

MASTER

Vergelijking tussen verschillende vermogensconverters

Dek, P.C.

Award date:
2004

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

Afstudeerverslag

**VERGELIJKING TUSSEN
VERSCHILLENDE
VERMOGENSCONVERTERS**

EPE 2004-04

P.C. Dek

Mentoren: Ir. M.A.M. Hendrix
Dr. J.L. Duarte

Eindhoven, March 25, 2004

Voorwoord

Voor het afronden van een studie hoort een afstudeeropdracht. In dit verband moet ook dit verslag worden gezien.

De opdracht is uitgevoerd aan de elektrotechnische faculteit van de technische universiteit te Eindhoven. Binnen de leerstoel Elektromechanica en Vermogenselektronica van de capaciteitsgroep Elektrische Energietechniek onder leiding van prof. dr. ir. A.J.A. Vandenput was de mogelijkheid om een opdracht uit te voeren. Voor deze mogelijkheid ben ik mijn dank verschuldigd aan de professor.

De afstudeeropdracht besloeg zowel een theoretisch als een praktisch gedeelte. Het theoretische gedeelte omvatte het zoeken naar en analyseren van verschillende mogelijkheden ten aanzien van het verminderen van de grootte van de rimpel van de ingangsstroom. Het praktische gedeelte bestond uit het realiseren van deze mogelijkheden. Voor de begeleiding van deze opdracht wil ik dr. J.L. Duarte en ir. M.A.M. Hendrix bedanken.

Tijdens de afstudeerperiode ben ik regelmatig in het laboratorium van het E-laag gebouw geweest, waar ik de realisatie en een deel van de analyse heb uitgevoerd. Voor de praktische ondersteuning bij de uitvoering hiervan wil ik dhr. M.J.P.C. Uyt de Willigen bedanken. Tevens wil ik mijn medestudente M.M.J.A. Michon bedanken voor de vele tips en de gezellige tijd. Voor wat betreft de realisatie van de magnetische componenten ben ik mijn dank verschuldigd aan ir. L. Oostvogel.

Samenvatting

Boost-converters worden vaak ingezet voor verbetering van de power-factor. Bij hoogvermogens applicaties wordt vaak gebruik gemaakt van interleaving om het uitgangsvermogen te vergroten en de grootte van de rimpel van de ingangsstroom te verkleinen. Hierbij is het van groot belang dat de stroom door de beide converters gelijk is.

In dit verslag worden gekoppelde converters besproken en met elkaar vergeleken. De spanningsoverzetverhouding, de grootte van de rimpel van de ingangsstroom en de grootte van de magnetische componenten zijn met elkaar vergeleken.

De koppeling tussen de convertertakken is gemaakt door middel van een hulptransformator. Met het gebruik van deze hulptransformator is gebleken dat de verschillende takstromen te regelen is door de dutycycle te variëren.

Bovendien is er gebruik gemaakt van een extra step-up transformator aan de uitgangen van de convertertakken om de spanningsoverzetverhouding te vergroten. Hierbij is het niet mogelijk de takstromen te regelen met behulp van de dutycycle.

Verder zijn de theoretisch verkregen formules voor CCM geverifieerd aan de hand van simulaties en zijn een aantal converters gerealiseerd.

Summary

Boost converters are widely used as power-factor-corrected converters. In high-power applications, interleaved operation of two or more boost converters has been proposed to increase the output power and to reduce the input current ripple. A major design criterion then is to ensure equal current sharing among the parallel converters.

In this report, several converters consisting of two interleaved and coupled boost converter cells is proposed, investigated and compared. The coupling exists of an auxiliary transformer that couples the current paths of the two boost converters. Using the auxiliary transformer it is possible to control the current through each cell by varying the dutycycle.

In addition a step-up transformer is used to increase the ratio between the input and output voltage. With this transformer control of the cellcurrent is not possible by varying the dutycycle. The theoretical formulas for CCM are verified by several simulations and some converters are realized.

Inhoudsopgave

HOOFDSTUK 1 AFSTUDEER OPDRACHT BESCHRIJVING	I
1.1 OMSCHRIJVING VAN DE OPDRACHT	I
1.2 OVERWEGINGEN	I
1.3 GEVRAAGD	I
HOOFDSTUK 2 INLEIDING	2
2.1 LITERATUURONDERZOEK	2
2.2 KORTE TOELICHTING INTERLEAVING	2
2.3 STAPPENPLAN	2
2.4 OVERZICHTEN EN GRAFIEKEN	4
HOOFDSTUK 3 BOOST-CONVERTERS CONCEPT	5
3.1 ENKELE BOOST-CONVERTER	5
3.1.1 ALGEMENE BESCHRIJVING	5
3.1.2 CONTINUOUS CONDUCTION MODE	5
3.1.3 DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE	7
3.1.4 BOUNDARY MODE	8
3.2 INTERLEAVED BOOST CONVERTER	11
3.2.1 ALGEMEEN	11
3.2.2 CONTINUOUS CONDUCTION MODE	13
3.2.3 DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE	14
3.2.4 BOUNDARY MODE	15
3.3 INTERLEAVED BOOST CONVERTER MET SPANNINGSVERDUBBELING	18
3.3.1 ALGEMEEN	18
3.3.2 CONTINUOUS CONDUCTION MODE	18
3.3.3 DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE	21
1.1.1 BOUNDARY MODE	21
HOOFDSTUK 4 VERSCHILLENDE TOPOLOGIEËN MET TRANSFORMATOR	24
4.1 DUAL INDUCTOR CONVERTER (DIC)	24
4.1.1 DUAL INDUCTOR CONVERTER ZONDER MAGNETISATIE SPOEL L_M	24
4.1.2 DUAL INDUCTOR CONVERTER MET MAGNETISATIE SPOEL L_M	29
4.2 NEW DUAL INDUCTOR BOOST CONVERTER	33
4.2.1 NEW DUAL INDUCTOR BOOST CONVERTER ZONDER MAGNETISATIE SPOEL $L_{M,ATR}$	33
4.2.2 NEW DUAL INDUCTOR BOOST CONVERTER MET MAGNETISATIESPOEL $L_{M,ATR}$	39
4.3 INTERLEAVED INTERCOUPLED BOOST CONVERTER	45
4.3.1 IIC ZONDER SPANNINGSVERDUBBELING	45
4.3.2 IIC MET SPANNINGSVERDUBBELING	51
4.4 DIC IN COMBINATIE MET ANDERE SCHAKELINGEN	54
4.4.1 DUAL INDUCTOR CONVERTER MET HULPTRANSFORMATOR	54
4.4.2 INTERLEAVED INTERCOUPLED BOOST CONVERTER MET STEP-UP TRANSFORMATOR	58
HOOFDSTUK 5 VERGELIJKING VAN DE CIRCUITS	59
5.1 FORMULES VOOR DE SPANNINGSOVERZETVERHOUDING	59
5.2 FORMULES VOOR DE RIMPEL VAN DE INGANGSSTROOM	60
5.3 GROOTTE VAN DE MAGNETISCHE COMPONENTEN	61
5.4 SIMULATIE WAARDEN	64

HOOFDSTUK 6 PRAKTISCHE REALISATIE	65
6.1 REALISATIE VAN DE MAGNETICA	65
6.2 REALISATIE VAN DE AANSTURING SCHAKELAARS	65
6.3 REALISATIE VAN NEW DUAL INDUCTOR CONVERTER	66
6.4 REALISATIE VAN DUAL INDUCTOR CONVERTER	68
6.5 REALISATIE VAN DUAL INDUCTOR CONVERTER MET HULPTRANSFORMATOR	69
6.6 EVALUATIE	71
HOOFDSTUK 7 CONCLUSIES EN AANBEVELINGEN	72
7.1 CONCLUSIES	72
7.2 CONCLUSIONS	72
7.3 AANBEVELINGEN	73
REFERENTIES	74
BIJLAGE 1 ONTWERPSPECIFICATIE MAGNETICA	75
1.1 HULPTRANSFORMATOR ATR	75
1.2 STEP-UP TRANSFORMATOR	76
1.3 CONVERTERSPOELEN	77

Lijst van tabellen

Tabel 1: Formules voor de spanningsoverzetverhouding	59
Tabel 2: Formules voor de ingangsstroomrimpel	60
Tabel 3: Formules voor waardes van zelfinductie en rimpelstroom door de converterspoelen ..	61
Tabel 4: Ontwerpspecificaties voor de verschillende converterspoelen	62
Tabel 5: ontwerpgegevens voor de converterspoelen	63
Tabel 6: Ontwerpgegevens voor de transformatoren	63
Tabel 7: Theoretische waarden van verschillende types schakelingen met verschillende ingangsspanning	64
Tabel 8: Simulatie waarden van verschillende types schakelingen met verschillende ingangsspanning	64

Hoofdstuk 1 Afstudeer opdracht beschrijving

1.1 Omschrijving van de opdracht

Afstudeeropdracht: Ontwerp en realisatie van een DC-DC omzetter met minimale ingangsstroomrimpel voor gebruik bij brandstofcellen.

1.2 Overwegingen

Bij veel gepubliceerde brandstofcelssystemen vormt de inverter ingangstrap een hoogfrequent pulserende belasting voor de brandstofcel.

Er zijn redenen om aan te nemen dat deze pulsstroom slecht is voor de levensduur van het systeem. De conventionele oplossingen bestaan uit het plaatsen van een ingangsfILTER. Dit filter bevat echter elektrolytische condensatoren die de levensduur aanzienlijk beperken. Vanwege de zeer grote brandstofcelstromen (in ons geval circa 40A piek) zijn de verliezen fors, de afmetingen niet onaanzienlijk en de kosten hoog.

Er zijn geschakelde voedingen bekend met zeer lage stroomrimpel, welke niet allemaal kunnen uitgerust worden met een transformator. In het geval van een 400V DC-link spanning is dit echter wel gewenst om een zo hoog mogelijke efficiëntie te bereiken.

Uit de literatuur is het 'interleaving' principe bekend. Een hoog vermogen inverter wordt uit kleinere parallel geschakelde modules opgebouwd. Door de schakelfrequenties op de juiste manier te synchroniseren verlaagt de ingangsrmpel en schuift deze naar een zeer hoge effectieve frequentie.

Voor het synchroniseren van de schakelfrequenties zijn diverse methodes bekend. Deze werken niet allemaal even betrouwbaar als de belasting en celspanning sterk fluctueren.

Uiteindelijk zal ook de inverter kant interleaved uitgevoerd zijn. Omdat de netstroom door nul gaat is het voor de inverter zeer belangrijk dat de modules in fase blijven, zelfs bij zeer lage uitgangstromen.

1.3 Gevraagd

Zoek een geschikte interleaved topologie, met transformator optie, en eventueel een schakelfrequentie synchronisatie algoritme dat past bij de SR-12 brandstofcel van Avista. Realiseer een 500 Watt 25V-40V→400V DC-DC converter volgens deze ideeën.

Hoofdstuk 2 Inleiding

2.1 Literatuuronderzoek

Tijdens het practicum van de bibliotheek van de universiteit, is gezocht naar literatuur over het onderwerp interleaving. Tijdens dit literatuur onderzoek zijn twee interessante artikelen gevonden, gerefereerd in [1] en [2]. Deze twee artikelen gaan beiden over interleaving van boost-converters met magnetische koppeling. Een derde [3] en vierde [4] artikel gaan over interleaving zonder koppeling.

Er zijn verschillende converter types mogelijk voor powerfactor verbetering met behulp van interleaving, zoals de buck, boost, buck-boost, Cuk en Sepic. Van deze converters is de boost-converter het meest toegepast voor verbetering van de powerfactor.

De reden waarom er gekozen wordt voor boost-converters is omdat deze converter geen ingewikkeld circuit heeft, eenvoudig te ontwerpen is, een hoge conversie efficiëntie heeft en de spanning stress vermindert.

2.2 Korte toelichting interleaving

Het begrip interleaving kan worden uitgelegd als het parallel schakelen van twee van meerdere converters met als doel om het uitgangsvermogen te vergroten en de in- en uitgangsrimpel in de stroom en spanning te verkleinen.

Het probleem bij interleaving is echter het verdelen van de stroom over de verschillende takken van de converter.

2.3 Stappenplan

In dit verslag zullen een aantal verschillende topologieën (circuits) worden behandeld. Deze circuits zijn gebaseerd op het principe van de boost-converter. Om al deze verschillende types converters goed met elkaar te kunnen vergelijken is het noodzakelijk om het gedrag van elke converter op een eenduidige manier te beschrijven. Om dit te bereiken zal er voor elke converter een aantal stappen moeten worden doorlopen. Ook zal er een normalisatie worden toegepast om de beschrijvingen onafhankelijk van componenten te maken.

De beschrijving van de circuits gelden voor de ideale situatie, dus er wordt geen rekening gehouden met de verliezen.

Voor de circuits waarin een transformator wordt gebruikt zal er een beschrijving worden gemaakt van het circuit met het "ideale" en "realistische" transformatormodel.

Om de afhankelijkheid van de ingangsspanning V_{in} , de periodetijd T en de waarde van de zelfinductie L te elimineren wordt er gebruik gemaakt van een normalisatie. Om een goede vergelijking te kunnen maken tussen de verschillende circuits wordt deze normalisatie overal toegepast. Er is gekozen om dezelfde normalisatie te gebruiken als in [4].

Hieronder is het stappenplan opgesteld.

- i. Continuous Conduction Mode
 - a. De voltseconden vergelijking opstellen voor een converterspoel tijdens de CCM.
 - b. De spanningoverzetverhouding $q_{CCM} = V_{out}/V_{in}$ uit stap ia bepalen als functie van de dutycycle en de gemiddelde uitgangsstroom.
 - c. Een uitdrukking opstellen voor de rimpelstroom door de converterspoel(len) als functie van de dutycycle en de ingangsspanning.
 - d. Uit stap ic een uitdrukking opstellen voor de rimpel van de ingangsstroom.

- e. Een normalisatie toepassen op de bij stap 1d gevonden ingangsstroomrimpel zodat de afhankelijkheid van de ingangsspanning en de zelfinductie er niet meer in aanwezig is.
2. Discontinuous Conduction Mode
 - a. De voltseconden vergelijking opstellen voor een converterspoel tijdens de DCM
 - b. De spanningoverzetverhouding $q_{DCM} = V_{out}/V_{in}$ uit stap 2a bepalen als functie van de dutycycle en de gemiddelde uitgangsstroom.
 - c. Een uitdrukking opstellen voor de rimpelstroom door de converterspoel(len) als functie van de dutycycle en de ingangsspanning.
 - d. Uit stap 2c een uitdrukking opstellen voor de rimpel van de ingangsstroom.
 - e. Een normalisatie toepassen op de bij stap 2d gevonden ingangsstroomrimpel zodat de afhankelijkheid van de ingangsspanning en de zelfinductie er niet meer in aanwezig is.
 3. Grens tussen CCM en DCM (Boundary Mode)
 - a. De genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom bepalen als functie van de dutycycle.
 - b. De genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom schrijven als functie van de spanningoverzetverhouding q_{bound} .
 - c. De genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom schrijven als functie van de rimpel van de ingangsstroom.

Vervolgens zal met behulp van de formules voor de spanningoverzetverhouding een grafiek worden gemaakt. Hierin zal de spanningoverzetverhouding q uitgezet worden tegen de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom.

Met behulp van de formules voor de ingangsstroomrimpel zal ook een grafiek worden gemaakt waarin de ingangsstroomrimpel zal worden uitgezet tegen de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom. In deze grafieken is de dutycycle als variabele meegenomen.

Uiteindelijk geven de grafieken een compleet overzicht van het gedrag van de betreffende converter voor wat betreft de spanningoverzetverhouding en de ingangsstroomrimpel.

2.4 Overzichten en grafieken

Met de gegevens die gevonden worden door het stappenplan voor elk type converter uit te voeren, worden grafieken gemaakt. Hierdoor wordt een duidelijk beeld verkregen van de spanningoverzetverhouding en de ingangsstroomrimpel. Deze grafieken worden gemaakt met behulp van Matlab door gebruik te maken van de m-code.

De formules worden vervolgens overzichtelijk in tabelvorm gepresenteerd.

Hiermee wordt een duidelijk overzicht gegeven van het gedrag van elke converter.

Verder zal er een overzicht worden gegeven van de grootte van de magnetische componenten van elke converter.

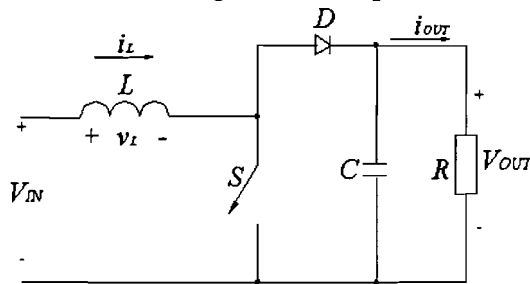
En tot slot wordt de realisatie van twee van de bekeken converters besproken.

Hoofdstuk 3 Boost-converters concept

3.1 Enkele boost-converter

3.1.1 Algemene beschrijving

Een boost-converter is ervoor ontworpen om spanning te verhogen. Een gelijkspanning kan worden omgezet van een laag niveau naar een hoger niveau. De converter bestaat uit een spoel, een schakelaar en een diode. Het circuit is getoond in Figuur 1.



Figuur 1: Boost converter

Het voordeel van deze converter is de eenvoud van het circuit en de regeling ervan. Voor meer informatie over de boost-converter wordt verwezen naar [5].

Er zijn twee verschillende situaties voor het verloop van de stroom mogelijk met deze converter. De eerste situatie is de continuous conduction mode (CCM) en wordt besproken in paragraaf 3.1.2. In deze situatie blijft er op elk moment van de periode stroom door de spoel lopen. In de tweede situatie is dat echter niet het geval. Vandaar de naam discontinuous conduction mode (DCM). Deze situatie wordt besproken in paragraaf 3.1.3.

Wanneer er naar de schakelaar wordt gekeken, kunnen er twee situaties worden onderscheiden. Eenvoudigweg wanneer de schakelaar aan of uit staat. De tijd dat de schakelaar aan staat wordt de aantijd t_{on} genoemd, de tijd dat de schakelaar uit staat wordt t_{off} genoemd. De periodetijd T kan dan worden uitgedrukt als $T = t_{on} + t_{off}$.

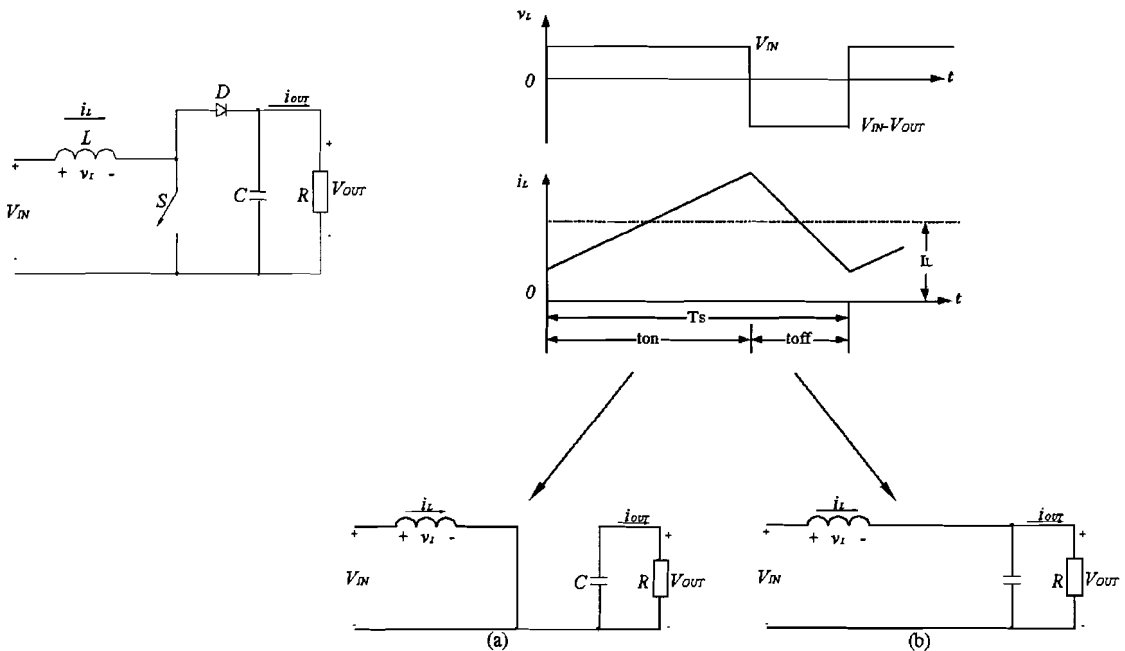
3.1.2 Continuous conduction mode

In deze paragraaf wordt de situatie besproken waarin er continu een stroom door de spoel loopt.

Figuur 2 toont het circuit van de boost-converter met de bijbehorende stroom en spanningsveranderingen voor deze situatie.

Tijdens de eerste toestand (a) is de schakelaar S gesloten en de stroom neemt lineair toe omdat deingangsspanning V_{in} over de spoel L staat. De tijdsduur van deze toestand is t_{on} , en is gedefinieerd als $t_{on} = d_1 \cdot T$ met T de periode tijd en d_1 de factor voor de tijdsduur.

Tijdens de tweede toestand (b) is de schakelaar S open en de spanning over de spoel L is nu deingangsspanning minus de uitgangsspanning. Dit heeft tot gevolg dat er een negatieve spanning over de spoel L staat. Dit resulteert in een afnemende stroom door de spoel L . De tijdsduur van toestand (b) is t_{off} en is gedefinieerd als $t_{off} = (1 - d_1) \cdot T$.



Figuur 2: Boost converter in continuous conduction mode

De voltseconden vergelijking kan als volgt worden geschreven:

$$V_{in}t_{on} = (V_{out} - V_{in})t_{off} \Rightarrow V_{in}d_1 = (V_{out} - V_{in})(1 - d_1) \Rightarrow \quad (3.1)$$

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1}. \quad (3.2)$$

Hierin is q_{ccm} de spannings-overzetverhouding tijdens continuous conduction mode.

Wanneer een ideale situatie wordt aangenomen, dus wanneer het ingangsvormen gelijk is aan het uitgangsvormen ($P_{in} = P_{out}$), dan kan de gemiddelde ingangsstroom als functie van de gemiddelde uitgangsstroom als volgt worden geschreven:

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - d_1}. \quad (3.3)$$

De spanning over de spoel tijdens t_{on} kan worden geschreven als:

$$V_{in} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{d_1 T}. \quad (3.4)$$

De spanning over de spoel tijdens t_{off} kan worden geschreven als:

$$|V_{in} - V_{out}| = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{(1 - d_1) T}.$$

De grootte van de ingangsstroomrimpel kan worden geschreven als:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} d_1 T}{L}. \quad (3.5)$$

Hierop wordt een normalisatie toegepast met

$$I_{base} = \frac{V_{in} T}{4L}. \quad (3.6)$$

De rimpel wordt dan:

$$\Delta i_{in} = 4 I_{base} d_1.$$

De genormaliseerde grootheden worden in het vervolg met een streep boven de grootheden aangeduid.

Voor de ingangsstroomrimpel van de boost-converter wordt dan de genormaliseerde ingangsstroomrimpel

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4d_1. \tag{3.7}$$

3.1.3 Discontinuous conduction mode

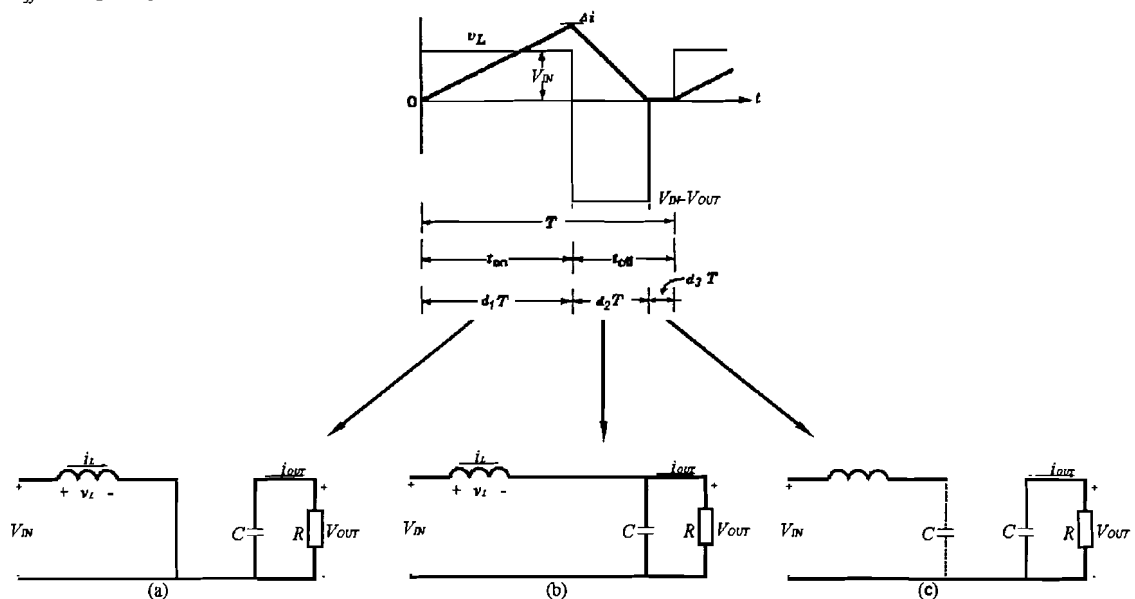
In de discontinuous conduction mode zijn drie verschillende situaties mogelijk zoals kan worden gezien in Figuur 3. In de eerste situatie is de schakelaar gesloten, en in de tweede en derde situatie is de schakelaar geopend.

De tijdsduur van de eerste situatie is weer t_{on} en de tijdsduur factor d_1 is gedefinieerd als $t_{on} = d_1 \cdot T$ met T de periodetijd. Tijdens t_{on} staat de ingangsspanning V_{in} over de spoel L . Hierdoor is de stroom toenemend in deze situatie.

De tijd dat de schakelaar geopend is t_{off} en tijdens deze tijd zijn de twee situaties (b) en (c) te onderscheiden.

In situatie (b) kan er stroom lopen doordat er energie opgeslagen zit in de spoel. De tijd dat de stroom loopt wordt aangegeven met de tijdsduurfactor d_2 . De spanning over de spoel is $V_{in} - V_{out}$ en de stroom neemt af tot nul.

In de laatste situatie (c), loopt er helemaal geen stroom door de spoel L . Dat betekent dat er geen spanning over staat. De tijdsduur van deze situatie is d_3 en er geldt dat $d_1 + d_2 + d_3 = 1$ dus $t_{off} = (d_2 + d_3)T$.



Figuur 3: Boost converter in discontinuous conduction mode

De spanning over de spoel tijdens de aantijd t_{on} kan worden geschreven als in (3.4).

De spanning over de spoel tijdens de uittijd t_{off} kan worden geschreven als:

$$|V_{in} - V_{out}| = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{d_2 T}. \tag{3.8}$$

De voltseconden vergelijking over de spoel kan worden geschreven als volgt:

$$V_{in} t_{on} = (V_{out} - V_{in}) t_{off} \Rightarrow V_{in} d_1 = (V_{out} - V_{in}) d_2 \Rightarrow \tag{3.9}$$

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d_1 + d_2}{d_2}. \tag{3.10}$$

Hierin is q_{DCM} de spannings-overzetverhouding tijdens de discontinuous conduction mode.

Voor de gemiddelde ingangsstroom geldt:

$$I_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_{in} T}{L} d_1 (d_1 + d_2) = 2I_{base} d_1 (d_1 + d_2).$$

En genormeerd is dat

$$\overline{I_{in}} = 2d_1 (d_1 + d_2). \quad (3.11)$$

Voor de gemiddelde uitgangsstroom als functie van I_{in} (met $P_{in}=P_{out}$):

$$\overline{I_{out}} = \overline{I_{in}} \frac{d_2}{d_1 + d_2}. \quad (3.12)$$

Met (3.11) kan er een relatie voor $\overline{I_{out}}$ worden gevonden:

$$\overline{I_{out}} = 2d_1 d_2. \quad (3.13)$$

Hieruit kan een uitdrukking voor d_2 gevonden worden

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}. \quad (3.14)$$

Wanneer deze uitdrukking voor d_2 in (3.10), de spanningsoverzetzverhouding, wordt gebruikt ontstaat de formule voor de overzetzverhouding als functie van I_{out} en d_1 tijdens DCM:

$$q_{DCM} = \frac{d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}}{\frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}} = \frac{2d_1^2 + \overline{I_{out}}}{\overline{I_{out}}}. \quad (3.15)$$

De grootte van de ingangsstroom-ripple kan worden geschreven als:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} d_1 T}{L}.$$

Hierop wordt een normalisatie toegepast met (3.6), en de ripple wordt dan

$$\begin{aligned} \Delta i_{in} &= 4I_{base} d_1 \Rightarrow \\ \overline{\Delta i_{in}} &= 4d_1. \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.1.4 Boundary mode

De grens tussen de CCM en DCM wordt de boundary mode of transition-mode genoemd. Voor het grensgeval geldt nog net dat $d_2 = 1 - d_1$.

De ingangsstroom kan dan worden geschreven als:

$$I_{in,bound} = \frac{1}{2} \frac{V_{in} T}{L} d_1 = 2I_{base} d_1.$$

Genormaliseerd is dat

$$\overline{I_{in,bound}} = 2d_1. \quad (3.17)$$

De uitgangsstroom kan worden gevonden met behulp van de relatie (3.3) en wordt

$$I_{out,bound} = \frac{1}{2} \frac{V_{in} T}{L} d_1 (1 - d_1) = 2I_{base} d_1 (1 - d_1).$$

De genormaliseerde uitgangsstroom is dan

$$\overline{I_{out,bound}} = 2d_1 (1 - d_1). \quad (3.18)$$

Met (3.10) kan de volgende relatie gevonden worden die alleen afhankelijk is van de spanningsoverzetzverhouding en de genormaliseerde uitgangsstroom

$$\overline{I_{out,bound}} = 2 \frac{q_{bound} - 1}{q_{bound}^2}. \quad (3.19)$$

De grens tussen CCM en DCM uitgedrukt in de genormaliseerde uitgangsstroom en de genormaliseerde ingangsstroomrimpel kan als volgt worden uitgedrukt. Hierbij wordt gebruik gemaakt van (3.17) en (3.18).

