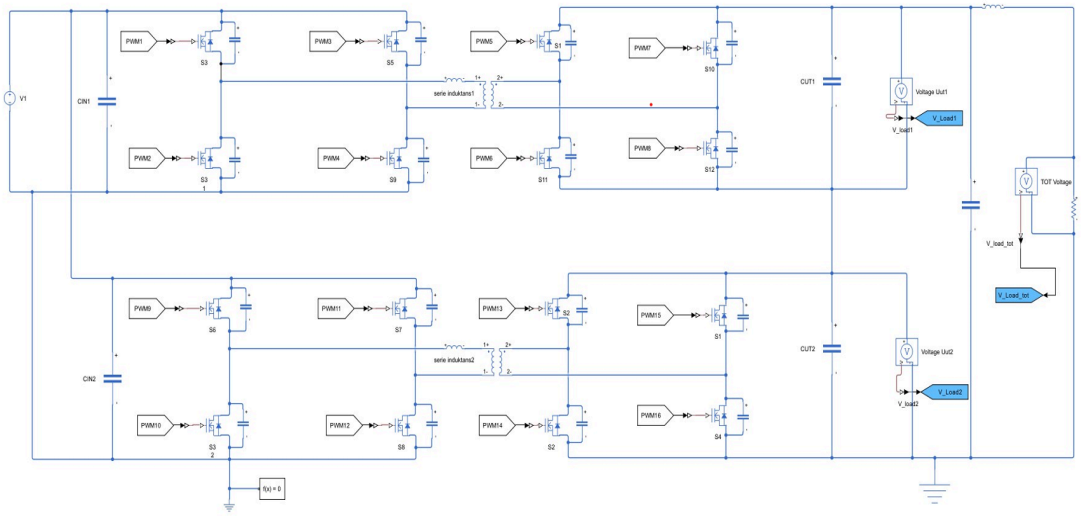
4.2 DAB-topologi och SPS-styrning

DAB-omvandlaren består av två aktiva fullbryggor kopplade via en högfrekvent transformator och en serieinduktans. Varje H-brygga består av fyra MOSFET-switchar som genererar en högfrekvent fyrkantsvåg över transformatorn genom alternerande switchning mellan diagonala switchpar.

Transformatorn används för att:

- Skapa galvanisk isolation mellan primär- och sekundärsidan.
- Anpassa spänningsnivåerna mellan in- och utgång.
- Säkerställa tillförlitlig effektöverföring i högspända DC-system.

I den utvecklade IPOS-strukturen användes ett transformatorförhållande på: $n = 1:1$ vilket gav: $V_1 = V_2 = 750\,V$
Två DAB-moduler seriekopplades därefter på utgångssidan för att tillsammans generera: $V_{out,total} = 1500\,V$



Figur 8: IPOS-baserad DAB-topologi med två aktiva H-bryggor, högfrekvent transformator och serieinduktans.

Mellan bryggorna placerades en serieinduktans som huvudsakligen representerar transformatorns läckinduktans. Serieinduktansen är en central parameter i DAB-systemet eftersom den :

- Begränsar strömförändringar
- Påverkar effektöverföringen
- Påverkar RMS- och peakström
- Underlättar mjuk switchning och ZVS-drift

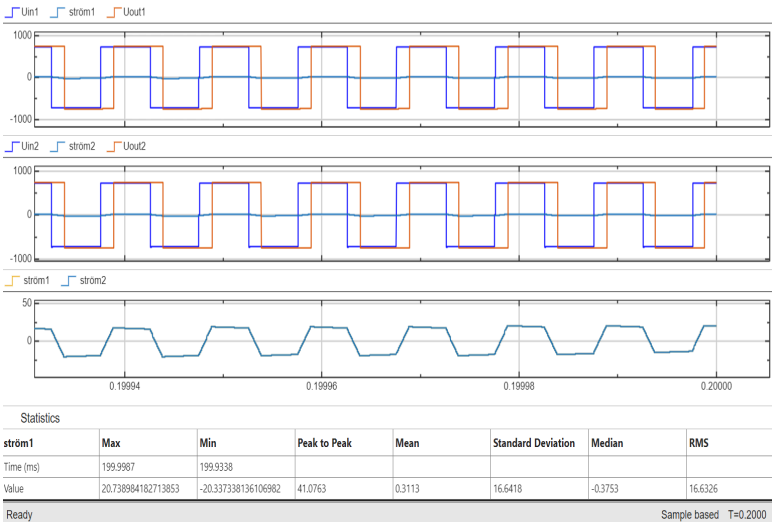
En större induktans reducerar strömrippel och toppströmmar men minskar samtidigt den maximala effektöverföringen.

Effektöverföringen mellan primär- och sekundärsidan reglerades med SPS-teknik. Vid SPS arbetar båda H-bryggorna med:

- konstant switchfrekvens
- konstant duty cycle
- variabel fasförskjutning

Duty cycle sattes till 50 %, vilket är vanligt för SPS-styrda DAB-system eftersom effektöverföringen istället regleras genom fasförskjutning mellan bryggorna.

När fasförskjutningen mellan bryggorna ökar ökar även den överförda effekten genom serieinduktansen. Om fasförskjutningen minskar reduceras effektöverföringen.



Figur 9: 45° fasförskjutning mellan primär- och sekundärbryggorna i två olika DAB-omvandlare

4.3 Generell reglerslinga

För att uppnå stabil och noggrann spänningsreglering i DAB-omvandlaren implementeras en sluten reglerslinga baserad på en PI-regulator (Proportional-Integral controller). PI-regulatorn används eftersom den erbjuder en relativt enkel implementation samtidigt som den ger god dynamisk respons och eliminerar stationära regler fel. Koch et al. visar att PI-baserad fasförskjutningsstyrning ger stabil spänningsreglerings i DAB-omvandlare och att regulatorns prestanda kan förbättras genom robust design [12].

PI-regulatorns överföringsfunktion kan beskrivas enligt:

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_i}{s}$$ där:

- K_P är den proportionella förstärkningen
- K_i är den integrerande förstärkningen

Den proportionella delen används för att förbättra regulatorns dynamiska respons och förkorta stigtiden, medan integraldelen tar bort stationära fel och säkerställer att utspänningen följer referensvärdet även när belastningen förändras.

Reglersystemet fungerar genom att ständigt jämföra referensspänningen med den uppmätta utspänningen från DAB-systemet. Reglerfelet definieras som:

$$e(t) = V_{ref} - V_o(t)$$

där:

- V_{ref} är referensspänningen
- V_o är den uppmätta ut-spänningen

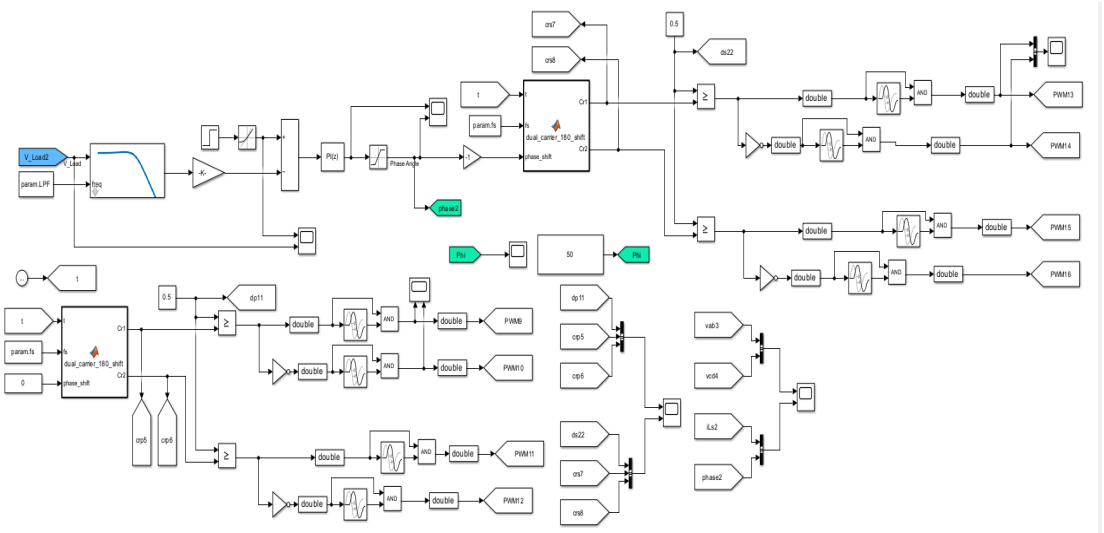
PI-regulatorn genererar därefter styrsignalen:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)\, dt$$

Denna styrsignal används för att fastställa fasförskjutningen mellan de två bryggorna i DAB-omvandlaren.

För att räkna fram startvärden till K_p och K_i behöver man en ungefärlig tidskonstant för systemet. En enkel modell kan vara:

R = 56.25 Ω/DAB
C = 100 μF
τ = T_i = RC = 5.6 ms
För en enkel PI-inställning kan då startvärdena väljas som:
$K_i = \frac{K_p}{T_i}$ Om man till exempel väljer K_p = 0.7 så blir K_i = 125. Simuleringar i Simulink visar dock att K_i för hög, därför har vi i praktiken använt ett betydligt mindre värde för K_i : mellan 4-10. Vi har använt online simulering för PI-regulatorn för att se hur den beter sig med olika K_p och K_i samt försökt förstå hur man justerar K_p och K_i [19][17].

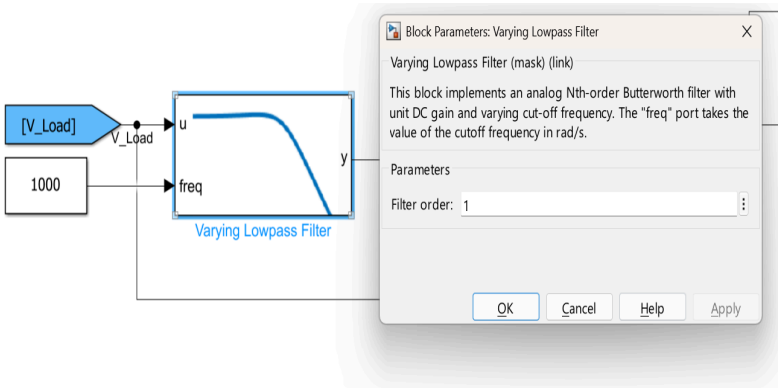


Figur 10: Closed-loop reglering med PI-regulator och SPS-modulering.

I denna uppsats implementeras PI-regulatorn i MATLAB/Simulink tillsammans med SPS-modulering. Enligt figur 10 inkluderar den slutna reglerloopen referensspänning (V_{ref}), spänningsmätning, beräkning av fel, PI-regulator, lågpassfilter (LPF), saturation block, fasförskjutningsgenerator till Matlab Funktion och PWM-styrning av bryggorna.

För att reducera högfrekventa störningar från switchningen implementerades även ett lågpassfilter (LPF) i återkopplingsslingan. Eftersom DAB-omvandlaren arbetar vid hög switchfrekvens kan spänningsmätningarna innehålla högfrekventa störningar från återkopplingen, vilket kan påverka regulatorns stabilitet negativt. Lågpassfiltret användes därför för att reducera dessa störningar innan signalen skickades vidare till PI-regulatorn.

Detta bidrog till en stabilare återkoppling och minskar chansen för oscillerande styrsignaler. Liknande filteringstekniker har använts i flera tidigare studier av DAB där SPS-reglering implementeras i Simulink-modeller [13].

