Vermogenselektronica

Schakelende Voedingen

dr.ir. P.J. van Duijsen

Augustus 2016

Second Edition 2016, Second printing
Copyright 2016 by Peter van Duijsen, Simulation Research Press. All rights reserved.

Printed in The Netherlands. No part of this publication may be reproduced or distributed in any form or by any means, or stored in a database or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

The sponsoring editor for this book was the Haagse Hogeschool
Printed and bound by [Haagse Hogeschool]
Cover design copyright 2016 Simulation Research Press

This book is intended to be used as a reference for information regarding Power Electronics systems. It is not intended to encourage or discourage any Power Electronics type, design, or process. Some of the configurations or processes described herein may be patented. It is the responsibility of the user of this information to determine if any infringement may occur as a result thereof.

Information contained in this work has been obtained by Simulation Research Press from sources believed to be reliable. However, neither Simulation Research Press nor its authors guarantee the accuracy or completeness of any information published herein, and neither Simulation Research Press nor its authors shall be responsible for any errors, omissions, or damages arising out of use of this information. This work is published with the understanding that Simulation Research Press and its authors are supplying information but are not attempting to render engineering or other professional services. If such services are required, the assistance of an appropriate professional should be sought.

Preface

This book is intended as a first introduction course in switched mode power supplies. The basics of power supplies are explained with the use of extensive simulation examples. Basic physical relations are explained without detailed mathematics and numerous diagrams and schematics will guide you in understanding how switched mode power supplies are working.

Being in its first printing, this book is now regarded as the tutorial book for understanding switched mode power supplies. It includes tutorials for the most common types of supplies, found in industry and required by the new green energy applications. The main emphasis is on converter operation, power electronics schematics and com[onents and the control of the supply. It is advised to perform the simulations to get a better insight in the principles of the systems discussed.

This book is accompanied with a hardware dongle that contains all the tutorials in the form of simulation. These tutorials can directly be accessed from the dongle, requiring no additional software.
Educational objectives

- Getting familiar with the various basic types of switched mode power supplies.
- Understanding the basic operation principles.
- Understanding how to control the converters.
- Being able to calculate the component parameters as well as the magnetic components.

Required time The required time to study all material presented in this book and to perform all simulations is highly dependent on your knowledge of electronics. To successfully go through this text, perform all simulations and experiments with the simulation, will take you around 7 times 2 hours.

Knowledge A basic understanding of electronics and physics is not really required before starting this book. Also you do not have to be a mathematician to follow the equations. However, as you are interested in the inner workings of electronics you very probably already have some experience in this field. After

finishing this book and you have performed all the simulations, you will better understand how to choose a specific supply and how it is controlled and this will help you everywhere, where switched mode power supplies are employed.

Simulation Software The simulation tutorials included in this book, will all run using a latest version of the simulation program Caspoc. No installation is required. The tutorials will run directly from the accompanied CD/Key/Download.

Learning by doing is the best way to understand new technologies. This book gives you the theoretical background needed for understanding the simulation tutorials. Although by no means ever complete, it gives a bright overview of the area commonly of great interest.

Alphen aan den Rijn, The Netherlands *Peter J. van Duijsen*

Inhoudsopgave

Introductie xv

I Inleiding 1

1 Basic componenten 3
- 1.1 Spoel . . . 3
- 1.2 Condensator . . . 3
- 1.3 Spoelen en Transformatoren . . . 6
- 1.4 Schakelaars . . . 7

2 Gelijkrichters 9
- 2.1 Gelijkrichter . . . 9

3 Lineaire voedingen 13

II Basis schakelende voedingen 17

4 Choppers 19
- 4.1 Opbouw . . . 19
- 4.2 Basis schakelaar . . . 21
- 4.3 Energie opslag . . . 21
- 4.4 Filter . . . 22
- 4.5 Regeling . . . 23

5 Buck converter 27
- 5.1 Discontinue bedrijf . . . 29
- 5.2 Dimensioneren . . . 29

6 Boost converter 33
- 6.1 Dimensioneren . . . 35
- 6.2 Discontinue bedrijf . . . 36

7 Buck-Boost converter 39
- 7.1 Discontinue bedrijf . . . 40
- 7.2 Inverteerde uitgangsspanning . . . 41

8 Bidirectionele converter 43

III Geisoleerde schakelende voedingen 45

9 Geïsoleerde omvormers 47
9.1 Flyback . . . 49
9.2 Forward . . . 50
9.3 Push-Pull . . . 51

10 Flyback converter 53
10.1 Dimensioneren . . . 54
10.2 Snubber-circuit . . . 55
10.3 Gekoppelde spoelen . . . 57
10.4 Condensatoren . . . 58
10.5 Meerdere uitgangen . . . 59

11 Forward converter 61
11.1 Single ended forward converter . . . 61
11.2 Dimensioneren . . . 64
11.3 Two-switch forward converter . . . 65

12 Push-pull converters 67
12.1 Push-Pull 2 Mosfet . . . 67
12.2 De fullbridge push-pull converter . . . 68
12.3 De halfbridge push-pull converter . . . 71
12.4 Volle brug met bruggelijkrichter . . . 72
12.5 Volle brug met phase-shift . . . 75

IV Regeling 77

13 Regeling van geschakelde voedingen 79
13.1 Introductie . . . 80
13.2 Regeling van omvormers . . . 82
13.3 Voltage-mode control . . . 84
13.4 Current-mode control . . . 86
13.5 Voltage-mode versus current-mode control . . . 89
13.6 Dimensionering van de PI-regelaar . . . 89
13.7 Digital Power . . . 92

14 Vermogensfactor pre-regulering 95
14.1 Stroom, spanning en vermogen in de power-factor pre-regulator . . . 98
14.2 Regeling CCM . . . 100
14.3 Regeling CrM . . . 102

V Componenten 105

15 Halfgeleiders 107
15.1 Mosfet . . . 107
15.2 Insulated bipolaire transistor (IGBT) . . . 111
15.3 Diode . . . 113

16 Magnetische componenten **117**
16.1 Hoog-frequente transformator . . . 117
16.2 Kern selectie en vormen . . . 118
16.3 Uitgangsfilter . . . 119
16.4 Stroomsensor . . . 119
16.5 Ingangsfilter . . . 120

17 Berekening van de kern en wikkelingen **123**
17.1 Magnetische velden . . . 124
17.2 Berekening van spoelen . . . 126
17.3 Draaddiameter van de spoel . . . 128
17.4 Berekening van transformatoren . . . 128
17.5 Draaddiameter van de transformator . . . 131
17.6 Magnetische Kernen . . . 133
17.7 Magnetisch materiaal . . . 133

VI Praktische realisatie **137**

18 Toepassingen **139**
18.1 Keuze van de omvormer . . . 140
18.2 Kosten . . . 141
18.3 Ontwerpcyclus . . . 142
18.4 Buck-converter . . . 144
18.5 Up-converter . . . 145
18.6 Inverterende converter . . . 146
18.7 Flyback-converter . . . 147
18.8 Single-ended forward converter . . . 148
18.9 Half bridge forward converter . . . 149
18.10 Full bridge push-pull converter . . . 150
18.11 Half bridge push-pull converter . . . 151
18.12 Push-pull converter met parallelvoeding . . . 152
18.13 Push-pull resonante converter . . . 153
18.14 Ćuk . . . 154
18.15 Sepic . . . 155

19 Verliezen en koeling **157**
19.1 Doorlaatverliezen . . . 157
19.2 Schakelverliezen . . . 157
19.3 Koeling . . . 159

20 Snubbers **161**

VII Vraagstukken **163**

21 Opgaven **165**
21.1 Buck-omvormer . . . 165
21.2 Buck-omvormer . . . 166
21.3 Buck-omvormer . . . 167
21.4 Buck-omvormer . . . 168

21.5 Boost-omvormer . . . 169
21.6 Boost-omvormer . . . 170
21.7 Boost-omvormer . . . 171
21.8 Flyback-omvormer . . . 172
21.9 Flyback-omvormer . . . 173
21.10Flyback-omvormer . . . 174
21.11Flyback-omvormer . . . 175
21.12Spoel . . . 176
21.13Spoel . . . 177
21.14Spoel . . . 178
21.15Spoel . . . 179

22 Oplossingen **181**
22.1 Buck-omvormer . . . 181
22.2 Buck-omvormer . . . 182
22.3 Buck-omvormer . . . 183
22.4 Buck-omvormer . . . 183
22.5 Boost-omvormer . . . 185
22.6 Boost-omvormer . . . 186
22.7 Boost-omvormer . . . 186
22.8 Flyback . . . 187
22.9 Flyback . . . 188
22.10Flyback . . . 189
22.11Flyback . . . 189
22.12Spoel . . . 190
22.13Spoel . . . 190
22.14Spoel . . . 190
22.15Spoel . . . 190

23 Vraagstukken **191**

VIII Appendices **195**

A Mosfet **197**

B Diode **205**

C ETD kernen **209**

D UC3842 **213**

E Formuleblad **221**

Lijst van figuren

1 Secundaire(bovenste figuur) en Primaire(onderste figuur) geschakelde voeding. xvi

1.1 Serie weerstand en inductiviteit van een condensator 5
1.2 Stroom door een spoel neemt geleidelijk toe, maar spanning springt, terwijl bij een condensator de stroom kan springen en de spanning gelijkmatig toe kan nemen, ... 6
1.3 Van links naar rechts: Spoel, gekoppelde-spoelen(2 wikkelingen en 3 wikkelingen) en transformators(2 wikkelingen en 2 wikkelingen met reset wikkeling) 7
1.4 Van links naar rechts: Diode, Mosfet met interne vrijloopdiode, IGBT en intern vervangschema van de IGBT 7
1.5 Vereenvoudigde weergaven van de aansturing van de Mosfet . . . 8

2.1 Gelijkrichter met transformator en afvlakcondensator, gebruikt voor het voeden van een antwoordapparaat (met cassettebandjes) uit de jaren negentig van de vorige eeuw. 9
2.2 Gelijkrichter met transformator en enkelvoudige diode gelijkrichter. 10
2.3 Gelijkrichter met transformator en bruggelijkrichter. 10
2.4 Gelijkrichter met transformator, bruggelijkrichter en afvlakcondensator. 11
2.5 Gelijkrichter met transformator, bruggelijkrichter en laag-doorlaat uitgangsfilter. 11