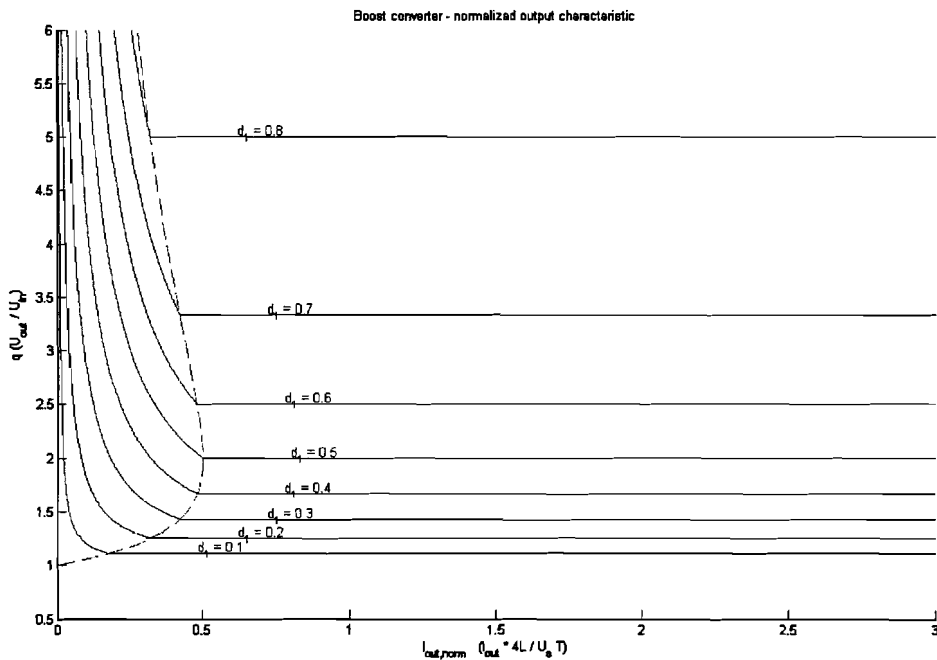
$$\left. \begin{aligned} I_{out,bound} &= 2(1-d_1)d_1 \\ d_1 &= \frac{\Delta i_{in,bound}}{4} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{out,bound} = \Delta i_{in,bound} \left(1 - \frac{\Delta i_{in,bound}}{4} \right) \quad (3.20)$$

In Figuur 4 is de genormaliseerde uitgangsstroom uitgezet tegen de spanningsoverzetverhouding.

In CCM is de overzetverhouding alleen afhankelijk van d_1 .

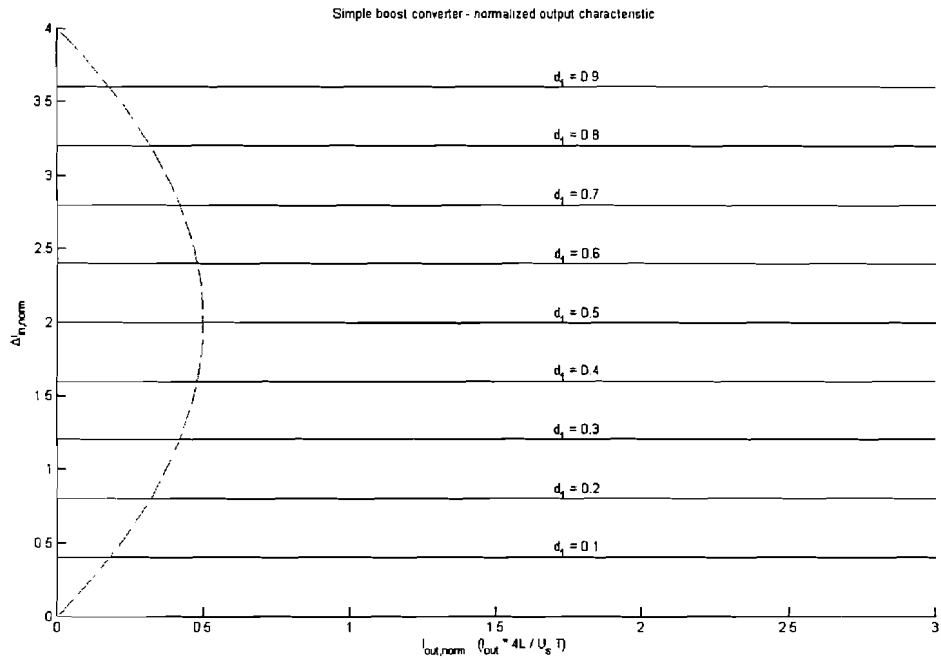
Voor CCM wordt de relatie hiertussen beschreven door (3.2) en voor DCM door (3.15).

De stippelijijn geeft de grens tussen CCM en DCM aan en wordt beschreven door (3.19).



Figuur 4: Output karakteristiek van de boost converter; $I_{out,norm}$ versus q

In Figuur 5 is de genormaliseerde uitgangsstroom uitgezet tegen de genormaliseerde rimpelstroom van de ingang. Hiervoor zijn de formules (3.7) en (3.16) gebruikt. De stippelijijn geeft de grens aan tussen CCM en DCM, formule (3.20).



Figuur 5: Rimpel van de ingangsstroom van de boostconverter; $I_{out, norm}$ versus Δi_{in}

3.2 Interleaved boost converter

3.2.1 Algemeen

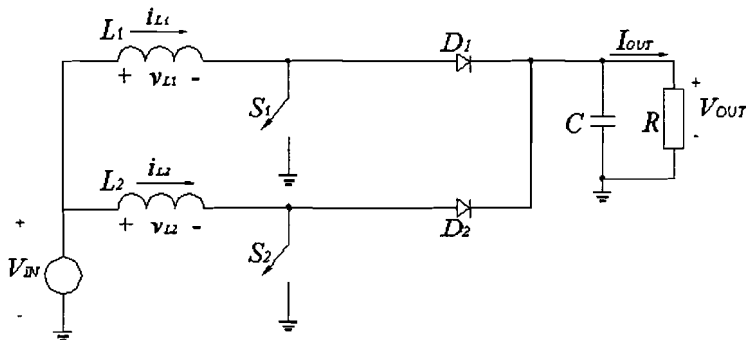
Een interleaved boost-converter bestaat uit twee boost-converterers parallel aan elkaar geplaatst. Beide converters zijn verbonden met dezelfde ingangsbron en zetten vermogen om naar dezelfde belasting.

Er zijn verschillende publicaties verschenen die gebruik maken van interleaved boost-converters. Het eerste artikel, gerefereerd in [1], gaat over zo een converter, gebruik makend van een extra hulptransformator. Het tweede artikel, gerefereerd in [2], gaat over een interleaved en intercoupled converter. Intercoupled wil zeggen dat de beide spoelen van de afzonderlijke boost converters magnetisch gekoppeld zijn, in feite is dit ook een hulptransformator.

Het vierde artikel, gerefereerd in [4], gaat over een Dual Inductor Converter. Bij deze configuratie is een transformator geplaatst tussen de uitgangen van de beide boost converters.

Al deze verschillende circuits hebben een belangrijke gezamenlijke factor, namelijk twee boost converters parallel aangesloten. Dit gezamenlijke deel wordt beschreven in deze paragraaf (3.2) en de verschillen tussen deze converters worden beschreven in het volgende hoofdstuk.

In Figuur 6 hieronder is het principe schema van de interleaved boost converter getoond.



Figuur 6: Interleaved boost converter

Dit model bestaat alleen in theorie, omdat het praktisch niet mogelijk is om twee exact gelijke converters te bouwen. Dit is echter wel noodzakelijk wanneer deze configuratie gerealiseerd zou worden.

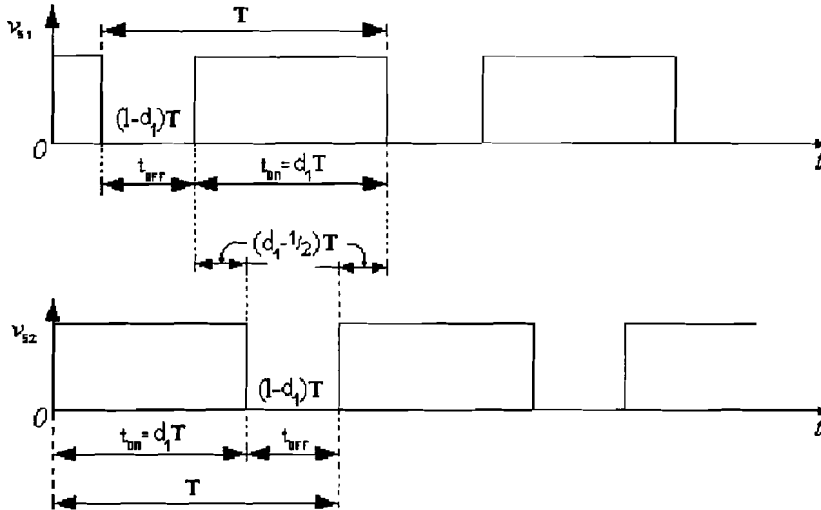
Toch wordt er uitvoerig bij dit circuit stil gestaan omdat deze converter de basis is voor al de andere converters die verderop in dit verslag worden besproken.

Om de grootte van de rimpel van de ingangsstroom zo klein mogelijk te laten zijn wordt er gekozen voor een fase verschil in de aansturing van de beide schakelaars van 180° . De faseverschuiving tussen de beide takken van de converter van $\frac{1}{2}T$ heeft het voordeel dat de berekeningen hiermee betrekkelijk eenvoudig blijven.

Voor $d_1 > \frac{1}{2}$ geldt dat de tijd waarin beide schakelsignalen hoog zijn, $(d_1 - \frac{1}{2})T$ is. En voor $d_1 < \frac{1}{2}$ geldt dat de tijd waarin beide schakelsignalen laag zijn, $(\frac{1}{2} - d_1)T$ is.

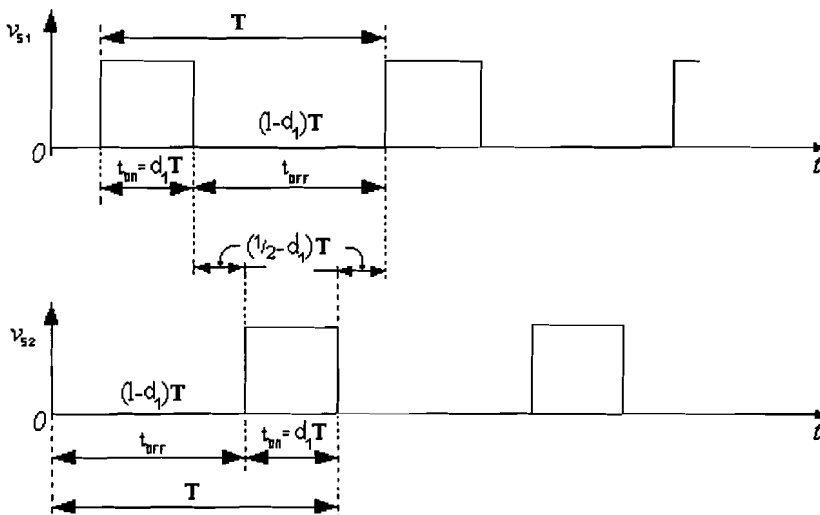
Er moet worden opgemerkt dat bij deze converter de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken onafhankelijk van elkaar zijn. Dit heeft als voordeel dat beide stromen geregeld kunnen worden door middel van de duty cycle van de betreffende tak te variëren.

Het schakelpatroon voor $d_1 > \frac{1}{2}$ is weergegeven in Figuur 7.



Figuur 7: Schakelpatroon voor interleaved converter voor $d_1 > 1/2$

Voor $d_1 < 1/2$ is het schakelpatroon weergegeven in Figuur 8.

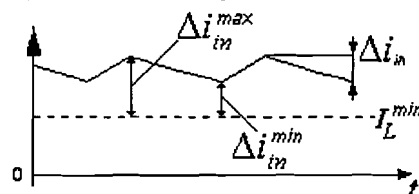


Figuur 8: Schakelpatroon voor interleaved converter voor $d_1 < 1/2$

De ingangsstroom i_{in} is de stroom die door de spanningsbron V_{in} wordt geleverd.

Voor het bepalen van de grootte van de rimpel van de ingangsstroom Δi_{in} zijn nu meer stappen vereist.

Als eerste moet er een minimale en maximale waarde van de ingangsstroomrimpel worden bepaald t.o.v. de minimale waarde van de stroom door één converterspoel. De minimale waarde wordt aangegeven met Δi_{in}^{min} en de maximale waarde wordt aangegeven met Δi_{in}^{max} , ter verduidelijking is dit in Figuur 9 nog eens weergegeven.



Figuur 9: Definities bij de ingangsstroom

De ingangsstroom kan worden geschreven als $i_{in} = i_{L1} + i_{L2}$, de rimpel van de ingangsstroom kan worden geschreven als $\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{max} - \Delta i_{in}^{min}$.

3.2.2 Continuous conduction mode

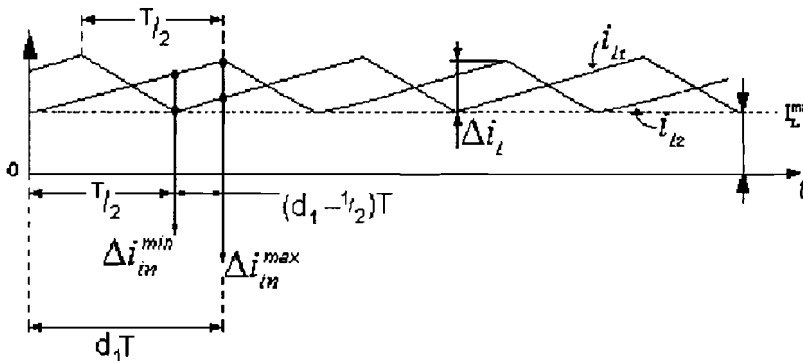
In de CCM situatie kan de voltseconden vergelijking voor een tak worden geschreven als in formule (3.1) en geeft dezelfde spanningoverzetverhouding als bij de enkele boostconverter en is gegeven in (3.2).

Voor de gemiddelde uitgangsstroom als functie van de gemiddelde ingangsstroom geldt ook nu de formule (3.3).

De minimale waarde van de rimpel van de ingangsstroom Δi_{in}^{min} wordt bepaald door de momentane waarde van de stroom door een converterspoel, op het moment dat de stroom door de andere spoel een minimum heeft bereikt.

De maximale waarde van de rimpel van de ingangsstroom Δi_{in}^{max} wordt bepaald door de som van de momentane waarde van de stromen door elke converterspoel op het moment dat een van de stromen door een spoel zijn maximum waarde heeft bereikt.

De stromen door de beide spoelen, voor de situatie dat $d_1 > 1/2$, kan worden weergegeven als in Figuur 10.


 Figuur 10: Spoelstromen van interleaved boost converter voor $d_1 > 1/2$

Voor de piek-piek rimpel van de stroom door één spoel geldt de volgende formule

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} d_1. \quad (3.21)$$

Voor de minimale waarde (van de rimpel) van de ingangsstroom geldt $\Delta i_{in}^{min} = \frac{1}{2} \Delta i_L$.

Voor de maximale waarde (van de rimpel) van de ingangsstroom geldt het volgende:

$$\Delta i_{in}^{max} = \Delta i_L + \frac{d_1 - 1/2}{d_1} \Delta i_L = \frac{2d_1 - 1/2}{d_1} \Delta i_L$$

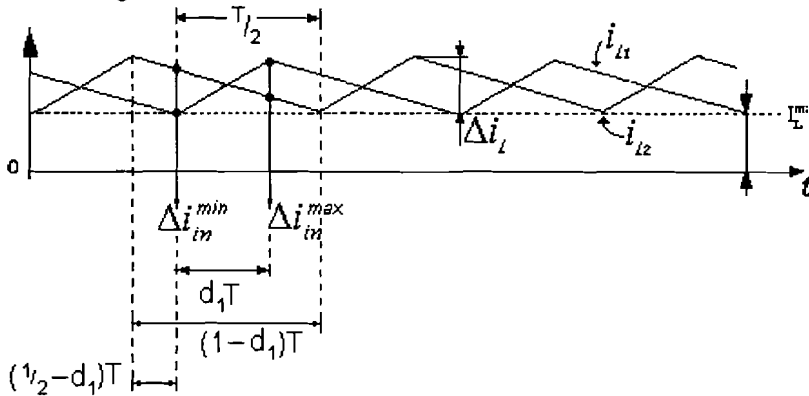
De totale rimpel van de ingangsstroom kan nu worden berekend als

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{max} - \Delta i_{in}^{min} = \frac{2d_1 - 1}{d_1} \Delta i_L$$

De genormaliseerde stroom voor $d_1 > 1/2$ is dan $\overline{\Delta i_{in}} = 8d_1 - 4 \Rightarrow$

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1). \quad (3.22)$$

De stromen door de beide spoelen, voor de situatie dat $d_1 < 1/2$, kan schematisch worden weergegeven als in Figuur 11.



Figuur 11: Spoelstromen van interleaved boost converter voor $d_1 < 1/2$

Voor de minimale waarde van de rimpel van de ingangsstroom geldt $\Delta i_{in}^{\min} = \frac{1/2}{1-d_1} \Delta i_L$.

Voor de maximale waarde van de rimpel van de ingangsstroom geldt het volgende:

$$\Delta i_{in}^{\max} = \Delta i_L + \frac{1/2 - d_1}{1 - d_1} \Delta i_L = \frac{1/2 - 2d_1}{1 - d_1} \Delta i_L$$

De totale rimpel van de ingangsstroom kan nu worden berekend als

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min} = \frac{1 - 2d_1}{1 - d_1} \Delta i_L$$

De genormaliseerde stroom voor $d_1 < 1/2$ is dan

$$\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4d_1}{1 - d_1} (1 - 2d_1). \quad (3.23)$$

3.2.3 Discontinuous conduction mode

In de DCM situatie kan de voltseconden vergelijking voor een tak worden geschreven als in (3.9) en geeft dezelfde spanningsoverzetverhouding als bij de enkele boostconverter en is gegeven in (3.10).

Voor de gemiddelde ingangsstroom geldt ook nu weer $I_m = I_{L1} + I_{L2}$, wanneer er geldt dat $L_1 = L_2 = L$ dan geldt dat $I_m = 2I_L$. Voor de gemiddelde stroom door een van de spoelen I_L kan het volgende worden geschreven:

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{V_{in} T}{L} d_1 (d_1 + d_2) = 2I_{base} d_1 (d_1 + d_2)$$

En de genormeerde ingangsstroom is dan $\overline{I_m} = 2\overline{I_L} = 4d_1 (d_1 + d_2)$.

De uitgangsstroom als functie van de ingangsstroom en d_1 en d_2 wordt ook nu gegeven door (3.12), aangenomen dat $P_{in} = P_{out}$:

$$\overline{I_{out}} = \overline{I_{in}} \frac{d_2}{d_1 + d_2}$$

Nu kan er ook weer een uitdrukking voor de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom gevonden worden als functie van d_1 , d_2 :

$$\overline{I_{out}} = 4d_1 d_2$$

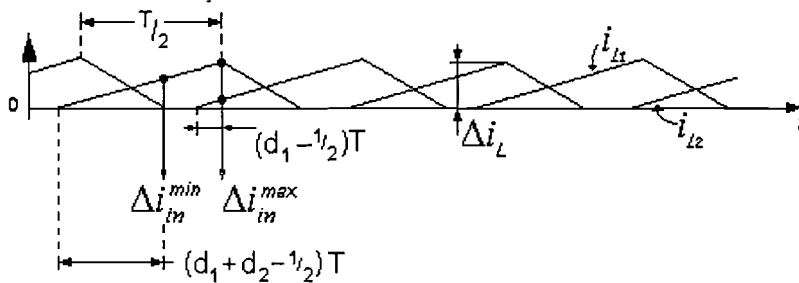
Hieruit kan een uitdrukking voor d_2 gevonden worden:

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4d_1} \quad (3.24)$$

Dit geeft de mogelijkheid om met (3.10) een uitdrukking te formuleren voor q_{DCM} in de variabelen I_{out} en d_1 :

$$q_{DCM} = \frac{4d_1^2 + \overline{I_{out}}}{I_{out}} = 1 + \frac{4d_1^2}{I_{out}}. \quad (3.25)$$

In Figuur 12 zijn de stromen door de spoelen getoond tijdens de discontinuous conduction mode voor de situatie waarin $d_1 > 1/2$.



Figuur 12: Spoelstromen tijdens DCM

Voor de rimpel van de stroom door een spoel Δi_L geldt weer de relatie (3.21).

Voor de minimale waarde van de rimpel van de ingangsstroom geldt $\Delta i_{in}^{min} = \frac{d_1 + d_2 - 1/2}{d_1} \Delta i_L$.

Voor de maximale waarde van de rimpel van de ingangsstroom geldt het volgende:

$$\Delta i_{in}^{max} = \Delta i_L + \frac{d_1 - 1/2}{d_1} \Delta i_L = \frac{2d_1 - 1/2}{d_1} \Delta i_L.$$

De totale rimpel van de ingangsstroom kan nu worden berekend:

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{max} - \Delta i_{in}^{min} = \left(1 - \frac{d_2}{d_1}\right) \Delta i_L.$$

Met $d_2 = \overline{I_{out}}/4d_1$ wordt de genormaliseerde ingangsstroomrimpel het volgende:

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4d_1 - \frac{\overline{I_{out}}}{d_1}. \quad (3.26)$$

Voor de situatie waarin geldt dat $d_1 < 1/2$ is de rimpel stroom Δi_{in} altijd kleiner dan de situatie waarin $d_1 > 1/2$. Gezien dit feit is de DCM waarbij $d_1 < 1/2$ niet interessant genoeg om nader te worden bekeken.

3.2.4 Boundary mode

Voor de grens tussen CCM en DCM kan voor de gemiddelde ingangsstroom het volgende worden geformuleerd:

$$I_{in,bound} = \frac{V_{in}T}{L} d_1 = 4I_{base} d_1 \Rightarrow \overline{I_{in,bound}} = 4d_1.$$

De uitgangsstroom kan worden gevonden met behulp van de relatie (3.3) en wordt dan:

$$I_{out,bound} = \frac{V_{in}T}{L} d_1 (1 - d_1) = 4I_{base} d_1 (1 - d_1)$$

De genormaliseerde uitgangsstroom is dan $\overline{I_{out,bound}} = 4d_1 (1 - d_1)$.

Met (3.2) $q = 1/(1 - d_1)$ kan de volgende relatie gevonden worden welke alleen afhankelijk is van de spanningoverzetverhouding en de genormaliseerde uitgangsstroom

$$\overline{I_{out, bound}} = 4 \frac{q_{bound} - 1}{q_{bound}^2} \tag{3.27}$$

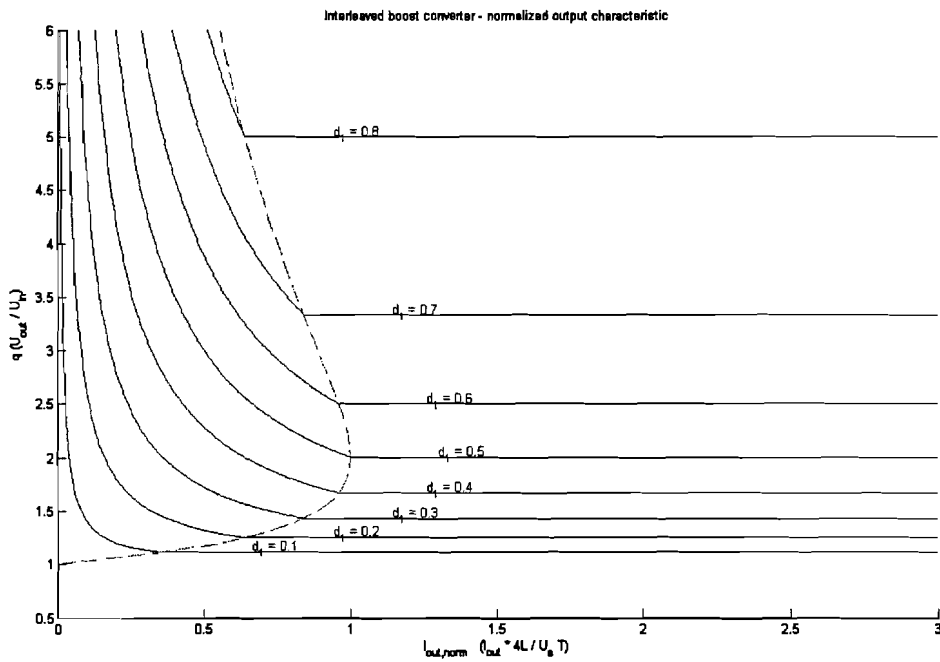
Aangezien de uitgangsstroom twee maal de gemiddelde stroom door één spoel is, kan voor de genormaliseerde uitgangsstroom het volgende worden geformuleerd:

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out, bound}} &= 4(1-d_1)d_1 \\ \overline{\Delta i_m} &= 8d_1 - 4 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out, bound}} = \frac{\overline{\Delta i_m} + 4}{2} \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_m} + 4}{8} \right)$$

$$\overline{I_{out, bound}} = 1 - \frac{\overline{\Delta i_m}^2}{16} \tag{3.28}$$

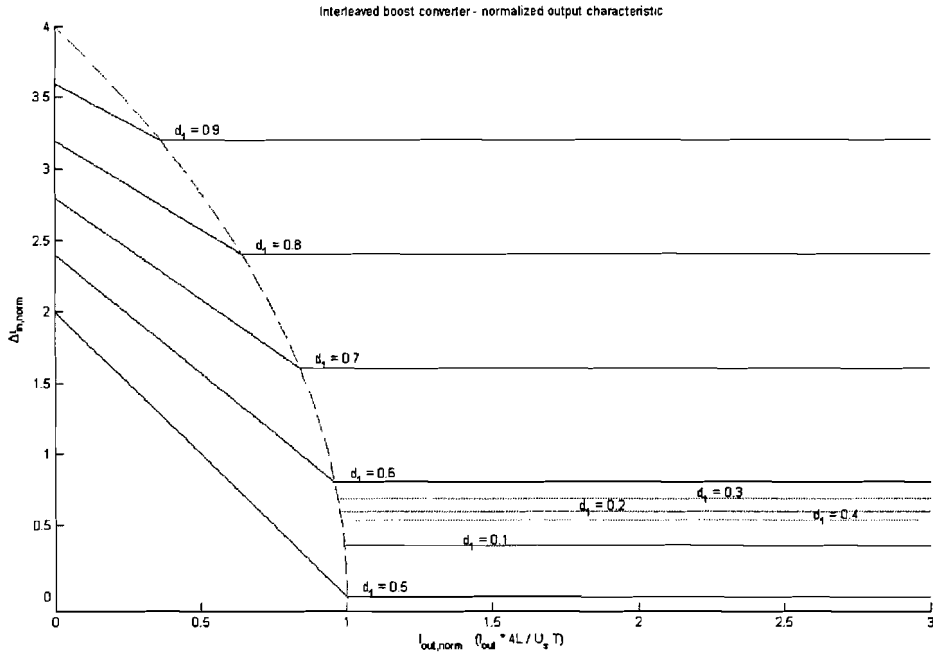
De formule (3.28) geldt voor de situatie waarin $d_1 > 1/2$.

In Figuur 13 is de spanningsoverzettingverhouding met de grens tussen CCM en DCM weergegeven voor de interleaved boost converter.



Figuur 13: Interleaved boost converter; $I_{out, norm}$ versus q

In Figuur 14 is de genormaliseerde ingangsstroomrimpel uitgezet tegen de genormaliseerde uitgangsstroom van de interleaved boost converter.



Figuur 14: Interleaved boost converter; $I_{out, norm}$ versus Δi_{in}

In Figuur 14 is de situatie voor $d_1 > 1/2$ volledig weergegeven. De situatie waarbij $d_1 < 1/2$ is alleen de CCM weergegeven, de DCM is niet nader bekeken.

Hieronder volgen een tweetal rekenvoorbeelden voor de CCM waarin $d_1 < 1/2$. In deze voorbeelden wordt de grootte van de rimpel van de ingangsstroom bepaald. Deze waarden zijn geverifieerd aan de hand van een spice simulatie.

Gegevens:

$V_{in} = 40V$
$I_{in} = 12,5A$
$P = 500W$
$T = 10\mu s$
$L = 30\mu H$

1. $d_1 = 0,1$:

V_{out}	R_{out}	Δi_{in}	Uitkomst simulatie
$\frac{V_{in}}{1-d_1} = 44,4V$	$\frac{V_{out}^2}{P} = 3,95\Omega$	$\frac{V_{in} T d_1}{L(1-d_1)} (1-2d_1) = 1,18$	$\Delta i_{in} = 1,24A$

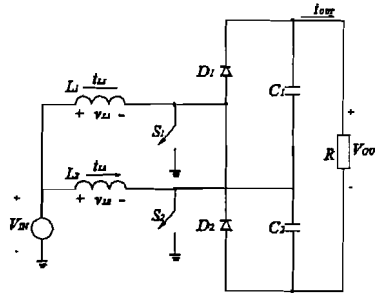
2. $d_1 = 0,3$:

V_{out}	R_{out}	Δi_{in}	Uitkomst simulatie
$\frac{V_{in}}{1-d_1} = 57,7V$	$\frac{V_{out}^2}{P} = 7,26\Omega$	$\frac{V_{in} T d_1}{L(1-d_1)} (1-2d_1) = 2,26$	$\Delta i_{in} = 2,23A$

3.3 Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling

3.3.1 Algemeen

In [1] is de uitgang zo geconfigureerd dat de uitgangsspanning van de boost converters bij elkaar wordt opgeteld om een hogere uitgangsspanning te krijgen. In de Figuur 15 staat het schema afgebeeld.



Figuur 15: Dual Inductor boost converter

Beide boost converters hebben elk hetzelfde stroom- en spanning verloop als een enkele boostconverter. De ingangsstroom kan worden beschreven als $i_{in} = i_{L1} + i_{L2}$ en de output spanning als $V_{out} = V_{C1} + V_{C2}$. Wanneer de beide converters hetzelfde zijn kan worden aangenomen dat $V_{C1} = V_{C2} = V_C$.

Met het regelen van de aan- en uitmomenten van de schakelaars kan de rimpel van de ingangsstroom kleiner worden gemaakt. Wanneer de schakelaars worden aangezet met een faseverschuiving van 180° ten opzichte van elkaar, dan zal de rimpel van de ingangsstroom worden verkleind. Dit is vergeleken met de rimpel van de stroom van een enkele boostconverter onder dezelfde condities.

Als het schakelpatroon van de twee schakelaars verschoven is, zoals hierboven genoemd, dan kan worden gesproken over interleaving. Het interleaven heeft tot gevolg dat de frequentie van de rimpel van de ingangsstroom wordt verdubbeld ten opzichte van de boost converter.