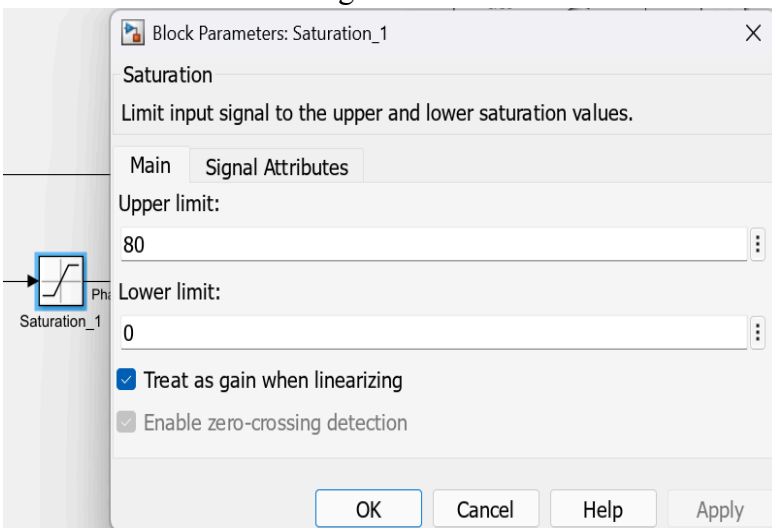


Figur 11: Lågpassfilter för reducering av högfrekventa störningar i återkopplingssignalen.

I återkopplingsslingan implementerades även ett saturation block för att begränsa regulatorns utgångssignal inom ett säkert arbetsområde för fasförskjutningen. Alltför stora fasförskjutningar kan leda till:

- Höga toppströmmen
- Ökat RMS-strömflöde
- Förlust av ZVS
- Instabil drift

Saturation-blocket användes därför för att skydda systemet och säkerställa stabil drift under varierande belastningsförhållanden.



Figur 12: Saturation-block för begränsning av regulatorns utgångssignal.

När PI-regulatorn dimensionerades togs hänsyn till DAB-omvandlarens parametrar och systemets dynamik. De parametrar som huvudsakligen påverkar regulatorns prestanda är:

- Switchfrekvens
- läckinduktans L
- In- och utgångs kondensatorer
- Transformatorns omsättningstal
- Variationer i belastningen

Koch et at. påpekar att regulatorns stabilitet är starkt knuten till förändringar i arbetspunkten för DAB-systemet, och därför är en robust dimensionering av PI-regulatorn avgörande för att säkerställa stabil drift under olika belastnings scenarier [12].

I många DAB-studier tillämpas även småsignal modellering för att dimensionera PI-regulatorn baserat på överföringsfunktionen från kontrollen till utgången. Lucas et al. visar att småsignalmodeller är användbara för att studera systemets dynamiska respons och öka regulatorns robusthet vid förändringar i inspänning och last [14].

Vid snabba förändringar i lasten kan DAB-system få problem med spänningsdippar, oscillationer, cirkulerande strömmar och försämrad ZVS-drift.

Därför är regulatorns respons under transienta förhållanden en viktig del av systemdesignen. Slutna reglerloopar med återkoppling används för att förbättra regleringen av både spänning och transienta förändringar i DAB-system [11].

I detta examensarbete tillämpas PI-regulatorn för att stabilisera spänningen hos de seriekopplade DAB-modellen och samtidigt balansen av spänningen mellan modulerna. Regulatorn fungerar genom att justera fasförskjutningen kontinuerligt utifrån skillnaden mellan referensspänningen och den uppmätta utspänningen.

4.4 IPOS-implementering

Vid parallellkopplade DAB-moduler användes en gemensam PI-regulator för att styra systemets effektöverföring och utspänning. Eftersom parallellkopplade moduler adderar ström istället för spänning är regleringen relativt enklare jämfört med seriekopplade system. Huvudsyftet med regulatorn var att stabilisera den totala ut-spänningen och kontrollera effektflödet genom phase shift-reglering. Systemet implementerades som ett closed-loop-system där den uppmätta ut-spänningen kontinuerligt återkopplades till regulatorn för att möjliggöra dynamisk reglering och stabil drift vid varierande belastningar [20].

För de seriekopplade DAB-modulerna krävdes däremot en mer avancerad reglerstruktur. Eftersom den totala DC-spänningen delas mellan modulerna måste varje modul regleras individuellt för att säkerställa jämn spänningsfördelning och undvika obalanser i systemet. Enligt tidigare studier kring ISOP-DAB-system kan direkt reglering av utgångsströmmarna leda till instabilitet, eftersom förändringar i phase shift hos en modul påverkar effektöverföringen och därmed även övriga modulers arbetspunkter [16].

Tidigare forskning visar därför att reglering av modulernas spänningar ger stabilare effektbalansering och förbättrad systemstabilitet [16]. I seriekopplade DAB-system blir detta särskilt viktigt eftersom små variationer mellan komponenter, switchfördröjningar eller belastningar kan orsaka ojämn spänningsfördelning mellan modulerna. Detta kan leda till att vissa moduler utsätts för högre spänningar än andra, vilket påverkar systemets stabilitet och ökar belastningen på halvledarkomponenterna.

Därför implementerades två separata PI-regulatorer i det seriekopplade systemet, där varje regulator ansvarade för spänningsregleringen hos respektive DAB-modul. Regulatorerna arbetade oberoende av varandra och justerade individuellt phase shift-signalerna för att stabilisera modulernas utspänningar. Även detta system implementerades som en closed-loop-reglering där utspänningen från varje modul återkopplades till respektive regulator för kontinuerlig korrigering av reglerfelet.

Genom att varje modul reglerades separat kunde systemet snabbare kompensera för variationer mellan modulerna och minska risken för att en modul utsattes för högre spänning än den andra. Detta förbättrade systemets stabilitet och bidrog till jämnare spänningsfördelning mellan de seriekopplade DAB-modulerna.

Vid open-loop-drift används istället ett fast fasförskjutningsvärde utan återkoppling från utspänningen. I ett sådant system kan inte regulatorn kompensera för förändringar i belastning eller variationer mellan modulerna, vilket kan leda till större spänningsobalanser och försämrad stabilitet. Closed-loop-regleringen användes därför för att förbättra systemets dynamiska beteende och säkerställa stabil drift under varierande arbetsförhållanden.

Liknande reglerstrategier för serie- och parallellkopplade DAB-system har även presenterats i tidigare forskning kring modulära DAB-system. De visar att reglering av modulernas spänningar ger stabilare effektbalansering [17][18].

5. Simuleringar och resultat

5.1 Closed-loop simulering av IPOS-DAB-systemet

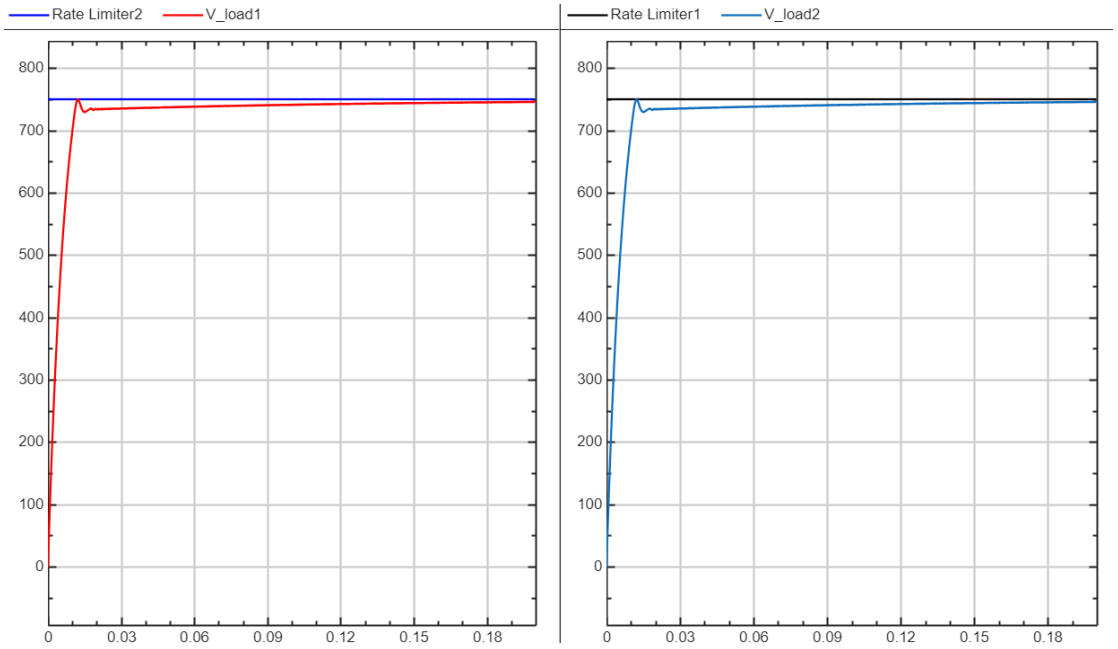
För att analysera systemets stabilitet byggde vi en återkopplad reglering med PI-regulatorer i MATLAB/Simulink. Målet med simuleringen var att se hur de IPOS-DAB-modulerna styr utspänningen och hur systemet beter sig vid normal drift.

Resultatet presenteras i figur 14 och visade att systemet fungerat stabilt, där de två DAB-modulerna tillsammans levererade en total utspänning på cirka 1499 V. Varje DAB-modul står för cirka 749 V, vilket bekräftar att den seriekopplade IPOS-strukturen fungerar som den var tänkt. Simuleringarna visar också att PI-regulatornerna hjälper till att minska stationära fel och förbättrar systemets dynamiska beteende.

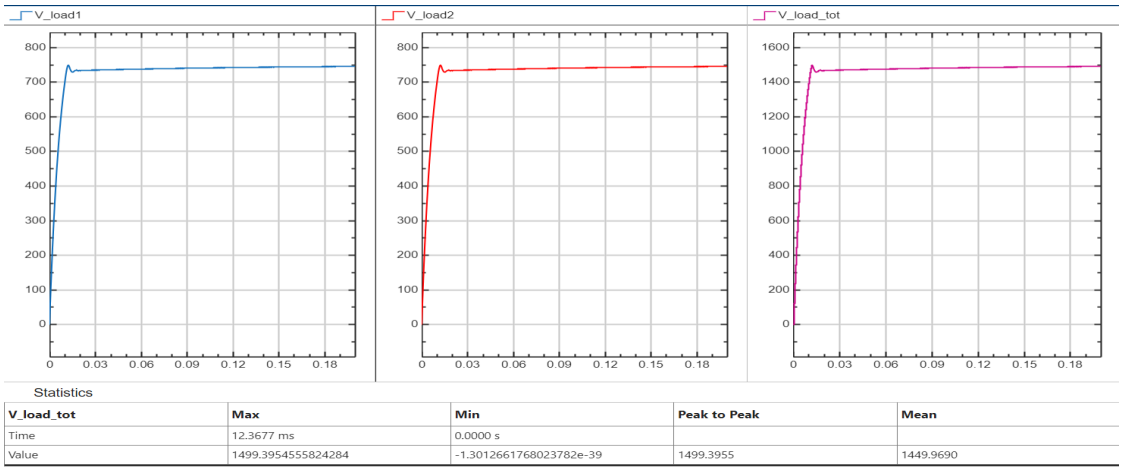
Resultatet visas i figur 14 och indikerar att systemet höll en stabil drift vid nominell nivå (20 kW, 1500 V). De två DAB-enheterna tillsammans gav en utspänning på runt 1499 V, där varje enhet bidrog med cirka 749 V. Detta resulterade i ett stationärt fel på endast 1 V (0,07 %) från referensvärdet 1500 V, vilket bekräftar att den seriekopplade IPOS-uppsättningen fungerar enligt avsikt.