3.1 Gestabiliseerde lineaire voeding uit de jaren tachtig met 7805 en koelplaat. 13
3.2 Een lineaire voeding is net een kachel! 14
3.3 Voeding van bijvoorbeeld een modelspoorbaan of speelgoed-racebaan. Door de serie weerstand met de hand te veranderen, kan de uitgangsspanning geregeld worden. De gebruiker stelt zelf de uitgangsspanning afhankelijk van de uitgangsstroom in. 14
3.4 Gestabiliseerde lineaire voeding uit de jaren zeventig met transistor en zener diode. 15
3.5 Gestabiliseerde voeding met 7805. 15

3.6 De 78XX wordt gebruikt om meerdere lagere spanningen van een constante gelijkspanning te maken. Helaas zal je merken dat de $8v$ uitgang van 7808 niet goed werkt. Dit komt omdat de spanningsval over de 7808 wat groter dan $1v$ moet zijn in verband met de spanningsval over de interne bipolaire transistor! 16

4.1 Schakelaar hakt de ingangsspanning in een blokvormige uitgangsspanning. 19
4.2 De condensator zal de blokvormige uitgangsspanning gaan afvlakken. Dit gaat wel gepaard met behoorlijke stroompieken, zie scope2. 20
4.3 De spoel begrensd de oplaadstroom, zie scope2, van de condensator. Hierdoor ontstaan er wel flinke spanningspieken over de Mosfet, zie scope3 20
4.4 De vrijloopdiode en Mosfet leveren nu om de beurt de spoelstroom. 21
4.5 De swiching-cell bestaat altijd uit een schakelaar met vrijloopdiode. 21
4.6 Chopper met switching-cell. De spoel stroom in scope4 is samengesteld uit de stroom door de Mosfet in scope 2 en de stroom door de vrijloopdiode in scope3. 22
4.7 Chopper met switching-cell en uitgangsfilter. De duty-cycle d is gelijk aan 0.5 23
4.8 Chopper met duty-cyle $d = 0.2$. De uitgangsspanning is nu lager dan die in figuur 4.7 24
4.9 Chopper met duty-cyle $d = 0.8$. De uitgangsspanning is nu hoger dan die in figuur 4.7 24
4.10 Chopper met variable duty-cyle $d = 0.8$ en variable schakelfrequentie F_s. De schakelfrequentie F_s neemt toe naarmate de uitgangsspanning dichter bij de referentiespanning in de buurt komt. 25

5.1 Buck converter 27
5.2 Buck converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, schakelende spanning op knooppunt 1, spoelspanning en spoelstroom, voor continue bedrijf. 28
5.3 Buck converter in discontinue bedrijf 30

6.1 Boost converter 33
6.2 Boost converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, spanning V_{DS} over de Mosfet, spoelspanning en spoelstroom, stroom door de Mosfet en stroom door de diode voor continue bedrijf. 34
6.3 Boost converter in discontinue bedrijf 37

7.1 Buck-Boost converter 39
7.2 Buck-Boost converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, schakelende spanning op knooppunt 1, spoelspanning en spoelstroom, voor continue bedrijf. 40
7.3 Buck-Boost converter in discontinue bedrijf 41

8.1 Buck en Boost omvormer. 43
8.2 Combinatie van een Buck en Boost omvormer. 44

8.3 Combinatie van een Buck en Boost omvormer. 44

9.1 Secundaire(bovenste figuur) en Primaire(onderste figuur) geschakelde voeding. 47
9.2 Transformator. 48
9.3 Gekoppelde spoelen. Energie opslag in de luchtspleet, omdat B overal gelijk is en H in de luchtspleet het grootst is en de hoeveelheid energie gelijk is aan het product $B \cdot H$ 49
9.4 Buck-Boost, Buck-Boost met gekoppelde spoelen, Flyback waarbij de schakelaar aan de massa zit. 50
9.5 Buck omvormer, Buck met scheiding, Forward waarbij de schakelaar aan de massa zit en 1 diode zorgt voor gelijkrichting van de getransformeerde puls. 51
9.6 Buck omvormer, Buck met scheiding, Push-Pull waarbij de schakelaar aan de massa zit en de vrijloopdiode in serie met de secundaire wikkeling, dubbele uitvoering, zodat de kern volledig benut wordt. 52

10.1 Flyback converter 53
10.2 Flyback converter golfvormen 55
10.3 Flyback converter golfvormen voor discontinuous-mode 56
10.4 Flyback converter met snubber-circuit 57
10.5 Primaire stroom in de Flyback converter in discontinuous-mode begint altijd bij 0. De duty-cycle mag maximaal $d = 0.5$ zijn. . . 58
10.6 Flyback converter met twee uitgangen 59

11.1 Forward converter 61
11.2 Forward converter waveforms 62
11.3 Forward converter primaire en secundaire windingen 63
11.4 Forward converter primaire en secundaire spanningen en spanning over de Mosfet en reset diode. 64
11.5 Forward converter met twee Mosfet's 66

12.1 Push-Pull omvormer 67
12.2 Push-Pull volle brug omvormer 68
12.3 Push-Pull halve brug omvormer, spanningen en stromen 69
12.4 Push-Pull halve brug omvormer, spanningen 70
12.5 Push-Pull halve brug omvormer, stromen 71
12.6 Push-Pull halve brug omvormer 72
12.7 Push Pull converter met volle brug en bruggelijkrichter aan de uitgang. 73
12.8 Spanningen en stromen in een Push Pull converter met volle brug en bruggelijkrichter aan de uitgang. 74
12.9 Volle brug Push-Pull met phase-shift tussen de gate signalen. . . 75
12.10 Primaire spanning als functie van het faseverschil tussen de gatesignalen. 76

13.1 PWM. 79
13.2 Opamp met versterkingsfactor $-R2/R1$. 80
13.3 Bandbreedte van een Opamp. 81

13.4 Opamp als PI versterker die tegen zijn ondergrens van −15 volt aanloopt. 82
13.5 Basisprincipe van voltage-mode control. Buck omvormer waarbij de aan-tijd van de Mosfet door comperator door vergelijking van de duty-cycle met de zaagtand wordt gemoduleerd. 82
13.6 Verschillende modulatie principes. 83
13.7 Buck met *voltage-mode control*. 84
13.8 BuckClosedLoopESR. 85
13.9 BuckSoftStart. 86
13.10 Basisprincipe van current-mode control. De carrier is nu de spanning over een weerstand in serie met de Mosfet waar de stroom door gemeten wordt. De spanning over deze weerstand is een maat voor de maximale stroom. Let op de verliezen in deze weerstand. 87
13.11 BoostCurrentMode. 88
13.12 Verschil in uitgangsspanning bij voltage-mode(scope1) current-mode(scope2). 89
13.13 Regelaar in SMD componenten voor een snellader voor een mobiele telefoon. 90
13.14 Buck omvormer met averaged Mosfet-Diode model in Closed-Loop. 92
13.15 Buck omvormer met continue PI regelaar. 93
13.16 Buck omvormer met discrete PI regelaar. 93

14.1 Harmonischen in de netstroom bij een gelijkrichter. 95
14.2 Harmonischen in de netstroom bij een gelijkrichter. 97
14.3 Inschakelpiek in de netstroom bij een gelijkrichter. 97
14.4 Power Factor Pre-Regelaar. 98
14.5 Stromen, spanningen en vermogen. 98
14.6 De ingangsstroom volgt sinusvormig de ingangsspanning, maar dan wel pulsbreedte gemoduleerd. 99
14.7 Power Factor Pre-Regelaar in de continue mode. 100
14.8 Power Factor Pre-Regelaar met analoge regelaar. 101
14.9 De amplitude van de de omhullende van de stroom volgt de sinusvormige ingangsspanning. 102
14.10 Power factor regelaar in Critical conduction Mode. 103

15.1 Symbool van de N-kanaal Mosfet. 107
15.2 Maximale stroom als functie van de gatespanning. 108
15.3 Maximale stroom als functie van de drain-sourcespanning voor veschillende gatespanningen. 109
15.4 Structuur van de Mosfet. 109
15.5 Vervangschema met de interne capaciteiten en weerstanden in de Mosfet. 110
15.6 Spanningsafhankelijkheid van de interne capaciteiten in de Mosfet. 110
15.7 Vervangsschema van de IGBT. 111
15.8 Symbool van de IGBT. 112
15.9 Structuur van de IGBT. 112
15.10 Stroomafhankelijkheid van Vce en Vge. 113
15.11 Symbool van de diode, schottky-diode en de zener-diode. 113
15.12 Diodestroom als functie van de spanning over de diode. 114

15.13Revere recovery van een diode. 115

16.1 Met twee ETD29 kernen kan je de kern van een gekoppelde spoel maken. 118
16.2 Common mode stromen lopen uit het apparaat via de condensatoren. 120
16.3 Differentiële mode stromen lopen door het apparaat en weer terug. 121

17.1 Magnetische veldsterkte H staat over het materiaal. 124
17.2 B kan je aflezen als functie van H met $B = \mu_0\mu_r H$, waarbij $\mu_r = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ afneemt naarmate H groter wordt. 125
17.3 Magnetische fluxdichtheid B is in het materiaal. 125
17.4 Magnetische Flux Ψ gaat door het gehele materiaal en komt er ook uit. 126
17.5 Kern met mechanische en magnetische grootheden. 126
17.6 Magnetiseringsstroom en vervangschema van de transformator. . 129
17.7 Ingangsspanning en de magnetische fluxdichtheid. 130
17.8 Magnetische fluxdichtheid voor een Forward(links) en een Push-Pull(rechts) omvormer. 131
17.9 Primaire en secundaire stroom voor een Push-Pull(boven), Halve-/Volle-Brug omvormer(midden) en Forward(onder) omvormer. . 131
17.10Verschillende wikkelingsmethoden. 132
17.11Verschillende kernen 133
17.12BH curve van Ferroxcube 3C94 ferriet. 134
17.13BH curve bij een Flyback converter. 135
17.14DC instelling bij de BH curve bij een Flyback converter. 136
17.15BH curve bij de verschillende omvormers. 136