Met deze topologie is het niet mogelijk om $d_1 < 1/2$ te laten zijn. Dit in verband met het openstaan van de beide schakelaars tijdens deze situatie dat tot gevolg heeft dat de stroom geen retourpad meer heeft. Wanneer er twee diodes en een condensator worden toegevoegd aan de schakeling is het wel mogelijk om $d_1 < 1/2$ te laten zijn. Hiervoor wordt verwezen naar [6].

Er moet worden opgemerkt dat bij deze converter de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken onafhankelijk van elkaar zijn. Dit heeft als voordeel dat beide stromen geregeld kunnen worden door de dutycycle van de betreffende tak te variëren.

3.3.2 Continuous conduction mode

In de CCM situatie kan de voltseconden vergelijking voor een tak worden geschreven als

$$V_{in}t_{on} = (V_C - V_{in})t_{off} \Rightarrow V_{in}d_1 = (V_C - V_{in})(1 - d_1) \Rightarrow \frac{V_C}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1}$$

En met $V_{out} = 2V_C$ ziet de spanningoverzetverhouding q er als volgt uit:

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{1 - d_1} \tag{3.29}$$

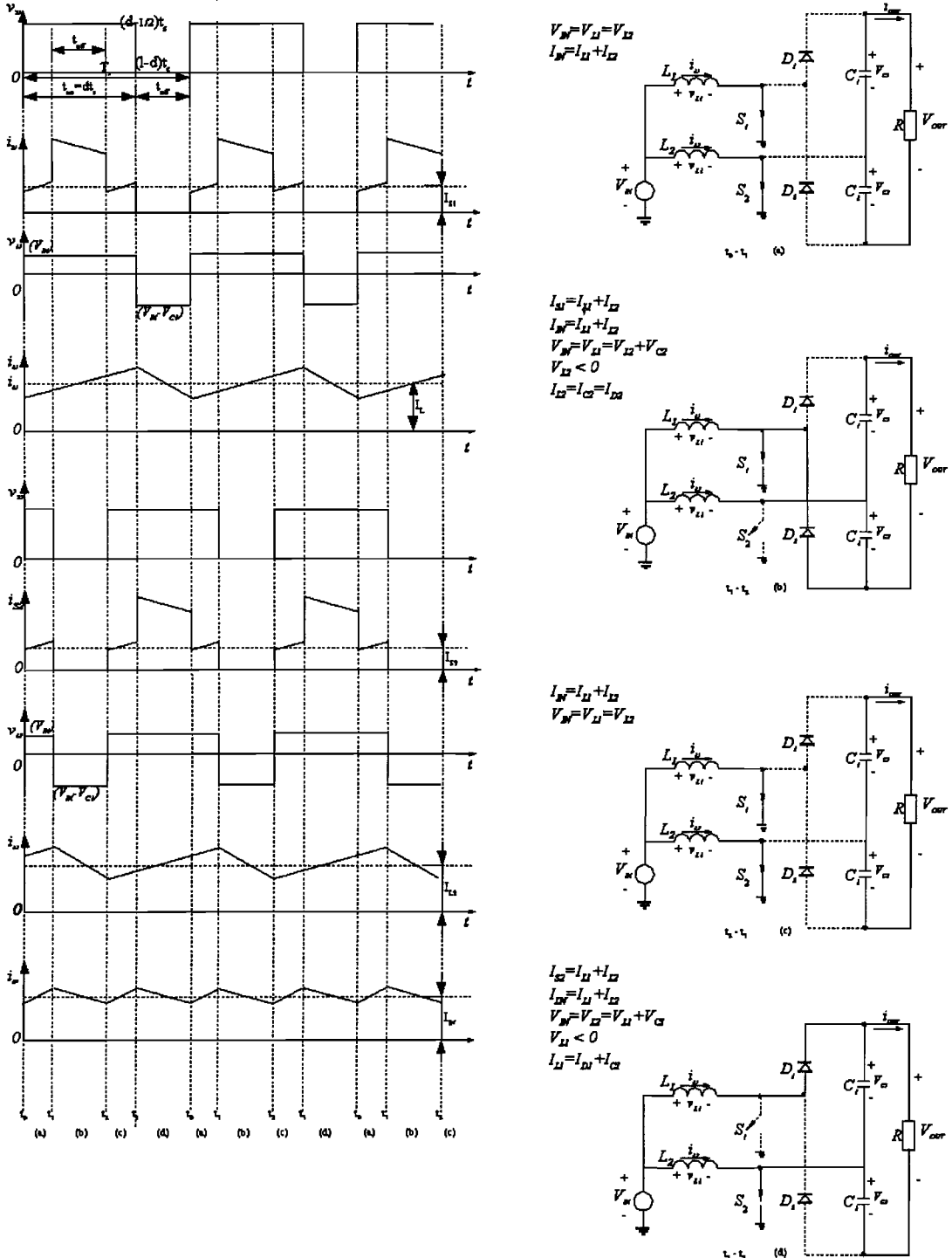
Voor $d_1 > 1/2$ kan de gemiddelde uitgangsstroom als functie van de gemiddelde ingangsstroom worden geschreven als $I_{out} = \frac{1}{2}(1 - d_1)I_{in}$ (mits aangenomen dat $P_{in} = P_{out}$), genormaliseerd is dat dan

$$\overline{I_{out}} = \frac{1}{2}(1 - d_1)\overline{I_{in}} \tag{3.30}$$

Voor de rimpel van de stroom door een spoel Δi_L geldt weer de relatie (3.21).

Dus voor de genormaliseerde grootte van de rimpel van de ingangsstroom geldt hier formule (3.22).

In de Figuur 16 zijn de verschillende spanningen en stromen van de converter te zien tijdens de continuous conduction mode (CCM). De verschillende situaties van de converter zijn te zien aan de rechterkant van Figuur 16. De eerste en derde situatie zijn dezelfde, namelijk beide schakelaars S_1 en S_2 zijn aan.



Figuur 16: interleaved boost converter in CCM

3.3.3 Discontinuous conduction mode

In de DCM situatie kan de voltseconden vergelijking worden geschreven als volgt:

$$V_{in}t_{on} = (V_C - V_{in})t_{off} \Rightarrow V_{in}d_1 = (V_C - V_{in})d_2 \Rightarrow \frac{V_C}{V_{in}} = \frac{d_1 + d_2}{d_2}.$$

De spanning verhouding wordt als volgt:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2(d_1 + d_2)}{d_2}. \quad (3.31)$$

Hierin is q weer de spannings-overzetverhouding.

Voor de gemiddelde ingangsstroom geldt ook nu weer $I_{in} = I_{L1} + I_{L2}$, wanneer er geldt dat $L_1 = L_2 = L$ dan geldt dat $I_{in} = 2I_L$. Voor de gemiddelde stroom door een van de spoelen I_L kan het volgende worden geschreven:

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{V_{in}T}{L} d_1(d_1 + d_2) = 2I_{base}d_1(d_1 + d_2).$$

En de genormeerde ingangsstroom is dan $\overline{I_{in}} = 2\overline{I_L} = 4d_1(d_1 + d_2)$.

De uitgangsstroom als functie van de ingangsstroom en d_1 en d_2 kan als volgt worden geschreven:

$$I_{out} = \frac{d_2}{2(d_1 + d_2)} I_{in}.$$

Hierbij is ook weer het ingangsvermogen gelijk gesteld aan het uitgangsvermogen.

Nu kan er ook weer een uitdrukking voor de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom gevonden worden als functie van d_1 , d_2 :

$$\overline{I_{out}} = 2d_1d_2. \quad (3.32)$$

En voor de spanningsoverzetverhouding q_{DCM} geldt met (3.31) dan de volgende uitdrukking:

$$q_{DCM} = \frac{2\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}\right)}{\frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}} = \frac{2\left(2d_1^2 + \overline{I_{out}}\right)}{\overline{I_{out}}} = 2\left(1 + \frac{2d_1^2}{\overline{I_{out}}}\right). \quad (3.33)$$

De totale rimpel van de ingangsstroom wordt berekend met

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min} = \left(1 - \frac{d_2}{d_1}\right) \Delta i_L.$$

De genormaliseerde ingangsstroomrimpel is dan het volgende:

$$\overline{\Delta i_{in}} = 2\left(2d_1 - \frac{\overline{I_{out}}}{d_1}\right). \quad (3.34)$$

1.1.1 Boundary mode

Voor de grens tussen CCM en DCM kan voor de gemiddelde ingangsstroom het volgende worden geformuleerd:

$$I_{in,bound} = \frac{V_{in}T}{L} d_1 = 4I_{base}d_1 \Rightarrow \overline{I_{in,bound}} = 4d_1.$$

De uitgangsstroom kan worden gevonden met behulp van de relatie (3.30), $I_{out} = \frac{1}{2}(1 - d_1)I_{in}$ en wordt dan:

$$I_{out,bound} = \frac{V_{in}T}{2L} d_1(1 - d_1) = 2I_{base}d_1(1 - d_1).$$

De genormaliseerde uitgangsstroom is dan:

$$\overline{I_{out,bound}} = 2d_1(1-d_1). \tag{3.35}$$

Met (3.29) kan de volgende relatie gevonden worden die alleen afhankelijk is van de spanningsoverzetverhouding en de genormaliseerde uitgangsstroom

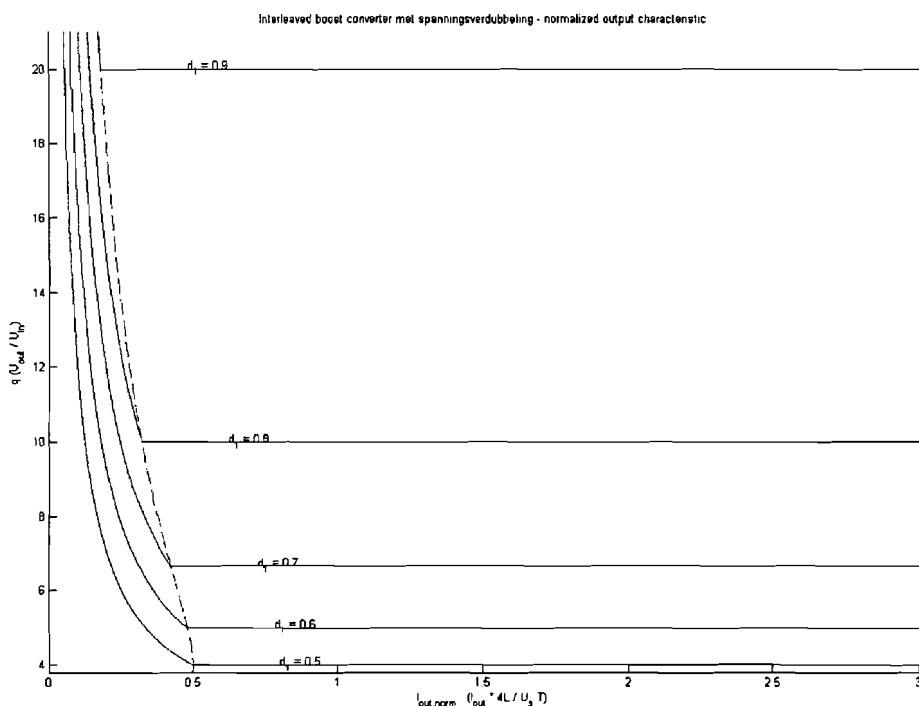
$$\overline{I_{out,bound}} = 4 \frac{q_{bound} - 2}{q_{bound}^2}. \tag{3.36}$$

Aangezien de uitgangsstroom twee maal de gemiddelde stroom door een spoel is, kan voor de genormaliseerde uitgangsstroom met (3.22) en (3.35) de volgende relatie worden geformuleerd:

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 2(1-d_1)d_1 \\ \overline{\Delta i_{in}} &= 8d_1 - 4 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{4} \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{8} \right)$$

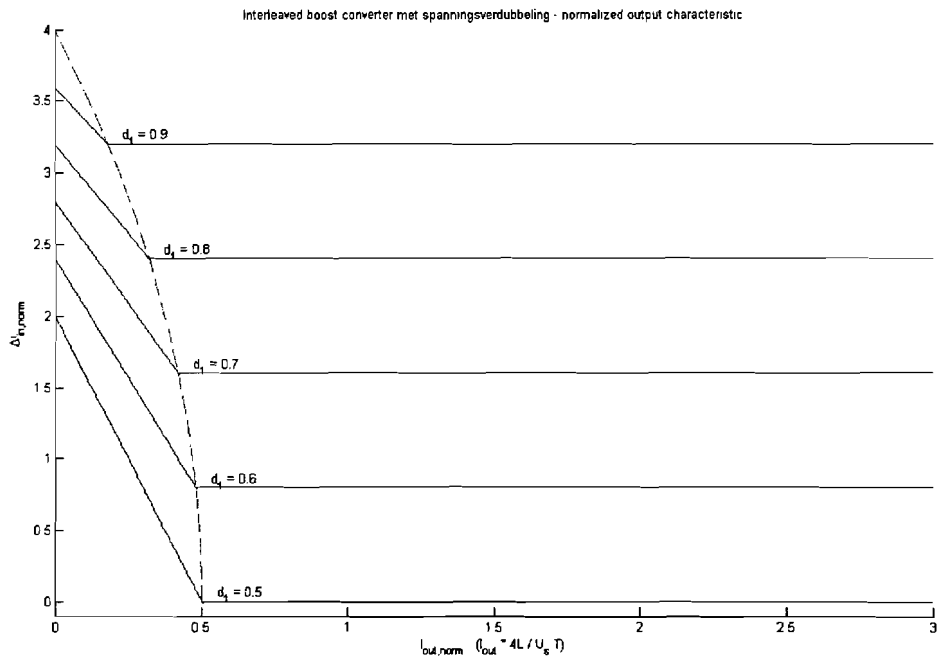
$$\overline{I_{out,bound}} = \frac{1}{2} - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{32}. \tag{3.37}$$

De grafiek voor de spanningsoverzetverhouding voor deze schakeling is weergegeven in Figuur 17.



Figuur 17: Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling - $I_{out, norm}$ versus q -

In Figuur 18 is de grafiek te zien van de ingangsstroomrimpel, uitgezet tegen de genormaliseerde uitgangsstroom.



Figuur 18: Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling; $I_{out, norm}$ versus Δi_{in}

Hoofdstuk 4 Verschillende topologieën met transformator

In het vorige hoofdstuk zijn verschillende converters aan bod gekomen die gebaseerd zijn op de enkelvoudige boost converter.

In dit hoofdstuk komen verschillende converters aan bod waarbij gebruik wordt gemaakt van een of meerdere transformatoren.

In artikel [2] zijn uitgangen van de twee converters aan een step-up transformator gekoppeld zodat de spanningsoverzetverhouding afhankelijk wordt van de wikkelverhouding van die transformator. Deze converter wordt in paragraaf 4.1 besproken.

Verder zal er een koppeling van de twee spoelen van beide boost-converters worden besproken in de paragrafen 4.2 en 4.3, ook weer zonder en met een magnetisatiespoel.

Als laatste zal een combinatie van de converters uit de paragrafen 4.1, 4.2 en 4.3 worden besproken in paragraaf 4.4.

4.1 Dual inductor converter (DIC)

Feitelijk bestaat deze converter weer uit twee enkele boost converters welke via een transformator parallel aan elkaar zijn geplaatst. Deze transformator geeft de mogelijkheid de spanningsoverzetverhouding te vergroten.

Als eerste zal het theoretische model met een ideale transformator worden besproken, dit is dus zonder een magnetisatiespoel.

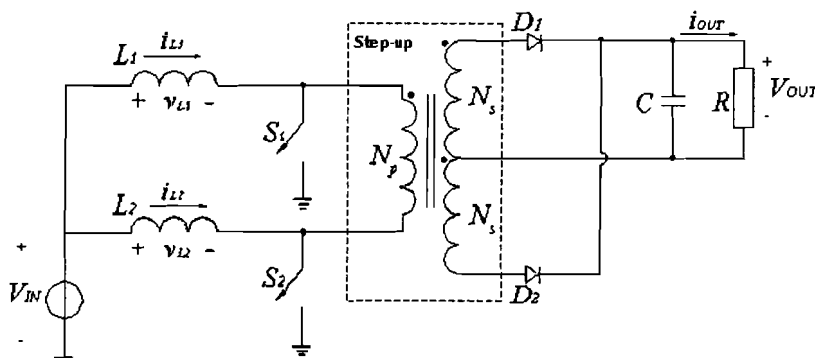
Als tweede zal het praktische model met magnetisatiespoel worden beschreven.

Het schakelpatroon voor deze converter is hetzelfde als voor de interleaved boost converter. Echter voor deze converter is het niet mogelijk om $d_1 < 1/2$ te laten zijn. Het betreffende schakelpatroon is weergegeven in Figuur 7.

Bij deze converter zijn de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken niet onafhankelijk van elkaar. Dit heeft als nadeel dat beide stromen niet geregeld kunnen worden door middel van de duty cycle van de betreffende tak te variëren. Bij variatie van de duty cycle zullen beide takstromen veranderen.

4.1.1 Dual inductor converter zonder magnetisatie spoel L_m

Dit theoretische model wordt beschreven in artikel [4] waarin alleen de continuous conduction mode wordt behandeld. De layout van dit circuit is getoond in Figuur 19.



Figuur 19: Dual inductor converter (DIC)

De verhouding tussen het aantal windingen aan de primaire kant en de secundaire kant van de transformator heet de wikkelverhouding n van de transformator en is gedefinieerd als $n = N_p / N_s$.

De voltseconden vergelijking kan worden opgesteld voor de continuous conduction mode. Hieruit volgt de spanningsoverzetverhouding q_{CCM} .

$$V_{in}t_{on} = (nV_{out} - V_{in})t_{off} \Rightarrow V_{in}d_1 = (nV_{out} - V_{in})(1 - d_1) \Rightarrow$$

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{n(1 - d_1)} \quad (4.1)$$

Aangenomen dat $P_{in} = P_{out}$, kan de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom als functie van de genormaliseerde ingangsstroom en d_1 worden geschreven en ziet er dan als volgt uit:

$$\overline{I_{out}} = n(1 - d_1)\overline{I_{in}}. \quad (4.2)$$

De ingangsstroom-ripple kan worden gedefinieerd als $\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min}$. Wanneer $L_1 = L_2 = L$ dan geldt dat $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \Delta i_L = \frac{V_{in}T}{L}d_1$, formule (3.21). Tijdens CCM kan voor de situatie dat $d_1 > \frac{1}{2}$ de ripplestroom aan de ingang worden gedefinieerd als (3.22):

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1).$$

De situatie waarbij $d_1 < \frac{1}{2}$ kan in dit circuit niet worden gerealiseerd, omdat er dan geen retourpad meer is voor de stroom wanneer beide schakelaars open staan.

Voor de discontinuous conduction mode kan de spanningsoverzetverhouding als volgt worden verkregen:

$$V_{in}t_{on} = (nV_{out} - V_{in})t_{off} \Rightarrow V_{in}d_1 = (nV_{out} - V_{in})d_2 \Rightarrow$$

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{n} \frac{d_1 + d_2}{d_2}. \quad (4.3)$$

Tijdens DCM en voor de situatie $d_1 > \frac{1}{2}$ geldt voor de ripplestroom aan de ingang

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min} = \left(1 - \frac{d_2}{d_1}\right) \Delta i_L.$$

Genormaliseerd is dan de grootte van de ripple van de ingangsstroom:

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4(d_1 - d_2) \quad (4.4)$$

Voor de gemiddelde uitgangsstroom kan nu het volgende worden geschreven:

$$I_{out} = n \frac{V_{in}T}{L} d_1 d_2 = 4nI_{base} d_1 d_2. \quad (4.5)$$

De genormaliseerde uitgangsstroom ziet er dan als volgt uit:

$$\overline{I_{out}} = 4nd_1 d_2. \quad (4.6)$$

Hiermee kan een genormaliseerde uitdrukking voor d_2 worden gevonden:

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1}. \quad (4.7)$$

De vergelijking voor de spanningsversterking q als functie van $\overline{I_{out}}$ en d_1 is de volgende:

$$q_{DCM} = \frac{d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1}}{n \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1}} = \frac{4nd_1^2 + \overline{I_{out}}}{n\overline{I_{out}}} \quad (4.8)$$

Nu kan de genormaliseerde ingangsstroomripple $\overline{\Delta i_{in}}$ als functie van $\overline{I_{out}}$ en d_1 worden geschreven:

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4d_1 - \frac{\overline{I_{out}}}{nd_1} = \frac{4nd_1^2 - \overline{I_{out}}}{nd_1} \quad (4.9)$$

De genormaliseerde uitgangsstroom op de grens van CCM en DCM ($d_2 = 1 - d_1$) kan worden geschreven als

$$\overline{I_{out,bound}} = 4nd_1(1 - d_1). \tag{4.10}$$

Met (4.1) en (4.10) kan er een relatie gevonden worden die alleen afhankelijk is van de spanningsoverzetverhouding en de wikkelverhouding n :

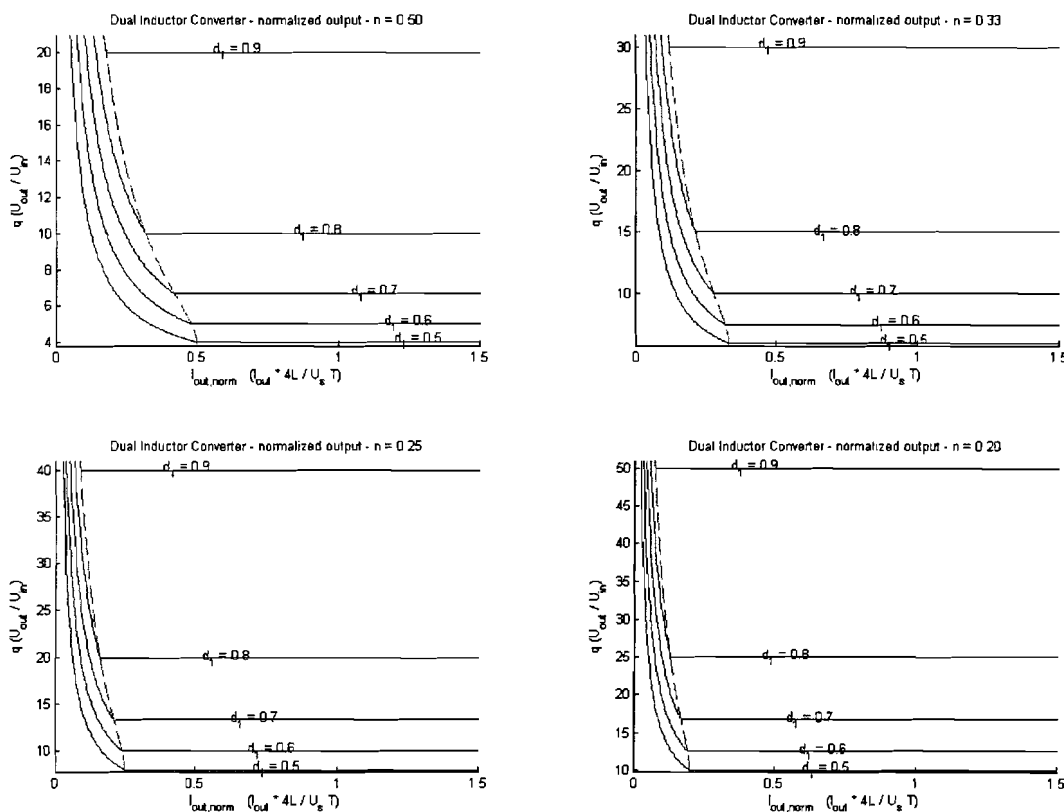
$$\overline{I_{out,bound}} = 4 \frac{q_{bound} - 1/n}{q_{bound}^2}. \tag{4.11}$$

Aangezien de uitgangsstroom hier n maal de gemiddelde stroom door een spoel tijdens d_2 is, kan m.b.v. (3.22) en (4.10), voor de genormaliseerde uitgangsstroom het volgende worden geformuleerd:

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 4nd_1(1 - d_1) \\ \overline{\Delta i_{in}} &= 8d_1 - 4 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = n \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{2} \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{8} \right)$$

$$\overline{I_{out,bound}} = n \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{16} \right) \tag{4.12}$$

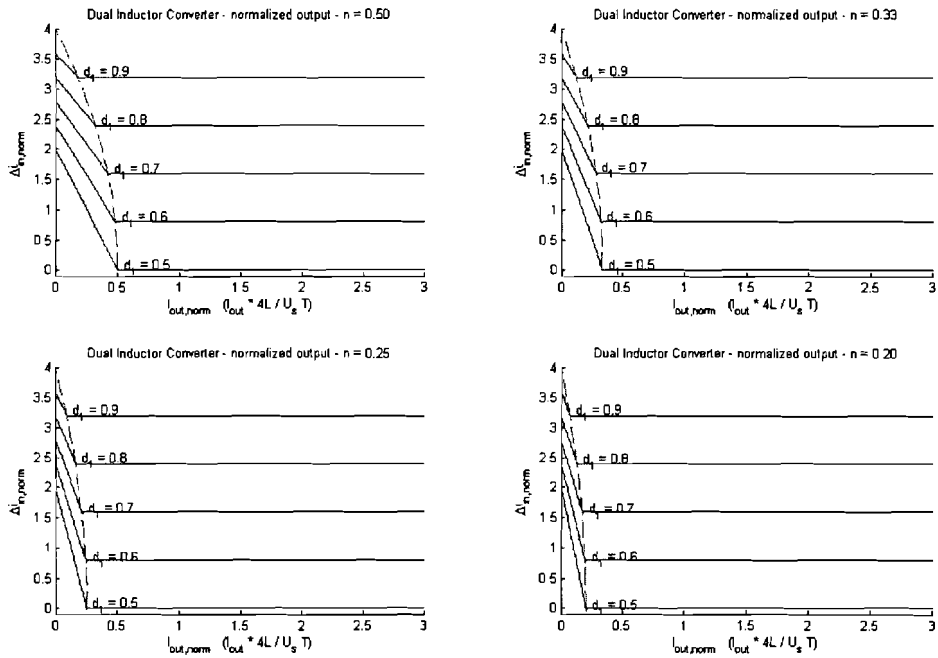
In Figuur 20 zijn verschillende grafieken voor de spanningsoverzetverhouding te zien. Het verschil tussen de grafieken zit in de wikkelverhouding van de transformator.



Figuur 20: Dual Inductor Converter - $I_{out,norm}$ versus q -, genormaliseerd, verschillende n

In deze figuur is aan de schaalverdeling van de verticale assen te zien dat de wikkelverhouding invloed heeft op de spanningsversterking.

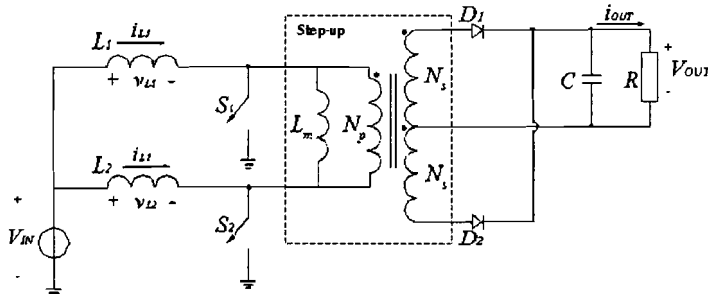
In Figuur 21 zijn vier verschillende grafieken te zien van de genormaliseerde ingangsstroomrimpel uitgezet tegen de genormaliseerde uitgangsstroom. Het verschil tussen de grafieken is ook hier weer de wikkelverhouding tussen de spoelen van de transformator.



Figuur 21: Dual Inductor Converter - Δi_{in} versus I_{out} - , genormaliseerd, verschillende n

4.1.2 Dual inductor converter met magnetisatie spoel L_m

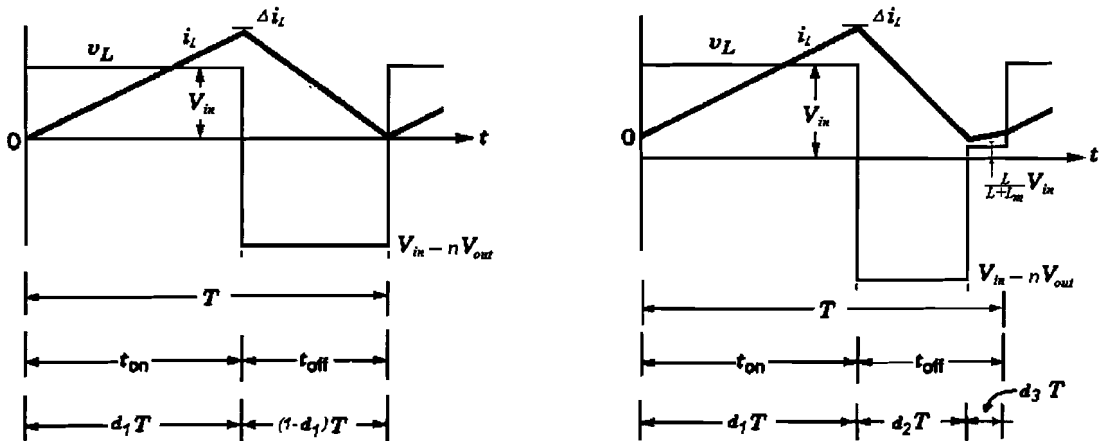
Wanneer er niet wordt uitgegaan van een ideale maar praktische transformator dan hoort er een magnetisatie spoel in het circuit te zitten. Deze spoel staat parallel aan de ingang van de transformator zoals afgebeeld in Figuur 22.



Figuur 22 DIC met magnetisatie spoel L_m

Tijdens de discontinuous conduction mode ontstaat er een bijzondere toestand. Wanneer een van de schakelaars is aangezet en de andere staat uit, dan zal een spanningsdeling optreden tussen de spoelen van beide boost-converters L_1 en L_2 en de magnetisatie spoel L_m . Dit effect treedt niet op wanneer de converter opereert in de continuous conduction mode.

Figuur 23 toont de spanning- en stroom verlopen voor de DIC met L_m in de boundary mode en de discontinuous conduction mode. In deze figuur is te zien dat er eigenlijk geen echte discontinuous conduction mode plaatsvindt. Er blijft namelijk altijd een (gelijk)stroom lopen door de magnetisatiespoel L_m . Om dit onderscheid met de voorgaande converters aan te geven wordt er voor deze converter over de quasi discontinuous conduction mode (QDCM) gesproken.



Figuur 23: Spanning- en stroomverlopen voor DIC met L_m ; boundary en quasi discontinuous conduction mode

De voltseconden vergelijking voor CCM is dezelfde als voor de situatie zonder de magnetisatie spoel L_m en de formule daarvoor is (4.1).