För att bedöma hur PI-regulatorerna påverkade systemet genomfördes en jämförelse i en open-loop-simulering där en konstant fasförskjutning på 45° tillämpades utan feedback. I open-loop-situationen uppvisade systemet ett stationärt fel på cirka 25 V (1,7 % av referensvärdet) och fluktuationer i utspänningen vid små förändringar i last. Med closed-loop-reglering minskade det stationära felet till under 1 V, vilket motsvarar en förbättring på över 95 %.

Det dynamiska beteendet i systemet analyserades genom att titta på stegsvaret vid uppstart. Med hjälp av PI-reglering nådde systemet stabilt tillstånd efter ungefär 5 ms och hade en maximal översvängning på mindre än 2 % av referensvärdet. Utan reglering (open-loop) var tiden för insvängning längre och systemet visade större spänningsfluktuationer under transienter. Detta visar att PI-regulatorerna inte bara tar bort stationära fel utan också förbättrar systemets dynamiska respons genom att snabbt dämpa transienter och minimera översvängningar.

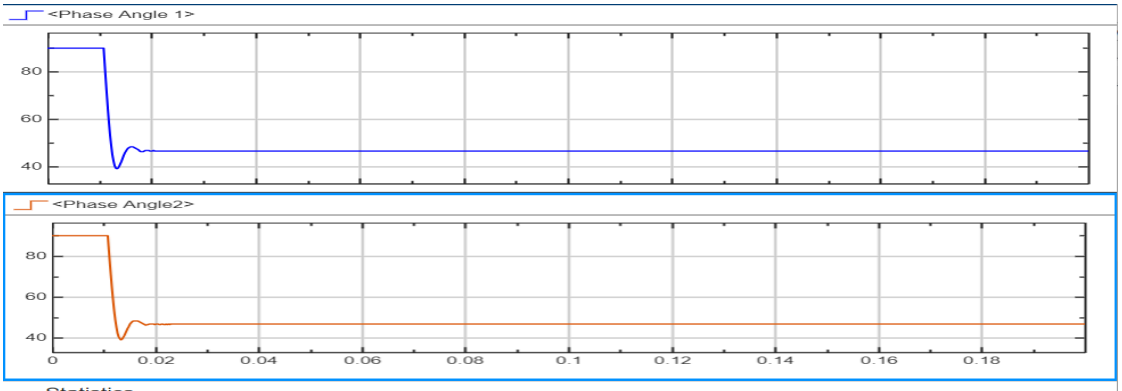


Figur 13: PI-regulatorn baserad på spänningsbalansering för båda DAB-modulerna.



Figur 14: Total utspänning samt utspänning över DAB1 och DAB2.

Med en rate limiter inställd på 750 V observeras att utspänningarna följer denna begränsning. Detta indikerar att systemet presterar i enlighet med den avsedda funktionaliteten.

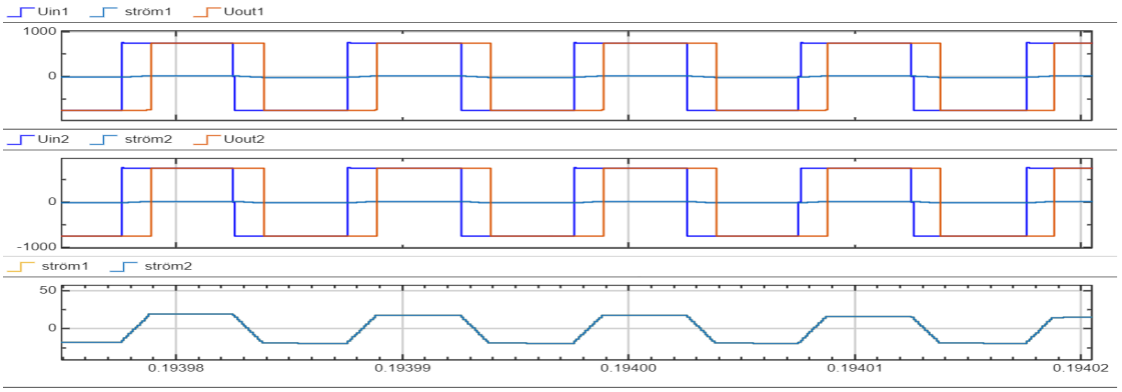


Statistics

<Phase Angle 1>	Max	Min	Median
Time	0.0000 s	13.3483 ms	
Value	90	39.29090397148029	46.8007

Figur 15: Fasvinkel 46.8 ° (medelvärdet) vid normal drift (20 kW) utan störningar.

Figuren illustrerar startförloppet för en DAB-omvanmdlare vid normal drift (20 kW), där simuleringen körs med en stopptid på 0,2 sekunder. Vid simuleringens början (före 0.01 s) ligger fasvinkeln statiskt på 90°, vilket representerar ett inaktivt startläge innan den aktiva effektregleringen har aktiverats. Vid tiden 0,01 sekunder sker en plötslig förändring då reglerloopen startar och börjar justera fasförskjutningen mellan bryggorna för att uppnå önskad effektöverföring. Detta orsakar en transient där fasvinkeln först sjunker kraftigt (till cirka 35-40 grader) för att sedan snabbt stabilisera sig. Efter några millisekunder har systemet nått steady-state och fasvinkeln låser sig vid 46,8 grader, vilket är det korrekta driftvärdet för 20 kW. Detta slutvärde kvarstår sedan konstant under resten av simuleringen, fram tills tiden slutar vid 0,2 sekunder. Sammanfattningsvis visar figuren inkopplingsförloppet: från ett inaktivt startläge, via en reglertransient, till ett stabilt driftläge där fasvinkeln är konstant 46,8 grader under hela den återstående simuleringstiden (0,02-0,2 s).



Statistics

Uin1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	Standard Dev...	Median	RMS
Time (ms)	193.9876	194.0026					
Value	751.63069521570...	-751.6279682480...	1503.2587	4.9578	748.0765	375.3045	747.2722

Figur 16: Primär- och sekundär spänningar i DAB1- och DAB2-omvandlarna samt induktorströmmar vid 46.8° fasförskjutning (normal drift).

En viktig del av projektet var att undersöka spänningsbalansen mellan de seriekopplade IPOS-DAB-modulerna. Två separata PI-regulatorer tillämpades, PI_1 och PI_2, för att styra spänningen över respektive DAB-modul.

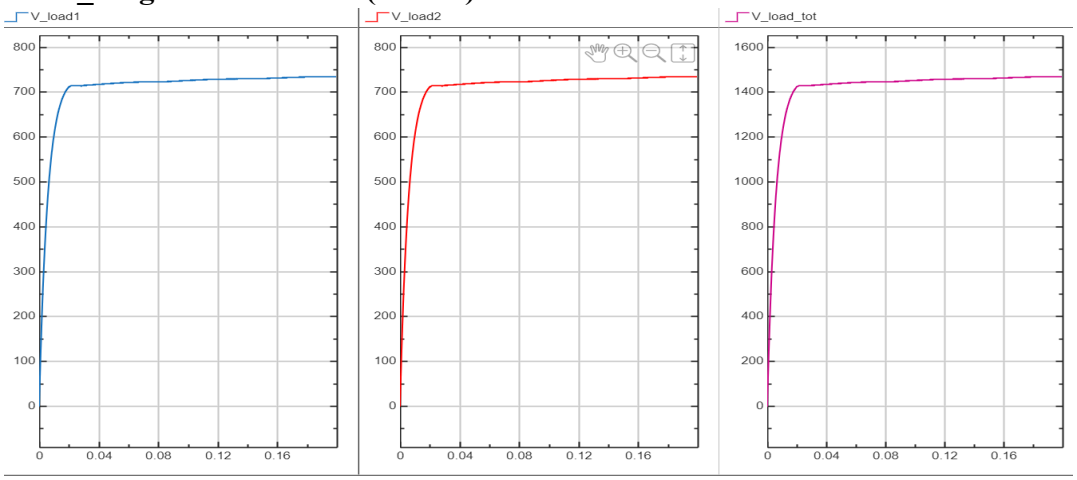
Simuleringsresultaten visar att spänningarna över DAB1 och DAB2 hålls i balans under drift. Även om det uppstår små variationer vid transienter, stabiliseras systemet snabbt och båda modulerna delar den totala utspänningen på ett kontrollerat sätt enligt figur 14. Enligt figur 13 kan man se att PI-regleringen bidrar till bättre stabilitet och minskar risken för ojämn spänningsfördelning mellan modulerna.

5.2 Lastvariationer och Stegsvar för olika effekt

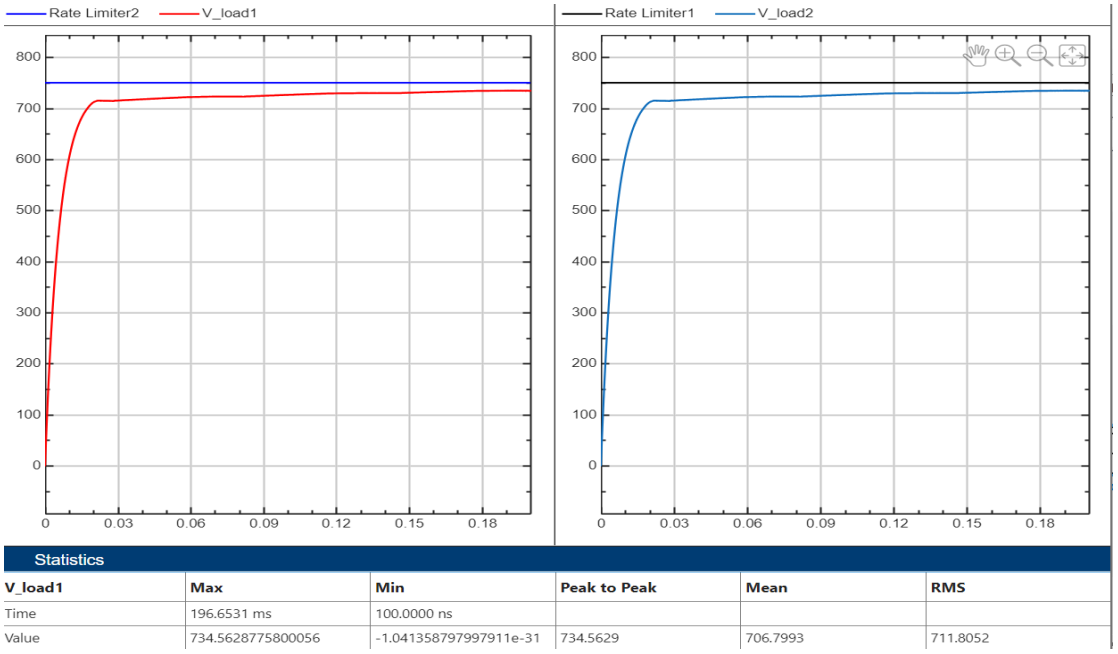
Simuleringar gjordes även för lastvariation. Resultaten presenteras i figurerna 17-20 för lägre lastresistans och i fig. 21-24 för högre lastresistans. Resultaten visar att den totala utspänningen påverkades av lasten. Vid den lägre lastresistansen 86,5 Ω som gav en uteffekt på cirka 26 kW stabiliserades i istället V_{tot} kring 1469 V enligt figur 17, medan vid högre lastresisitansen $R_{L,total} = 173\ \Omega$ uppnåddes en uteffekt om ungefär 13 kW och uppmättes V_{tot} till runt 1578 V (se figur 21), vilket innebär en överspänning relativt det nominella värdet 1500 V.