18.1 Toepassingsgebieden van de verschillende schakelende omzetters. 139
18.2 Snellader voor een mobile telefoon. 140
18.3 Experimentele opstelling. 141
18.4 Koelelement voor een TO220 behuizing 143
18.5 Buck converter 144
18.6 Boost converter 145
18.7 Buck=Boost converter 146
18.8 Flyback converter 147
18.9 Forward converter 148
18.10Forward 2 transistor converter 149
18.11Full Bridge converter 150
18.12Full Bridge met midden aftakking 150
18.13Half Bridge 151
18.14Push-Pull converter 152
18.15LLC resonante converter 153
18.16Ćuk Converter 154
18.17Single-Ended Primary-Inductor Converter 155

19.1 Schakel- en doorlaatverliezen van en Mosfet. 158
19.2 Twee verschillende koelelementen. 159

20.1 Een snubber dempt de overspanning, een clamp beperkt de overspanning tot de clamp-spanning, bijvoorbeeld de zenerspanning. 161

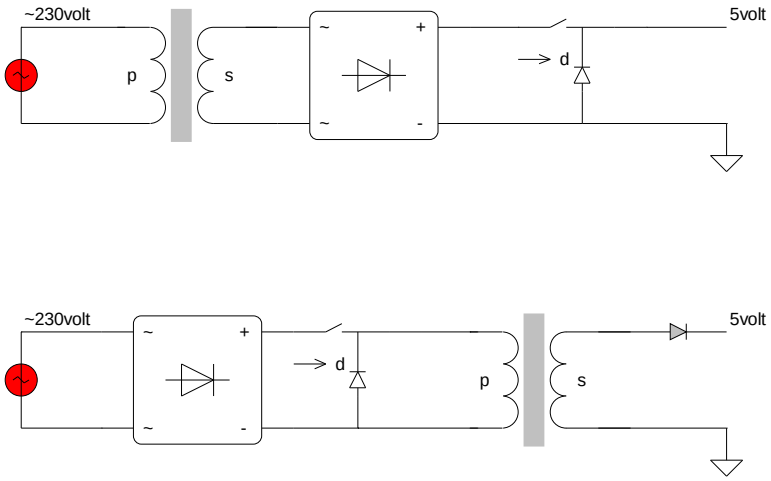
22.1 Golfvormen bij vraagstuk 22.1 vraag 5 182
22.2 Golfvormen bij vraagstuk 22.3 vraag 3 184
22.3 Golfvormen bij vraagstuk 22.5 vraag 5 185
22.4 Golfvormen bij vraagstuk 22.8 vraag 1 188

Introductie

SMPS (Switch Mode Power Supplies) worden tegenwoordig in vrijwel alle elektronische apparaten gebruikt. Elke TV en elke computer wordt geleverd met een geschakelde voeding. In industriële toepassingen en systemen zien we niet anders. Maar ook apparaten op batterijen hebben vaak een geschakelde voeding. Zo kan de interne bedrijfsspanning constant gehouden worden, ongeacht de laadtoestand van de batterij, of kan een spanning gegenereerd worden die hoger is dan de bedrijfsspanning zelf. Bijvoorbeeld in cassetterecorders, cd-spelers, laptops en mobiele telefoons. In camera's wordt uit de spanning van enkele batterijcellen zelfs $400V$ voor de flitser gegenereerd.

In vergelijking met analoge voedingen hebben geschakelde voedingen opmerkelijke voordelen. Ten eerste werken ze, in theorie, zonder verlies. In de praktijk bereiken ze een rendement van 70 tot 95 procent. Het voordeel is een geringere opwarming en daarmee een hogere betrouwbaarheid. Ten tweede leidt de hoge schakelfrequentie tot kleinere componenten en dus lager gewicht. Dit resulteert in hoge efficiency, zowel bij de productie als in het gebruik.

Geschakelde voedingen werken in principe allemaal hetzelfde: via een schakelelement (meestal een MOSFET) wordt met een hoge frequentie energie aan de spanningsbron onttrokken. Die frequentie ligt meestal, afhankelijk van de prestatie, tussen 20 en $500kHz$, frequenties boven de 1MHz zijn geen uitzondering. De relatie tussen inschakel- en uitschakeltijd van het schakelelement bepaalt de gemiddelde stroom. Aan de uitgang van elke geschakelde voeding bevindt zich een laagdoorlaatfilter dat de discontinue stroom afvlakt. Zowel het schakelelement als het laagdoorlaatfilter werkt in theorie zonder verlies. Dit resulteert in een hoog rendement van geschakelde voedingen.
Geschakelde voedingen kunnen in speciale toepassingen echter ook anders opgebouwd zijn.
Men onderscheidt secundaire en primaire geschakelde voedingen, zie figuur 1. Secundair geschakelde voedingen hebben geen galvanische scheiding tussen in- en uitgang. Ze worden gebruikt wanneer er al een galvanische scheiding bij de netspanning aanwezig is, of wanneer er geen galvanische scheiding nodig is (bijvoorbeeld bij apparaten met batterijvoeding). Primair geschakelde voedingen bieden een galvanische scheiding tussen in- en uitgang. De schakelende transistors werken aan de primaire zijde van een hoogfrequente-transformator. De energie wordt met een hoge frequentie door een hoogfrequent-transformator naar de secundaire zijde overgebracht. Vanwege de hoge frequentie kan de transformator zeer klein zijn.



Figuur 1: Secundaire(bovenste figuur) en Primaire(onderste figuur) geschakelde voeding.

De primair geschakelde voedingen komen het meeste voor als adapters en voedingen waar isolatie vanwege de hoge spanningsverschillen tussen de ingangs- en uitgangsspanning nodig zijn. Denk bijvoorbeeld aan een oplader voor een mobiele telefoon, die aan het 230 volt wisselspanningsnet hangt en 5 volt aan de uitgang. Men onderscheidt Flyback, Forward en resonante converters. Flyback converters brengen de energie over van de primaire naar de secundaire zijde tijdens de blokkerende fase van de transistor; Forward converters doen dit tijdens de doorlaatfase van de transistor. Resonante converters gebruiken een resonantiekring, om de transistor bij stroom- of spanningsnuldoorgang te laten schakelen en zo de belasting van de halfgeleider tijdens het schakelproces te minimaliseren.

De secundair geschakelde voedingen worden daar toegepast waar isolatie niet belangrijk is., of als de voeding zo goedkoop mogelijk moet zijn. Denk hierbij vooral aan kleine voedingen die gebruikt worden om van een al lage gelijkspanning een andere te maken, bijvoorbeeld om van 5volt naar 3.3 volt te gaan, voor het voeden van digitale schakelingen.

Bij een geschakelde voedingen, die op de netspanning aangesloten worden, hoort ook ingangsfilter, of nog beter, een power-factor regelaar (power-factor-controller [pfc]). Deze power-factor regelaar zorgt ervoor dat de netstroom nagenoeg sinusvormig is. In de goedkopere net-adapters zie je dan ook vaak een groot filter met spoelen en condensatoren, in de kleinere wat duurdere net-adapters zit vaak de power factor regelaar.

Omdat de power factor regelaar, de zogenaamde PFC, de voeding duurder maakt, wordt deze vaak weggelaten en een eenvoudige gelijkrichter met afvlak condensatoren gebruikt. Om de storing en harmonischen op het net te beperken,

wordt een EMI filter toegepast.
De schakelende voeding bevat altijd een regeling om de uitgangsspanning constant te houden. De maximale piekstroom regeling (current-mode control) is de meest toegepaste.
Kennis van magnetische componenten en halfgeleiders is nodig om te begrijpen hoe de voeding praktisch gerealiseerd moet worden.

Deel I

Inleiding

Hoofdstuk 1

Basic componenten

Tja, hoe werkt nu precies een spoel en wat is een condensator. Waarom zijn deze zo belangrijk en wat moet ik ten minste weten voordat ik met vermogenselektronica ga beginnen. En wat wordt er toch met schakelaars bedoeld?

1.1 Spoel

De spoel kan je het beste zien als een component waardoor de stroom niet sprongvormig kan veranderen, oftewel, stroom door een spoel kan groter en kleiner worden, maar alleen geleidelijk. De spanning kan iedere waarde aannemen.
Een spoel kan je je ook voorstellen als een buisje waar water doorheen stroomt. Als het water eenmaal stroomt, blijft het stromen. Als je het buisje schuiner houd, zal het water er sneller uitstromen. Zie de stroming als de elektrische stroom en als je nu aan 1 kant door het buisje blaast, gaat het water er sneller uitstromen. Als je het water wil stoppen, moet je het buisje snel dicht maken. Als er dan nog een kleine opening is, spuit het water er heel snel uit, voordat je het buisje goed dicht hebt.
Hetzelfde zie je ook bij en spoel. Als er eenmaal stroom doorheen gaat, krijg je die spoel alleen stroomloos, door de stroom te laten afnemen, oftewel door het buisje water leeg te laten lopen.
Dat de stroom door de spoel wil blijven doorstromen, wordt gebuikt om het vermogen in een schakelende voeding te regelen. Door middel van schakelaars, Mosfet's en diode's, kan je de stroom regelen om een condensator iedere keer een beetje bij te laden. Net zoveel bijladen als nodig is om een constante spanning over een condensator te krijgen., maar dat wordt uitgelegd in de volgende paragraaf. Meer over spoelen is te vinden in de paragraaf over de magnetische componenten.

1.2 Condensator

De condensator kan je het beste zien als een component waarvan de spanning niet sprongvormig kan veranderen, oftewel, over een condensator staat een bijna constante spanning die langzaam meer of minder kan worden, maar alleen geleidelijk.

Zie een condensator als een emmer met water waar langzaam water in drupt. De hoogte van het waterpeil in de emmer is de spanning. De druppeltjes zijn elektronen. Doordat er iedere keer een druppeltje in de emmer valt, stijgt het waterpeil in stapjes, maar dus zeker niet geleidelijk. Als het nu een klein emmertje is, dan zal het waterpeil stapsgewijs toenemen. Als het nu een grote emmer is, dam zal de toename van het waterpeil bijna niet te zien zijn. Vergelijk nu het waterpeil met de spanning over een condensator en dan zal duidelijk zijn, dat een groter condensator een meer constantere spanning heeft.
Er worden voornamelijk drie verschillende soorten condensatoren gebruikt.

- Gepolariseerde
  De gepolariseerde zijn voornamelijk de elektrolytische, maar ook tantaal condensatoren. De capaciteit is hoog en loopt van enkele tientallen nanofarad [nF] tot enkele milli-farad[mF].