Voor de stroom tijdens CCM kan weer de vergelijking (4.2) worden gebruikt.

Voor de rimpel van de ingangsstroom als functie van de uitgangsstroom voor de situatie dat $d_1 > 1/2$, geldt weer de vergelijking (3.22).

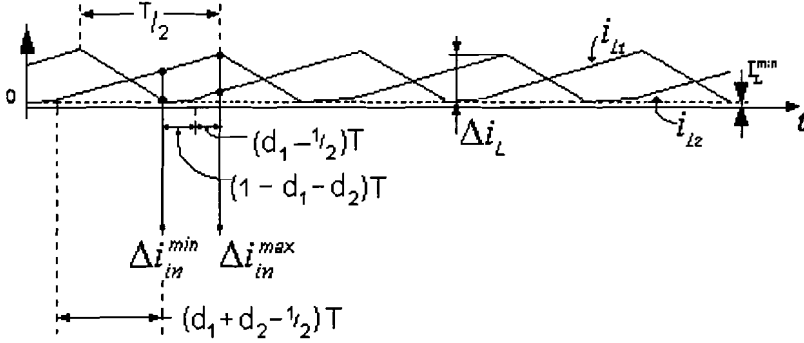
Ook met dit circuit is het niet mogelijk om met een duty cycle $d_1 < 1/2$ te werken.

De voltseconden vergelijking voor QDCM verschilt dan ook van de voorgaande en kan worden geschreven als:

$$V_{in} t_{on} = (nV_{out} - V_{in}) t_{off} \Rightarrow V_{in} d_1 = (nV_{out} - V_{in}) d_2 - \frac{L}{L+L_m} d_3 V_{in} \Rightarrow$$

$$q_{QDCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d_1 + d_2 + \frac{L}{L+L_m} d_3}{n \cdot d_2} = \frac{d_1 + d_2 + \frac{L}{L+L_m} (1 - d_1 - d_2)}{n \cdot d_2}. \quad (4.13)$$

De stromen door de beide spoelen tijdens DCM zijn getoond in Figuur 24.



Figuur 24: Spoolstromen van DIC tijdens QDCM

Voor de rimpel van de stroom door een converterspoel kan het volgende worden gedefinieerd:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L + L_m} (1 - d_1 - d_2) + \frac{V_{in} T}{L} d_1$$

Voor Δi_{in}^{\min} kan worden geschreven dat

$$\Delta i_{in}^{\min} = \frac{V_{in} T}{L + L_m} (1 - d_1 + d_2) + \frac{V_{in} T}{L} (d_1 + d_2 - \frac{1}{2}).$$

Voor Δi_{in}^{\max} kan worden geschreven dat

$$\Delta i_{in}^{\max} = 2\Delta i_L - \frac{V_{in} T}{2L} = \frac{V_{in} T}{L + L_m} (2 - 2d_1) + \frac{V_{in} T}{L} (2d_1 - \frac{1}{2}).$$

Voor de rimpel van de ingangsstroom kan dan het volgende worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min} = \frac{V_{in} T}{L} \left(d_1 - d_2 + \frac{L}{(L_m + L)} (1 - d_1 - d_2) \right).$$

Genormaliseerd wordt dat dan

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \left(d_1 - d_2 + \frac{L}{(L_m + L)} (1 - d_1 - d_2) \right). \quad (4.14)$$

De gemiddelde ingangsstroom kan worden benaderd als volgt:

$$I_{in} = \frac{1}{2} (\Delta i_{in}^{\min} + \Delta i_{in}^{\max}) = \frac{V_{in} T}{2L} \left((3d_1 + d_2 - 1) + \frac{L}{(L_m + L)} (3 - 3d_1 + d_2) \right).$$

Voor de gemiddelde uitgangsstroom I_{out} geldt weer (4.5), de genormaliseerde uitgangsstroom $\overline{I_{out}}$ geldt (4.6) en voor d_2 geldt (4.7).

Met de formules (4.7) en (4.14) kan er een genormaliseerde uitdrukking voor de grootte van de rimpel van de ingangsstroom worden geformuleerd die bestaat uit de variabelen d_1 , n , $\overline{I_{out}}$, L en L_m , namelijk:

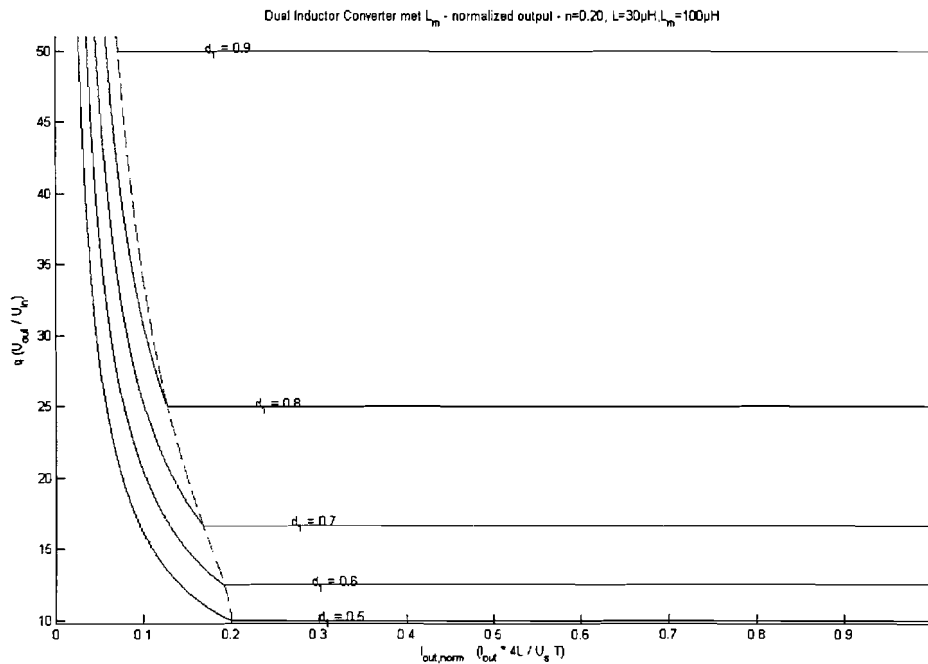
$$\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4d_1 n (d_1 L_m + L) - \overline{I_{out}} (2L + L_m)}{n (L + L_m) d_1} \quad (4.15)$$

Nu kan er met (4.7) en (4.13) een uitdrukking gevonden worden voor de spanningsversterking q_{QDCM} die afhankelijk is van de variabelen d_1 , n , $\overline{I_{out}}$, L en L_m , namelijk:

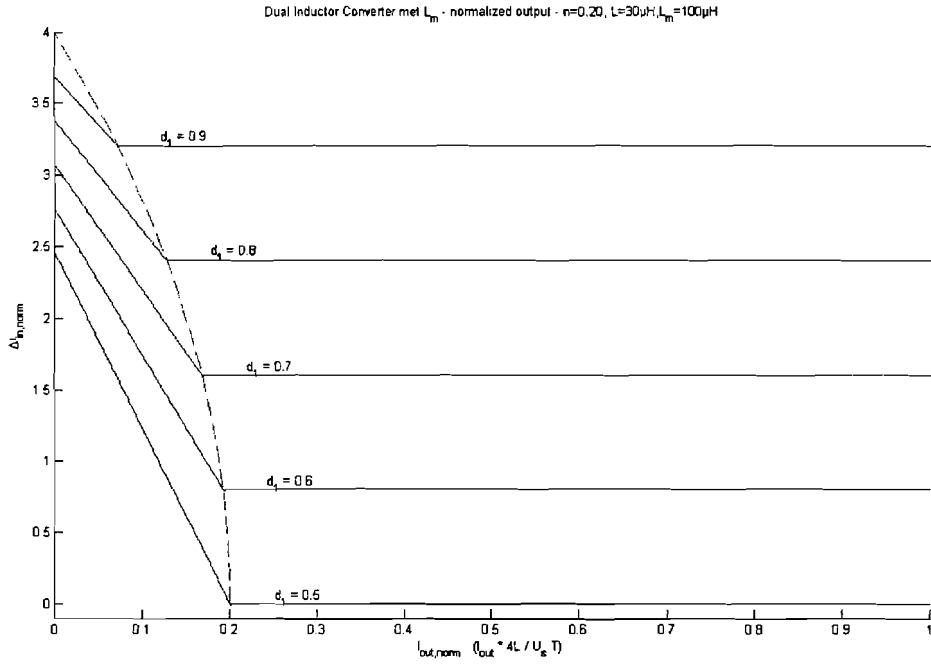
$$q_{QDCM} = \frac{4d_1n(d_1L_m + L) + \overline{I_{out}}L_m}{n(L + L_m)\overline{I_{out}}} \quad (4.16)$$

Op de grens van CCM en DCM geldt voor de genormaliseerde uitgangsstroom als functie van de spanningsversterking de formule (4.11).

En op de grens van CCM en DCM geldt voor de genormaliseerde uitgangsstroom als functie van de grootte van de rimpel van de ingangsstroom de formule (4.12).



Figuur 25: Dual Inductor Converter - q versus $I_{out, norm}$ -



Figuur 26: Dual Inductor Converter met L_m - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

4.2 New dual inductor boost converter

In [1] wordt gesproken over een new dual inductor boost converter met hulptransformator. De uitgang is zodanig geconfigureerd dat de uitgangsspanning van de enkele boost converters bij elkaar worden opgeteld; zodat een hogere uitgangsspanning wordt verkregen. De spanningsverdubbeling is beschreven in paragraaf 3.3 .

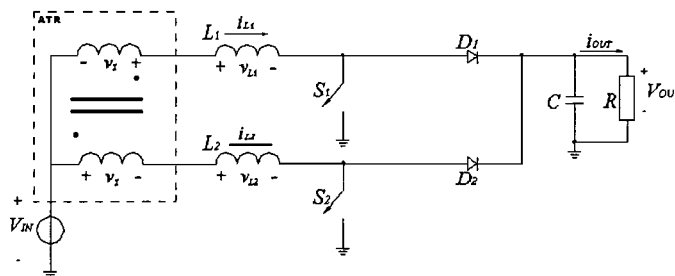
Er moet worden opgemerkt dat bij deze converter de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken onafhankelijk van elkaar zijn. Dit heeft als voordeel dat beide stromen geregeld kunnen worden door middel van de dutycycle van de betreffende tak te variëren.

4.2.1 New dual inductor boost converter zonder magnetisatie spoel $L_{m,ATR}$

In deze paragraaf zal het ideale theoretische model van de transformator worden bekeken. Hiermee wordt voldoende inzicht opgebouwd om deze ideale situatie volledig te kunnen beschrijven.

4.2.1.1 Situatie $d_1 > 1/2$

De situatie die in deze paragraaf wordt besproken heeft een extra transformator aan de ingang van de converter, namelijk de hulptransformator ("auxiliary transformer", ATR). De schakeling waarin deze extra transformator wordt gebruikt is beschreven in [1]. In dat artikel wordt er een schakeling beschreven met spanningsverdubbeling aan de uitgang van de beide converters. Het schema van de schakeling die in deze paragraaf wordt besproken is afgebeeld in Figuur 27. Hierbij wordt verondersteld dat $L_1=L_2=L$.



Figuur 27: New dual inductor converter

Door de transformator aan de ingang van beide converters zal de stroom door de beide spoelen nagenoeg hetzelfde zijn. Ook zal de frequentie van de rimpel van deze stromen zijn verdubbeld ten opzichte van de converters die in het voorgaande zijn besproken.

Ook de spanning aan de ingang van de converters is groter geworden dan de ingangsspanning V_{in} .

In de CCM situatie kan de spanningsoverzetverhouding q_{CCM} worden verkregen als volgt.

Voor de situatie waarin beide schakelaars gesloten zijn geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} = V_{L2} \Rightarrow v_x = 0$, dus $V_{L1} = V_{L2} = V_{in}$.

Voor de situatie waarin S_1 gesloten is en S_2 open is geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x - V_{out}$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} = V_{L2} \Rightarrow v_x = -1/2 V_{out}$, dus $V_{L1} = V_{L2} = V_{in} - 1/2 V_{out}$.

Voor de situatie waarin S_1 open is en S_2 gesloten is geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x - V_{out}$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} = V_{L2} \Rightarrow v_x = +1/2 V_{out}$, dus $V_{L1} = V_{L2} = V_{in} + 1/2 V_{out}$.

Nu kan de voltseconden vergelijking worden opgesteld en is:

$$2(d_1 - 1/2)V_{in} + 2(1 - d_1)(V_{in} - 1/2V_{out}) = 0$$

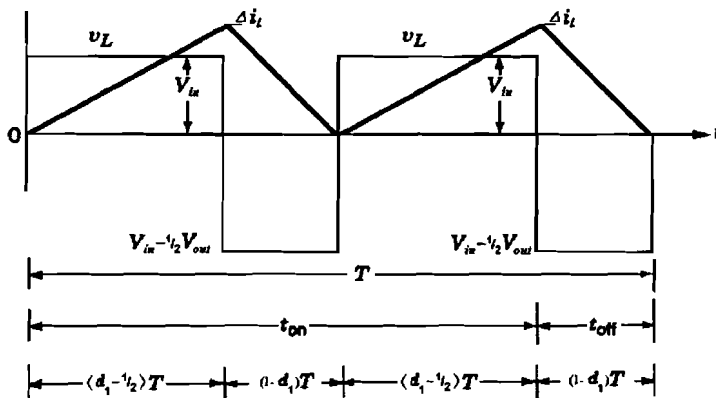
Hieruit kan de spanningsoverzetverhouding worden gevonden en is gelijk aan (3.2), namelijk:

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1}.$$

Voor de uitgangsstroom tijdens CCM geldt formule (3.3): $\overline{I_{out}} = (1 - d_1)\overline{I_{in}}$.

Voor de rimpel van de stroom door één converterspoel geldt echter dat de frequentie is verdubbeld en voor $d_1 > 1/2$ zijn de spanning- en stroomverlopen afgebeeld in Figuur 28. In deze figuur is de grenssituatie tussen CCM en DCM geschetst.

Hierbij geldt dat de gemiddelde stroom en de rimpelstroom door beide spoelen aan elkaar gelijk zijn, dus $I_{L1} = I_{L2} = I_L$ en $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \Delta i_L$.



Figuur 28: Stroom en spanning voor één converterspoel voor $d_1 > 1/2$

De definitie van Δi_L is anders geworden en wel

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}T}{L}(d_1 - 1/2).$$

Nu kan voor Δi_{in}^{max} het volgende worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in}^{max} = 2\Delta i_L = \frac{V_{in}T}{L}(2d_1 - 1).$$

Met $\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{max}$ wordt de genormaliseerde rimpel van de ingangsstroom voor $d_1 > 1/2$ gelijk aan formule (3.22):

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1).$$

In de DCM voor de situatie waarin geldt dat $d_1 > 1/2$ kan de voltseconden vergelijking als volgt worden opgeschreven $2(d_1 - 1/2)V_{in} + 2d_2(V_{in} - 1/2V_{out}) = 0$.

De spanningsoverzetverhouding q_{DCM} wordt dan

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2(d_1 + d_2 - 1/2)}{d_2}. \quad (4.17)$$

Voor de genormaliseerde uitgangsstroom tijdens DCM kan worden geschreven $\overline{I_{out}} = 4(d_1 - 1/2)d_2$. Hiermee kan een uitdrukking voor d_2 worden verkregen:

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4(d_1 - 1/2)}. \quad (4.18)$$

De spanningsoverzetverhouding q_{DCM} (4.17) kan met (4.18) als volgt worden uitgedrukt:

$$q_{DCM} = \frac{8(d_1^2 - d_1) + 2(1 + \overline{I_{out}})}{\overline{I_{out}}} \quad (4.19)$$

Voor de ingangsstroomrimpel tijdens DCM kan het volgende worden geschreven:

$$\Delta i_{in} = \frac{d_1 - d_2}{d_1} \Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - d_2).$$

Genormaliseerd is dat dan $\overline{\Delta i_{in}} = 4(d_1 - d_2)$. En met (4.18) wordt dat dan:

$$\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4d_1(d_1 - \frac{1}{2}) - \overline{I_{out}}}{d_1 - \frac{1}{2}} = 4d_1 - \frac{\overline{I_{out}}}{d_1 - \frac{1}{2}} \quad (4.20)$$

Voor de grens tussen CCM en DCM kan voor de uitgangsstroom het volgende worden geformuleerd:

$$\overline{I_{out,bound}} = 2 \frac{q_{bound} - 2}{q_{bound}^2} \quad (4.21)$$

En voor de uitgangsstroom als functie van de ingangsstroomrimpel:

$$\overline{I_{out,bound}} = \frac{\overline{\Delta i_{in}} (4 - \overline{\Delta i_{in}})}{16} \quad (4.22)$$

4.2.1.2 Situatie $d_1 < \frac{1}{2}$

In deze situatie is de definitie van Δi_L weer anders geworden en wel

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - \frac{1}{2} V_{out}) T}{L} d_1.$$

De spanningoverzetverhouding voor CCM is weer (3.2):

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1}.$$

De definitie van Δi_L tijdens CCM wordt met (3.2):

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - \frac{1}{2} V_{out}) T}{L} d_1 = \frac{V_{in} (2d_1 - 1) T}{2(d_1 - 1) L} d_1. \quad (4.23)$$

De totale rimpel van de ingangsstroom kan nu worden berekend als

$$\Delta i_{in} = 2 \Delta i_L = \frac{2d_1 - 1}{d_1 - 1} \frac{V_{in} T}{L} d_1.$$

De genormaliseerde stroom voor $d_1 < \frac{1}{2}$ is dan gelijk aan (3.23): $\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4d_1}{1 - d_1} (2d_1 - 1)$.

Voor DCM is de voltseconden vergelijking als volgt:

$$2d_1 (V_{in} - \frac{1}{2} V_{out}) + 2d_2 (V_{in} - V_{out}) = 0.$$

En de spanningoverzetverhouding wordt dan:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2(d_1 + d_2)}{d_1 + 2d_2} \quad (4.24)$$

De gemiddelde waarde van de stroom door de diode kan als volgt worden berekend:

$$I_d = 2 \frac{\Delta i_L}{2} d_2 + \frac{\Delta i_L}{2} d_1.$$

(Voor het verloop van de stroom door een diode wordt verwezen naar Figuur 29.)

En met $I_{out} = 2I_d$ en Δi_L gegeven in (4.23) wordt de gemiddelde uitgangsstroom:

$$I_{out} = \frac{V_{in} T}{L} d_1 d_2.$$

Genormaliseerd is dat $\overline{I_{out}} = 4d_1 d_2$ en hiermee wordt de relatie voor d_2 :

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4d_1}$$

Deze formule is gelijk aan (3.24), echter de afleiding is anders.

En met (3.24) wordt (4.24) als volgt:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4d_1^2 + \overline{I_{out}}}{2d_1^2 + \overline{I_{out}}} \quad (4.25)$$

En hiermee wordt de definitie van Δi_L tijdens DCM als volgt:

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - \frac{1}{2}V_{out})T}{L} d_1 = \frac{V_{in}T}{L} \frac{d_1 d_2}{d_1 + 2d_2}$$

De totale rimpel van de ingangsstroom kan nu worden berekend als

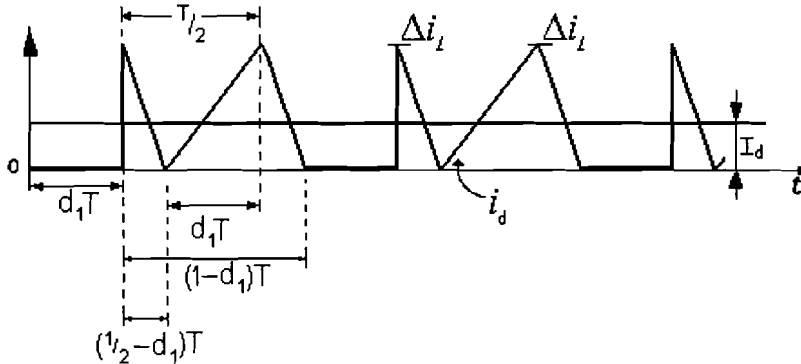
$$\Delta i_m = 2\Delta i_L = \frac{2V_{in}T}{L} \frac{d_1 d_2}{d_1 + 2d_2}$$

De genormaliseerde stroom voor $d_1 < \frac{1}{2}$ is dan $\overline{\Delta i_m} = \frac{8d_1 d_2}{d_1 + 2d_2}$.

Dit kan met (3.24) als functie van de variabelen d_1 en $\overline{I_{out}}$ worden geschreven:

$$\overline{\Delta i_m} = \frac{4d_1 \overline{I_{out}}}{2d_1^2 + \overline{I_{out}}} \quad (4.26)$$

De uitgangsstroom wordt bepaald door twee maal de gemiddelde waarde van de stroom door één diode. In Figuur 29 is de stroom door een diode geschetst voor deze grenssituatie.



Figuur 29: Stroom door een diode voor $d_1 < \frac{1}{2}$ op de grens tussen CCM en DCM

De gemiddelde waarde van de stroom door de diode kan als volgt worden berekend:

$$I_{d,bound} = 2 \frac{\Delta i_L}{2} (\frac{1}{2} - d_1) + \frac{\Delta i_L}{2} d_1$$

En met $I_{out,bound} = 2I_{d,bound}$ en Δi_L gegeven in (4.23) wordt de gemiddelde uitgangsstroom:

$$I_{out,bound} = \frac{V_{in}T}{2L} (1 - 2d_1)$$

Genormaliseerd is dat:

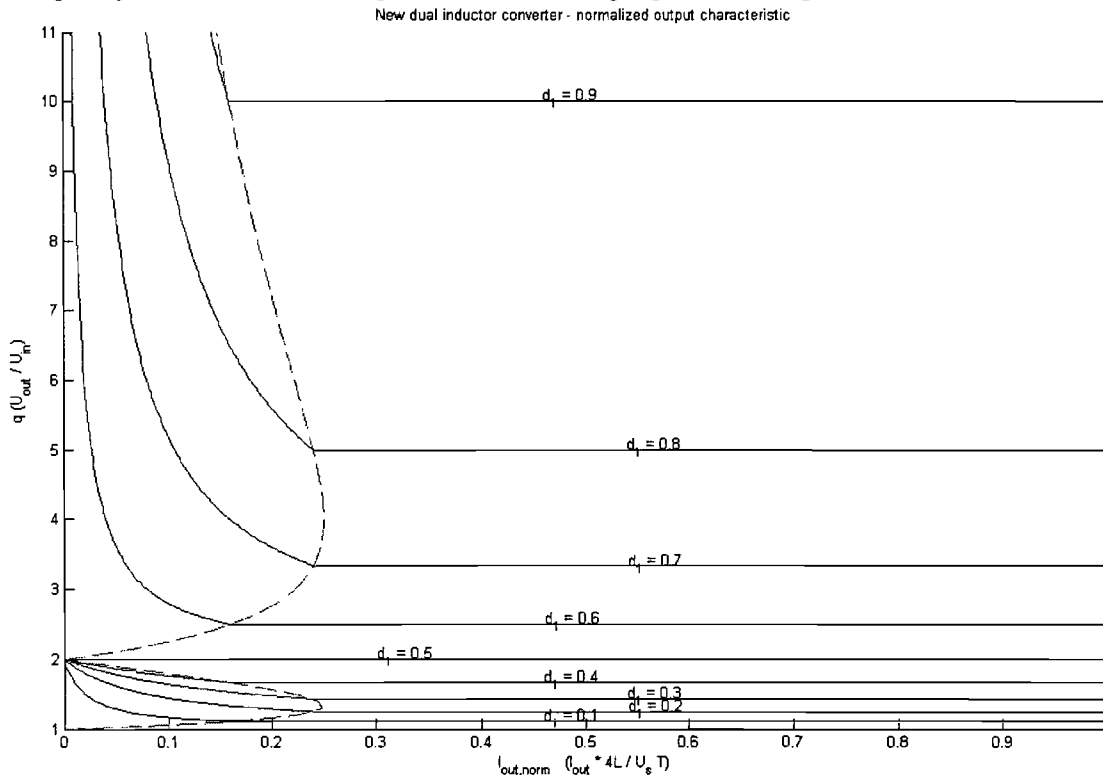
$$\overline{I_{out,bound}} = 2d_1 (1 - 2d_1) \quad (4.27)$$

Voor de spanningsoverzetverhouding op de grens tussen CCM en DCM kan nu m.b.v. (3.2) en (4.27) de volgende formule worden opgesteld:

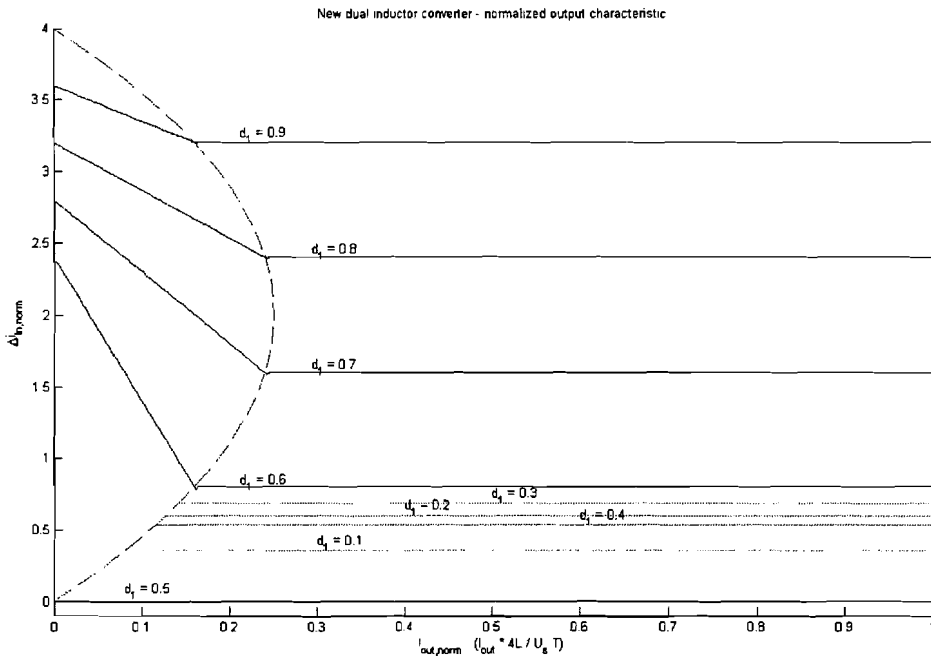
$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 2d_1 (1 - 2d_1) \\ d_1 &= 1 - \frac{1}{q_{bound}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = \frac{2(3q_{bound} - q_{bound}^2 - 2)}{q_{bound}^2}$$

Voor de grens tussen CCM en DCM voor de ingangsstroomrimpel geldt, net als bij de interleaved boost converter, dat voor de situatie $d_1 < 1/2$ de rimpelstroom altijd kleiner is dan voor de situatie $d_1 > 1/2$. Daarom zal dit niet nader worden bekeken.

In Figuur 30 is de volledige karakteristiek getekend voor de spanningsoverzetverhouding. In Figuur 31 is de karakteristiek getekend voor de ingangsstroomrimpel.



Figuur 30: New dual inductor converter - q versus $I_{out, norm}$ -

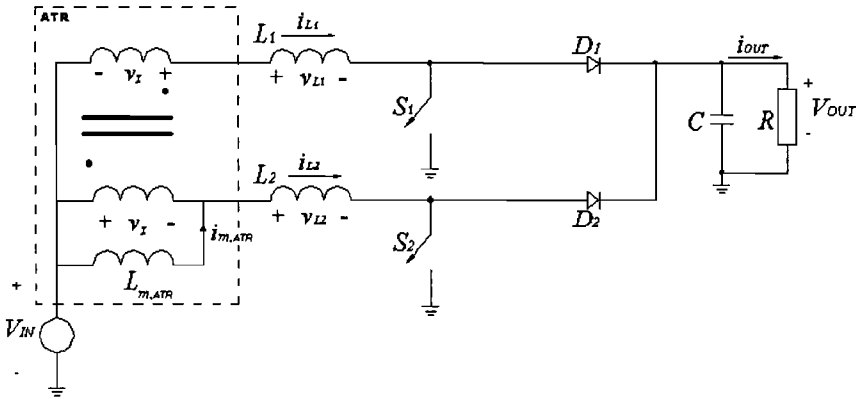


Figuur 31: New dual inductor converter - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

4.2.2 New dual inductor boost converter met magnetisatiespoel $L_{m,ATR}$

In deze paragraaf wordt het effect van de magnetisatiespoel van de hulptransformator (ATR) bekeken. In de vorige paragraaf is bekeken wat de hulptransformator voor invloed heeft op de spanningsoverzetverhouding en de ingangsstroomrimpel.

Tevens moet opgemerkt worden dat in deze paragraaf aangenomen is dat $L_1=L_2=L$. Wanneer dit niet zo is zullen de de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken verschillend zijn. De takstromen zijn ook bij deze converter onafhankelijk van elkaar. Dit heeft als voordeel dat beide stromen geregeld kunnen worden door middel van de duty cycle van de betreffende tak te variëren.



Figuur 32: New dual inductor boost converter met magnetisatiespoel L_m

Door de magnetisatiespoel $L_{m,ATR}$ zal er een spanningsdeling optreden tussen deze spoel en de spoelen van de boost converters. Deze spanningsdeling zal te zien zijn tijdens het ontladen van de spoelen. Dus tijdens de tijdsduur $(1-d_1)T$ in CCM en tijdens de tijdsduur d_2T in DCM.

In de CCM situatie kan de spanningsoverzetverhouding q_{CCM} worden verkregen als volgt.

Voor de stroom door converterspoel L_2 geldt de volgende vergelijking:

$$\langle i_{L2} \rangle = \langle i_{L1} \rangle + \langle i_{Lm,ATR} \rangle.$$

Voor de afgeleide van de stroom geldt:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{L2} &= \frac{d}{dt} i_{L1} + \frac{d}{dt} i_{Lm,ATR} \Rightarrow \\ L_2 \frac{d}{dt} i_{L2} &= \frac{L_2}{L_1} L_1 \frac{d}{dt} i_{L1} + \frac{L_2}{L_{m,ATR}} L_{m,ATR} \frac{d}{dt} i_{Lm,ATR} \end{aligned}$$

Hieruit volgt een vergelijking voor de spanning en wel:

$$V_{L2} = \frac{L_2}{L_1} V_{L1} + \frac{L_2}{L_{m,ATR}} v_x.$$

En met $L_1 = L_2 = L$ en $\sigma = \frac{L}{L_{m,ATR}}$ geeft dat $V_{L2} = V_{L1} + \sigma v_x$.