Den uppmätta spänningen på 1578 V representerar den transienta toppen i början av simuleringen. Detta fenomen, en så kallad overshoot, uppstår innan reglersystemet har stabiliserat sig. Efter den initiala transienten stabiliseras spänningen och medelvärdet hamnar på ungefär 1469 V, vilket är den nivå för systemets stationära drift.

Fall 1_ Lägre lastresistans (86.5 Ω):



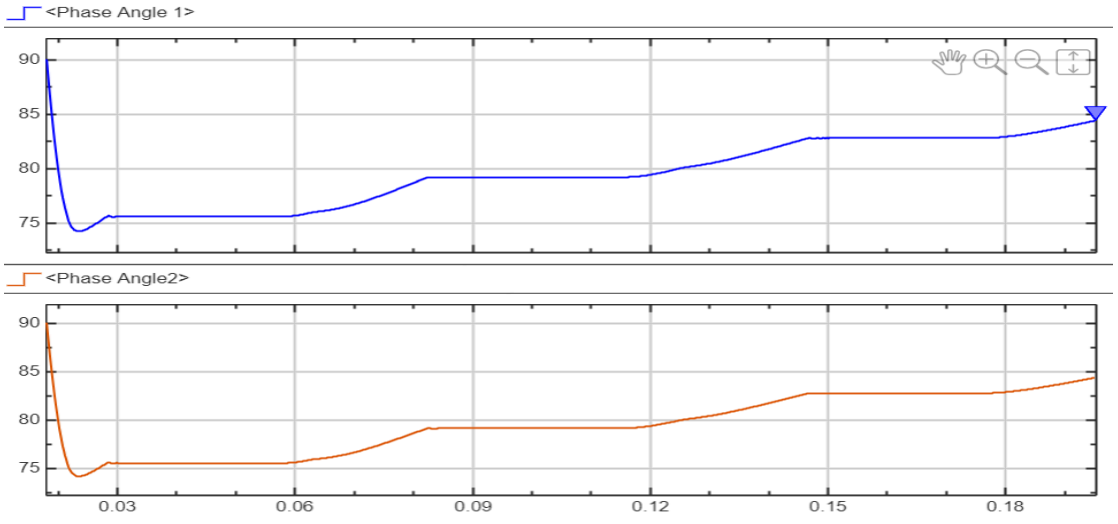
Figur 17: Total utspänning samt modulspänningar vid lastresistansen $R_{L,total} = 86.5\ \Omega$.



Statistics

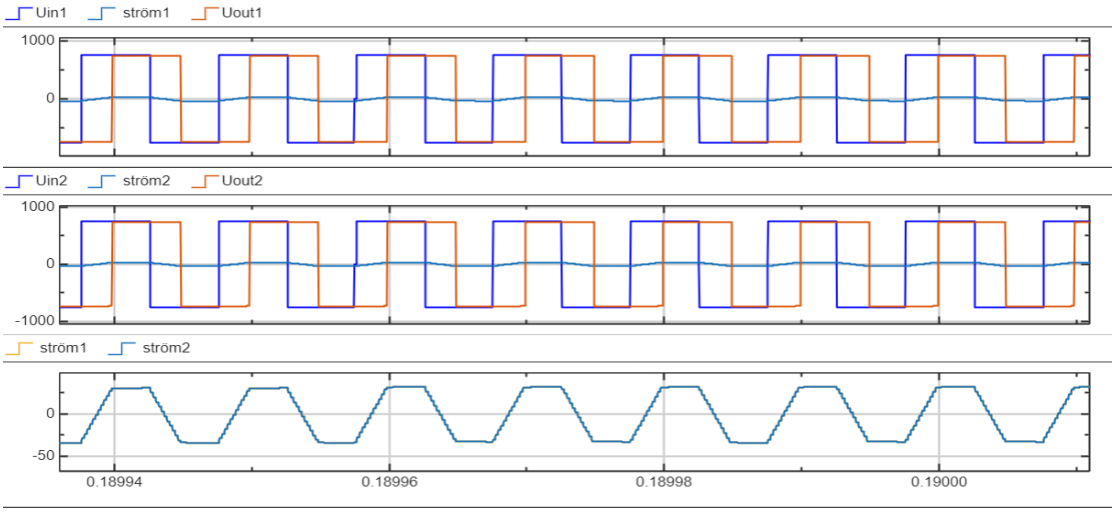
V_load1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	RMS
Time	196.6531 ms	100.0000 ns			
Value	734.5628775800056	-1.041358797997911e-31	734.5629	706.7993	711.8052

Figur 18: PI-regulatorernas utsignal för DAB1 och DAB2 vid lastresistans $R_{L,total} = 86.5\ \Omega$.



Statistics		Peaks	
<Phase Angle 1>	**P1**	**P2**	**P3**
Time (ms)	195.2977	195.2926	195.2877
Value	84.4194	84.4190	84.4183

Figur 19: Fasvinkel genererad av PI-regulatorerna för DAB1 och DAB2 vid lastresistans $R_{L,total} = 86.5\ \Omega$.

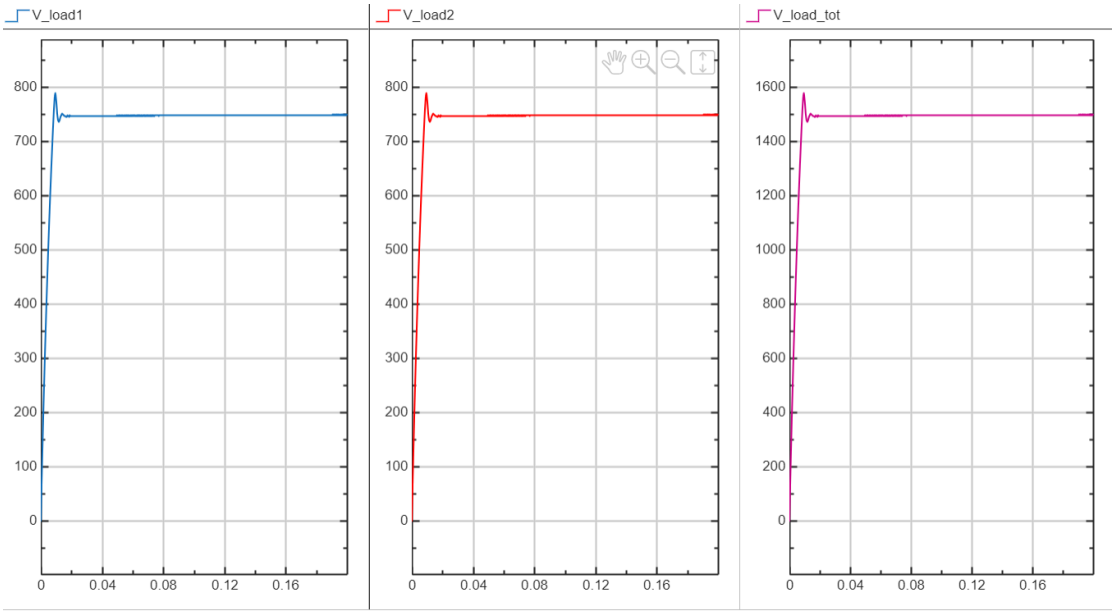


Statistics

ström1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	Standard Dev...	Median	RMS
Time (ms)	190.0025	189.9375					
Value	32.164815248062...	-34.78178350793...	66.9466	-1.1933	27.0804	-1.6295	27.0887

Figur 20: Primär- och sekundärspänning och induktorström för DAB-systemet vid $R_{L,total} = 86.5\ \Omega$.

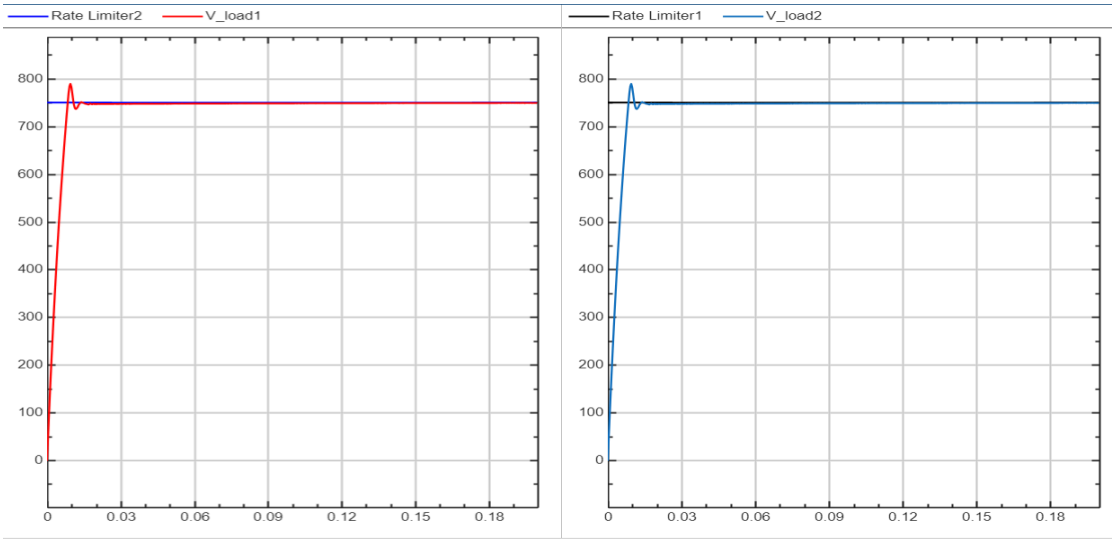
Fall 2_ Högre lastresistans (173 Ω):



Statistics

V_load_tot	Max	Min	Peak to Peak	Mean
Time	9.5076 ms	0.0000 s		
Value	1578.7149833025026	-2.0019400124267888e-39	1578.7150	1469.6325

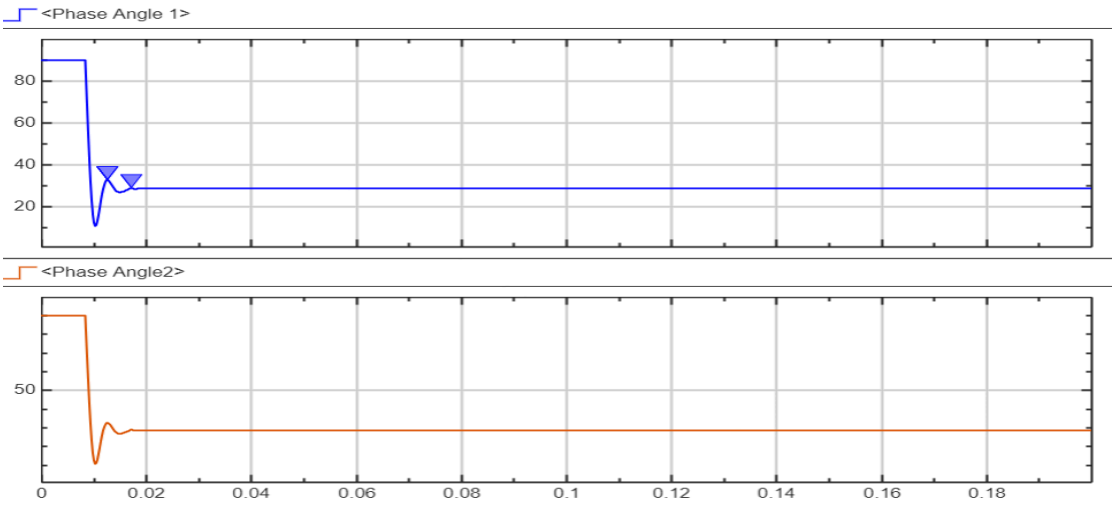
Figur 21: Total utspänning samt modulspänningar vid lastresistansen $R_{L,total} = 173\ \Omega$.