- Bestand tegen hoge spanning
  Condensatoren van polyester (polyester film condensatoren) worden met name gebruikt in filters waar een hoge spanning is, zoals het filter aan de netspanningszijde.

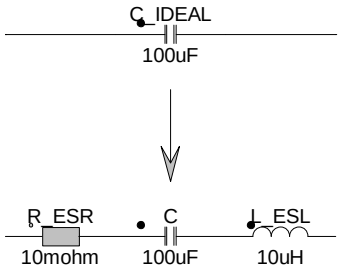
- Kleintjes.
  In de analoge regelelektronica zitten de kleine, meestal keramische, condensatoren die de tijdconstanten in de regellus bepalen. Tevens worden de kleine keramische condensatoren gebruikt voor het afleiden van stoorstroompjes, vandaar dat je ze her en der verdeeld ziet in verscheidene schakelingen.

De elektrolytische condensatoren zijn voor het constant houden van de uitgangsspanning en hebben praktisch gezien een grootte van 10 tot 1000 microfarad, Ze kunnen een maximale spanning verdragen. Des te hoger de spanning die over de condensator mag staan, des te groter het volume en gewicht van de condensator en des te hoger de prijs. Let er bij elektrolytische condensatoren ook op dat ze maar op één manier aangesloten kunnen worden (plus en min) en zijn niet geschikt voor wisselspanning.
De polyester condensatoren zijn over het algemeen groter dan de keramische condensatoren en zijn geschikt voor hoge spanning. Ze zijn meestal te vinden als ingangsfilter condensatoren, in de order van enkele microfarads en bestand tegen spanningen boven de 400 volt. Let erop dat de maximale spanning vaak als dc spanning gedefinieerd is.
De keramische condensatoren zijn kleiner van waarde een grootte dan de elektrolytische en polyester condensatoren en worden in de elektronische regelingen en als ontstoor-condensatoren gebruikt. Ze zijn geschikt voor wisselspanning en hun praktische waarde loopt van enkele picofarads tot enkele microfarads. De keramische condensatoren van enkele tot enkele tientallen nanofarad worden het meest gebruikt in schakelende voedingen, zowel als filter condensatoren, maar ook in de elektronica van de regeling.
Ideale condensatoren bestaan niet en daarom hebben alle condensatoren een serie-weerstand[ESR] en tevens, maar wel een kleine, serie-inductiviteit [ESL].

- ESR
  Equivalent Series Resistance [Ohm]

- ESL
  Equivalent Series Inductance [Henry]

De ESR van een elektrolytische condensator is het belangrijkste. De grootte is ongeveer enkele tientallen milli-ohm. Deze ESR veroorzaakt een deel van de rimpelspanning in de uitgangsspanning en is daarom een belangrijke ontwerpparameter. Figuur 1.1 laat zien waar de ESR en ESL zich bevinden.



Figuur 1.1: Serie weerstand en inductiviteit van een condensator

Let er bij de keuze van de elektrolytische condensator op dat de ESR niet te groot is. Vanwege de ESR worden vaak twee condensatoren parallel gezet die gezamenlijk een lagere weerstand hebben dan in het geval van n condensator. Ook zie je vaak ceramische condensatoren parallel met de elektrolytische condensatoren. Omdat zij een lage ESR hebben in vergelijking met de elektrolytische condensator, kunnen ze hoogfrequente storing beter onderdrukken dan de elektrolytische condensatoren.
De condensator en spoel zijn beide geschikt voor energieopslag. Ze worden echter beide op hun eigen wijze gebruikt. De spoel om een stroom constant te houden en de condensator om de spanning constant te houden. Je kan bijvoorbeeld de condensator een beetje zien als een spanningsbron, terwijl de spoel eerder een stroombron is.
Als we de mathematisch relatie tussen spanning en stroom voor beide vergelijken, zien we dat de condensatorstroom I_C en de spoelspanning U_L kunnen springen:

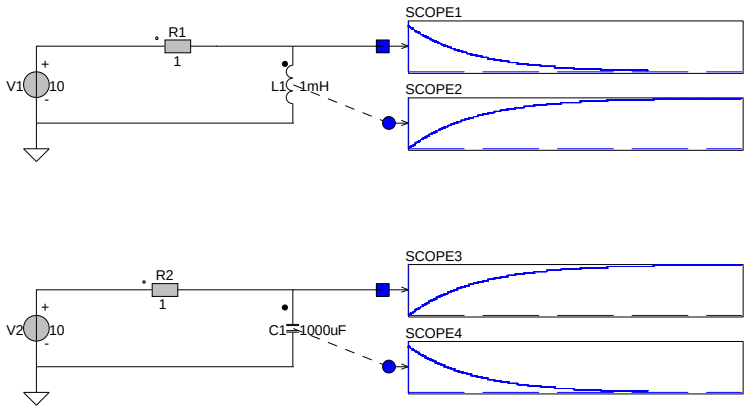
$$I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \tag{1.1}$$

$$U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \tag{1.2}$$

Als we de formules omdraaien zien we dat de condensatorspanning U_C en de spoelstroom I_L alleen langzaam kunnen variren, omdat deze het resultaat van een integratie zijn.

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_C \cdot dt \tag{1.3}$$

$$I_L = \frac{1}{L} \int U_L \cdot dt \tag{1.4}$$



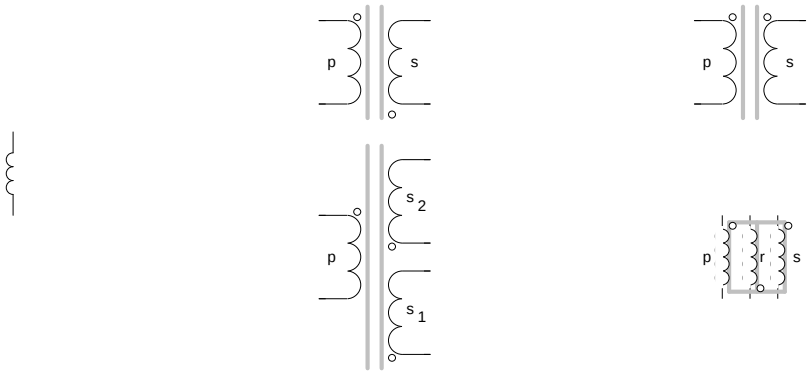
Figuur 1.2: Stroom door een spoel neemt geleidelijk toe, maar spanning springt, terwijl bij een condensator de stroom kan springen en de spanning gelijkmatig toe kan nemen,

1.3 Spoelen en Transformatoren

We zullen drie soorten spoelen tegenkomen.

- Spoel
- Gekoppelde Spoelen
- Transformator

De gekoppelde spoelen verschillen van de transformator omdat ze een grote luchtspleet bevatten en energie kunnen opslaan. We vinden de gekoppelde spoelen daarom terug bij de Flyback en de Push-Pull converters. De spanning en stromen aan de primaire zijde van de gekoppelde spoelen en transformatoren zullen we met de index $_p$ aanduiden, zoals V_p voor de spanning over de wikkeling, I_P voor de stroom door de wikkeling en N_p voor het aantal wikkelingen aan primaire zijde.
Als we het over de primaire inductiviteit van de gekoppelde spoel hebben, of over de magnetiserings-inductiviteit L_m, dan bedoelen we de spoel die aan de primaire zijde zit.
De spanningen en stromen aan de secundaire zijde van de gekoppelde spoelen en transformatoren zullen we met de index $_s$ aanduiden, zoals V_s voor de spanning over de wikkeling, I_s voor de stroom door de wikkeling en N_s voor het aantal

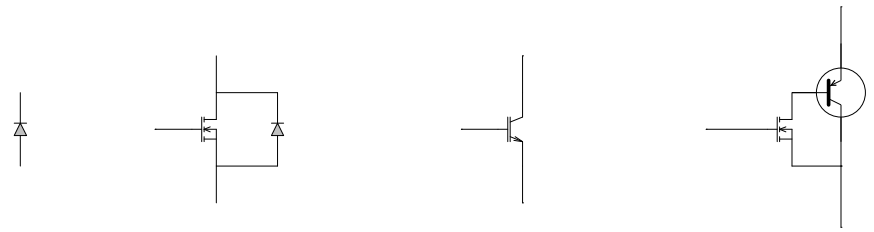


Figuur 1.3: Van links naar rechts: Spoel, gekoppelde-spoelen(2 wikkelingen en 3 wikkelingen) en transformators(2 wikkelingen en 2 wikkelingen met reset wikkeling)

wikkelingen aan secundaire zijde. Indien er meerdere secundaire wikkelingen zijn, dan worden die aangeduid met de index $_{s1}$ en $_{s2}$, $_{s3}$, enzovoort.
Het cirkeltje naast de spoel geeft de wikkelrichting van de spoel in de gekoppelde spoel weer. Dit laat zien hoe de wikkelingen ten opzichte van elkander over de kern gewikkeld wijn en bepaalt hoe de polariteit van de spanning en stroom zal worden.

1.4 Schakelaars

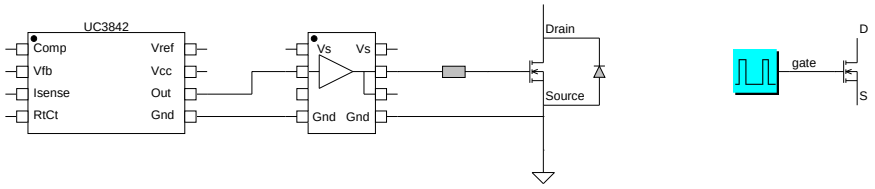
In schakelende omvormers gebruiken we grotendeels Mosfets en Diodes als schakelaars. In hoofdstuk 15 over de Halfgeleiders wordt er dieper op ingegaan, maar allereerst de basisbegrippen die je tenminste moet weten.