Voor de situatie waarin beide schakelaars gesloten zijn geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$. Waaruit volgt dat $V_{L1} - V_{L2} = 2v_x = -\sigma v_x \Rightarrow v_x = 0$.

Voor de situatie waarin S_1 gesloten is en S_2 open is geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x - V_{out}$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} - V_{L2} = -2v_x - V_{out} = \sigma v_x \Rightarrow v_x = \frac{-1}{2+\sigma} V_{out}$ en de spanningen over de spoelen zijn dan als volgt:

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{1}{2 + \sigma} V_{out} \text{ en } V_{L2} = V_{in} - \frac{1 + \sigma}{2 + \sigma} V_{out} .$$

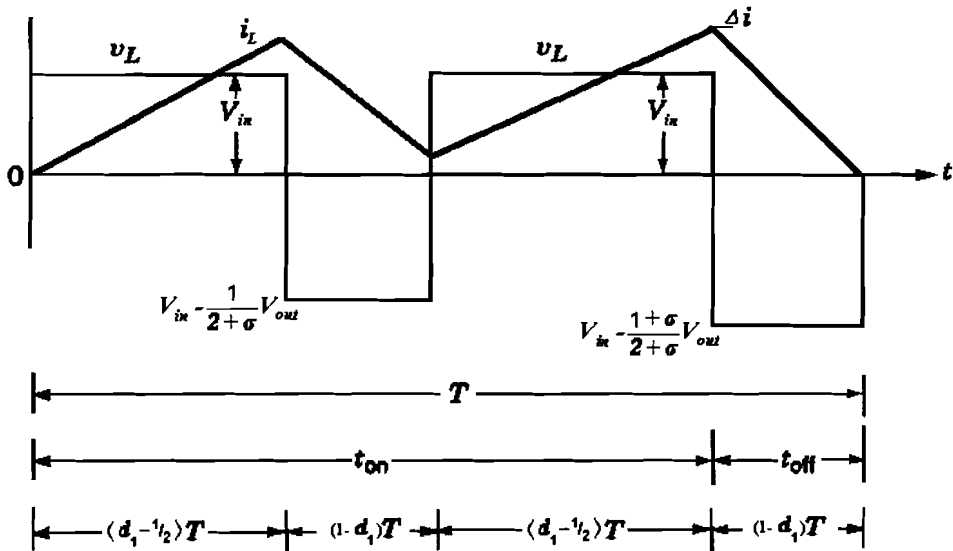
Voor de situatie waarin S_1 open is en S_2 gesloten is geldt $V_{L1} = V_{in} + v_x - V_{out}$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} - V_{L2} = -2v_x + V_{out} = \sigma v_x \Rightarrow v_x = \frac{+1}{2 + \sigma} V_{out}$ en de spanningen over de spoelen zijn dan als volgt:

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{1 + \sigma}{2 + \sigma} V_{out} \text{ en } V_{L2} = V_{in} - \frac{1}{2 + \sigma} V_{out} .$$

Een schets van het stroom- en spanningsverloop over een spoel is weergegeven in Figuur 33. In deze figuur is de boundary mode situatie geschetst, dus de situatie waarvoor nog net geldt dat $d_2 = 1 - d_1$. Verder geldt de schets voor $d_1 > 1/2$.

De stroom- en spanningsverlopen door de andere spoel zien er hetzelfde uit, alleen zit er een faseverschil tussen van 180° ofwel $1/2 T$.



Figuur 33: Stroom en spanningsverloop van New dual inductor boost converter met $L_{m,ATR}$

In de CCM situatie kan de voltseconden vergelijking als volgt worden opgeschreven:

$$2V_{in} (d_1 - 1/2) + \left(2V_{in} - \left(\frac{1}{2 + \sigma} + \frac{1 + \sigma}{2 + \sigma} \right) V_{out} \right) (1 - d_1) = 0 \Rightarrow$$

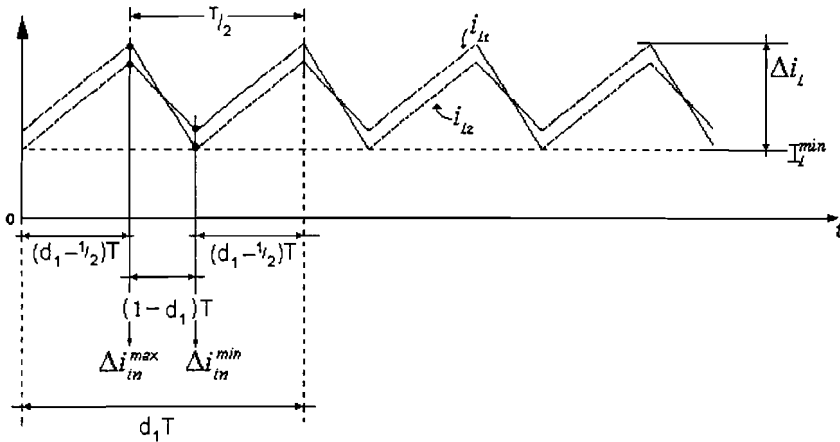
$$2(d_1 - 1/2)V_{in} + 2(1 - d_1)(V_{in} - 1/2 V_{out}) = 0$$

Hieruit kan de spanningsoverzetzverhouding worden gevonden en is gelijk aan (3.2), namelijk:

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1} .$$

Voor de uitgangsstroom tijdens CCM geldt de formule (3.3): $\overline{I_{out}} = (1 - d_1) \overline{I_{in}}$.

In Figuur 34 is een schets van de beide stromen door de spoelen te zien voor $d_1 > 1/2$ tijdens CCM.



Figuur 34: Stroom door spoelen van new DIC converter

In deze situatie is Δi_L anders gedefinieerd als bij de voorgaande converters en wel als volgt:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} \left(2(d_1 - \frac{1}{2}) - \left(1 - \frac{1}{2 + \sigma} \frac{1}{1 - d_1} \right) (1 - d_1) \right) = \frac{V_{in} T}{L} \left(d_1 - \frac{1}{2 + \sigma} \right).$$

Voor de minimumwaarde van de ingangsstroomrimpel geldt:

$$\Delta i_{in}^{min} = \frac{V_{in} T}{L} \left(d_1 - \frac{1}{2} + (1 - d_1) - \frac{1}{2 + \sigma} \right) = \frac{V_{in} T}{L} \left(\frac{\sigma}{4 + 2\sigma} \right).$$

Voor de maximumwaarde van de ingangsstroomrimpel geldt:

$$\Delta i_{in}^{max} = \Delta i_L + \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - \frac{1}{2}) = \frac{V_{in} T}{L} \left(2d_1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2 + \sigma} \right) = \frac{V_{in} T}{L} \left(2d_1 - \frac{4 + \sigma}{4 + 2\sigma} \right).$$

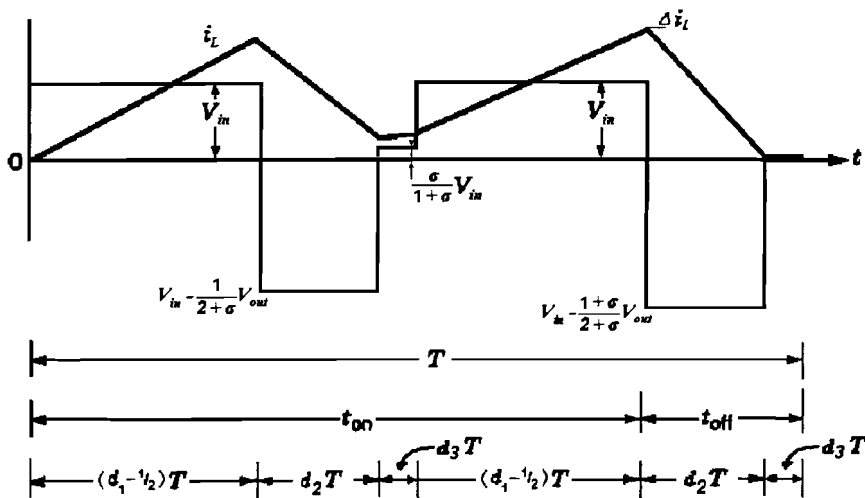
Voor de waarde van de rimpel van de ingangsstroom geldt weer $\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{max} - \Delta i_{in}^{min}$ en geeft:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} T}{L} (2d_1 - 1).$$

Genormaliseerd is dat dan: $\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1)$, eerder genoemd in (3.22).

Bij deze schakeling is het wel mogelijk $d_1 < \frac{1}{2}$ te laten zijn, echter dit is niet nader bekeken.

Voor de discontinuous conduction mode ziet het spanningsprofiel er uit als is afgebeeld in Figuur 35. Er geldt dat $d_3 = 1 - d_1 - d_2$.



Figuur 35: Spanning en stroom vormen tijdens DCM

De voltseconden vergelijking voor deze situatie ziet er als volgt uit:

$$2V_{in} \left(d_1 - \frac{1}{2} \right) + (2V_{in} - V_{out}) d_2 + \frac{\sigma}{1+\sigma} V_{in} (1 - d_1 - d_2) = 0.$$

Hiermee wordt de spanningoverzetverhouding:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(d_1 + d_2)(1 + \sigma) - 1}{d_2(1 + \sigma)}. \quad (4.28)$$

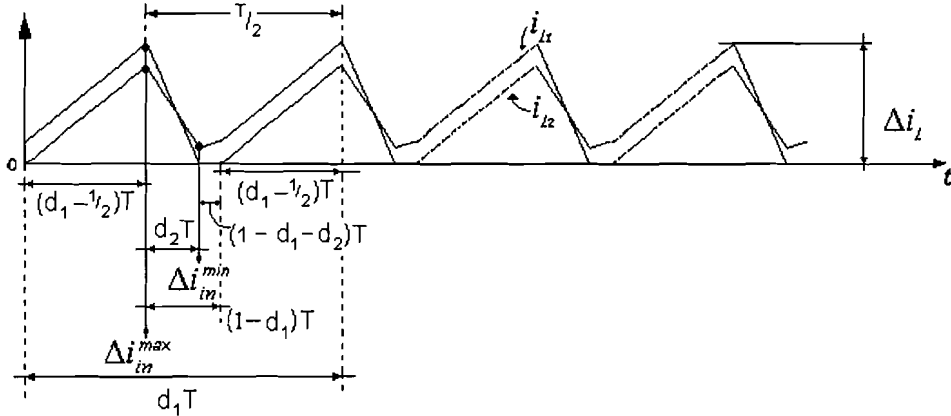
Voor de uitgangsstroom tijdens DCM kan worden benaderd door (3.32):

$$I_{out} = \frac{V_{in} T}{2L} d_1 d_2 \Rightarrow \overline{I_{out}} = 2d_1 d_2.$$

Voor de spanningoverzetverhouding kan met $d_2 = \overline{I_{out}} / 2d_1$ de volgende uitdrukking worden geformuleerd:

$$q_{DCM} = \frac{2 \left(\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1} \right) (1 + \sigma) - 1 \right) d_1}{\overline{I_{out}} (1 + \sigma)} = 1 + \frac{2d_1 (d_1 (1 + \sigma) - 1)}{\overline{I_{out}} (1 + \sigma)} \quad (4.29)$$

In Figuur 36 zijn de stromen door de converterspoelen voor DCM geschetst.



Figuur 36: Stroom door spoelen tijdens DCM

De rimpelstroom door een converterspoel kan nu worden geschreven als:

$$\Delta i_L = 2 \frac{V_{in} T}{L} \left(d_1 - \frac{1}{2} \right) + \frac{T}{L} \left(V_{in} - \frac{1}{2 + \sigma} V_{out} \right) d_2 + \frac{T}{L} \left(\frac{\sigma}{2 + \sigma} V_{in} \right) (1 - d_1 - d_2).$$

En met de relatie (4.29) van V_{out} uit q_{DCM} geeft dat:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} \frac{d_1 (2 + \sigma) - 1}{2 + \sigma}$$

Voor de minimumwaarde van de ingangsstroomrimpel geldt

$$\Delta i_{in}^{\min} = \frac{T}{L} \left(V_{in} \left(d_1 - \frac{1}{2} \right) + \left(V_{in} - \frac{1}{2 + \sigma} V_{out} \right) d_2 \right).$$

Voor de maximumwaarde van de ingangsstroomrimpel geldt

$$\Delta i_{in}^{\max} = \Delta i_L + \frac{V_{in} T}{L} \left(d_1 - \frac{1}{2} \right) = \frac{V_{in} T}{2L} \left(\frac{d_1 (8 + 4\sigma) - \sigma - 4}{2 + \sigma} \right).$$

De rimpel van de ingangsstroom kan nu worden uitgedrukt als

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} T}{L} \left(\frac{d_1 (2 + \sigma) - d_2 \sigma - 1}{1 + \sigma} \right)$$

Met (3.32) kan er weer een genormaliseerde uitdrukking voor de rimpel van de ingangsstroom tijdens DCM worden geformuleerd:

$$\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4d_1(d_1(2+\sigma)-1)-2\overline{I_{out}}\sigma}{d_1(1+\sigma)} \quad (4.30)$$

Op de grens tussen CCM en DCM kan de spanningsoverzetzverhouding q_{bound} als functie van I_{out} met behulp van (3.2) en (3.35) worden gevonden.

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 2d_1(1-d_1) \\ d_1 &= 1 - \frac{1}{q_{bound}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = 2 \left(1 - \frac{1}{q_{bound}} \right) \frac{1}{q_{bound}}$$

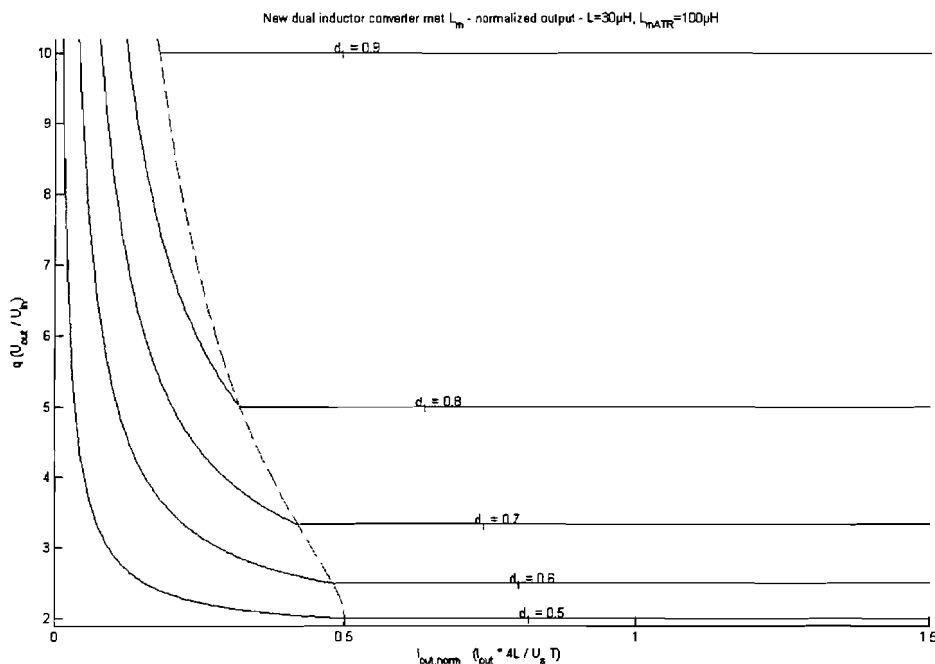
$$\overline{I_{out,bound}} = 2 \frac{q_{bound} - 1}{q_{bound}^2} \quad (4.31)$$

Voor de ingangsstroomrimpel als functie van I_{out} kan de volgende uitdrukking worden opgesteld met behulp van (3.22) en (3.35):

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 2d_1(1-d_1) \\ \overline{\Delta i_{in}} &= 4(2d_1-1) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{4} \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}} + 4}{8} \right)$$

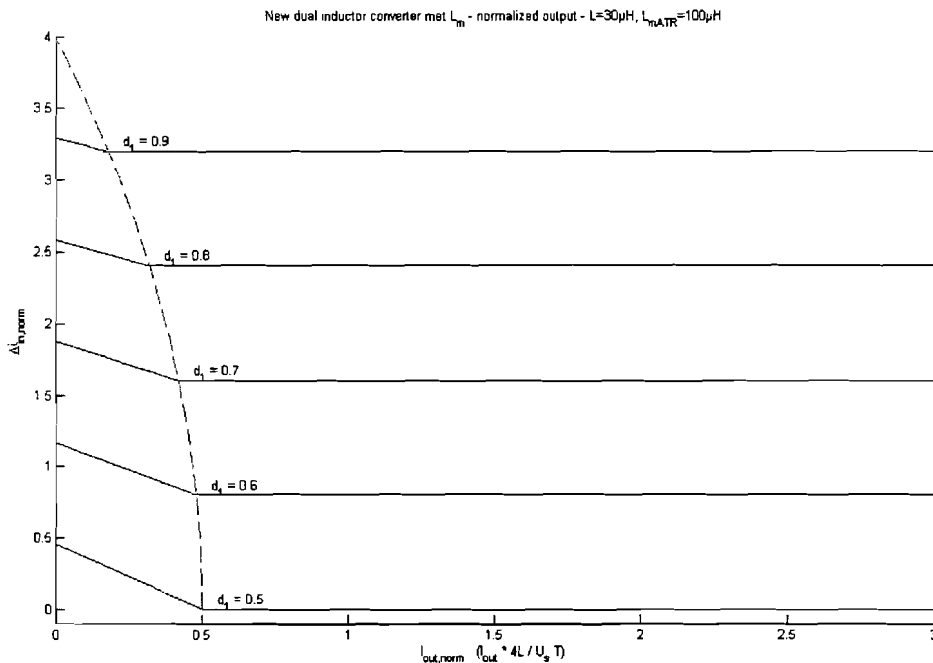
$$\overline{I_{out,bound}} = \frac{1}{2} - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{32} \quad (4.32)$$

In Figuur 37 is de karakteristiek van de spanningsoverdracht q weergegeven als functie van de gemiddelde genormaliseerde uitgangsstroom.



Figuur 37: New dual inductor converter met $L_{m,atr}$ - q versus $I_{out,norm}$ -

In Figuur 38 is de karakteristiek voor de grootte van de rimpel van de ingangsstroom weergegeven. Dit ook weer als functie van de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom.



Figuur 38: New dual inductor converter met L_m - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

Wanneer de resultaten worden vergeleken met die van het circuit zonder magnetisatiespoel $L_{m,ATR}$, dan blijkt er geen verschil te zijn tijdens CCM. Echter tijdens DCM is er een afhankelijkheid van de magnetisatiespoel bij gekomen. En wel hoe groter de magnetisatiespoel is des te kleiner wordt de stijging van de rimpel van de ingangsstroom bij afnemende uitgangsstroom.

De spanningsversterking is exact hetzelfde als in de situatie zonder de magnetisatiespoel. Dus die spoel heeft geen invloed op de spanningsversterking.

4.3 Interleaved Intercoupled boost converter

Deze paragraaf behandelt een schakeling die te vergelijken is met de schakeling uit de vorige paragraaf. In de schakeling uit de vorige paragraaf is de koppeling tussen de spoelen van de transformator negatief, in deze paragraaf is de koppeling tussen beide spoelen positief. Het verschil hiertussen zal dus duidelijk worden in deze paragraaf.

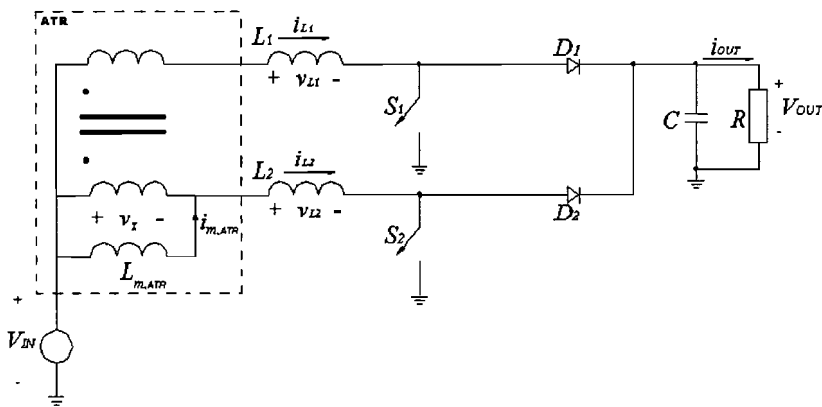
In deze schakeling wordt er gebruik gemaakt van de magnetisatiespoel, de schakeling zal zonder die spoel niet kunnen werken. Het is dus niet mogelijk om een ideale transformator te behandelen.

4.3.1 IIC zonder spanningsverdubbeling

In Figuur 39 is het schema afgebeeld van de converter die in deze paragraaf zal worden besproken.

In feite is het dezelfde configuratie als is behandeld in paragraaf 4.2.1.2, het enige verschil is de manier van aansluiten van de transformator.

Hier is de transformator zo aangesloten dat de koppelfactor positief is.



Figuur 39: Interleaved en intercoupled converter

In de CCM situatie kan de spanningsoverzetverhouding q_{CCM} worden verkregen als volgt.

Voor de stroom door converterspoel L_2 geldt de volgende vergelijking:

$$\langle i_{Lm,ATR} \rangle = \langle i_{L1} \rangle + \langle i_{L2} \rangle.$$

Voor de afgeleide van de stroom geldt:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{L2} &= \frac{d}{dt} i_{Lm,ATR} - \frac{d}{dt} i_{L1} \Rightarrow \\ L_2 \frac{d}{dt} i_{L2} + \frac{L_2}{L_1} L_1 \frac{d}{dt} i_{L1} &= \frac{L_2}{L_{m,ATR}} L_{m,ATR} \frac{d}{dt} i_{Lm,ATR} \end{aligned}$$

Hieruit volgt een vergelijking voor de spanning en wel:

$$V_{L2} + \frac{L_2}{L_1} V_{L1} = \frac{L_2}{L_{m,ATR}} v_x.$$

En met $L_1 = L_2 = L$ en $\sigma = L/L_{m,ATR}$ geeft dat $V_{L2} + V_{L1} = \sigma v_x$.

Voor de situatie waarin beide schakelaars gesloten zijn geldt $V_{L1} = V_{in} - v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} + V_{L2} = 2V_L = \sigma v_x \Rightarrow 2V_{in} - 2v_x = \sigma v_x$. Dus voor v_x kan de volgende

uitdrukking worden gegeven $v_x = \frac{2}{2 + \sigma} V_{in}$.

Hiermee kan de spanning over de spoelen worden uitgedrukt als volgt:

$$V_{L1} = V_{L2} = \frac{\sigma}{2 + \sigma} V_{in}.$$

Voor de situatie waarin S_1 gesloten is en S_2 open is geldt $V_{L1} = V_{in} - v_x$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x - V_{out}$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} + V_{L2} = 2V_{in} - 2v_x - V_{out} = \sigma v_x \Rightarrow v_x = \frac{2V_{in} - V_{out}}{2 + \sigma}$ en de spanningen over de spoelen zijn dan als volgt:

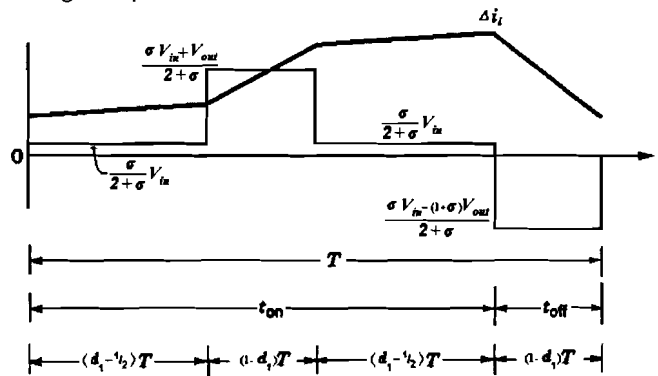
$$V_{L1} = \frac{\sigma V_{in} + V_{out}}{2 + \sigma} \text{ en } V_{L2} = \frac{\sigma V_{in} - (1 + \sigma)V_{out}}{2 + \sigma}.$$

Voor de situatie waarin S_1 open is en S_2 gesloten is geldt $V_{L1} = V_{in} - v_x - V_{out}$ en $V_{L2} = V_{in} - v_x$.

Waaruit volgt dat $V_{L1} + V_{L2} = 2V_{in} - 2v_x - V_{out} = \sigma v_x \Rightarrow v_x = \frac{2V_{in} - V_{out}}{2 + \sigma}$ en de spanningen over de spoelen zijn dan als volgt:

$$V_{L1} = \frac{\sigma V_{in} - (1 + \sigma)V_{out}}{2 + \sigma} \text{ en } V_{L2} = \frac{\sigma V_{in} + V_{out}}{2 + \sigma}.$$

De spanning en stroomvorm van een converterspoel gedurende één periode voor CCM en voor $d_1 > 1/2$ zijn geschetst in Figuur 40.



Figuur 40: Spanning en stroomvorm van IIC van een converterspoel

De voltseconden vergelijking tijdens CCM ziet er als volgt uit:

$$\frac{2\sigma}{2 + \sigma} V_{in} (d_1 - 1/2) + \left(\frac{\sigma V_{in} + V_{out}}{2 + \sigma} + \frac{\sigma V_{in} - (1 + \sigma)V_{out}}{2 + \sigma} \right) (1 - d_1) = 0$$

Hiermee kan de spanningoverzetverhouding q_{CCM} worden gevonden:

$$q_{CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_1}.$$

Dit is dezelfde spanningoverzetverhouding als voor de boost converter (3.2).

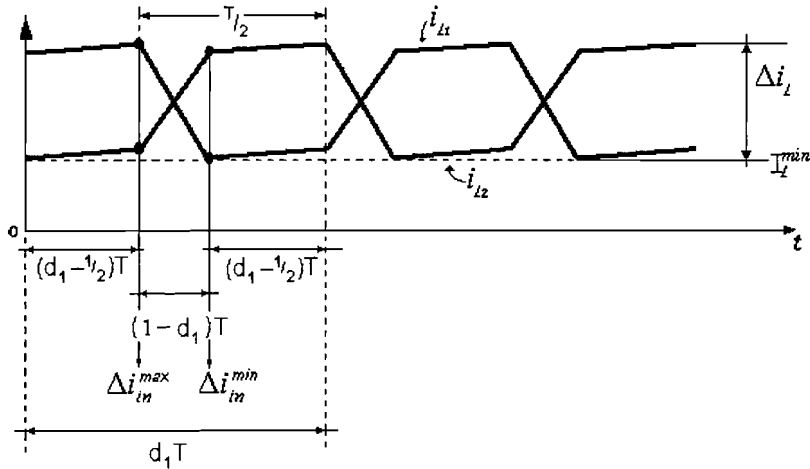
De grootte van de rimpel van de stroom door een converterspoel kan als volgt worden opgesteld:

$$\Delta i_L = 2 \frac{\sigma}{2 + \sigma} \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - 1/2) + \frac{\sigma V_{in} + V_{out}}{2 + \sigma} \frac{V_{in} T}{L} (1 - d_1)$$

Dit geeft na uitwerking met (3.2) de volgende uitdrukking voor de grootte van de rimpelstroom door één converterspoel:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} \left(\frac{\sigma d_1 + 1}{2 + \sigma} \right).$$

In Figuur 41 zijn de stromen door de converterspoelen geschetst.



Figuur 41: Stroom door converterspoelen tijdens CCM

Voor Δi_{in}^{\min} kan het volgende worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in}^{\min} = \Delta i_L - \frac{\sigma}{2 + \sigma} \frac{V_m T}{L} (d_1 - \frac{1}{2}) = \frac{V_m T}{2L}$$

Voor Δi_{in}^{\max} kan het volgende worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in}^{\max} = \Delta i_L + \frac{L}{L + 2L_m} \frac{V_m T}{L} (d_1 - \frac{1}{2}) = \frac{V_m T}{2L} \frac{2(2d_1\sigma + 1) - \sigma}{2 + \sigma}$$

Voor $\Delta i_{in} = \Delta i_{in}^{\max} - \Delta i_{in}^{\min}$ kan worden gezegd dat

$$\Delta i_{in} = \frac{V_m T}{L} \frac{\sigma(2d_1 - 1)}{2 + \sigma}.$$

Genormaliseerd is dat dan:

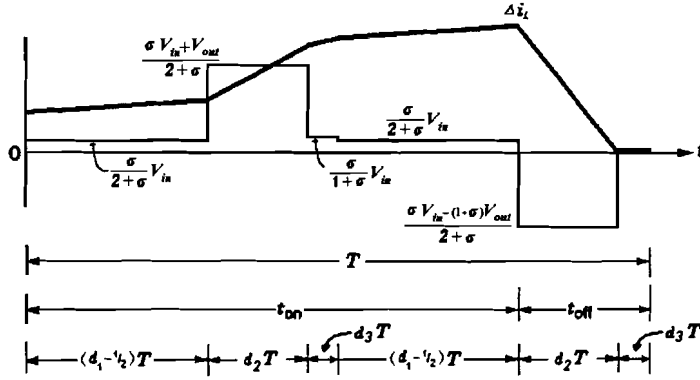
$$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1) \quad (4.33)$$

In Figuur 42 zijn de spanning- en stroomvormen geschetst voor de DCM situatie.

Hierbij treedt er een extra situatie op; namelijk de situatie waarin er geen energie meer in de converterspoel aanwezig is. De spanning over die spoel is dan een spanningsdeling van de ingangsspanning over de betreffende converterspoel L en de magnetisatiespoel $L_{m,ATR}$:

$$V_L = \frac{L}{L + L_{m,ATR}} V_m.$$

En met $\sigma = L/L_{m,ATR}$ geeft dat $V_L = \frac{\sigma}{1 + \sigma} V_m$.



Figuur 42: Spanning en stroomvorm van één converterspoel

Voor de DCM is de voltseconden vergelijking:

$$2V_{in} \frac{\sigma}{2 + \sigma} (d_1 - \frac{1}{2}) + \left(\frac{\sigma V_{in} + V_{out}}{2 + \sigma} + \frac{\sigma V_{in} - (1 + \sigma)V_{out}}{2 + \sigma} \right) d_2 + \frac{\sigma}{2 + \sigma} V_{in} (1 - d_1 - d_2) = 0$$

En hieruit kan de spanningsoverzetverhouding q_{DCM} worden gehaald:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(d_1 + d_2)\sigma + 1}{d_2(1 + \sigma)} \tag{4.34}$$

Na berekening voor Δi_L blijkt dat deze hetzelfde blijft als voor de CCM situatie (4.33), dus

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1).$$

Het maakt voor de grootte van de rimpel van de ingangsstroom niet uit of er in CCM of in DCM wordt gewerkt.