Statistics

V_load1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	RMS
Time	9.5076 ms	100.0000 ns			
Value	789.3576601995754	-1.0290047712436324e-31	789.3577	734.8163	739.0721

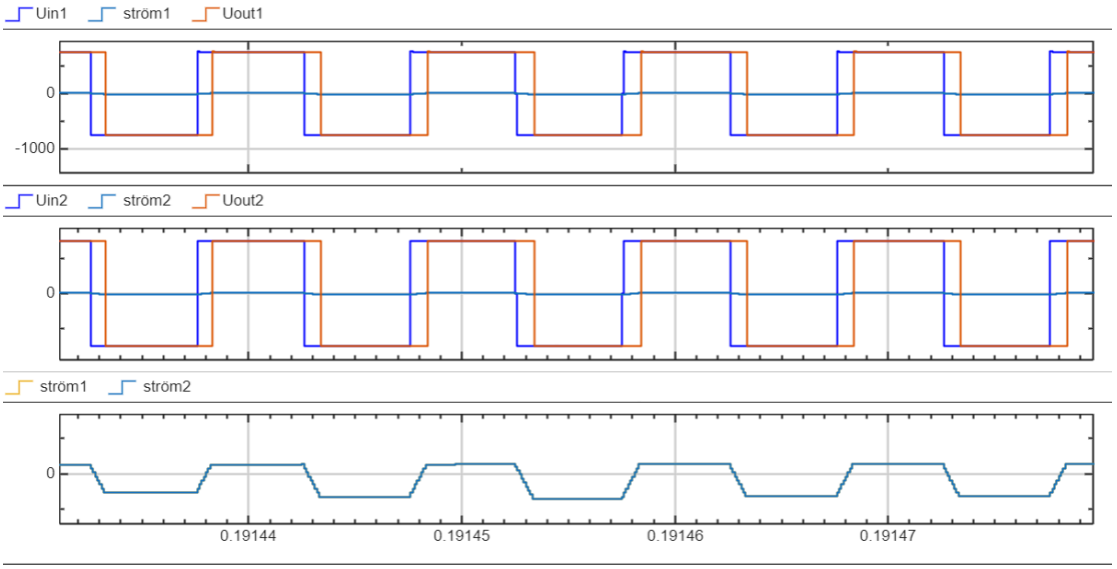
Figur 22: PI-regulatorernas utsignal för DAB1 och DAB2 vid lastresistans $R_{L,total} = 173\ \Omega$.



Statistics | Peaks

<Phase Angle 1>	P1	P2	P3
Time (ms)	12.6652	12.6625	17.2159
Value	32.7701	32.7701	28.9358

Figur 23: Fasvinkel genererad av PI-regulatorerna för DAB1 och DAB2 vid lastresistans $R_{L,total} = 173\ \Omega$.



Statistics

ström1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	Standard Dev...	Median	RMS
Time (ms)	191.4797	191.4574					
Value	6.84370707386012	-17.40562932136...	24.2493	-4.7898	10.6549	-7.3795	11.6720

Figur 24: Primär- och sekundärspänning och induktorström för DAB-systemet vid $R_{L,total} = 173\ \Omega$.

PI-regulatorernas uppträdande skilde sig också åt mellan driftfallen. För fallet med lägre lastresistans uppvisade PI_1 och PI_2 en stabil reglering utan tydliga översvängningar. För fallet med högre lastresisitans observerades däremot en mindre översvängning där modulspänningarna från DAB_1 och DAB_2 nådde ett maximum värde på omkring 789 V innan regulatorerna återförde spänningarna till referensvärdet på 750 V. Detta visar att PI-regulatorerna lyckades kompenserade för transienten och eliminerade det stationära felet.

Vid analys av SPS-styrningen framgår att den högre uteffekten vid 86,5 Ω krävde en större fasförskjutning. Fasvinkeln uppgick till ungefär 85° för både DAB_1 och DAB_2 samtidigt som induktorströmmen ökade till cirka 32 A . När lastresistansen höjdes till 173 Ω minskade effektbehovet, vilket ledde till att fasvinkeln sjönk till omkring 32° och induktorströmmen reducerades till cirka 7 A.

Resultaten stämmer någorlunda med teorin för SPS-styrda DAB-omvandlaren, där en större fasförskjutning ger högre induktorström och därmed en ökad effektöverföring. Simuleringarna visar även att de två PI-regulatorerna lyckades upprätthålla spänningsbalansen mellan DAB_1 och DAB_2 trots variationer i lasten, vilket är en viktig förutsättning för stabil drift i det IPOS-kopplade DAB-systemet.

5.3 Olika störningar i IPOS-systemet

För att undersöka regulatorernas förmåga att hantera obalanser mellan modulerna genomfördes simuleringar där en extra last kopplades till DAB1 medan DAB2 lämnades utan lokal extra belastning. Två olika belastningsfall analyserades.

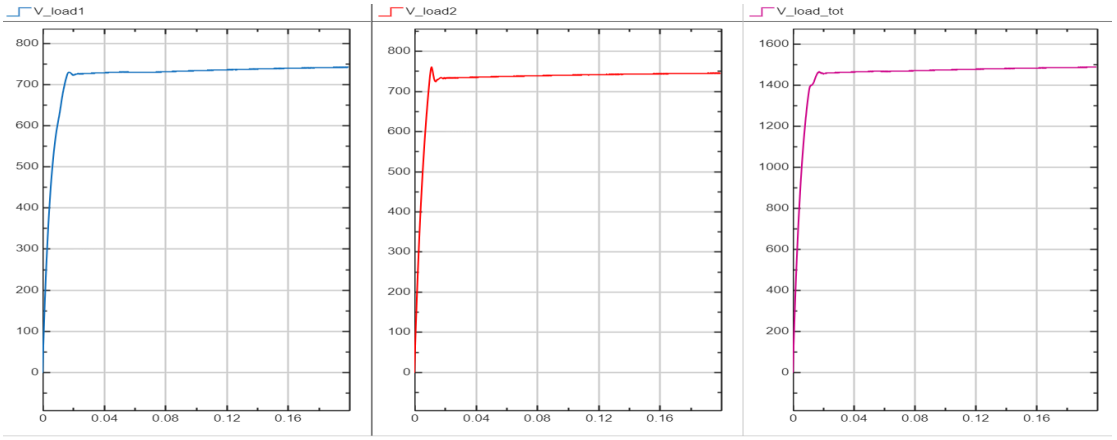
I det första fallet användes en last på 300 Ω, vilket motsvarade en effekt på cirka 1.88 kW. I det andra fallet användes en last på 150 Ω, vilket motsvarade en effekt på cirka 3.75 kW.

Fall 1: Extra belastning 300 Ω på DAB_1:

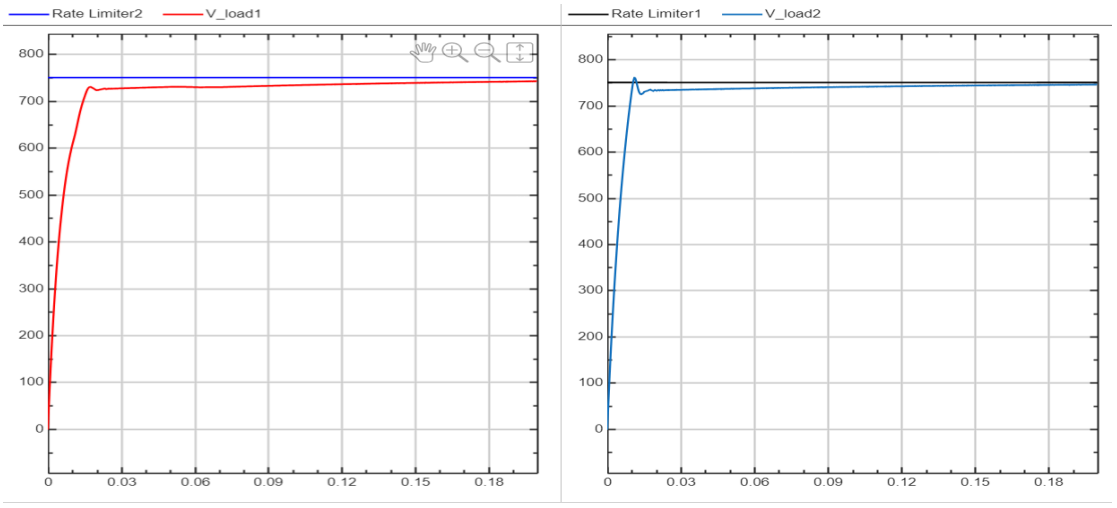
Resultaten (se figurerna 25-28) visade att den lägre belastningen på DAB1 som är 300 Ω medförde en spänningssänkning på utgången från DAB1, medan spänningen från DAB2 i stort sett förblev oförändrad. Eftersom de båda modulerna är seriekopplade på utgångssidan påverkades även den totala utspänningen, som sjönk temporärt innan regulatorerna återställde systemet till stabil drift.

Vidare observerades att induktorströmmen i DAB1 ökade för att leverera den extra effekten till lasten. Samtidigt ökade fasförskjutningen för DAB1, vilket innebar att PI-regulatorn begärde högre effektöverföring genom DAB-omvandlaren. För DAB2 noterades endast en mindre översläng i regulatorns respons innan systemet stabiliserades.

Simuleringarna visade att de två PI-regulatorerna kunde hantera asymmetrisk belastning mellan modulerna och återställa spänningsbalansen efter en kort övergångsperiod. Resultaten bekräftade därmed att den implementerade reglerstrategin kunde upprätthålla stabil drift även vid ojämn belastning mellan de IPOS-kopplade DAB-modulerna.