Figuur 1.4: Van links naar rechts: Diode, Mosfet met interne vrijloopdiode, IGBT en intern vervangschema van de IGBT

De diode is de eenvoudigste schakelaar. Hij laat stroom maar in één richting door en als hij aanstaat dan is er een klein spanningsverlies over de diode. Dit spanningsverlies geven we aan met V_d. Tevens heeft de diode een kleine serieweerstand r_d. Ofschoon ze van invloed zijn op het gedrag en de verliezen

in de omvormer, verwaarlozen we ze in het algemeen en in het bijzonder als het gaat om de principiële werking van de omvormers.
De Mosfet is een schakelaar die we via de gate-aansluiting aan en uit kunnen zetten. Ook bij deze schakelaar verwaarlozen we de elektrische eigenschappen als we naar de principiële werking van de omvormers kijken. Ga er van uit dat de Mosfet een lage aan-weerstand heeft, die we R_{on} of soms ook R_{ds} noemen, omdat de aansluitingen van de Mosfet Drain(d) en Source(s) heten. De spanning over de mosfet wordt steevast met V_{DS} aangeduid.
Van belang is het om de weten dat de maximale spanning over de Mosfet en Diode wanneer deze uit is, begrenst is. Daarom kijken we iedere keer naar de maximale spanning die over een Mosfet of Diode komt te staan. Ook kijken we naar de maximale stroom door de Diode en Mosfet. Ook deze mag de maximale waarde van de component niet overschrijden.
Om de schema's niet te gecompliceerd te maken, tekenen we alleen de meest belangrijke componenten en niet die, die voor aansturing en beveiliging nodig zijn. De Mosfet tekenen we meestal met een PWM stuur-signaal die we meestal *gate* noemen.

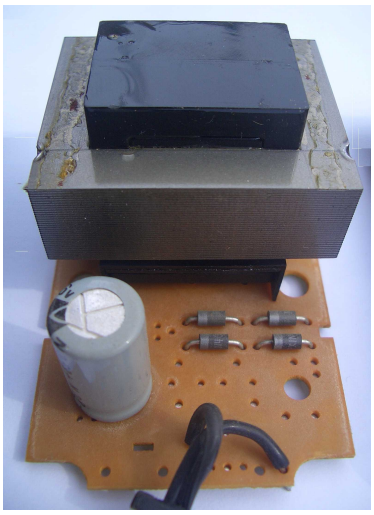


Figuur 1.5: Vereenvoudigde weergaven van de aansturing van de Mosfet

Hoofdstuk 2

Gelijkrichters

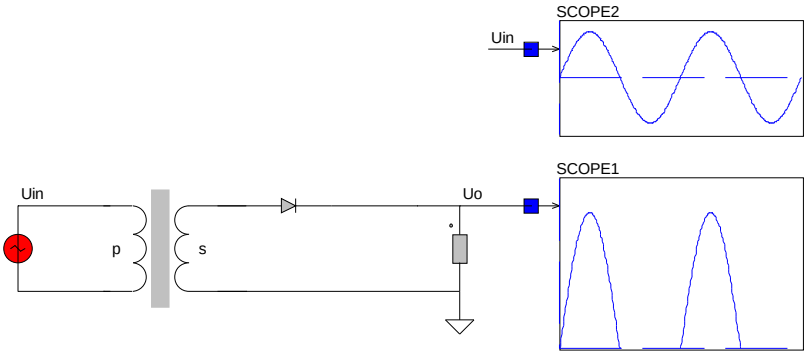
De basis componenten voor een eenvoudige voeding zijn lange tijd gewoon een transformator en gelijkrichter geweest. Een grote afvlak condensator zorgde ervoor dat de spanning enigszins afgevlakt werd. Voor de audio apparatuur die hiermee gevoed werd betekende een grotere condensator eenvoudigweg minder brom in de luidspreker.



Figuur 2.1: Gelijkrichter met transformator en afvlakcondensator, gebruikt voor het voeden van een antwoordapparaat (met cassettebandjes) uit de jaren negentig van de vorige eeuw.

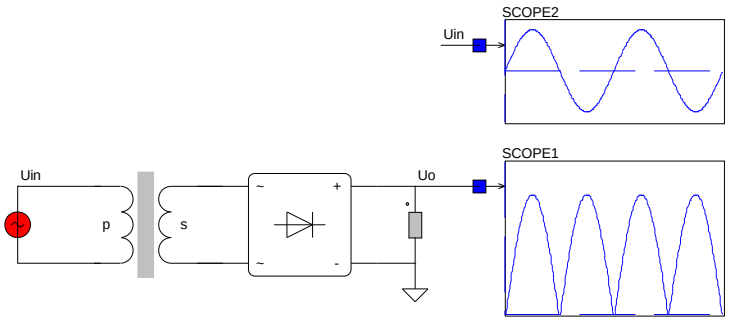
2.1 Gelijkrichter

De meest simpele voeding is alleen maar een transformator met een diode. De spanning is weliswaar DC, omdat de diode maar in 1 richting kan geleiden, maar ziet eruit als halve sinusvormen met een gat ertussen. Niet zo praktisch. Als je hier je radio mee gaat voeden, hoor je een behoorlijke bromtoon uit de luidspreker.



Figuur 2.2: Gelijkrichter met transformator en enkelvoudige diode gelijkrichter.

Beter is het om een bruggelijkrichter toe te passen. Deze bestaat uit 4 dioden, die tussen de transformator en de last staat. Nu is de uitgang nog steeds een halve sinusvorm, maar nu zonder onderbreking.

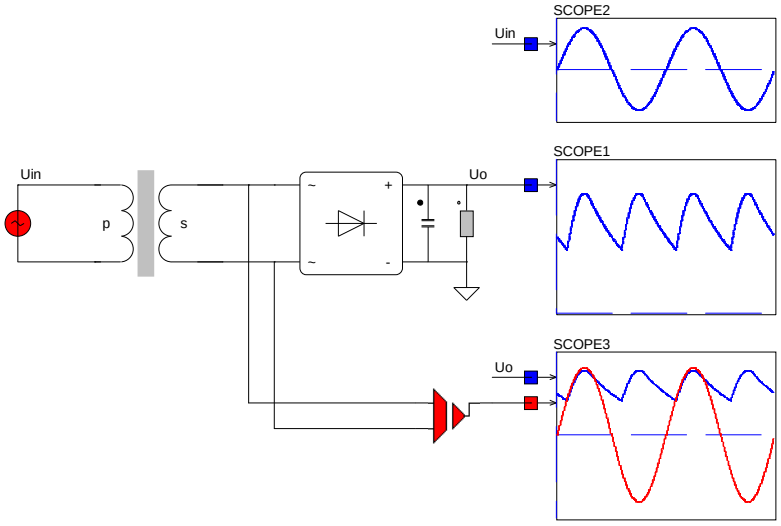


Figuur 2.3: Gelijkrichter met transformator en bruggelijkrichter.

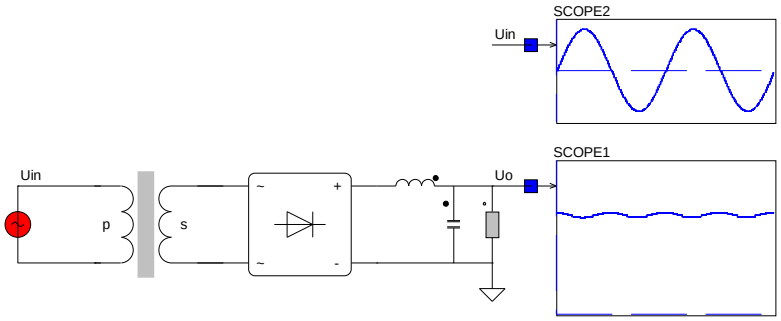
Om de uitgangsspanning vlakker te krijgen, zetten we een condensator achter de gelijkrichter, zie figuur 2.4. Deze zal de spanning van de gelijkrichter afvlakken. Des te groter de condensator des te kleiner zal de rimpelspanning zijn. De condensator is een vanwege zijn grootte een elektrolytische condensator en heeft in de praktijk een waarde van enkele honderden microfarad.
De rimpelspanning op de uitgangsspanning kan als volgt berekend worden:

$$\Delta u = \frac{I}{2 \cdot F \cdot C} \tag{2.1}$$

waarin F de netfrequentie in Hertz is, I de uitgangsstroom in Ampere en C de waarde van de afvlakcondensator in Farad. Een vuistregel is $1\mu F$ per Watt uitgangsvermogen bij $230V$ en $50Hz$ ingangsspanning.
Met een spoel tussen de gelijkrichter en de afvlakcondenstator kan de rimpel nog eerder onderdrukt worden, zie figuur 2.5. Nu vormt de spoel samen met de condensator een laag-doorlaat filter.



Figuur 2.4: Gelijkrichter met transformator, bruggelijkrichter en afvlakcondensator.



Figuur 2.5: Gelijkrichter met transformator, bruggelijkrichter en laag-doorlaat uitgangsfilter.

Hoofdstuk 3

Lineaire voedingen

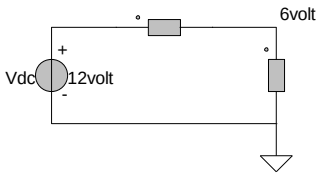
Lineaire voedingen zijn heel eenvoudig te maken, maar zijn nogal groot wat componenten betreft. Daarbij zijn de verliezen erg hoog. Een lineaire voeding is te vinden in de allergoedkoopste netadapters die bij verschillende apparaat(jes) nodig zijn. Ze zijn te herkennen aan het feit dat ze zwaar zijn en warm worden.

Figuur 3.1: Gestabiliseerde lineaire voeding uit de jaren tachtig met 7805 en koelplaat.

Eigenlijk is een lineaire voeding gewoon een weerstand die voor een spanningsverlaging zorgt, zie figuur 3.2. Beide weerstanden moeten even groot zijn om van $12volt$, $6volt$ te maken. En hoe zit het met de verliezen? Die zijn erg hoog. In het geval van de conversie van $12volt$ naar $6volt$, zijn de verliezen net zo hoog als het vermogen wat in de last nodig is. Niet zo handig dus!
Het nadeel van gewoon een weerstand is serie te plaatsen, is dat de uitgangsspanning afhankelijk is vande uitgangsstroom en de ingangsspanning.