De gemiddelde uitgangsstroom kan als volgt worden geschreven:

$$\overline{I_{out}} = 4d_1 d_2.$$

Hiermee kan weer een uitdrukking voor d_2 gevonden worden (3.24):

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4d_1}.$$

Met de spanningsoverzetverhouding q_{DCM} (4.34) en de relatie voor d_2 (3.24) kan er nu een uitdrukking gevonden worden, die alleen afhankelijk is van d_1 en de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom $\overline{I_{out}}$:

$$q_{DCM} = \frac{\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{4d_1} \right) \sigma + 1}{\frac{\overline{I_{out}}}{4d_1} (1 + \sigma)} = \frac{4d_1 \left((d_1 + \overline{I_{out}}) \sigma + 1 \right)}{\overline{I_{out}} (1 + \sigma)}. \tag{4.35}$$

Op de grens tussen CCM en DCM waar geldt dat $d_2 = 1 - d_1$ wordt de genormeerde gemiddelde uitgangsstroom met $\overline{I_{out}} = 4d_1 d_2$:

$$\overline{I_{out, bound}} = 4d_1 (1 - d_1).$$

Met (3.2) ($d_1 = 1 - 1/q_{bound}$) geeft dat:

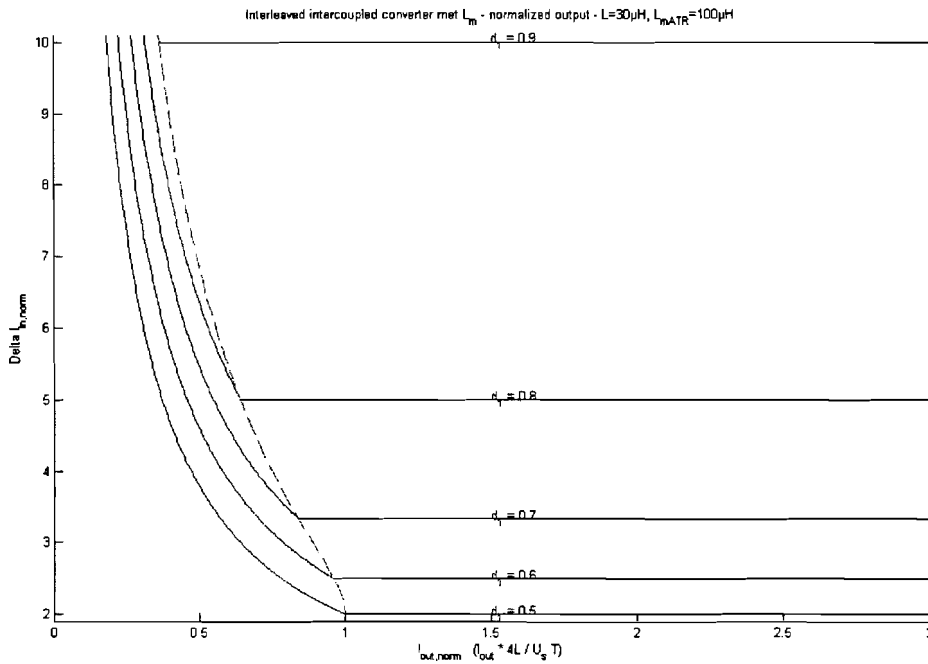
$$\overline{I_{out, bound}} = 4 \frac{q_{bound} - 1}{q_{bound}^2}.$$

Nu kan er m.b.v. (4.33) en (3.22) ook weer een uitdrukking voor de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom als functie van de ingangsstroomrimpel gevonden worden:

$$\left. \begin{aligned} \overline{I_{out,bound}} &= 4d_1(1-d_1) \\ \overline{\Delta i_{in}} &= 4 \frac{L}{L+2L_m}(2d_1-1) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \overline{I_{out,bound}} = 2 \left(\frac{\overline{\Delta i_{in}}(L+2L_m)}{4L} + 1 \right) \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}(L+2L_m)}{4L} \right)$$

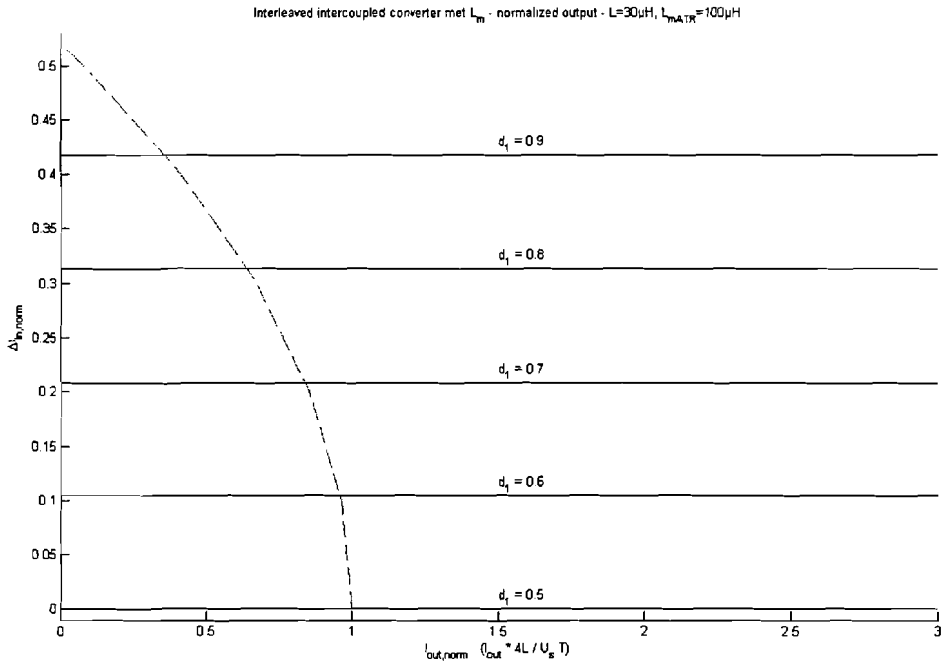
$$\overline{I_{out,bound}} = 1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{4} \left(\frac{L_m^2}{L^2} + \frac{L_m}{L} + \frac{1}{4} \right) = 1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{4} \left(\sigma^2 + \sigma + \frac{1}{4} \right) = 1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{4} \left(\sigma + \frac{1}{2} \right)^2.$$

In Figuur 43 is de grafiek voor de spanningsversterking afgebeeld voor de situatie waarin $d_1 > \frac{1}{2}$.



Figuur 43: Interleaved intercoupled converter met $L_{m,atr} - q$ versus $I_{out,norm} -$

In Figuur 44 is de grafiek voor de ingangsstroomrimpel afgebeeld voor de situatie waarin $d_1 > \frac{1}{2}$.



Figuur 44: Interleaved intercoupled converter met $L_{m,atr}$ - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

4.3.2 IIC met spanningsverdubbeling

In de Figuur 45 is de converter afgebeeld, welke is uitgerust met een spanningsverdubbeling met behulp van condensatoren. Deze specifieke configuratie kan niet met een $d_1 < 1/2$ werken omdat er dan geen retourpad voor de stroom is. Wanneer er twee diodes en een extra condensator wordt toegevoegd kan dit circuit weer wel werken met een $d_1 < 1/2$. Voor meer informatie over spanningsvergroting met diodes en condensatoren wordt verwezen naar [6].

Door de toevoeging van een extra condensator wordt de uitgangsspanning twee maal de spanning over één condensator ($V_{out} = 2V_C$), met de aanname dat de spanning over beide condensatoren gelijk zijn ($V_{C1} = V_{C2} = V_C$). Verder zal er ook weer gebruik gemaakt worden van

$$\sigma = L/L_{m,ATR}.$$

Dit geeft de volgende uitdrukking voor de spanningsoverzetverhouding q_{CCM} , relatie (3.29):

$$q_{CCM} = \frac{2}{1-d_1}.$$

Voor de rimpel van de ingangsstroom blijft relatie (4.33) gelden:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} T}{L} \frac{\sigma}{\sigma+2} (2d_1 - 1) \Rightarrow \overline{\Delta i_{in}} = \frac{4\sigma}{\sigma+2} (2d_1 - 1).$$

De spanningsoverzetverhouding q_{DCM} wordt dan relatie (4.34):

$$q_{DCM} = \frac{2(d_1 + d_2)\sigma + 1}{d_2(\sigma + 1)}.$$

De gemiddelde uitgangsstroom wordt nu echter relatie (3.32):

$$I_{out} = \frac{V_{in} T}{2L} d_1 d_2 \Rightarrow \overline{I_{out}} = 2d_1 d_2$$

Hieruit kan er een uitdrukking voor d_2 worden gevonden en wel:

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}.$$

De spanningsoverzetverhouding q_{DCM} wordt dan:

$$q_{DCM} = \frac{\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}\right)L + L_m}{\frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}(L + L_m)} = \frac{2d_1\left(\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}\right)L + L_m\right)}{\overline{I_{out}}(L + L_m)} = \frac{2d_1\left(\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{2d_1}\right)\sigma + 1\right)}{\overline{I_{out}}(\sigma + 1)} \quad (4.36)$$

De genormaliseerde rimpel van de ingangsstroom tijdens DCM blijft ook nu (4.30):

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{L}{L + 2L_m} (2d_1 - 1) = \frac{4\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1).$$

De gemiddelde uitgangsstroom op de grens tussen CCM en DCM kan als volgt worden geschreven:

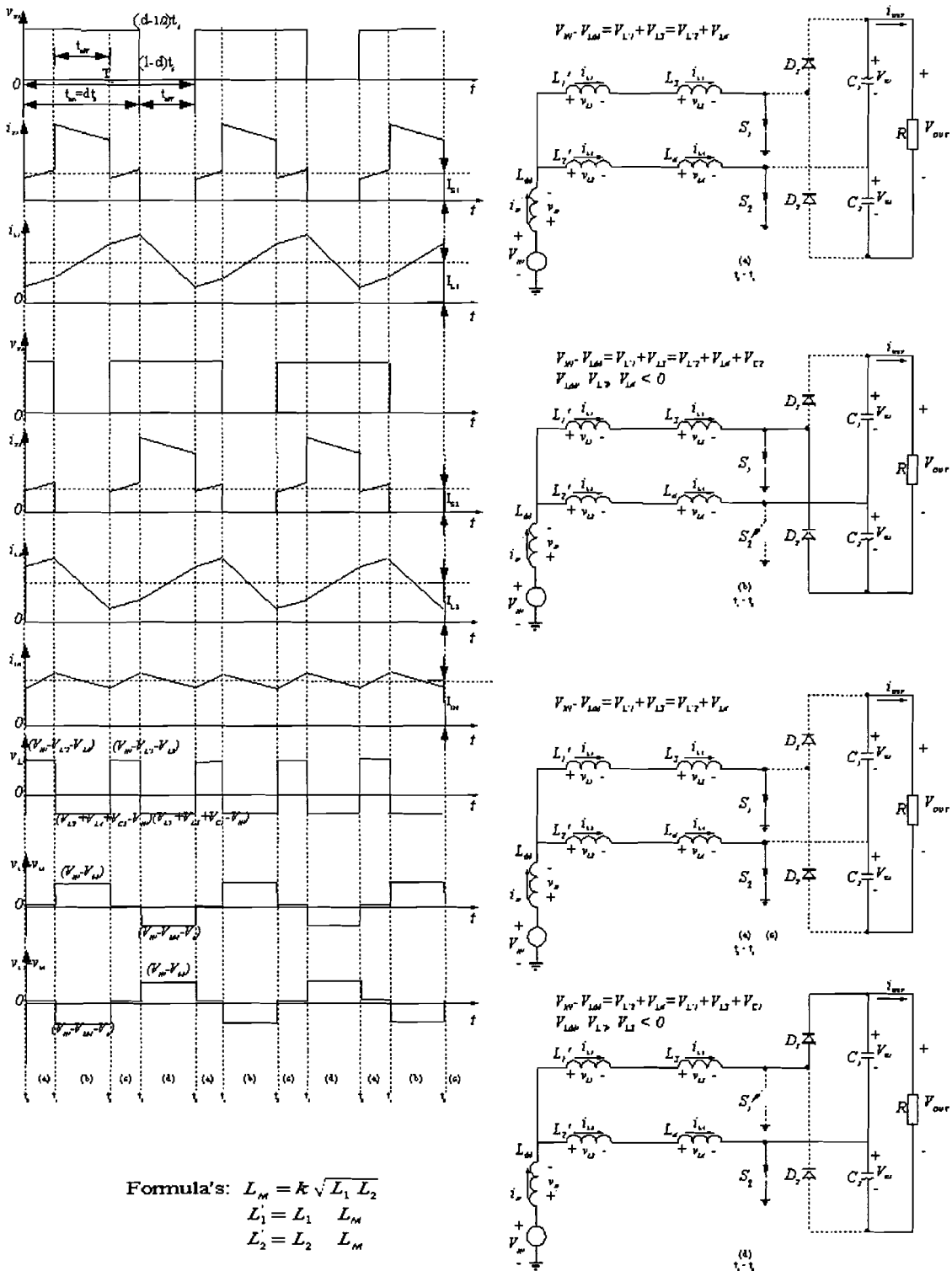
$$\overline{I_{out, bound}} = 2d_1(1 - d_1).$$

Voor de grens van de spanningsoverzetverhouding tussen CCM en DCM kan de volgende uitdrukking worden gevonden:

$$\overline{I_{out, bound}} = 4 \frac{q_{bound} - 2}{q_{bound}^2}.$$

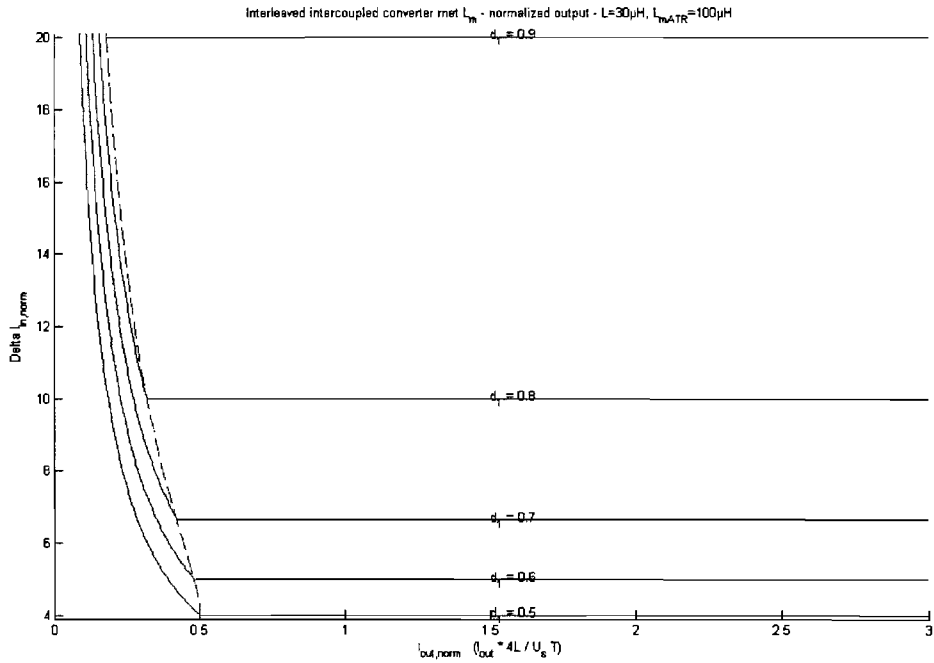
En de grens voor de ingangsstroomrimpel tussen CCM en DCM wordt:

$$\overline{I_{out, bound}} = \frac{1}{2} - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{8} \left(\frac{L_m^2}{L^2} + \frac{L_m}{L} + \frac{1}{4} \right) = \frac{1}{2} - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{8} \left(\frac{1}{\sigma} + \frac{1}{2} \right)^2 \quad (4.37)$$

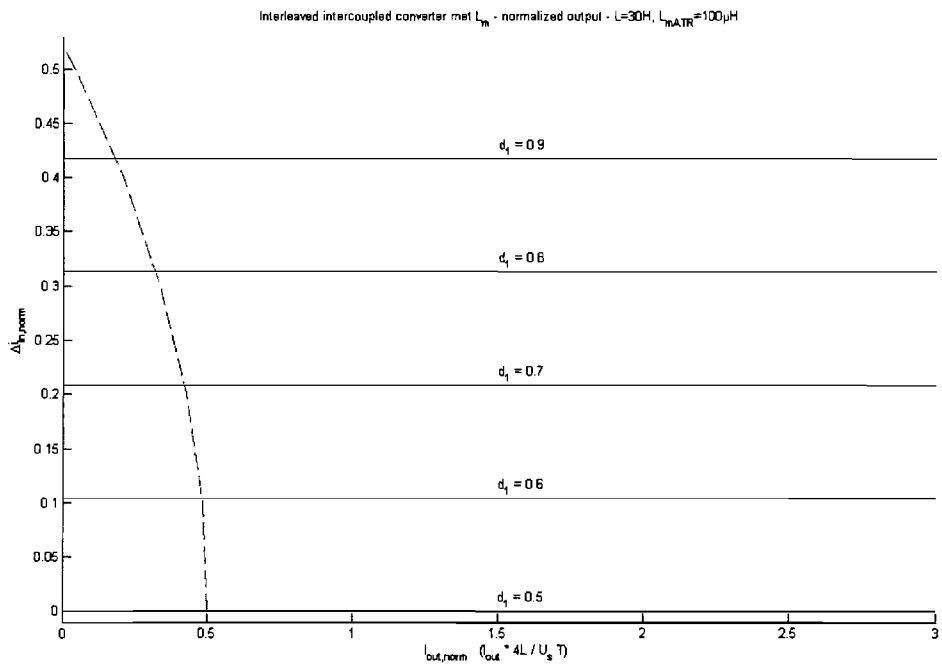


Figuur 45: Interleaved coupled boost converter states, stromen en spanningvormen

In Figuur 46 staat de converterkarakteristiek afgebeeld voor de spanningsoverzettingverhouding en in Figuur 47 staat de converterkarakteristiek afgebeeld voor de rimpelstroom aan de ingang.



Figuur 46: Interleaved intercoupled converter met $L_{m,atr}$ met spanningsverdubbeling - q versus $I_{out, norm}$ -



Figuur 47: Interleaved intercoupled converter met $L_{m,atr}$ met spanningsverdubbeling - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

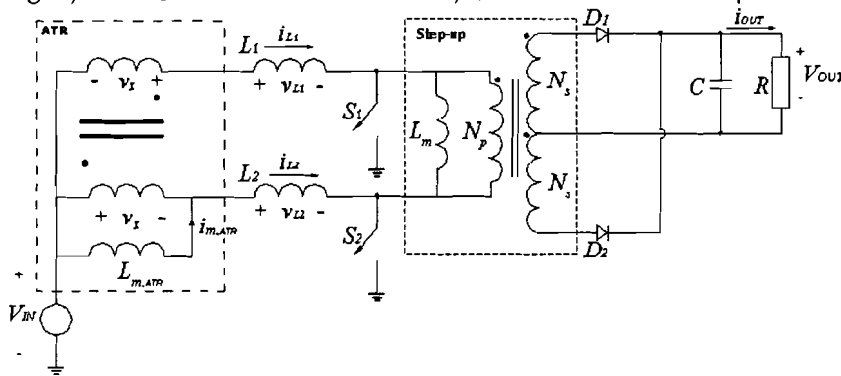
4.4 DIC in combinatie met andere schakelingen

4.4.1 Dual inductor converter met hulptransformator

Het circuit wat hier wordt behandeld is afgebeeld in figuur 7 van artikel [1]. Het enige verschil is de uitgang en de transformator. Hier is de uitgang geen spanningsverdubbeling maar een enkele condensator, en de transformator wordt hier gebruikt om de spanningsoverzetverhouding te vergroten. Zowel een circuit met spanningsverdubbeling en als met ATR zijn in het voorgaande uitgebreid besproken. Bij de verdere beschouwingen zal $L_1=L_2=L$ worden verondersteld. Ook zal worden gewerkt met $\sigma_1 = L/L_{m,ATR}$ en $\sigma_2 = L_m/L_{m,ATR}$ om de formules overzichtelijk te houden.

Bij deze converter zijn de stromen i_{L1} en i_{L2} door de takken niet onafhankelijk van elkaar. Dit heeft als nadeel dat beide stromen niet geregeld kunnen worden door middel van de dutycycle van de betreffende tak te variëren. Bij variatie van de dutycycle zullen beide takstromen veranderen.

In het circuit, getoond in Figuur 48, zijn er twee transformatoren geplaatst. Bij deze schakeling is het niet mogelijk om d_1 kleiner dan $\frac{1}{2}$ te laten zijn, dit is beschreven in 4.1



Figuur 48: DIC met L_m en ATR met L_m

Tijdens de continuous conduction mode kan er voor de spanningsoverzetverhouding de volgende relatie worden opgesteld (4.1):

$$q_{CCM} = \frac{1}{n(1-d_1)}$$

Hier geldt ook dat $n = N_s/N_p$.

De genormaliseerde rimpel van de ingangsstroom kan weer als volgt worden geschreven (3.22):

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1)$$

Zie paragraaf 4.1 voor de afleidingen van deze realties.

Tijdens DCM in de situatie waarin S_1 gesloten is en S_2 open is geldt:

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{n}{2 + \sigma_1} V_{out} \text{ en } V_{L2} = V_{in} - n \frac{1 + \sigma_1}{2 + \sigma_1} V_{out}$$

En voor de situatie waarin S_1 open is en S_2 gesloten is geldt:

$$V_{L1} = V_{in} - n \frac{1 + \sigma_1}{2 + \sigma_1} V_{out} \text{ en } V_{L2} = V_{in} - \frac{n}{2 + \sigma_1} V_{out}$$

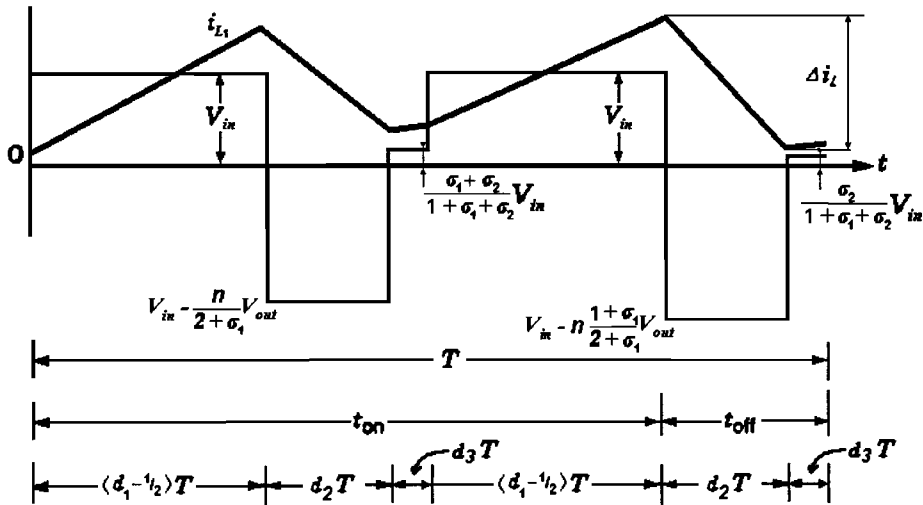
De afleiding voor deze relaties is te vinden in paragraaf 4.2.2. Echter hier moet de uitgangsspanning vermenigvuldigd worden met de wikkerverhouding n van de transformator. Ook nu zal er tijdens $d_3 = (1 - d_1 - d_2)$ een spanningsdeling optreden en voor de situatie waarin S_1 gesloten is en S_2 open is wordt dat:

$$V_{L1} = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2 + \sigma_1 + \sigma_2} V_{in} \text{ en } V_{L2} = \frac{\sigma_2}{2 + \sigma_1 + \sigma_2} V_{in}.$$

En voor de situatie waarin S_1 open is en S_2 gesloten is wordt dat:

$$V_{L1} = \frac{\sigma_2}{2 + \sigma_1 + \sigma_2} V_{in} \text{ en } V_{L2} = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2 + \sigma_1 + \sigma_2} V_{in}.$$

In Figuur 49 zijn de verlopen van de spanning en de stroom van een converterspoel tijdens DCM te zien.



Figuur 49: Spanning en stroomverloop tijdens DCM

Tijdens de discontinuous conduction mode kan de volgende voltseconden vergelijking worden gevonden:

$$2V_{in}(d_1 - \frac{1}{2}) + (2V_{in} - nV_{out})d_2 + \frac{\sigma_1 + 2\sigma_2}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} V_{in}(1 - d_1 - d_2) = 0.$$

Hiermee kan de spanningsoverzetverhouding q_{DCM} worden bepaald en ziet er als volgt uit:

$$q_{DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(d_1 + d_2)(2 + \sigma_1) - 1 + \sigma_2}{nd_2(1 + \sigma_1 + \sigma_2)}. \quad (4.38)$$

Voor Δi_L kan de volgende uitdrukking worden gevonden:

$$\Delta i_L = 2 \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - \frac{1}{2}) + \left(V_{in} - \frac{n}{2 + \sigma_1} V_{out} \right) \frac{T}{L} d_2 + \frac{\sigma_1 + 2\sigma_2}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} \frac{V_{in} T}{L} (1 - d_1 - d_2).$$

En met de uitdrukking voor V_{out} van de spanningsoverzetverhouding q_{DCM} wordt de formule voor Δi_L :

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T}{L} \left(\frac{(\sigma_1 + 1)d_1 - d_2 \sigma_2}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} + \frac{(\sigma_2 - 1)\sigma_1 + \sigma_2 - 1}{(2 + \sigma_1)(1 + \sigma_1 + \sigma_2)} \right).$$

Een uitdrukking voor Δi_{in}^{\max} kan als volgt worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in}^{\max} = \Delta i_L + \frac{\sigma_2}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} \frac{V_{in} T}{L} (1 - d_1 - d_2) + \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - \frac{1}{2}).$$

Voor Δi_{in}^{\min} kan de volgende uitdrukking worden gevonden:

$$\Delta i_{in}^{\min} = \frac{V_{in} T}{L} (d_1 - 1/2) + \left(V_{in} - \frac{n}{2 + \sigma_1} V_{out} \right) \frac{T}{L} d_2 + \frac{\sigma_2}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} \frac{V_{in} T}{L} (1 - d_1 - d_2).$$

Nu kan er een uitdrukking voor Δi_{in} worden geformuleerd:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in} T}{L} \frac{d_1 (2 + \sigma_1) - d_2 (\sigma_1 - 2\sigma_2) + \sigma_2 - 1}{1 + \sigma_1 + \sigma_2}.$$

Genormaliseerd is dat dan:

$$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{d_1 (2 + \sigma_1) - d_2 (\sigma_1 - 2\sigma_2) + \sigma_2 - 1}{1 + \sigma_1 + \sigma_2} \quad (4.39)$$

I_{out} kan ook nu weer worden benaderd door (4.5):

$$I_{out} = n \frac{V_{in} T}{L} d_1 d_2$$

Nu kan d_2 als functie van de genormaliseerde gemiddelde uitgangsstroom worden geschreven:

$$d_2 = \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1}.$$

De spanningsoverzetverhouding q_{DCM} wordt dan:

$$q_{DCM} = \frac{\left(d_1 + \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1} \right) (2 + \sigma_1) - 1 + \sigma_2}{n \frac{\overline{I_{out}}}{4nd_1} (1 + \sigma_1 + \sigma_2)} = \frac{(4nd_1^2 + \overline{I_{out}}) (2 + \sigma_1) + 4nd_1 (\sigma_2 - 1)}{n (1 + \sigma_1 + \sigma_2) \overline{I_{out}}}. \quad (4.40)$$

De rimpel van de ingangsstroom wordt hiermee:

$$\overline{\Delta i_{in}} = \frac{4nd_1 ((2 + \sigma_1) d_1 + \sigma_2 - 1) - (\sigma_1 + 2\sigma_2) \overline{I_{out}}}{1 + \sigma_1 + \sigma_2}.$$

Op de grens tussen CCM en DCM kan de gemiddelde uitgangsstroom als volgt worden geschreven:

$$\overline{I_{out, bound}} = 4nd_1 (1 - d_1).$$

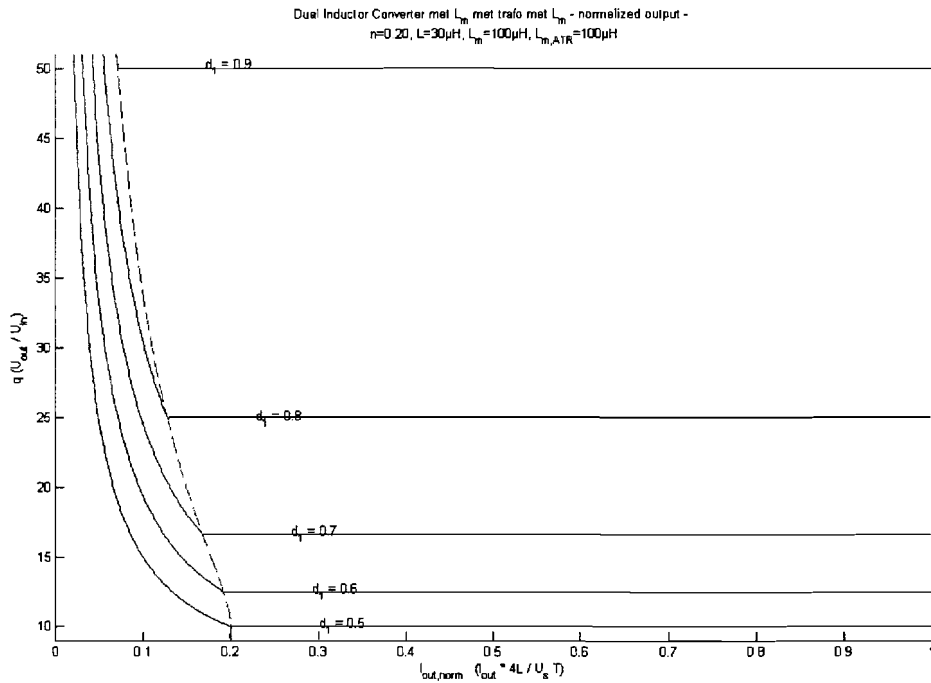
En met $q_{CCM} = \frac{1}{n(1 - d_1)}$ kan er een uitdrukking voor de gemiddelde uitgangsstroom worden gevonden die alleen afhankelijk is van q en n :

$$\overline{I_{out, bound}} = 4n \left(1 - \frac{1}{nq_{CCM}} \right) \frac{1}{nq_{CCM}} = 4 \frac{nq_{CCM} - 1}{nq_{CCM}^2}. \quad (4.41)$$

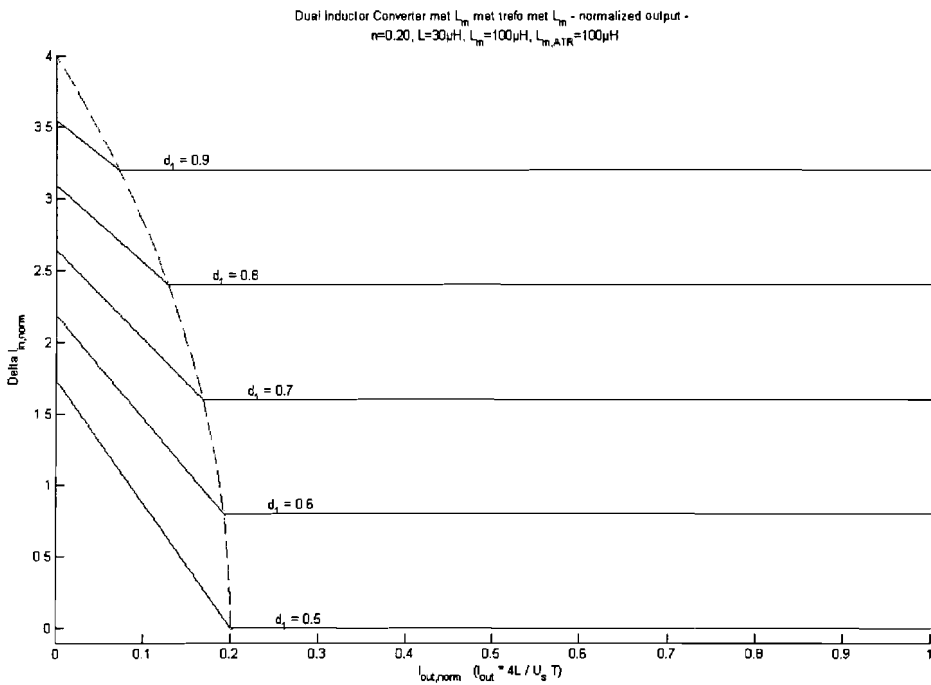
En met $\overline{\Delta i_{in}} = 4(2d_1 - 1)$ kan er een uitdrukking voor de gemiddelde uitgangsstroom worden gevonden die alleen afhankelijk is van Δi_{in} en n :

$$\overline{I_{out, bound}} = n \left(1 - \frac{\overline{\Delta i_{in}}^2}{16} \right) \quad (4.42)$$

In Figuur 50 is de karakteristiek voor de spanningsversterking weergegeven, in Figuur 51 is de karakteristiek voor de ingangsstroomrimpel weergegeven.