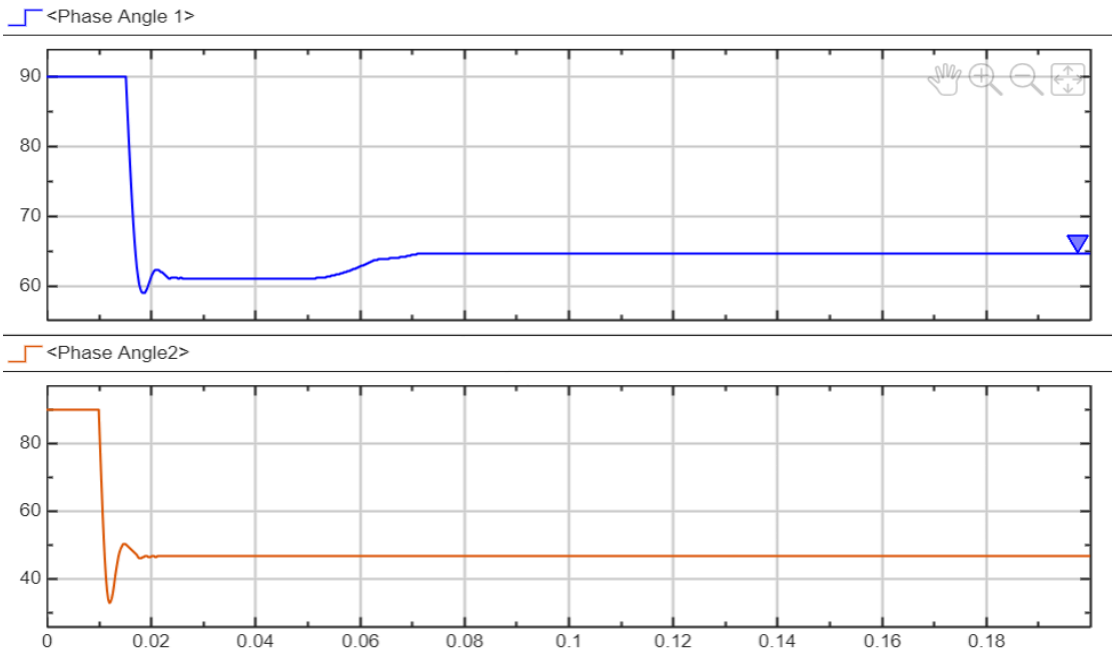
Figur 25: Total utspänning samt modulspänningar vid lokal lastresistans för DAB_1($R_{L,DAB1} = 300\ \Omega$).



Statistics

V_load1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	RMS
Time	198.6881 ms	100.0000 ns			
Value	742.3979261325497	-1.0953684550971131e-31	742.3979	715.2288	720.2893

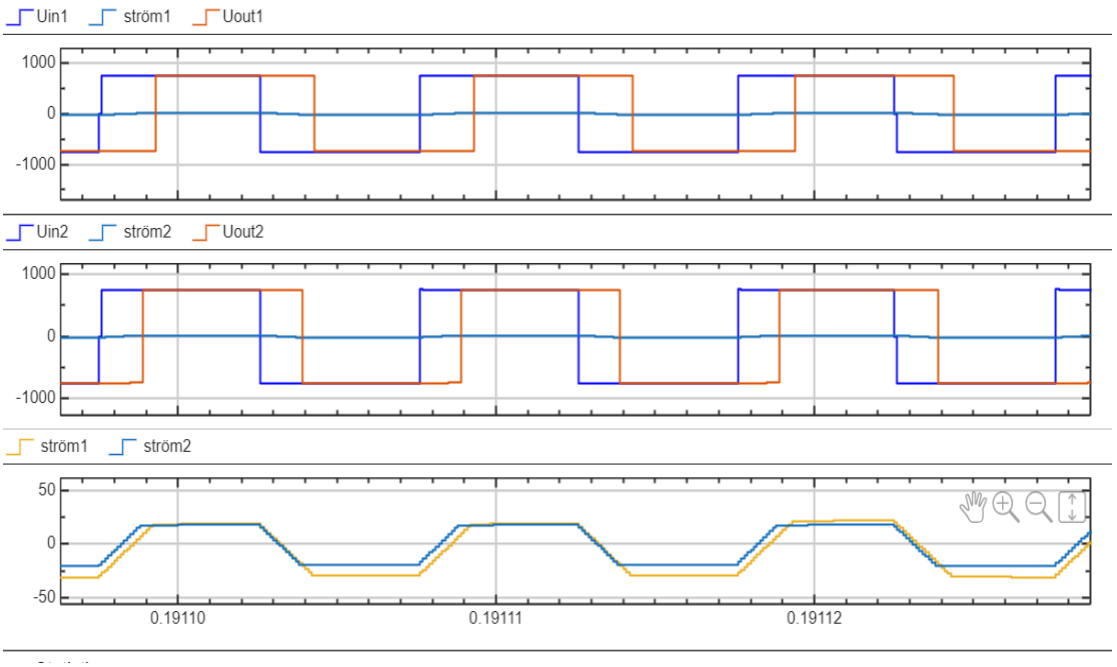
Figur 26: PI-regulatorernas utsignal för DAB1 och DAB2 vid lokal lastresistans för $DAB_1(R_{L,DAB1} = 300\ \Omega)$.



Statistics | Peaks

<Phase Angle 1>	P1	P2	P3
Time (ms)	197.6163	197.6211	197.6113
Value	64.8054	64.8053	64.8053

Figur 27: Fasvinkel genererad av PI-regulatorerna för DAB1 och DAB2 vid lokal lastresistans för $DAB_1(R_{L,DAB1} = 300\ \Omega)$.



Figur 28: Primär- och sekundärspänning och induktorström för DAB-systemet vid lokal lastresistans för $DAB_1 (R_{L,DAB1} = 300\ \Omega)$.

Fall 2: Lokal belastning 150 Ω på DAB_1:

I det andra fallet minskade den lokala lasten över DAB1 till 150 Ω, vilket motsvarade en belastning på cirka 3.75 kW. Den ökade belastningen påverkade systemet betydligt mer än i föregående fall med 300 Ω (se figurerna 29-31).

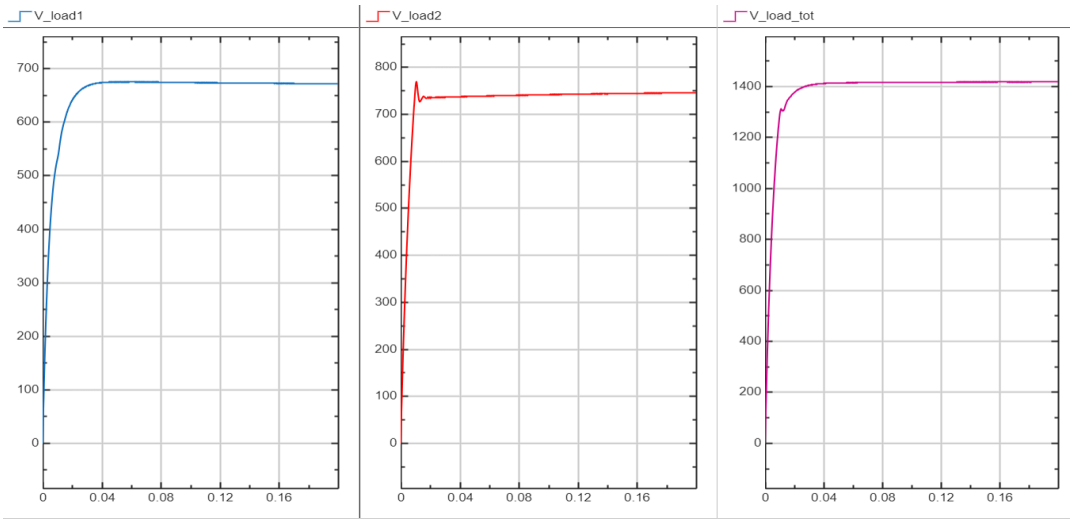
Efter lastinkopplingen sjönk utspänningen från DAB1 markant samtidigt som den totala utspänningen minskade. Däremot förblev utspänningen från DAB2 i stort sett oförändrad eftersom ingen extra belastning anslöts till denna modul.

För att kompensera den ökade belastningen ökade PI-regulatorn fasförskjutningen för DAB1 kraftigt. Simuleringarna visade att fasförskjutningen översteg 90°, vilket indikerar att regulatorn nådde ett område med mycket hög effektöverföring. Samtidigt ökade induktorströmmen i DAB1 betydligt jämfört med föregående fall, vilket visar att omvandlaren försökte leverera mer effekt till lasten.

Trots detta lyckades regulatorn inte återställa utspänningen till referensvärdet på 750 V. DAB1 stabiliserades istället kring 675 V, vilket motsvarar ett stationärt reglerfel på cirka 75 V. Eftersom modulerna är seriekopplade på utgångssidan påverkades även den totala utspänningen, som stabiliserades kring 1380 V istället för det önskade värdet på 1500 V.

Resultatet visar att den valda PI-regleringen inte hade tillräcklig reglerreserv för att upprätthålla spänningsbalanseringen vid denna belastningsnivå. Den stora fasförskjutningen och den ökade induktorströmmen indikerar att DAB1 närmade sig

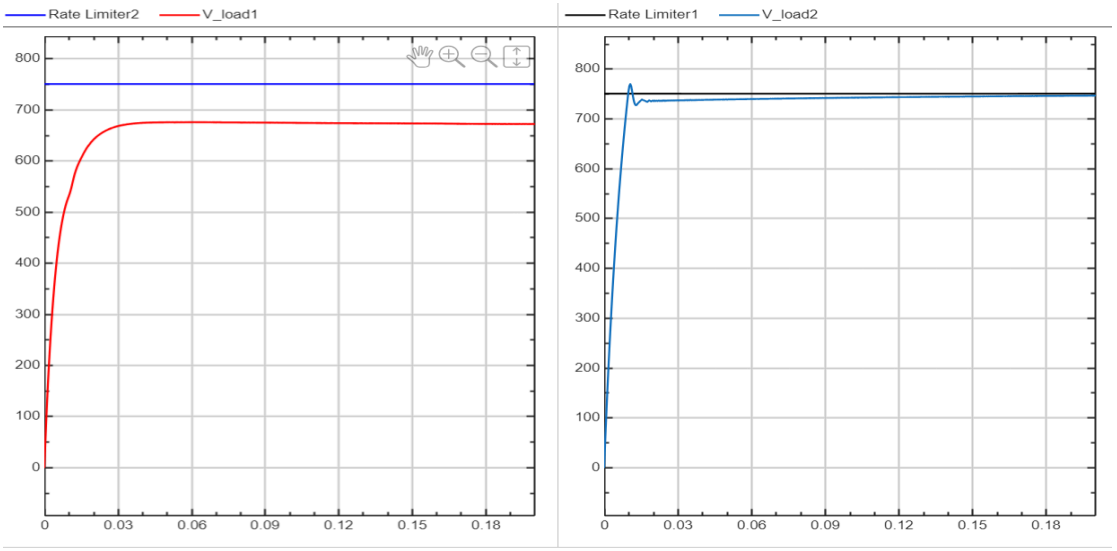
systemets regler- eller effektbegränsning, vilket medförde att referensspänningen inte kunde uppnås. Systemets begränsning kommer från DAB-omvandlarens dimensionerade effektkapacitet. Eftersom omvandlaren är konstruerad för en specifik maximinivå enligt dess överföringsfunktion, medför en efterfrågan som överstiger denna gräns att regleringen inte kan upprätthållas. Detta resulterar i att systemet förlorar stabilitet och inte längre kan följa referensspänningen.