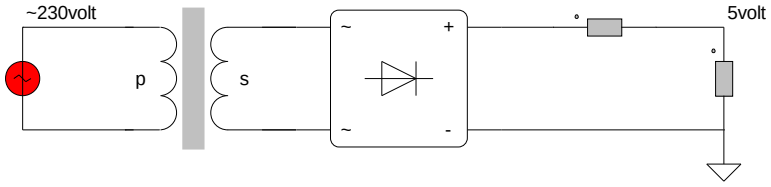
$$U_{out} = U_{in} - R_{serie} \cdot I_{out} \tag{3.1}$$

Deze belastingsafhankelijkheid en ook de hoge verliezen maken het in serie schakelen van een weerstand niet zo'n praktische oplossing. De verliezen zijn te verkleinen door de uitgangsspanning van de transformator zo laag mogelijk, maar



Figuur 3.2: Een lineaire voeding is net een kachel!

net boven de vereiste uitgangsspanning te houden. Maar de uitgangsspanning blijft ongeregeld. Dit probleem werd met de komst van de transistor opgelost.



Figuur 3.3: Voeding van bijvoorbeeld een modelspoorbaan of speelgoedracebaan. Door de serie weerstand met de hand te veranderen, kan de uitgangsspanning geregeld worden. De gebruiker stelt zelf de uitgangsspanning afhankelijk van de uitgangsstroom in.

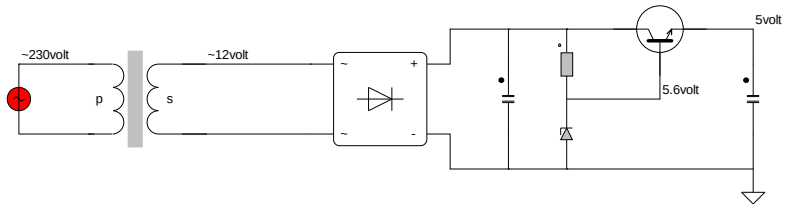
Door gebruik te maken van een zener diode met een versterker (de transistor) kan een gestabiliseerde voeding gemaakt worden, zie figuur 3.4. Deze schakeling was in de jaren zeventig en tachtig populair en vind je in veel goedkope netadapters nog terug.
De zener zorgt voor de stabiele spanning, door deze te begrenzen. De transistor versterkt de uitgangsstroom en beperkt hiermee de stroom door de zener. De uitgangsspanning is simpelweg de zenerspanning minus de spanningsval over de basis-emitter van de transistor. Voor een 5 volt voeding met een uitgangsstroom van 1 Ampere kan een zener van 5.6 volt gebruikt worden. De weerstand is te berekenen als

$$R = \frac{U_{in} - U_z}{I_{out}/\beta} = \frac{12 - 5.6}{1/100} \approx 640[Ohm] \tag{3.2}$$

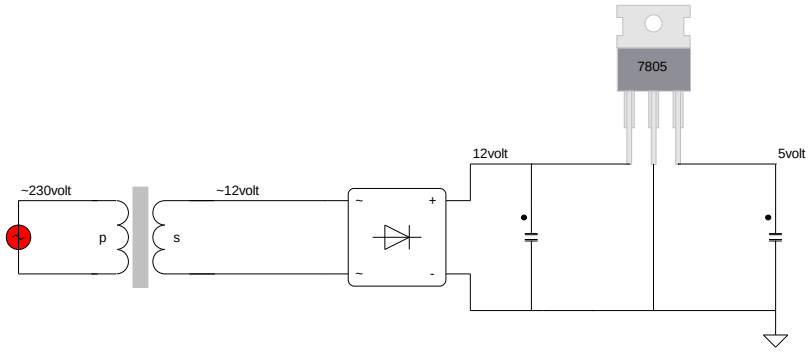
waarin I_{out}/β de basisstroom van de transistor is. Een populaire vermogenstransistor is de 2N3055 welke in een TO3 behuizing zit. De verliezen zijn simpelweg te benaderen als

$$P_{verlies} = (U_{in} - U_u it) \cdot I_{out} \approx 6.4[Watt] \tag{3.3}$$

Voor een $5Watt$ voeding is dat natuurlijk uitzonderlijk hoog.

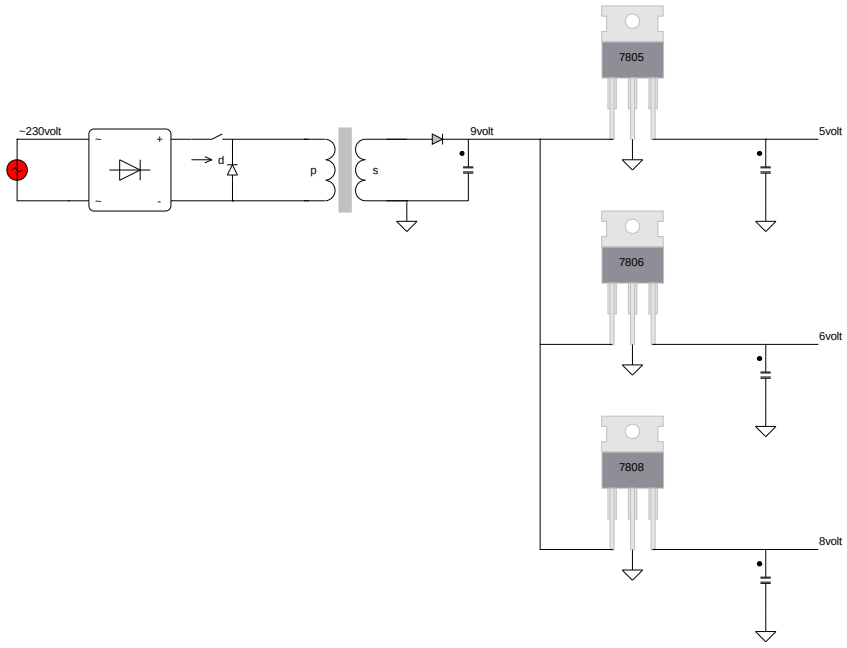


Figuur 3.4: Gestabiliseerde lineaire voeding uit de jaren zeventig met transistor en zener diode.



Figuur 3.5: Gestabiliseerde voeding met 7805.

In plaats van de schakeling uit figuur 3.4, kan ook gebruik gemaakt worden van een teruggekoppelde Opamp die de uitgangsspanning vergelijkt met een referentiespanning van een zener en daarmee de transistor aanstuurt. Deze schakeling is als kant en klaar IC verkrijgbaar en is bekend als de 78XX serie, zie figuur 3.5
In beide gevallen (figuur 3.4 en figuur 3.4), blijven dure dikke elektrolytische afvlakcondensatoren nodig, die net zoals in de gelijkrichter schakeling nodig zijn om de rimpelspanning reduceren. Desondanks kwam er altijd nog een lichte brom van de $50Hz$ netspanning uit de luidsprekers.
Twee nadelen dus. Ten eerste is het is moeilijk om een constante uitgangsspanning te krijgen. Ten tweede zijn de verliezen dermate hoog, dat je eigenlijk niet meer van efficiency kan spreken. Worden ze toch nog gemaakt en gebruikt? Jazeker, als er al een redelijk stabiele gelijkspanning voorhanden is en meerdere lagere gelijkspanningen nodig zijn.
Ondanks alles heeft de lineaire voeding terrein verloren aan de schakelende voeding. De voornaamste reden was het gewicht van de net-adapters voor huishoudelijk gebruik. Ook voldoen ze niet altijd even gemakkelijk aan de norm voor harmonische vervuiling en maximaal stand-by vermogen.



Figuur 3.6: De 78XX wordt gebruikt om meerdere lagere spanningen van een constante gelijkspanning te maken. Helaas zal je merken dat de $8v$ uitgang van 7808 niet goed werkt. Dit komt omdat de spanningsval over de 7808 wat groter dan $1v$ moet zijn in verband met de spanningsval over de interne bipolaire transistor!

Deel II

Basis schakelende voedingen

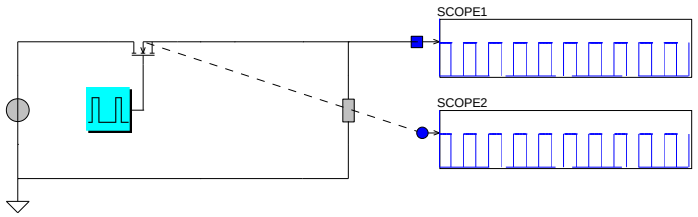
Hoofdstuk 4

Choppers

Hoe werkt een chopper? Eigenlijk heel eenvoudig. De Nederlandse naam is Hakker en dat is dan ook precies wat de chopper doet, hij hakt de ingangsspanning in kleine stukjes die hij aan de uitgang neer zet.

4.1 Opbouw

De basis van de schakelende voeding is een schakelaar, diode, spoel en condensator. Je zal altijd deze vier componenten zien. Alleen de manier waarop ze met elkaar verbonden zijn maakt het onderscheid tussen de verschillende schakelende voedingen. Er zijn variaties met meerdere schakelaars en gekoppelde spoelen, maar de vier genoemde componenten zitten er altijd bij.
In het meest simpele geval gebruiken we alleen een schakelaar.



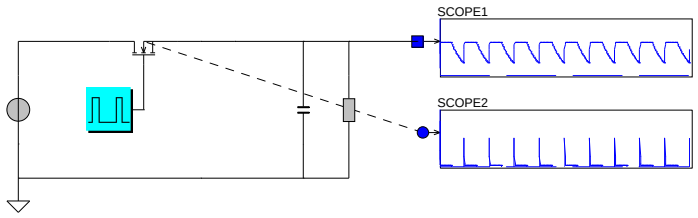
Figuur 4.1: Schakelaar hakt de ingangsspanning in een blokvormige uitgangsspanning.

De schakelaar gaan we continue aan en uit zetten, met een vaste herhalingsfrequentie, de schakelfrequentie F_s. De schakelaar is nu de helft van de tijd gesloten en de andere helft van de tijd geopend. Dit noemen we de duty-cycle en wordt meestal aangegeven met de variabele d, welke tussen 0 en 1 kan variëren, waarbij we het ook wel benoemen als zijnde tussen de 0 en 100%.
De uitgangsspanning zal nu een blokvormige spanning worden, zie de golfvorm in scope1 in figuur 4.1. De stroom door de schakelaar is in de onderste scope2 in figuur 4.1 afgebeeld.
Met behulp van de duty-cycle d kunnen we nu de gemiddelde uitgangsspanning

berekenen. Eigenlijk heel eenvoudig, want het gemiddelde van de blokvormige uitgangsspanning is lineair afhankelijk van de duty-cycle d

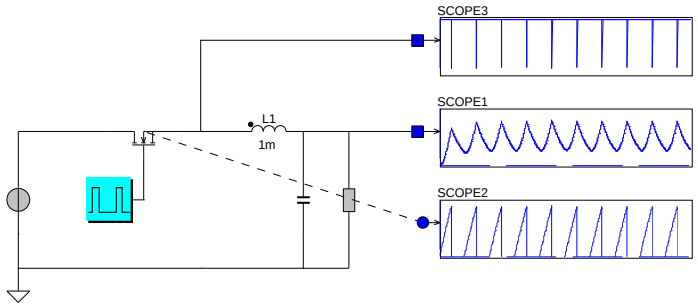
$$V_{uit} = d \cdot V_{in} \qquad \text{met d:[0..1]} \tag{4.1}$$

Om de spanning constant te krijgen kunnen we nu een condensator aan de uitgang plaatsen, die de uitgangsspanning afvlakt.