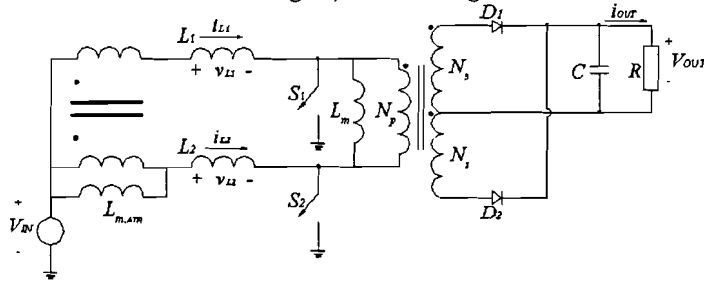
Figuur 50: Dual inductor converter met $L_{m,atr}$ met hulptransformator met L_m - q versus $I_{out, norm}$ -



Figuur 51: Dual inductor converter met $L_{m,atr}$ met hulptransformator met L_m - Δi_{in} versus $I_{out, norm}$ -

4.4.2 Interleaved intercoupled boost converter met step-up transformator

Deze converter is een combinatie van de converters die besproken zijn in de paragrafen 4.1.2 en 4.3.1 . Omdat de hulptransformator een groot volume heeft is dit circuit minder interessant. Dit is de reden waarom er minder uitvoerig bij wordt stil gestaan.



Figuur 52: Interleaved coupled boost converter met transformator

In paragraaf 4.1.2 is de spanningsoverzetverhouding afgeleid voor de step-up transformator. De hulp transformator geeft geen extra spanningsversterking, dus geldt hier tijdens CCM de spanningsversterking (4.1).

Voor DCM geldt echter dat de spanningsoverzetverhouding anders zal zijn. Dit kan worden geconcludeerd uit de beschrijving van de DCM in paragrafen 4.1.2 en 4.3.1 . Dit zal echter niet nader worden bekeken. Ook zal de rimpel van de ingangsstroom niet nader worden bekeken.

Hoofdstuk 5 Vergelijking van de circuits

In dit hoofdstuk worden de formules voor de spanningsversterking en voor de grootte van de rimpel van de ingangsstroom van de verschillende converters met elkaar vergeleken.

Met behulp van de formules voor CCM zal vervolgens een uit relatie voor de grootte van de zelfinductiewaarde L worden afgeleid. Verder zullen de fysieke afmetingen van de converterspoelen en de transformatoren worden gegeven.

Als laatste zullen er simulatiewaarden worden gepresenteerd om een praktische vergelijking te kunnen maken.

5.1 Formules voor de spanningsoverzetverhouding

In Tabel 1 staan de formules voor de verschillende converters bij elkaar t.b.v. een gemakkelijke vergelijking tussen enkaar.

	Spanningsoverzetverhouding tijdens CCM q_{CCM}	Spanningsoverzetverhouding tijdens DCM q_{DCM}
Enkele boost converter	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{2d_1^2 + \overline{I_{out}}}{\overline{I_{out}}}$
Interleaved boost converter	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{4d_1^2 + \overline{I_{out}}}{\overline{I_{out}}}$
Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling	$\frac{2}{1-d_1}$	$2 \frac{2d_1^2 + \overline{I_{out}}}{\overline{I_{out}}}$
DIC zonder L_m	$\frac{1}{n(1-d_1)}$	$\frac{4nd_1^2 + \overline{I_{out}}}{n\overline{I_{out}}}$
DIC met L_m	$\frac{1}{n(1-d_1)}$	$\frac{4nd_1(d_1L_m + L) + L_m\overline{I_{out}}}{n(L + L_m)\overline{I_{out}}}$
New dic zonder L_m	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{8(d_1^2 - d_1) + 2(1 + \overline{I_{out}})}{\overline{I_{out}}} d_1 > \frac{1}{2}$ $\frac{4d_1^2 + \overline{I_{out}}}{2d_1^2 + \overline{I_{out}}} d_1 < \frac{1}{2}$
New dic met L_m	$\frac{1}{1-d_1}$	$1 + \frac{2d_1(d_1(1+\sigma) - 1)}{\overline{I_{out}}(1+\sigma)}$
Interleaved Intercoupled converter	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{4d_1((d_1 + \overline{I_{out}})\sigma + 1)}{\overline{I_{out}}(1+\sigma)}$
Interleaved Intercoupled converter met spanningsverdubbeling	$\frac{2}{1-d_1}$	$\frac{2d_1((d_1 + \overline{I_{out}})\sigma + 1)}{\overline{I_{out}}(1+\sigma)}$
DIC met L_m met ATR met L_m	$\frac{1}{n(1-d_1)}$	$\frac{(4nd_1^2 + \overline{I_{out}})(2 + \sigma_1) + 4nd_1(\sigma_2 - 1)}{n(1 + \sigma_1 + \sigma_2)\overline{I_{out}}}$
ICC met transformator met L_m	$\frac{1}{n(1-d_1)}$	-

Tabel 1: Formules voor de spanningsoverzetverhouding

5.2 Formules voor de rimpel van de ingangsstroom

In Tabel 2 zijn de formules voor de rimpel van de ingangsstroom van de verschillende converter types opgesomd voor vergelijking met elkaar.

	Ingangsstroom-rimpel tijdens CCM	Ingangsstroom-rimpel tijdens DCM
Enkele boost converter	$4d_1$	$4d_1$
Interleaved boost converter	$4(2d_1 - 1) \quad d_1 > 1/2$ $\frac{4d_1}{1-d_1} (1-2d_1) \quad d_1 < 1/2$	$\frac{4d_1^2 - \overline{I_{out}}}{d_1} \quad d_1 > 1/2$
Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling	$4(2d_1 - 1)$	$2 \frac{2d_1 - \overline{I_{out}}}{d_1}$
DIC zonder L_m	$4(2d_1 - 1)$	$\frac{4nd_1^2 - \overline{I_{out}}}{nd_1}$
DIC met L_m	$4(2d_1 - 1)$	$\frac{4d_1 n (d_1 L_m + L) - \overline{I_{out}} (2L + L_m)}{n(L + L_m) d_1}$
New dic zonder L_m	$4(2d_1 - 1) \quad d_1 > 1/2$ $\frac{4d_1}{1-d_1} (2d_1 - 1) \quad d_1 < 1/2$	$\frac{4d_1 (d_1 - 1/2) - \overline{I_{out}}}{d_1 - 1/2} \quad d_1 > 1/2$ $\frac{4d_1 \overline{I_{out}}}{2d_1^2 + \overline{I_{out}}} \quad d_1 < 1/2$
New dic met L_m $d_1 > 1/2$	$4(2d_1 - 1)$	$\frac{4d_1 (d_1 (2 + \sigma) - 1) - 2\overline{I_{out}} \sigma}{d_1 (1 + \sigma)}$
Interleaved Intercoupled converter	$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1)$	$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1)$
Interleaved Intercoupled converter met spanningsverdubbeling	$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1)$	$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1)$
DIC met L_m met ATR met L_m	$4(2d_1 - 1)$	$\frac{4nd_1 ((2 + \sigma_1) d_1 + \sigma_2 - 1) - (\sigma_1 + 2\sigma_2) \overline{I_{out}}}{1 + \sigma_1 + \sigma_2}$
ICC met transformator met L_m	$\overline{\Delta i_{in}} = 4 \frac{\sigma}{2 + \sigma} (2d_1 - 1)$	-

Tabel 2: Formules voor de ingangsstroomrimpel

5.3 Grootte van de magnetische componenten

Als eerste wordt de relatie voor de waarde van de zelfinductie bepaald d.m.v. de formules uit de tabellen van de paragrafen 5.1 en 5.2 .

In de Tabel 3 zijn de formules van de CCM situatie voor de zelfinductie van elke converter weergegeven.

			Formule voor waarde L	Rimpelgrootte spoelstroom Δi_L
Enkele boost	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} d_1$	$d_1 = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$	$\frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})T}{\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} d_1$
Interleaved boost converter	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} (2d_1 - 1)$	$d_1 = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$	$\frac{V_{in}(V_{out} - 2V_{in})T}{\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} d_1$
Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} (2d_1 - 1)$	$d_1 = 1 - \frac{2V_{in}}{V_{out}}$	$\frac{V_{in}(V_{out} - 4V_{in})T}{\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} d_1$
Dual Inductor Converter	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} (2d_1 - 1)$	$d_1 = 1 - \frac{V_{in}}{nV_{out}}$	$\frac{V_{in}(nV_{out} - 2V_{in})T}{n\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} d_1$
New dual inductor converter	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} (2d_1 - 1)$	$d_1 = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$	$\frac{V_{in}(V_{out} - 2V_{in})T}{\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} \left(d_1 - \frac{L_{m,ATR}}{2L_{m,ATR} + L} \right)$
DIC met ATR	$L = \frac{V_{in}T}{\Delta i_{in}} (2d_1 - 1)$	$d_1 = 1 - \frac{V_{in}}{nV_{out}}$	$\frac{V_{in}(nV_{out} - 2V_{in})T}{n\Delta i_{in}V_{out}}$	$\frac{V_{in}T}{L} \left(d_1 - \frac{L_{m,ATR}}{2L_{m,ATR} + L} \right)$

Tabel 3: Formules voor waarden van zelfinductie en rimpelstroom door de converterspoelen.

Voor het ontwerp van de spoelen is het noodzakelijk om te weten wat de specificaties zijn.

De uitgangsspanning is 400V, n=0,2 (zie ook paragraaf 6.1) en de rimpel van de ingangsstroom mag maximaal 10% van de maximale stroom zijn.

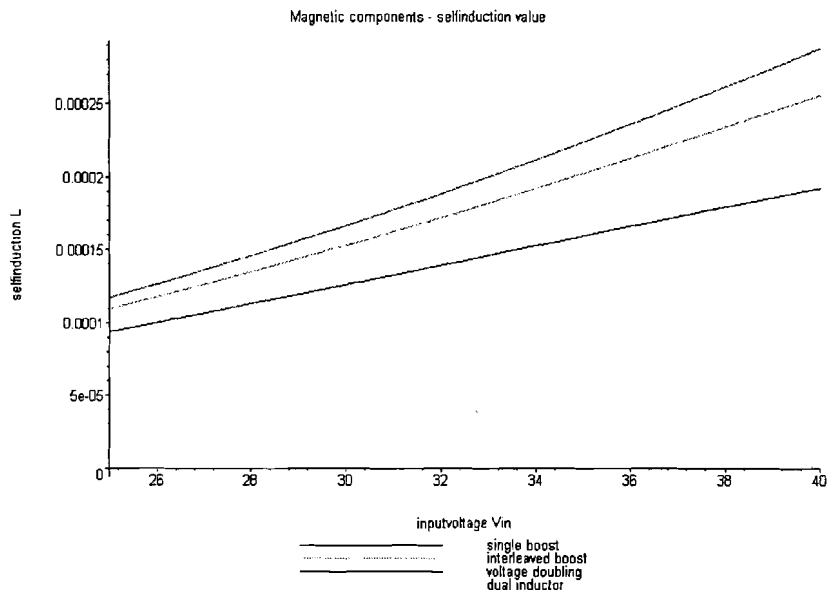
Met het geëiste uitgangsvermogen van 500W en een minimale spanning van 25V is de maximale stroom I_{in}^{max} 20A. De grootte van de impel van de ingangsstroom Δi_{in} mag dan maximaal 2A zijn.

De ingangsspanning kan variëren van 25V tot en met 40V. Met deze gegevens kan voor de grootte van de rimpel van de ingangsstroom de volgende relatie worden opgesteld:

$$\Delta i_{in}^{max} = \frac{P_{out}}{10V_{in}}.$$

Deze formule wordt ingevuld in de formules voor de waarde van de zelfinductie, zodat er een 3^e graads relatie ontstaat die alleen afhangt van de ingangsspanning, het uitgangsvermogen, de periodetijd en de wikkelverhouding.

In Figuur 53 staan de grafieken van de zojuist omschreven formules voor de L-waarden van verschillende converters uitgeset uit Tabel 3 tegen de ingangsspanning (25 - 40V). Voor het bepalen van de grootte van de zelfinductiewaarde moet er naar de hoogste waarde voor L worden gekeken binnen het bereik van de ingangsspanning. Voor de converters zonder step-up transformator is dus de hoogste ingangsspanning van belang, terwijl voor de converters met step-uptransformator een lagere ingangsspanning geldt. Verder is duidelijk te zien dat de DIC de laagste waarde voor de zelfinductie nodig heeft.



Figuur 53: Zelfinductiewaarden afhankelijk van de ingangsspanning

In Tabel 4 staan de gegevens voor het praktische ontwerp. Deze specificaties zijn gegeven in de opdrachtomschrijving in paragraaf 1.1, volgen uit de specificatie of zijn berekend. De schakelfrequentie is gekozen voor 100kHz. De spanning van 40V geeft de grootst mogelijke rimpel in de stroom uitgezonderd bij de DIC. De DIC heeft een grootst mogelijke rimpel op de topwaarde van de volgende formule:

$$L = \frac{10V_{in}^2 (nV_{out} - 2V_{in})T}{nV_{out}P_{out}}$$

Gedifferentieerd naar de spanning geeft dat:

$$\frac{d}{dV_{in}} L = \frac{20V_{in}^2 (nV_{out} - 3V_{in})T}{nV_{out}P_{out}}$$

De topwaarde wordt berekend door $\frac{dL}{dV_{in}} = 0$ en geeft een waarde voor de ingangsspanning van

$$V_{in=0V} \text{ of } V_{in} = \frac{nV_{out}}{3} = 26,67V.$$

	Converters m.u.v. DIC	Dual inductor converter
Relevante spanning	$V_{in}=40V$	$V_{in}=26,67V$
Bijbehorende stroom	$I_{in}=12,5A$	$I_{in}=18,7A$
Bijbehorende rimpel	$\Delta I_{in}=1,25A$	$\Delta I_{in}=1,87A$

Tabel 4: Ontwerpspecificaties voor de verschillende converterspoelen

Met het de gegevens uit Tabel 4 kunnen de waarden voor de zelfinductie voor de verschillende converters worden berekend. Deze zijn weergegeven in Tabel 5. Hierin zijn ook de andere vereiste gegevens weergegeven om de fysieke afmetingen van de spoelen te kunnen bepalen. Het ontwerpen van de spoelen is gedaan m.b.v. het softwareprogramma CONV.

	Waarde van spoel	Maximale gemiddelde stroom door één spoel	Frequentie van de rimpel i_L	Aantal spoelen per converter	Type kern voor spoel	Afmetingen per spoel
Enkele boost	288 μ H	20A	f_s	1	E 65/32/27	57 cm ³
Interleaved boost converter	256 μ H	10A	f_s	2	E 42/21/15	14 cm ³
Interleaved boost converter met spanningsverdubbeling	192 μ H	10A	f_s	2	E 41/17/12	8,4 cm ³
Dual Inductor Converter	48 μ H (met n=0,2)	10A	f_s	2	E 30/15/7	3,2 cm ³
New dual inductor converter	192 μ H	10A	2 f_s	2	E 41/17/12	8,4 cm ³
DIC met ATR	48 μ H (met n=0,2)	10A	2 f_s	2	E 30/15/7	3,2 cm ³

Tabel 5: ontwerpgegevens voor de converterspoelen

Voor de hulptransformator voor de DIC schakeling geldt $\langle i_{Lm,ATR} \rangle = \langle i_{L1} \rangle - \langle i_{L2} \rangle$, en voor de hulptransformator voor de IIC schakeling geldt $\langle i_{Lm,ATR} \rangle = \langle i_{L1} \rangle + \langle i_{L2} \rangle$. Dus de gemiddelde stroom door de magnetisatiespoel van de DIC transformator is klein en de gemiddelde stroom door de magnetisatiespoel van de IIC is groot. Dit resulteert in een transformator met kleine afmetingen voor DIC schakeling en een transformator van een aanzienlijk groter formaat voor de IIC schakeling.

In Tabel 6 staan de eigenschappen voor de transformatoren van de verschillende circuits.

	Maximale gemiddelde stroom primaire spoel	Maximale gemiddelde stroom secundaire spoel(en)	Aantal spoelen primair	Aantal spoelen secundair	Wikkelverhouding (N_p / N_s)	Type kern	Afmetingen
ATR voor DIC	10A	10A	1	1	1	ETD 29	31 cm ³
ATR voor IIC	10A	10A	1	1	1	ETD 54	175 cm ³
Trafo voor DIC	6.25A	1.25A	1	2	0.2	ETD 49	127 cm ³

Tabel 6: Ontwerpgegevens voor de transformatoren

5.4 Simulatie waarden

In de Tabel 7 zijn de berekende waarden van de verschillende converters weergegeven voor twee verschillende situaties. Hierbij zijn de waarden van de zelfinductie en de dutycycle verschillend, alle andere condities zijn hetzelfde gehouden.

	Enkele boost L=288µH	Inter-leaved boost L=256µH	Interleaved boost met sp.verd. L=192µH	DIC met Lm (n=0,2) L=48µH	NDIC met Lm	DIC met Lm met ATR met Lm (n=0,2)
					(L _{m,ATR} =100µH)	
					L=192µH	L=48µH
Situatie voor: V _{in} =25V; I _{in} =20A; f _s =100kHz; V _{out} =400V; P _{out} =500W; I _{out} =1,25A						
mode	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM
Δi _{in} [A]	0,814	0,854	0,854	1,95	1,14	1,95
I _{L1} [A]	20	10	10	10	10	10
Δi _L [A]	0,814	0,916	0,916	3,58	0,888	1,48
d ₁	0,9375	0,9375	0,875	0,6875	0,9375	0,6875
Situatie voor: V _{in} =40V; I _{in} =12,5A; f _s =100kHz; V _{out} =400V; P _{out} =500W; I _{out} =1,25A						
mode	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM
Δi _{in} [A]	1,25	1,25	1,25	0	1,67	0
I _{L1} [A]	12,5	6,25	6,25	6,25	6,25	6,25
Δi _L [A]	1,25	1,38	1,64	4,17	1,34	0,806
d ₁	0,90	0,90	0,80	0,50	0,90	0,50

Tabel 7: Theoretische waarden van verschillende types schakelingen met verschillende ingangsspanning

In de Tabel 8 zijn uitkomsten van simulaties van de verschillende converters weergegeven. De simulaties zijn gedaan voor dezelfde situaties waarvoor ook de berekeningen zijn uitgevoerd.

	Enkele boost L=288µH	Inter-leaved boost L=256µH	Interleaved boost met sp.verd. L=192µH	DIC met Lm (n=0,2) L=48µH	NDIC met Lm	DIC met Lm met ATR met Lm (n=0,2)
					(L _{m,ATR} =100µH)	
					L=192µH	L=48µH
Simulatie @: V _{in} =25V, f _s =100kHz, V _{out} =400V P _{out} =500W;						
mode	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM
I _{in} [A]	22	21,0	21,3	20,5	20,3	22,3
Δi _{in} [A]	0,813	0,817	0,843	1,95	1,13	2,09
I _{L1} [A]	22	10,5	10,7	10,8	10,5	11,1
Δi _L [A]	0,813	0,874	1,09	3,57	0,886	1,51
V _{out} [V]	399	399	399	401	403	403
I _{out} [A]	1,25	1,25	1,25	1,25	1,26	1,26
P _{out} [W]	498	498	498	502	507	507
d ₁	0,93	0,93	0,87	0,68	0,93	0,70
Simulatie @: V _{in} =40V, f _s =100kHz, V _{out} =400V P _{out} =500W;						
mode	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM	CCM
I _{in} [A]	12,9	12,7	12,7	12,7	12,5	13,2
Δi _{in} [A]	1,25	1,23	1,23	8,67m	1,65	0,281
I _{L1} [A]	12,7	6,40	6,34	6,68	6,31	6,69
Δi _L [A]	1,25	1,38	1,64	4,17	1,33	0,920
V _{out} [V]	405	400	399	399	399	400
I _{out} [A]	1,27	1,25	1,24	1,25	1,25	1,25
P _{out} [W]	513	501	494	498	498	500
d ₁	0,9	0,79	0,80	0,50	0,89	0,51

Tabel 8: Simulatie waarden van verschillende types schakelingen met verschillende ingangsspanning

Door deze uitkomsten met elkaar te vergelijken kan worden geconcludeerd dat de theorie overeenkomt met de simulatie.

Hoofdstuk 6 Praktische realisatie

In dit hoofdstuk wordt de realisatie van de schakelingen die zijn beschreven in de paragrafen 4.2 en 4.4.1 besproken.

6.1 Realisatie van de magnetica

Voor het ontwerp van de hulptransformator is gekozen voor de transformator van de IIC schakeling. Dit is gedaan omdat deze transformator ook gebruikt kan worden voor de NDIC schakeling.

Voor de step-up transformator is een overzetverhouding gekozen van $n=0,2$. Hiermee kan een uitgangsspanning van 400V met een ingangsspanning van 40V en een dutycycle van $d_1=0,5$ worden verkregen.

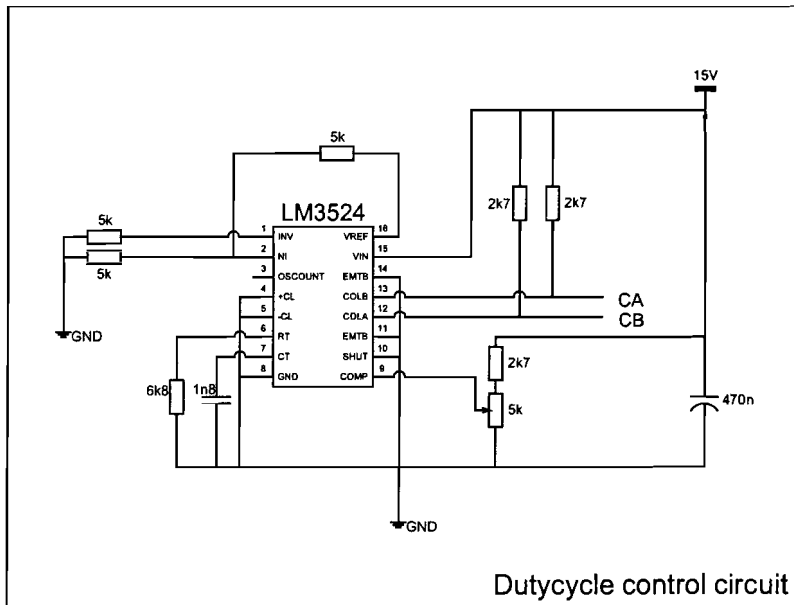
Voor de converterspoelen is een zelfinductiewaarde van $30\mu\text{H}$ gekozen; deze waarde bleek later te laag te zijn voor een rimpelgrootte van de ingangsstroom van 10% (de zelfinductie moet $48\mu\text{H}$ zijn).

Het ontwerp van de magnetische componenten in het softwareprogramma Mag_Tool is bijgevoegd in Bijlage 1.

6.2 Realisatie van de aansturing schakelaars

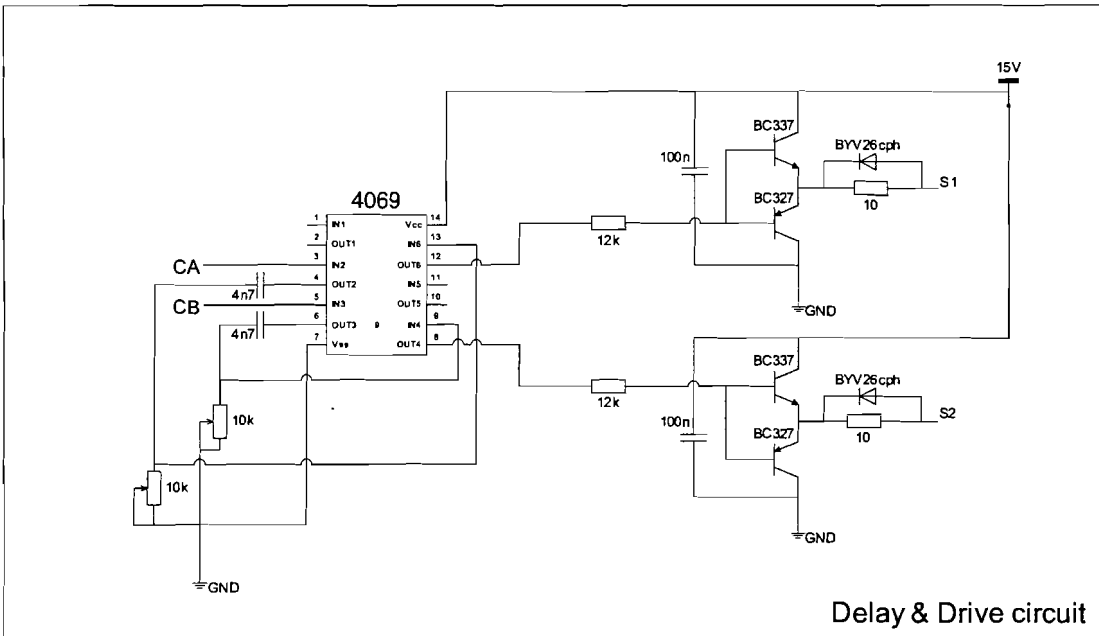
Het schakelpatroon voor de twee takken moet een faseverschuiving van 180° gerealiseerd worden. Dit kan op een eenvoudige manier worden verkregen door de puls breedte modulator ic (3524) te gebruiken.

In Figuur 54 is het circuit weergegeven dat de schakelpatronen voor de beide takken genereert. De signalen welke gegenereerd worden zijn in de figuur aangegeven met CA en CB.



Figuur 54: Schakeling voor generatie van schakelpatroon van beide takken

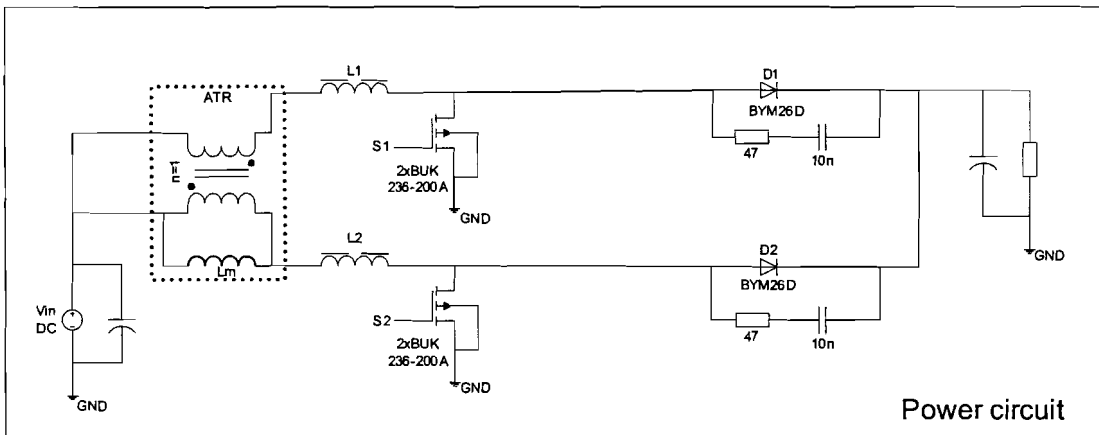
De signalen CA en CB worden vervolgens geïnverteerd. M.b.v. een condensator en een variabele weerstand is het mogelijk om het signaal langer laag te laten zijn. Hierna wordt het signaal weer geïnverteerd waarna het aan een versterkingstrap wordt aangeboden. Met behulp van het versterkte signaal worden de mosfets aangestuurd.



Figuur 55: Circuit voor vertraging en versterking van de stuursignalen

6.3 Realisatie van New Dual Inductor Converter

Het circuit dat besproken is in paragraaf 4.2 is afgebeeld in Figuur 56 en wordt gerealiseerd om de correctie mogelijkheid voor de verschillende takstromen te verifiëren.