Statistics

V_load_tot	Max	Min	Peak to Peak	Mean
Time	199.3732 ms	0.0000 s		
Value	1418.3473727523503	-1.0710774698130409e-37	1418.3474	1380.2235

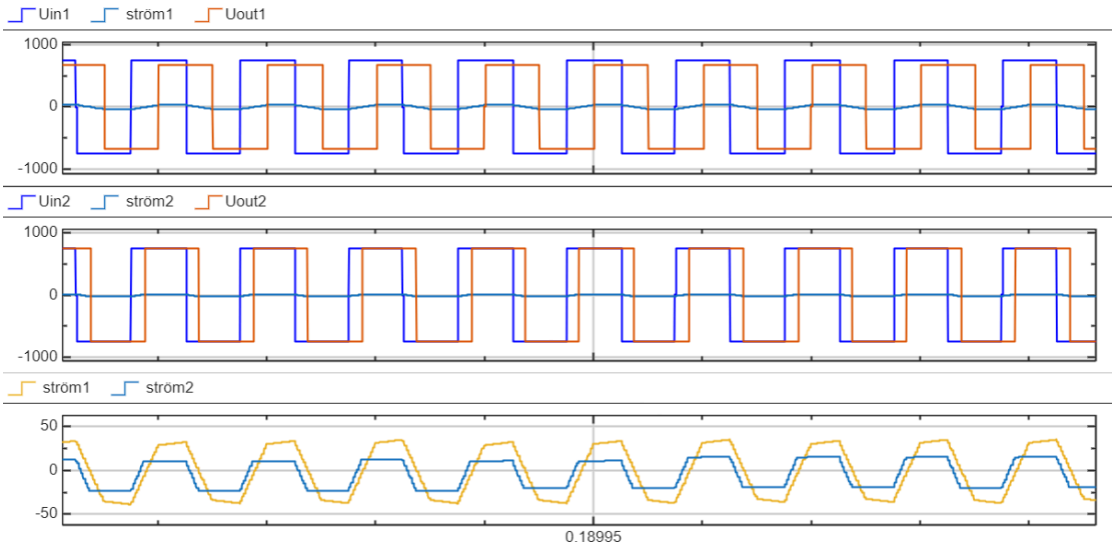
Figur 29: Total utspänning samt modulspänningar vid lokal lastresistansen för DAB_1($R_{L,DAB1} = 150\ \Omega$).



Statistics

V_load1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	RMS
Time	62.8684 ms	0.0000 s			
Value	675.5577765556228	-1.3764061623843806e-30	675.5578	653.1031	657.7231

Figur 30: PI-regulatorernas utsignal för DAB1 och DAB2 vid lokal lastresistans för $DAB_1(R_{L,DAB1} = 150\ \Omega)$.



Statistics

ström1	Max	Min	Peak to Peak	Mean	Standard Dev...	Median	RMS
Time (ms)	189.9925	189.9075					
Value	34.910088346315...	-38.93420545368...	73.8443	-1.7268	27.6146	-1.6001	27.6540

Figur 31: Primär- och sekundärspänning och induktorström för DAB-systemet vid lokal lastresistans för $DAB_1 (R_{L,DAB1} = 150\ \Omega)$.

5.4 Effektöverföring och verkningsgrad för det IPOS-kopplade DAB-systemet

För att analysera effektöverföringen i det IPOS-kopplade DAB-systemet genomfördes simuleringar vid olika fasförskjutningar. Syftet var att undersöka hur den överförda effekten, den totala utströmmen och verkningsgraden påverkas när fasförskjutningen mellan bryggorna ökar.

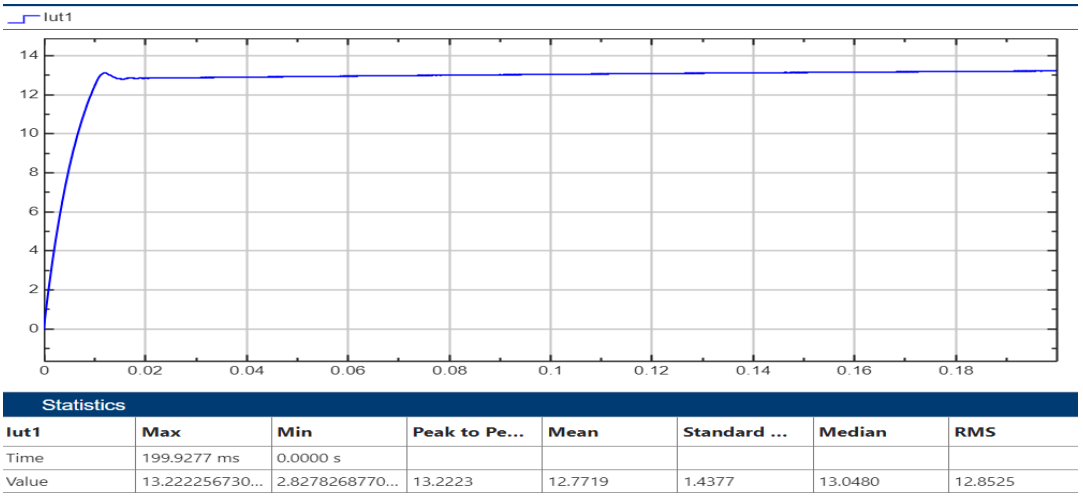
Figur 32 och figur 33 visar den totala utströmmen för systemet vid uteffekterna 20 kW respektive 26,6 kW. Resultaten visar att den totala utströmmen ökar i takt med den överförda effekten, vilket är förväntat eftersom högre effekt kräver större energitransport genom transformatorerna och serieinduktanserna i de båda DAB-modulerna.

För att utvärdera systemets prestanda beräknades även verkningsgraden vid olika driftpunkter. Simuleringsresultaten sammanfattas i Tabell 3, där den tillförda effekten (P_{in}), RMS-värdet av utströmmen (I_{ut},RMS), den levererade uteffekten (P_{ut}) samt verkningsgraden redovisas för olika fasförskjutningsförhållanden.

Resultaten visar att en ökning av fasförskjutningsratioen från D = 0,14 till D = 0,42 leder till att den överförda effekten ökar från cirka 12,5 kW till 24,1 kW. Samtidigt ökar RMS-strömmen från 8,5 A till 16,4 A. Detta överensstämmer med teorin för SPS-styrda DAB-system där effektöverföringen styrs av fasförskjutningen mellan primär- och sekundärbryggorna.

I Figur 34 jämförs de simulerade effektpunkterna med den teoretiska effektkurvan. Det framgår att simuleringarna följer den teoretiska modellen väl inom det undersökta arbetsområdet. Mindre avvikelser mellan teori och simulering kan förklaras av förluster i komponenter och begränsningar i den simulerade modellen.

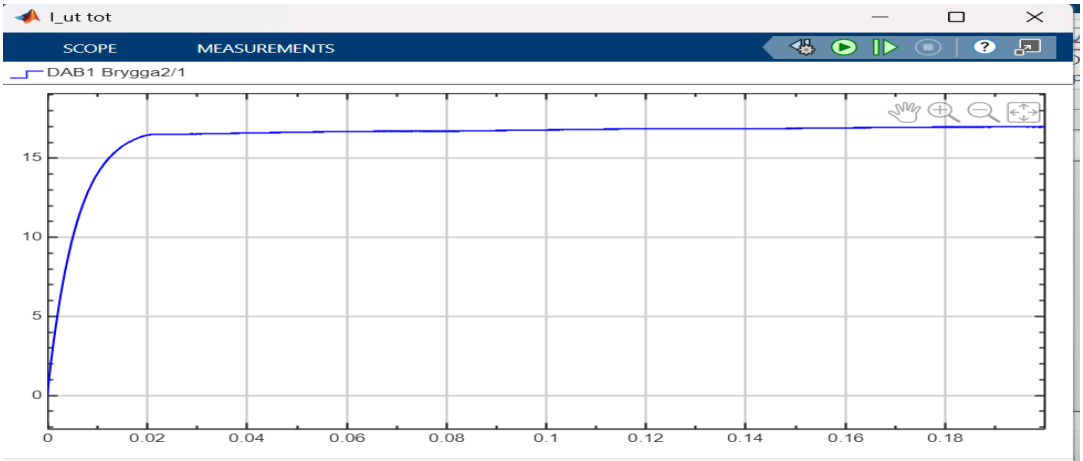
Verkningsgraden beräknades enligt formeln: $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$



Statistics

Iut1	Max	Min	Peak to Pe...	Mean	Standard ...	Median	RMS
Time	199.9277 ms	0.0000 s					
Value	13.222256730...	2.8278268770...	13.2223	12.7719	1.4377	13.0480	12.8525

Figur 32: Total utström ($I_{ut,tot}$) vid uteffekten 20 kW.



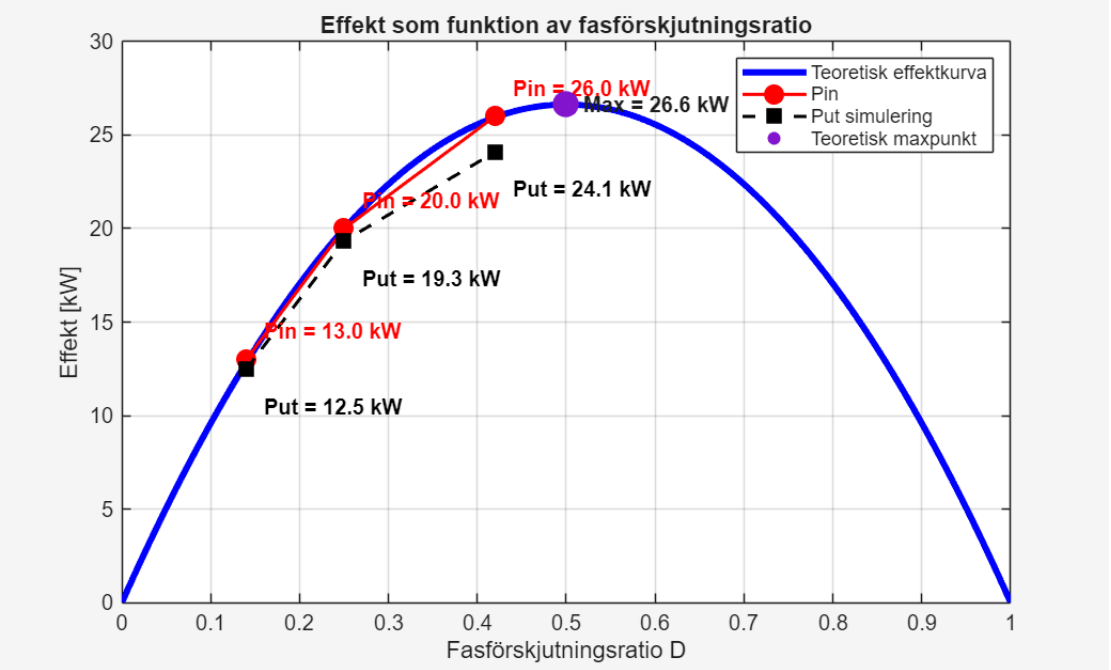
Statistics

DAB1 Bry...	Max	Min	Peak to P...	Mean	Standard ...	Median	RMS
Time	196.6532 ms	0.0000 s					
Value	16.97655611...	-1.156669287...	16.9766	16.3349	1.9476	16.7866	16.4506

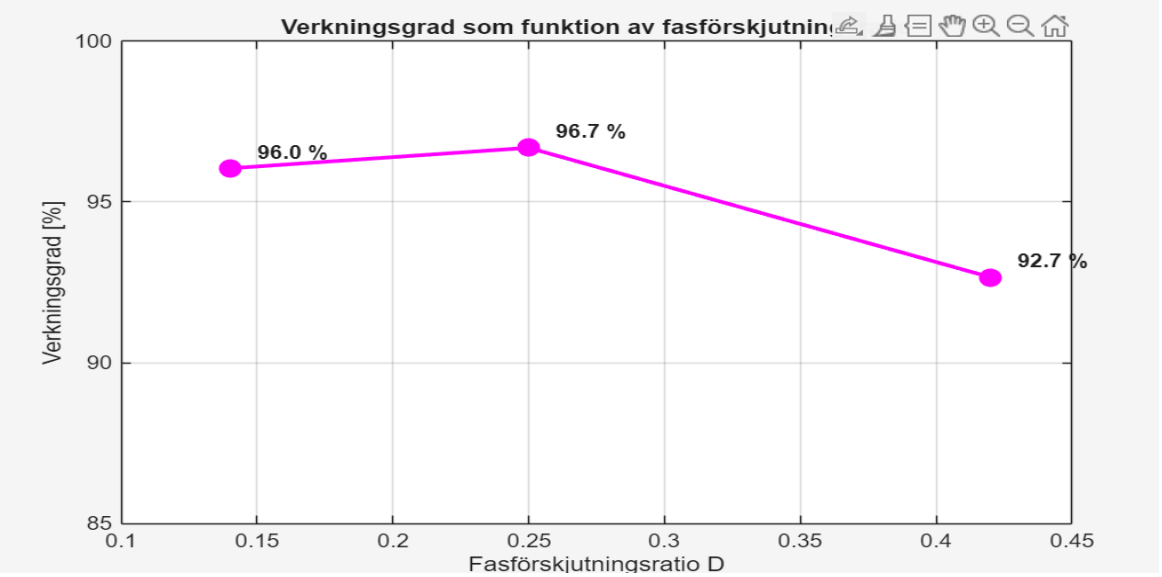
Figur 33: Total utström ($I_{ut,tot}$) vid uteffekten 26.6 kW.