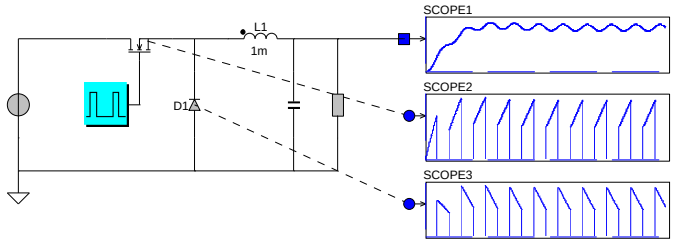
Figuur 4.2: De condensator zal de blokvormige uitgangsspanning gaan afvlakken. Dit gaat wel gepaard met behoorlijke stroompieken, zie scope2.

Echter zal nu de condensator steeds parallel aan de spanningsbron komen te staan. Hierdoor zal er een hele grote oplaadstroom gaan lopen die ongewenst is. Dat zie je aan de stroompieken in scope2 in figuur 4.2. Daarom komt nu ook de spoel erbij, die de verandering van de stroom kan beperken.
We zetten de spoel in serie met de schakelaar en als we nu de schakelaar aan en uit gaan zetten, zal de condensator uiteindelijk een afgevlakte spanning laten zien.



Figuur 4.3: De spoel begrensd de oplaadstroom, zie scope2, van de condensator. Hierdoor ontstaan er wel flinke spanningspieken over de Mosfet, zie scope3

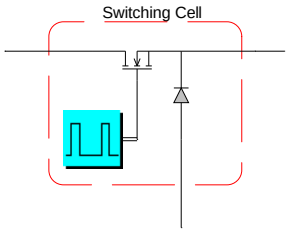
Er zit echter nog een kleine onvolkomenheid in deze schakeling. Iedere keer als je de schakelaar uit zet, zal de stroom door de spoel onderbroken worden. Zoals we in 1.1 gezien hebben kan de stroom niet zomaar stoppen en zal het stevig vonken in de schakelaar. De oplossing is om een diode in de schakeling te zetten, die de stroom kan overnemen.
Nu is de chopper compleet en vormt de basis voor iedere geschakelde voeding die we gaan bespreken.



Figuur 4.4: De vrijloopdiode en Mosfet leveren nu om de beurt de spoelstroom.

4.2 Basis schakelaar

Iedere schakelende voeding bevat de combinatie van een schakelaar met vrijloopdiode, een spoel en condensator. De combinatie van de schakelaar met de vrijloopdiode wordt de *switching-cell* genoemd. Deze combinatie die verbonden is met een spoel voor energieopslag bepaald hoe de schakeling werkt. Zoals we in het volgende hoofdstuk zullen zien, zijn er verschillende manieren om de *switching-cell* te gebruiken en daarmee kunnen we een bepaalde spanningsverhouding tussen de ingang en de uitgang creëren.

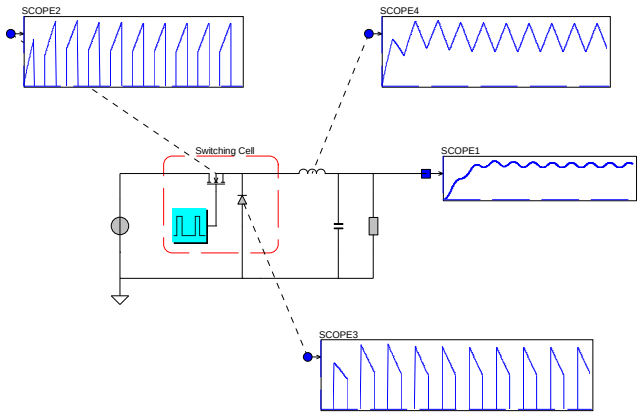


Figuur 4.5: De swiching-cell bestaat altijd uit een schakelaar met vrijloopdiode.

De chopper die we zojuist opgebouwd hebben bevat dus ook deze *switching-cell* en als we de stromen door de Mosfet, Diode en spoel bekijken, zien we dat de spoelstroom is samengesteld uit de Mosfet en diode stroom.

4.3 Energie opslag

De spoel en condensator zijn belangrijk in de schakelende voeding, omdat ze energie kunnen opslaan. Dit is het beste te zien in deze eenvoudige chopper. De spoel slaat de energie op die iedere keer door de Mosfet wordt gegeven. De Mosfet en diode zorgen ervoor dat de spoelstroom kan blijven stromen en daardoor kan je dus stellen dat er energie in de spoel is opgeslagen. De grootte van deze energie is afhankelijk van de grootte van de spoel en de grootte van de



Figuur 4.6: Chopper met switching-cell. De spoel stroom in scope4 is samengesteld uit de stroom door de Mosfet in scope 2 en de stroom door de vrijloopdiode in scope3.

stroom in het kwadraat.

$$E_L = \frac{1}{2}Li^2 \tag{4.2}$$

waarin de E_L de in de spoel opgeslagen energie is. Des te groter de spoel is, des te makkelijker wordt het om de rimpel in de stroom klein te krijgen, immers, des te meer energie je hebt opgeslagen, des te makkelijker wordt het, om hier constant een klein beetje af te tappen voor het uitgangsvermogen.
Om nu de uitgangsspanning constanter te krijgen wordt een condensator gebruikt. Dit is primair een afvlakcondensator, net zoals we dat bij de gelijkrichters hebben gezien. De energie wordt door de spoel aan de condensator doorgegeven en deze slaat het op. De uitgang van de schakelende voeding haalt dan weer een beetje van de energie uit de condensator. De grootte van deze energie is afhankelijk van de grootte van de condensator en de grootte van de spanning over de condensator in het kwadraat.

$$E_C = \frac{1}{2}Cu^2 \tag{4.3}$$

waarin de E_C de in de condensator opgeslagen energie is. Des te groter de condensator is, des te makkelijker wordt het om de rimpel in de uitgangsspanning klein te krijgen, immers, des te meer energie je hebt opgeslagen, des te makkelijker wordt het, om hier constant een klein beetje af te tappen voor het uitgangsvermogen.

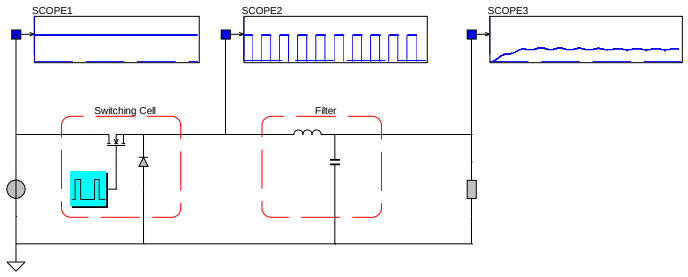
4.4 Filter

Het lijkt dus voor de hand te liggen dat je de spoel en condensator in de chopper zo groot mogelijk moet kiezen om de opslag van energie te vergroten. Helaas!

De combinatie van de spoel en condensator kan je ook zien als een filter. En een filter heeft een resonantiefrequentie en deze is gelijk aan

$$F_{filter} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \tag{4.4}$$

Als de filter frequentie F_{filter} te laag is, dan duurt het even voordat de uitgangsspanning stabiel wordt. Als de de filter frequentie F_{filter} te hoog is, dan kan het zijn werking als filter niet goed doen.
Zie de ingangsspanningsbron en *switching-cell* als een blok-spanning, die door het filter tot een stabiele uitgangsspanning gefilterd moet worden.



Figuur 4.7: Chopper met switching-cell en uitgangsfilter. De duty-cycle d is gelijk aan 0.5

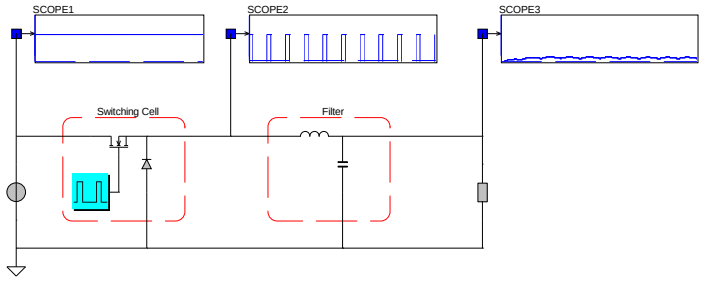
De *switching-cell* hakt (chopt) nu de ingangsspanning in kleine blokjes, die door het filter weer gladgestreken worden. Om die reden dient de kantelfrequentie van het filter dus altijd lager gekozen te worden dan de schakelfrequentie van de Mosfet in de *switching-cell*. Meestal is deze een factor 100 tot 1000 kleiner.

4.5 Regeling

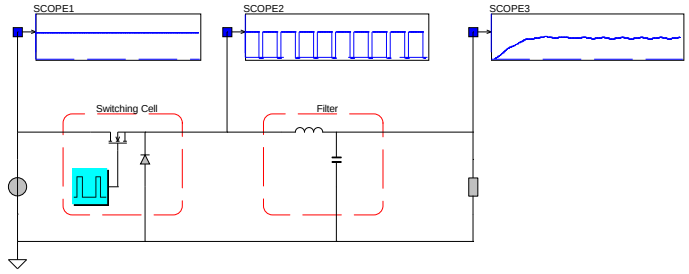
Je hebt grote en kleine eters. Daarom hakt de slager grote en kleine biefstukjes. En zo gaat het ook in de schakelende voeding. De manier waarop de ingangsspanning in stukjes hakt regelt de uitgangsspanning.
Er zijn in principe twee methodes om het hak-proces te beïnvloeden.