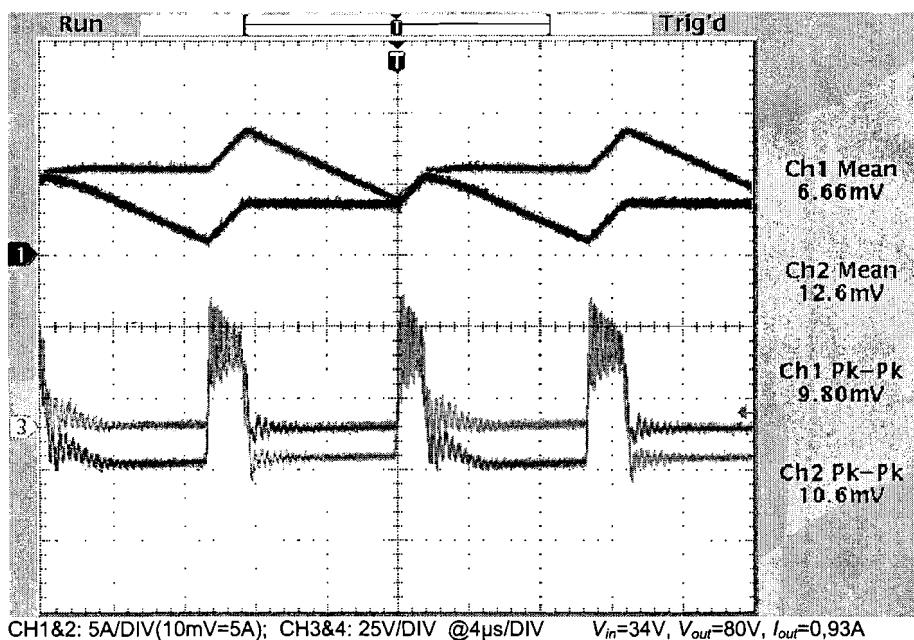


Figuur 56: New dual inductor converter - power circuit

In Figuur 57 zijn de stromen door en de spanningen over de converterspoelen te zien. Hierbij zijn de gemiddelde waarden van de stromen en de piek-piek waarde verschillend.

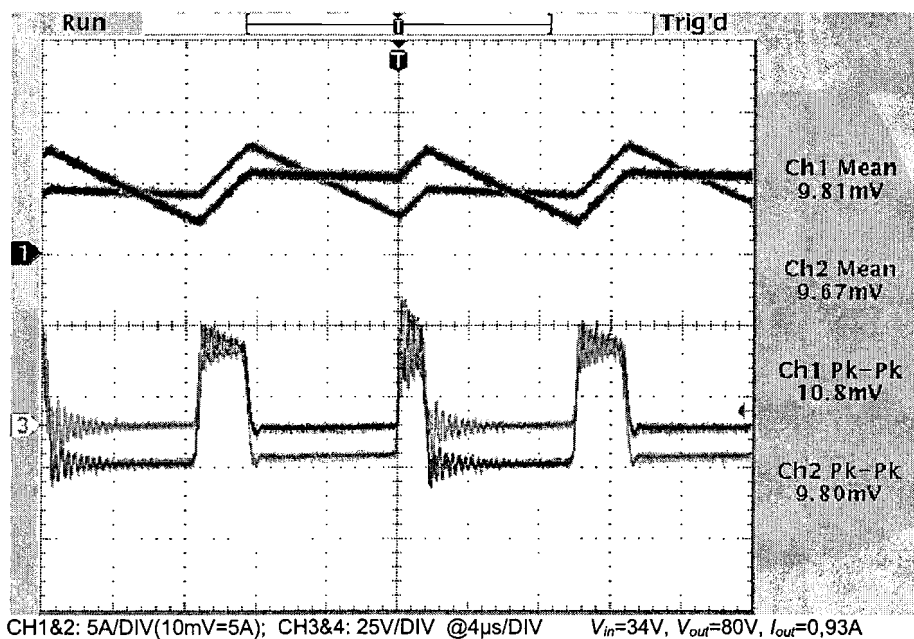
Het verschil in gemiddelde waarde komt door verschillende waarden van de zelfinductie, verschil in waarde van de magnetisatie spoelen primair en secundair van de hulptransformator en verschil in $R_{ds,on}$ tussen de verschillende takken.

Het verschil in piek-piek waarde komt doordat er verschil is in waarden van de zelfinducties van L_1 en L_2 .



Figuur 57: NewDIC zonder correctie van de takstromen

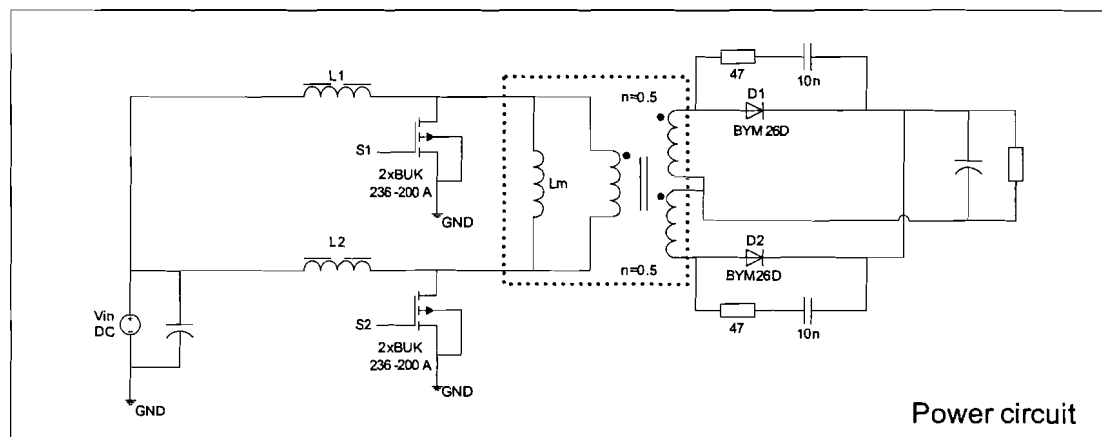
In Figuur 58 is zijn de stromen door en de spanningen over de converterspoelen te zien. Hierbij zijn de gemiddelde waarden van de stromen gelijk en de piek-piek waarde verschillend.



Figuur 58: NewDIC met gecorrigeerde takstromen

6.4 Realisatie van Dual Inductor Converter

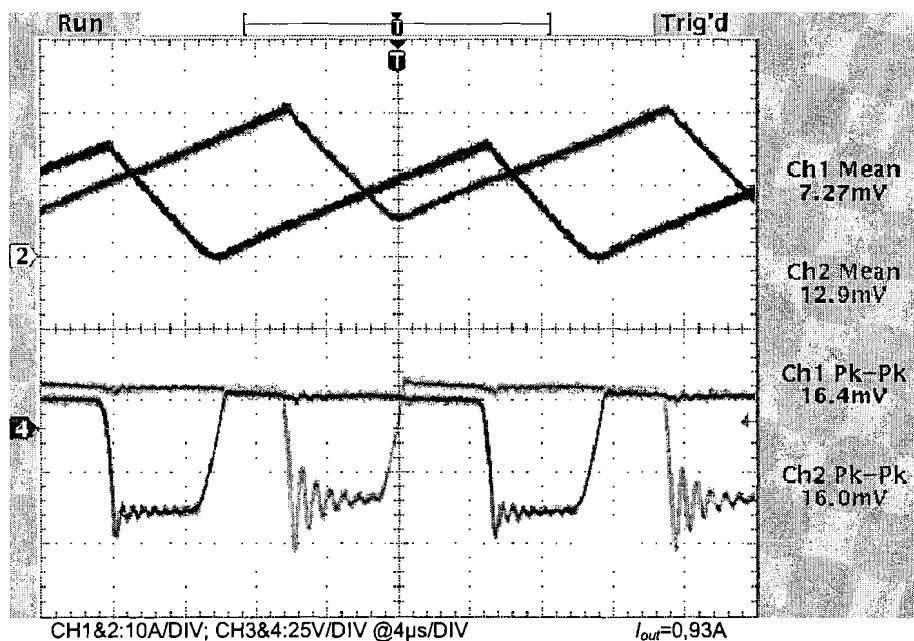
In Figuur 59 is het circuit van deze converter afgebeeld.



Figuur 59: Dual inductor converter - power circuit

In Figuur 60 is een plot van het scherm van de oscilloscoop gemaakt. Het vermogen dat werd geschakeld is 375W, dat is 75% van het totale vermogen waarvoor de schakeling is ontworpen.

De bovenste twee curves zijn de stromen door beide takken van de converter, de onderste twee curves zijn de spanningen over de beide converterspoelen.

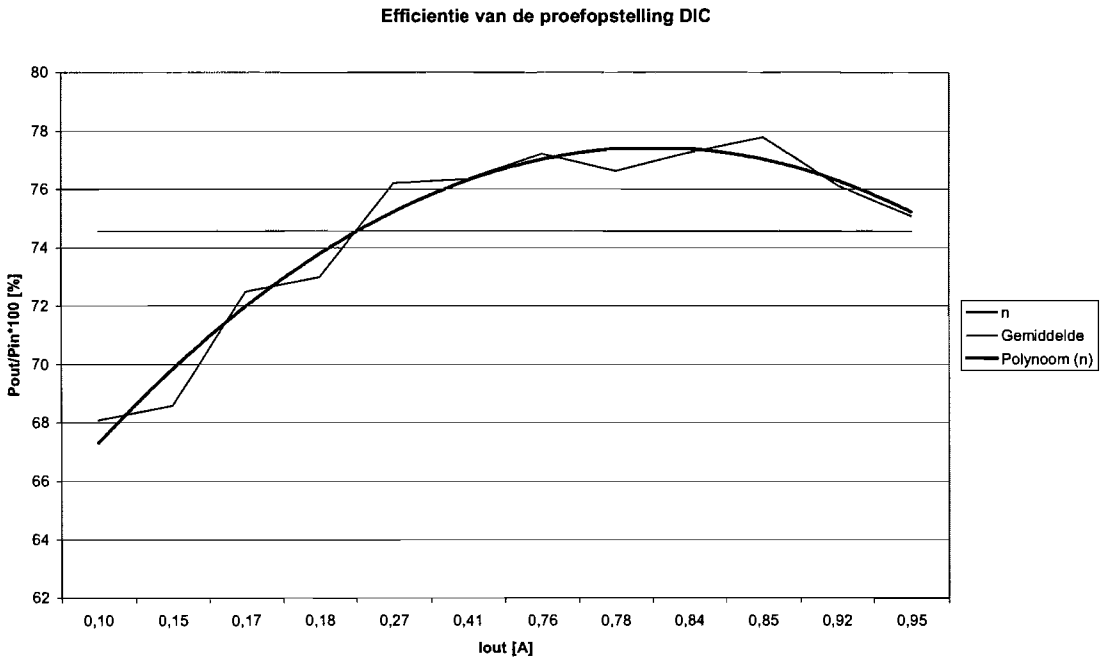


Figuur 60: DIC; $V_{in}=25V$, $I_{in}=15A$, $V_{out}=400V$, $d_t=0,667$, $T=20\mu s$

Het verschil in gemiddelde waarde van de stroom door de spoelen is te verklaren door:

- twee verschillende waarden voor de zelfinductie van de spoelen
- verschil in lek-inductie (primair en secundair) van de hulptransformator
- verschil in $R_{ds,on}$ van de mosfets in beide takken.

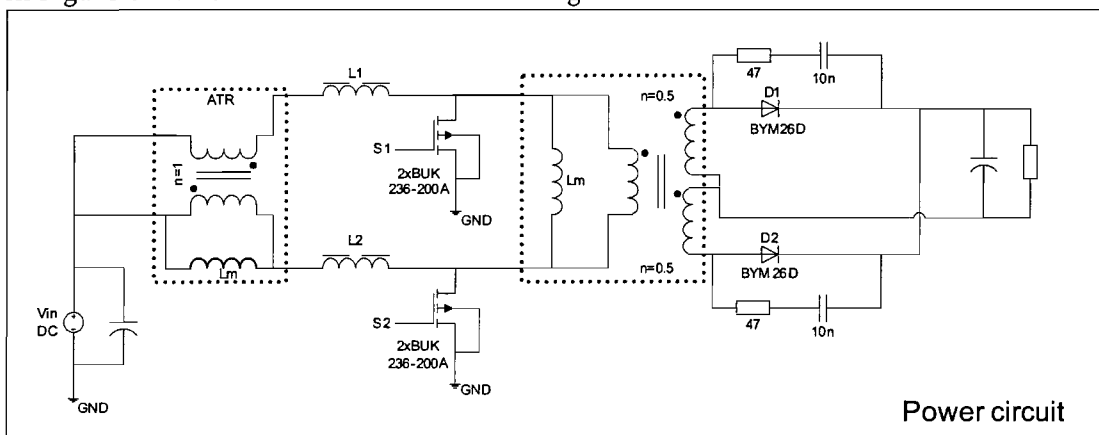
In Figuur 61 is de grafiek voor de efficiëntie η van de proefopstelling getoond, als functie van I_{out} .



Figuur 61: Efficiëntie van de DIC proefopstelling

6.5 Realisatie van Dual Inductor Converter met hulptransformator

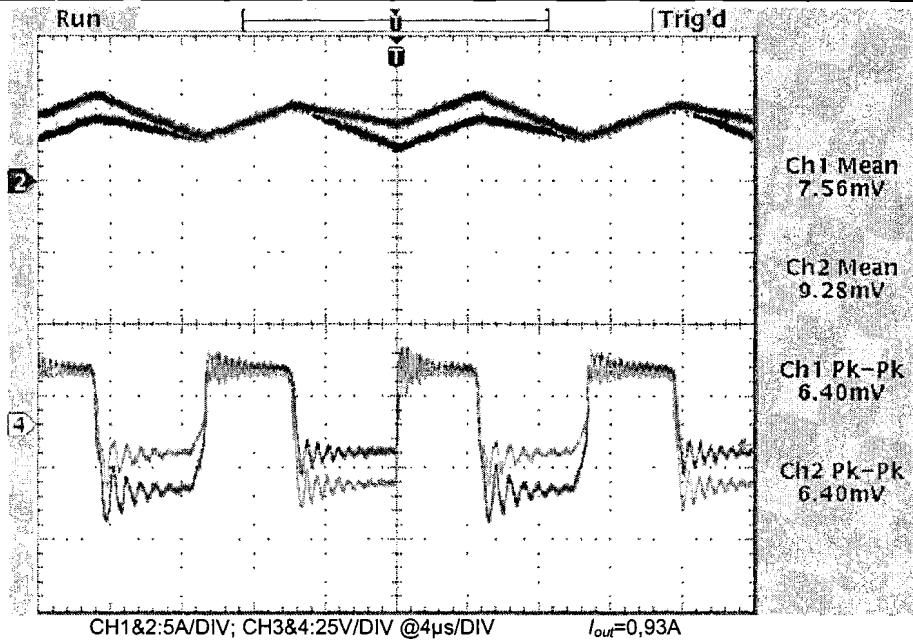
In Figuur 62 is het circuit van deze converter afgebeeld.



Figuur 62: Dual inductor converter met hulptransformator - power circuit

In Figuur 63 is een plot van het scherm van de oscilloscoop gemaakt. Het vermogen dat werd geschakeld is 375W, dat is 75% van het totale vermogen waarvoor de schakeling is ontworpen.

De bovenste twee curves zijn de stromen door beide takken van de converter, de onderste twee curves zijn de spanningen over de beide converterspoelen.

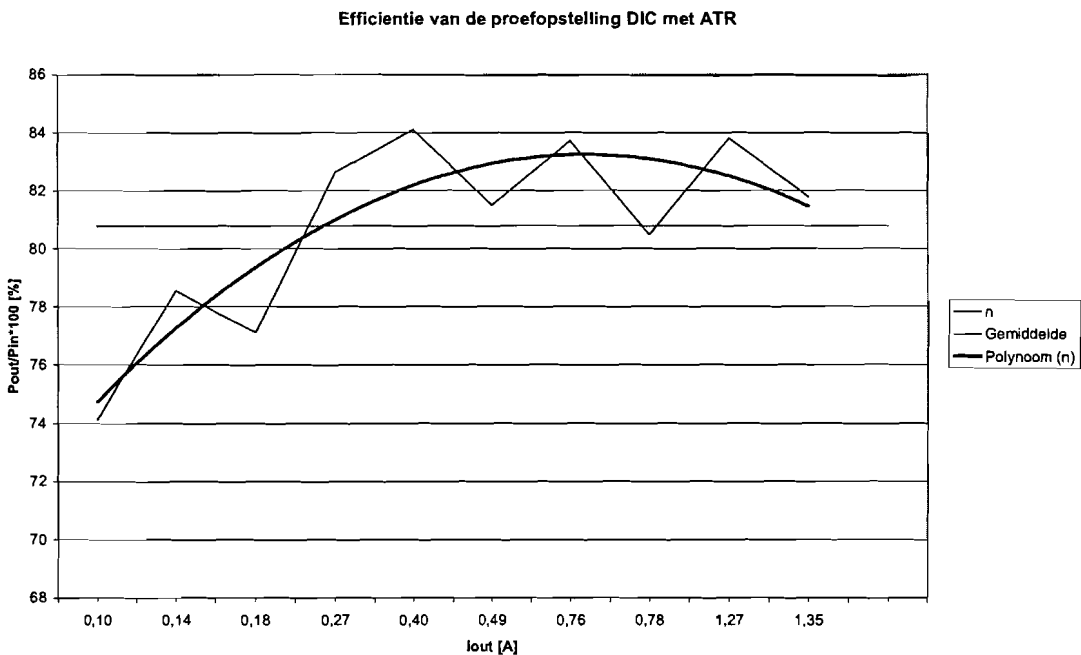


Figuur 63: DIC met hulptransformator; $V_{in}=25V$, $I_{in}=15A$, $V_{out}=400V$, $d_r=0,667$, $T=20\mu s$

Het verschil in gemiddelde waarde van de stroom door de spoelen is te verklaren door:

- twee verschillende waarden voor de zelfinductie van de spoelen
- verschil in lek-inductie (primair en secundair) van de hulptransformator
- verschil in $R_{ds,on}$ van de mosfets in beide takken.

In Figuur 64 is de grafiek voor de efficiëntie η van de proefopstelling getoond, als functie van I_{out} .



Figuur 64: Efficiëntie van de DIC met ATR proefopstelling

6.6 Evaluatie

Het circuit dat besproken is in paragraaf 4.4.1 is gerealiseerd.

Tijdens het opbouwen en testen van deze schakeling kwamen een aantal punten naar voren.

- Hoogfrequente oscillatie → condensator over de drain-source geplaatst
- Uitdempingsverschijnselen → snubber over diode geplaatst
- Gate-aansturing dicht bij de mosfets plaatsen
- Verbetering van aardpunt
- Aanbrengen van buffers
- Verschil in L -waarde van de converterspoelen zoveel mogelijk verholpen
- Verschil in de lekspoelen primair en secundair van de hulptransformator geeft toch verschil in de takstromen
- Verschil in $R_{ds,on}$ van de mosfets in beide takken versterkt het verschil in takstromen

Bij de NDIC kan het verschil in takstromen kan worden gecorrigeerd door de dutycycle per tak te variëren. Dit is echter niet mogelijk bij de converters met step-up transformator.

Nadat deze verbeteringen waren doorgevoerd werkte het circuit naar behoren waarna er metingen aan het circuit konden worden verricht.

De DIC converter heeft de laagste waarde van zelfinductie, de spoelen voor de DIC met ATR kunnen waarschijnlijk gerealiseerd worden met fysiek kleinere afmetingen dan de DIC zonder ATR. Dit is echter niet nader bekeken.

Hoofdstuk 7 Conclusies en aanbevelingen

7.1 *Conclusies*

Door de techniek van interleaving toe te passen is het mogelijk om de grootte van rimpel van de ingangsstroom te verkleinen. Met name wanneer de dutycycle d_1 dicht bij $\frac{1}{2}$ ligt, want dan wordt de ingangsrimpel nagenoeg nul.

Door het toepassen van een hulptransformator aan de ingang van de interleaved converter wordt de frequentie van de rimpel nog eens verdubbeld, waardoor het mogelijk is om fysiek kleinere magnetische componenten te gebruiken. Ook is het mogelijk om de gemiddelde takstroom te regelen met behulp van de dutycycle van die tak.

Door het gebruik van een step-up transformator tussen de schakelaars en diodes is het mogelijk om een (zeer) grote spanningoverzetverhouding te bereiken, en de dutycycle d_1 toch dicht bij $\frac{1}{2}$ te houden.

Uit de vergelijking van de theoretische waarden van verschillende converter met gesimuleerde waarden blijken de uitkomsten met elkaar overeen te komen en kan de conclusie worden getrokken dat de theorie correct is uitgewerkt.

Het gemiddelde rendement voor de proefopstelling van de DIC zonder ATR is 75% en het gemiddelde rendement voor de DIC met ATR proefopstelling is 81%. Dit geeft aan dat er een hogere efficiency bereikt kan worden door het gebruik van een hulptransformator.

7.2 *Conclusions*

By applying interleaved technology, decreasing the input current ripple is possible. Especially with a dutycycle d_1 close to $\frac{1}{2}$, because the ripple then is really small.

An auxiliary transformer doubles the current ripple frequency and gives the possibility to reduce the physical dimensions. It is also possible to control the cell current by varying the duty cycle of cells.

By using a step-up transformer before the diodes of the boost converters, it is possible to realize a very large ratio between the input and output voltage with the dutycycle d_1 close to $\frac{1}{2}$.

From the comparison the theoretical values by simulation values can be concluded that the theoretical values are consistent and correct.

An average efficiency of 75% for the DIC experiment without an auxiliary transformer is achieved and for the DIC with auxiliary transformer an average efficiency of 81%. This means that with an auxiliary transformer the higher efficiency can be achieved.

7.3 Aanbevelingen

Om het rendement te verhogen kunnen de volgende maatregelen worden uitgevoerd:

- De hulptransformator bifilair wikkelen. Bifilair wil zeggen dat de primaire en secundaire wikkeling naast elkaar worden gelegd. Dit resulteert minder verschil in de lek-inducties van de transformator.
- Gebruik van meerdere mosfets per tak. Dit geeft lagere I^2R verliezen in de mosfets omdat nu de helft van de stroom door een mosfet gaat i.p.v. de volle takstroom.
- Maken van een printplaat welke geoptimaliseerd is voor het vermogen dat er omgezet moet worden. Hierbij moet rekening worden gehouden met de afstand tussen de converterspoelen en de step-up transformator en de afstand tot de mosfets.
- Plaats aan de ingang van de converter een buffer van electrolytische condensatoren om de piekstromen op te kunnen vangen. Wanneer de rimpel van de converter zodanig is verkleind is het mogelijk om zonder dit buffer te werken.
- Plaats achter de diodes een voldoende groot buffer om ook daar de pieken af te vlakken, zodat de belasting een voldoende rimpelvrije spanning en stroom worden aangeboden aan de uitgangsbelasting.
- Plaats voldoende emittervolger aan de gate van de mosfets zodat de schakelstromen geleverd kunnen worden. Denk ook aan een buffer om deze stromen uit te kunnen leveren.
- Het is misschien mogelijk om de converter spoelen te integreren in de hulptransformator. Dit resulteert waarschijnlijk in een kleiner volume voor deze drie componenten.
- Gebruik een snubbercircuit tussen de takken zoals in [1] en [4] wordt gebruikt.

Om resultaten te krijgen die de praktische situatie nog beter benaderen is het natuurlijk beter om de verliezen van de converter(s) in de berekeningen me te nemen.

¹Referenties

- [1]: Y. Jang, M.M. Jovanovic; "New Two-inductor Boost Converter With Auxiliary Transformer"; IEEE Applied Power Electronics Conference 2002, pp. 654-660..... 2, 10, 17, 30, 50, 68
- [2]: P.Lee, Y. Lee D.K.W. Cheng, X.Liu; "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter With Coupled Inductors"; IEEE Transactions on Industrial Electronics 2000, Vol. 47, No. 4, pp. 787-7952, 10, 22
- [3]: M.S.Elmore, "Input Current Ripple Cancellation in Synchronized, Parallel Connected Critically Continuous Boost Converters"; IEEE Applied Power Electronics Conference 1996, pp. 152-158.....2
- [4]: W.C.P.de Aragão Filho, I Barbi; "A Comparison Between Two Current-Fed Push-Pull DC-DC converters – Analysis, Design And Experimentation"; International Telecommunications Energy Conference 1996, pp. 313-320.....2, 10, 22, 67, 68
- [5]: Mohan, Undeland, Robbins; "Power Electronics; converters applications and design"; pages 172-178; ISBN 0-471-22693-9.....4
- [6]: R.Gules, L.L.Pfitscher, L.C.Franco; "A new high static gain non-isolated dc-dc converter"; Power Electronics Specialist 2003, PESC 03, IEEE 34th Annual Conference on, Vol. 3, pp. 1367-1372..... 17, 47

¹ De nummers achter de referenties zijn de pagina nummers waarop is gerefereerd naar die specifieke referentie.

Bijlage 1 Ontwerpspecificatie magnetica

1.1 Hulptransformator ATR

Mag_Tool Release 4.3

Main window title: Mag_Tool - atrettd54.mag

SPECIFICATIONS:

COMPONENT:

L, Lp = 0.1 mH +- 5%
 N_1 = 1 +- 5%
 Component Name: undefined

ARBITRARY CURRENT:

number	time t/T	iL [A]	iLs_1 [A]
1	0	14	7
2	0.225	15	7.5
3	0.5	7	14
4	0.725	7.5	15
5	1	14	7

T = 10 us

CORE:

Transformer Type: wire wound
 core_type: ETD54
 Rth_core = 0
 Rth_wind = 0
 Rth_c-w = 0

material: 3C94
 B_limit = 340
 temp_amb = 100
 temp_limit = 130

AIR GAPS:

gap1: cen
 position = 340
 size = 3.55139
 determine size: selected
 max size = 10
 gap2: not selected

COIL FORMER: Default

WINDING LAYOUT:

section: 1
 Lp 16*.2 turns = 24 in parallel = 5 connect = options =
 Ls1 16*.2 turns = 24 in parallel = 5 connect = options =

RESULTS:

DESIGN DATA:

Lp = 0.1 [mH] at 100.0 °C
 B_sat = 340 [mT] at 100.0 °C
 B_max = 335.1 [mT] for Ae and 335.1 [mT] for Amin
 B_min = 312.8 [mT] for Ae and 312.8 [mT] for Amin
 Al = 173.61 [nH]
 u_eff = 63
 gap1 = 3.551 [mm] gap2 = 0.000 [mm]
 equivalent frequency = 163.8 [kHz]
 core temperature = 100.0 °C
 winding temperature = 100.0 °C

TOTAL LOSSES [mW]:

Winding Losses:	rms	skin	proximity	total
Lp	2251.994	8.462	486.461	2746.916
Ls1	2956.175	11.108	420.123	3387.405
Specific Core Losses:		19.785		
Eddy Current Losses in Fore:		33.759		

Total Losses: 6187.866

EQUIVALENT CIRCUIT: not calculated

1.2 Step-up transformer

Mag_Tool Release 4.3

Main window title: Mag_Tool - trafo.mag

SPECIFICATIONS:

COMPONENT:

L, Lp = 0.1 mH +- 5%
 N_1 = 0.2 +- 5%
 N_2 = 0.2 +- 5%
 Component Name: undefined

ARBITRARY CURRENT:

number	time t/T	iL [A]	iLs_1 [A]	iLs_2 [A]
1	0	-0.35	0	0
2	0.21	0.45	0	0
3	0.225	15.5	-3	0
4	0.5	7.4	-1.4	0
5	0.515	0.35	0	0
6	0.71	-0.45	0	0
7	0.725	-15.5	0	0
8	0.985	-7.4	0	0
9	1	-0.35	0	0

T = 10 us

CORE:

Transformer Type: wire wound
 core_type: ETD49
 Rth_core = 0
 Rth_wind = 0
 Rth_c-w = 0

material: 3F3
 B_limit = 280
 temp_amb = 20
 temp_limit = 130

AIR GAPS: Default

COIL FORMER: Default

WINDING LAYOUT:

section: 1					
Lp	100*.1	turns = 4	in parallel = 5	connect =	options =
Ls1	100*.1	turns = 20	in parallel = 2	connect =	options =
Ls2	100*.1	turns = 20	in parallel = 2	connect =	options =

RESULTS:

DESIGN DATA:

Lp = 0.1 [mH] at 20.0 °C
 B_sat = 391 [mT] at 20.0 °C
 B_max = 58.6 [mT] for Ae and 59.1 [mT] for Amin
 B_min = -58.6 [mT] for Ae and -59.1 [mT] for Amin
 Al = 6250 [nH]
 u_eff = 2656
 gap1 = 0.007 [mm] gap2 = 0.000 [mm]
 equivalent frequency = 143.3 [kHz]
 core temperature = 20.0 °C
 winding temperature = 20.0 °C

TOTAL LOSSES [mW]:

Winding Losses:	rms	skin	proximity	total
Lp	88.546	25.413	23.021	136.980
Ls1	25.339	7.065	264.849	297.253
Ls2	29.463	8.625	78.116	116.204
Specific Core Losses:	929.754			
Eddy Current Losses in Core:	156.502			

Total Losses: 1636.694

EQUIVALENT CIRCUIT: not calculated

1.3 Converterspoelen

Mag_Tool Release 4.3

Main window title: Mag_Tool -

SPECIFICATIONS:

COMPONENT:

L, Lp = 0.03 mH +- 5%
Component Name: undefined

ARBITRARY CURRENT:

number	time t/T	iL [A]
1	0	9
2	0.5	12
3	1	9

T = 5 us

CORE:

Transformer Type: wire wound
core_type: PQ26/25!
Rth_core = 0
Rth_wind = 0
Rth_c-w = 0

material: 3C94
B_limit = 320
temp_amb = 100
temp_limit = 130

AIR GAPS:

gap1: cen
position = 50
size = 0.718279
determine size: selected
max size = 4
gap2: not selected

COIL FORMER: Default

WINDING LAYOUT:

section: 1
L 16*.2 turns = 11 in parallel = 3 connect = options =

RESULTS:

DESIGN DATA:

Lp = 0.03 [mH] at 100.0 °C
B_sat = 340 [mT] at 100.0 °C
B_max = 271.8 [mT] for Ae and 302.0 [mT] for Amin
B_min = 203.9 [mT] for Ae and 226.5 [mT] for Amin
Al = 247.93 [nH]
u_eff = 89
gap1 = 0.718 [mm] gap2 = 0.000 [mm]
equivalent frequency = 162.1 [kHz]
core temperature = 100.0 °C
winding temperature = 100.0 °C

TOTAL LOSSES [mW]:

Winding Losses:	rms	skin	proximity	total
Lp	1007.186	1.271	110.887	1119.344

Specific Core Losses: 54.164
Eddy Current Losses in Core: 24.499

Total Losses: 1198.006