Tabell 3: Simuleringsresultat för effekt, ström och verkningsgrad vid olika fasförskjutningar.

Phase ratio	P_{in}	$I_{ut,RMS}$	P_{ut}	η
0.14 = (25.6°)	13 000 W	8.5 A	12486 W	≈ 96%
0.25 = (45°)	20 000 W	12.9 A	19337W	≈ 96%
0.42 = (75.8°)	26 000 W	16.4 A	24091W	≈ 92%



Figur 34: Beräknade och simulerade effektpunkter vid olika fasförskjutningar.



Figur 35: Verkningsgraden sjunker vid fasförskjutningar över 45°.

6. Diskussion och slutsats

Syftet med examensarbetet var att undersöka spänningsreglering och spänningsbalansering i ett IPOS-kopplat DAB-system med hjälp av PI-regulatorer och SPS-styrning i MATLAB/Simulink. Resultaten visar att den implementerade reglerstrategin i huvudsak kunde upprätthålla stabil spänningsreglering under de flesta undersökta driftförhållandena.

Vid nominell drift reglerades utspänningen från DAB1 och DAB2 till cirka 749 V per modul, vilket gav en total utspänning på omkring 1499 V. Detta motsvarar ett mycket litet stationärt fel jämfört med referensvärdet 1500 V och visar att PI-regulatorerna lyckades balansera spänningen mellan de seriekopplade modulerna samtidigt som den totala utspänningen hölls stabil. Resultaten visar därmed att den valda reglerstrategin fungerar väl för normal drift i det studerade IPOS-systemet.

Simuleringarna med varierande lastresistanser visade att systemets arbetspunkt påverkas tydligt av belastningen. Vid den lägre lastresistansen 86,5 Ω ökade uteffekten till cirka 26 kW samtidigt som den totala utspänningen sjönk till omkring 1469 V. Vid den högre lastresistansen 173 Ω minskade uteffekten till cirka 13 kW och den totala utspänningen ökade till cirka 1578 V. Trots dessa förändringar lyckades PI-regulatorerna återställa systemet till stabil drift och bibehålla spänningsbalansen mellan modulerna.

Resultaten visar även att SPS-styrningen fungerade enligt teorin för DAB-omvandlare. När fasförskjutningen ökade ökade även induktorströmmen och den överförda effekten. Simuleringsresultaten överensstämde väl med de teoretiska beräkningarna, vilket stärker modellens trovärdighet och visar att den utvecklade Simulink-modellen kan användas för att studera reglering och effektöverföring i IPOS-kopplade DAB-system.

Vid asymmetrisk belastning med en extra last på 300 Ω över DAB1 kunde regulatorerna återställa spänningsbalansen efter en kort övergångsperiod. Detta visar att den implementerade PI-regleringen har god förmåga att kompensera för måttliga obalanser mellan modulerna. När belastningen ökades till 150 Ω uppvisade systemet däremot tydliga begränsningar. Utspänningen från DAB1 kunde då inte återställas till referensvärdet 750 V utan stabiliserades kring 675 V. Samtidigt sjönk den totala utspänningen till omkring 1380 V. Resultatet visar att den valda PI-regleringen inte hade tillräcklig reglerreserv för att hantera denna belastningsnivå och att systemet närmade sig sin regler- eller effektbegränsning. Eftersom DAB1 drog mer effekt än vad vi hade hade gjort beräkning på så DAB2 var tvungen att bidra till DAB1 med effekt så den sjönk med till 705 V.

Analysen av verkningsgraden visade att systemet uppnådde cirka 96 % verkningsgrad vid nominell drift. Vid större fasförskjutningar minskade verkningsgraden till omkring 92 %, vilket kan förklaras av ökade RMS-strömmar och därmed högre ledningsförluster. Resultaten överensstämmer med teorin för SPS-styrda DAB-system

där högre effektöverföring normalt leder till högre strömbelastning och ökade förluster.

En begränsning i arbetet är att resultaten baseras på simuleringar i MATLAB/Simulink. Modellen tar inte hänsyn till alla verkliga effekter som kan förekomma i praktiska system, exempelvis temperaturvariationer, komponenttoleranser, elektromagnetiska störningar och parasitiska komponenter. Praktiska mätningar kan därför ge något annorlunda resultat än de som erhållits i simuleringarna.

Sammanfattningsvis visar examensarbetet att PI-reglerad SPS-styrning kan användas för att uppnå stabil spänningsreglering och spänningsbalansering i IPOS-kopplade DAB-system. Regleringen fungerade väl vid normal drift, lastvariationer och måttliga asymmetriska belastningar. Samtidigt visade resultaten att regulatorns prestanda försämras vid hög asymmetrisk belastning, vilket indikerar att ytterligare optimering av regulatorparametrar eller mer avancerade styrstrategier kan vara intressant för framtida arbete.

7.Referenser

[1] Fan Yang, Design and Simulation of a 10kW High-Efficiency Dual Active Bridge Converter, KTH Royal Institute of Technology, 2023, Design and Simulation of a 10kW High-Efficiency Dual Active Bridge Converter, (Hämtad April 10, 2026).

[2] KraftPowercon erbjuder lösningar, produkter, tjänster – och driver innovation – inom industriell kraftomvandling, KraftPowercon Växjö, 2026, Lösningar och produkter för industriell kraftomvandling, (Hämtad april 10, 2026).

[3] Y. Liu et al., A Simple Phase-Shift Modulation Using Parabolic Carrier for Dual Active Bridge DC-DC Converter, IEEE POWER ELECTRONICS LETTER, 2020, https://www.researchgate.net/publication/338589566_A_Simple_Phase-Shift_Modulation_Using_Parabolic_Carrier_for_Dual_Active_Bridge_DC-DC_Converter , (Hämtad april 15, 2026).

[4] N. Mohan och S. Raju, Power Electronics: A First Course – Simulations and Laboratory Implementations, 2 uppl. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2022.

[5] L. Cui et al., An Enhanced Integrated Optimization Strategy for Wide ZVS Operation and Reduced Current Stress Across the Full Load Range in DAB Converters,applied scinces, 2025, https://www.researchgate.net/publication/393285427_An_Enhanced_Integrated_Optimization_Strategy_for_Wide_ZVS_Operation_and_Reduced_Current_Stress_Across_the_Full_Load_Range_in_DAB_Converters , (Hämtad April 25, 2026).

[6] Bertil Thomas, Modern reglerteknik, 5 uppl. Stockholm, Sverige: Liber, 2016.

[7] Amit Kumar Jain och Rajapandian Ayyanar, Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2011, https://ieeexplore.ieee.org/document/5559483, (Hämtad April 27, 2026).

[8] L. Fanfan; Zhang et al., Automatic Triple Phase Shift Modulation for DAB Converter with Minimized Power Loss, IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, https://backend.orbit.dtu.dk/ws/portalfiles/portal/266752343/Automatic_Triple_Phase_Shift_Modulation_for_DAB_Converter_with_Minimized_Power_Loss.pdf, (Hämtad April 28, 2026).

[9] P. Axelsson och A. Nabi Pour, Active Transformer Flux Balancing for a PSFB-DAB Converter, Examensarbete för masterexamen, Chalmers tekniska högskola, 2025, Active Transformer Flux Balancing for a PSFB-DAB Converter, (Hämtad April 28, 2026)

[10] M. G. Geda et al., Dual Active Bridge Converter Analysis and Design, IEEE Xplore, Art. no. 10680529, 2024, IEEE Xplore Full-Text PDF:, (Hämtad april 29, 2026).

[11] Subham T.M el at., Comparative Study of SPS and DPS Controlled DAB-Based DC-DC Converter for EV Charging, Innovations in Power and Advanced Computing Technologies, 2023, https://ieeexplore.ieee.org/document/10434628 , (Hämtad maj 01, 2026).

[12] Koch et al., Design of a robust PI controller for a dual active bridge converter, Curitiba, PR, Brazil, 2017, https://ieeexplore.ieee.org/document/7874503 , (Hämtad maj 02, 2026).

[13] Kumar Shanu och K. B. Yadav, Analysis of Performance and Switching Behavior of SPS-Modulated DAB Converter, Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, 2026, https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/11496681 , (Hämtad maj 05, 2026).

[14] Lucas et al., Single Phase-Shift Control of DAB Converter using Robust Parametric Approach, IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019, https://www.researchgate.net/publication/340690791_Single_Phase-Shift_Control_of_DAB_Converter_using_Robust_Parametric_Approach , (Hämtad maj 07, 2026).

[15] Jeung och Lee, Voltage and Current Regulations of Bidirectional Isolated Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Based on a Double-Integral Sliding Mode Control, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2018, https://www.researchgate.net/publication/328088427_Voltage_and_Current_Regulations_of_Bidirectional_Isolated_Dual-Active-Bridge_DC-DC_Converters_Based_on_a_Double-Integral_Sliding_Mode_Control , (Hämtad maj 08, 2026).

[16] Irati IBAÑEZ, Input-series-output-parallel (ISOP) DAB converters, imperix, 2025, Input-series-output-parallel (ISOP) DAB converters - imperix, (Hämtad maj 08, 2026).

[17] Luis LIamas, engineering, computing and design of PI-regulator, 2026, PID Controller Simulator , (Hämtad maj 16, 2026).

[18] Zhang et al., Optimal Hybrid Fault Tolerant Control With VoltageBalancing for IPOS DAB Converters, IET Power Electronics, 2025, Optimal Hybrid Fault Tolerant Control With Voltage Balancing for IPOS DAB Converters, (Hämtad maj 17, 2026).

[19] Bengt Lennartson, reglerteknikens grunder, formelsamling, https://www.studentlitteratur.se/globalassets/inriver/resources/reglerteknikens-grunder---formelsamling.pdf?srsltid=AfmBOopHAj3RIm7a0NbqU76mfQLIUILfj2dmx7aIbk0dYSIKTugRCM-m , (Hämtad juni 21, 2026).

[20] Yubin Wang et al., sensorless parameter estimation and current-sharing strategy in two-phase and multiphase IPOP DAB DC-DC converters, IET Power Electronics, 2018, https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1049/iet-pel.2017.0860 , (Hämtad september 12, 2026).