- Pulsbreedte Modulatie PWM
- Pulsfrequentie Modulatie PFM

De pulsbreedte modulatie is het meest bekend. Door nu de lengte van de aan-tijd van de Mosfet te regelen, regel je de uitgangsspanning. Door de aan-tijd van de Mosfet kleiner te kiezen, wordt de uitgangsspanning lager, zie figuur 4.8.
Door de aan-tijd van de Mosfet kleiner te kiezen, wordt de uitgangsspanning lager, zie figuur 4.8.
De pulsfrequentie modulatie wordt ook toegepast, Hierbij heb je geen constante schakelfrequentie, maar zet je de Mosfet in de *switching-cell* iedere keer gedurende een constante tijd aan. Als er meer vermogen aan de uitgang nodig is, zal je de Mosfet vaker aan moeten zetten en als er minder nodig is, dan hoef

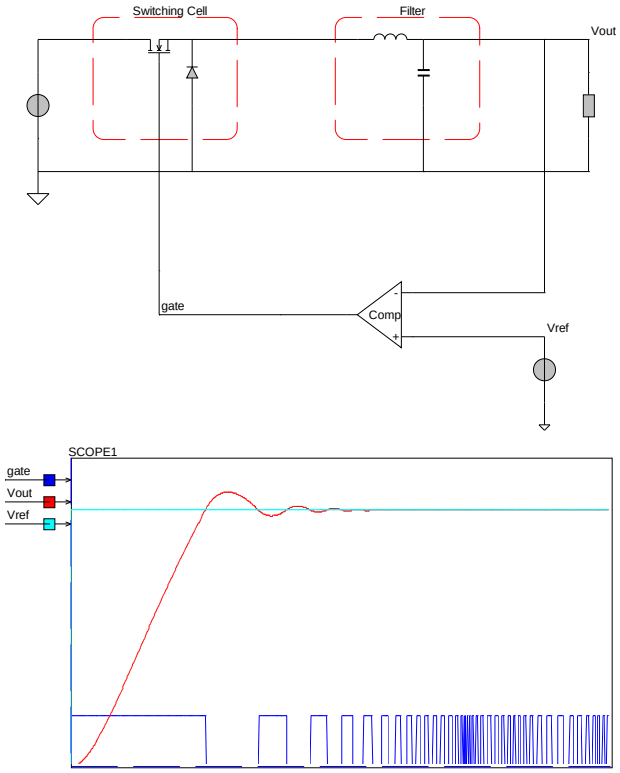


Figuur 4.8: Chopper met duty-cyle $d = 0.2$. De uitgangsspanning is nu lager dan die in figuur 4.7



Figuur 4.9: Chopper met duty-cyle $d = 0.8$. De uitgangsspanning is nu hoger dan die in figuur 4.7

je hem niet zo vaak aan te zetten. Vergelijk het maar met een kroeg. Als er weinig volk is hoeft de barman maar weinig glazen vol te schenken, maar als er een horde uitgedroogde studenten langs komt, moet hij veel meer glazen vol schenken. Het volschenken van een glas duurt altijd even lang en kost altijd evenveel nattigheid, maar als het druk is, moet hij gewoon vaker inschenken. Vergelijk de tijd die het kost om in te schenken met de aan-tijd van de Mosfet. In het geval van pulsbreedte modulatie moet je denken aan een restaurant waar die gedienstige ober iedere keer je glas bij komt vullen. Afhankelijk van de nog aanwezige inhoud in het glas wordt er dus meer of minder bijgeschonken, maar wel periodiek. Vergelijk nu de hoeveelheid die bijgeschonken wordt met de aan-tijd van de Mosfet.
Een pulsfrequentie gemoduleerde regeling is eenvoudig te maken. Vergelijk met een comperator de uitgangsspanning van de schakelende voeding met een referentiewaarde en zolang deze uitgangsspanning kleiner is, dan zet je de Mosfet aan. Simpel te maken en lijkt bijna altijd te werken. Bijna ja, want er zitten nogal wat haken en ogen aan deze methode. Ten eerste is het onduidelijk wat de schakelfrequentie gaat worden. Het is toch wel handig als je ongeveer weet hoe groot die is in verband met het dimensioneren van het uitgangsfilter en eventuele stoor-onderdrukkingsfilters. Tevens kan de schakelfrequentie zo hoog worden, dat daardoor de schakelverliezen te groot worden. Ten tweede kan de stroom door de Mosfet, maar ook door de andere componenten erg hoog worden, met name de inschakelstroom. Kortsluitvast is de schakeling ook niet.

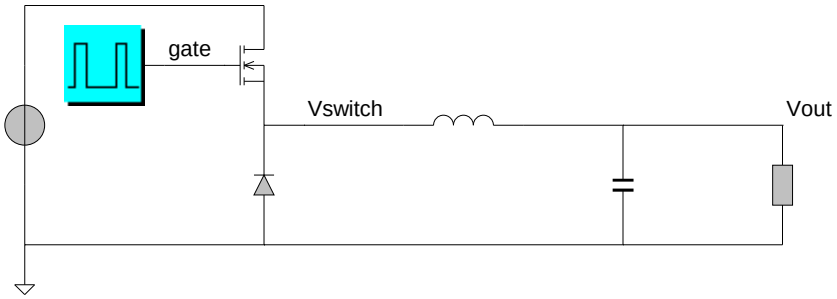


Figuur 4.10: Chopper met variable duty-cyle $d = 0.8$ en variable schakelfrequentie F_s. De schakelfrequentie F_s neemt toe naarmate de uitgangsspanning dichter bij de referentiespanning in de buurt komt.

Hoofdstuk 5

Buck converter

De Buck-converter (ook wel step-down omvormer genoemd) zet een ingangsspanning om naar een lagere uitgangsspanning.



Figuur 5.1: Buck converter

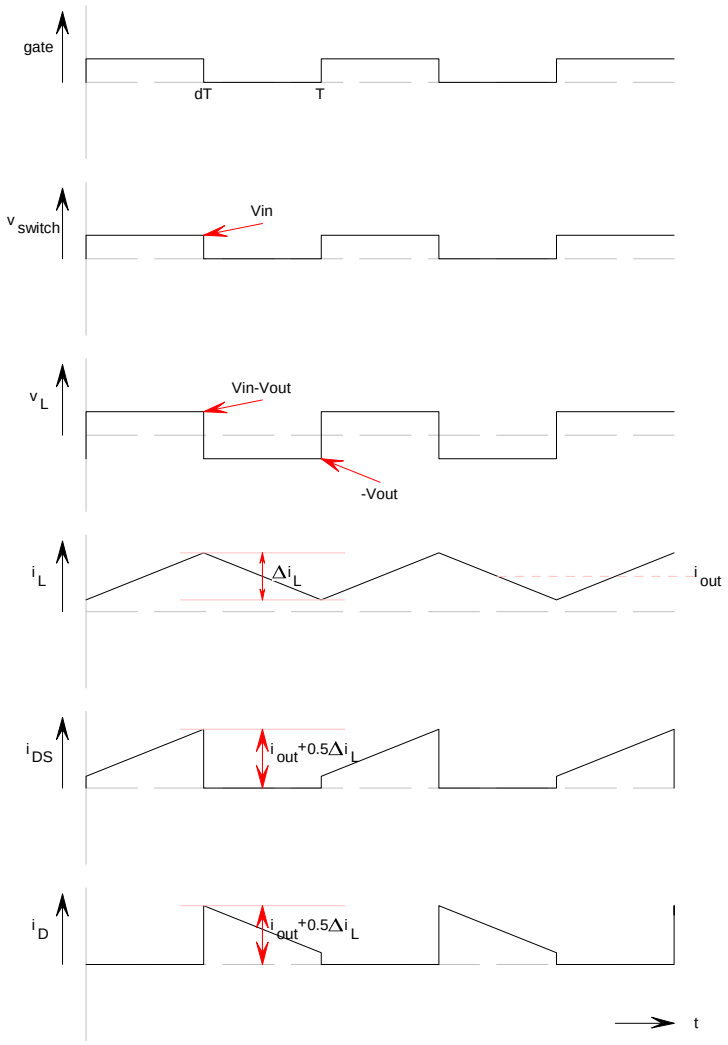
Figuur 5.1 toont het schakelschema van een step down-omvormer. De Mosfet werkt als schakelaar, die door middel van een puls-breedte-gemoduleerde regelspanning *gate* met hoge frequentie aan- en uitgeschakeld wordt. De verhouding tussen inschakeltijd en inschakelduur T_{on}/T heet duty-cycle d. Hierin is T de periodeduur en is gelijk aan $1/F_s$, waarin F_s de schakelfrequentie in Hertz is.

In figuur 5.2 zijn de golfvormen van de buck-converter weergeven

Omwille van de eenvoud nemen we nu aan dat de Mosfet en de diode geen spanningsverlies hebben gedurende het schakelen.

Tijdens het inschakelen van de Mosfet is de spanning V_{switch} gelijk aan V_{out}. Tijdens de blokkerende fase trekt de inductiviteit L stroom door de diode en de spanning V_{switch} wordt dus nul. Voorwaarde hiervoor is dat de stroom i_L nooit nul wordt.

Dit operationele geval noemt men continuous-mode. V_{switch} is dus een spanning die tussen V_{out} en nul Volt varieert, overeenkomend met de duty-cycle van het gate-signaal *gate*. Zie figuur 5.2. Het daaropvolgende laagdoorlaatfilter, samengesteld uit L en C, maakt van de gemiddelde waarde van V_{switch} de uitgangsspanning V_{out}. Dus $V_{out} = \bar{V}_{switch}$. Met andere woorden, voor de



Figuur 5.2: Buck converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, schakelende spanning op knooppunt 1, spoelspanning en spoelstroom, voor continue bedrijf.

continuous-mode geldt:

$$V_{out} = \frac{dT}{T} V_{in} \tag{5.1}$$

De uitgangsspanning is in continuous-mode alleen afhankelijk van de duty-cycle en de ingangsspanning. Ze is dus onafhankelijk van de belasting.
De stroom i_L loopt in de vorm van een driehoek. De gemiddelde waarde wordt bepaald door de belasting. De rimpel Δi_L is afhankelijk van L en kan met behulp van de Wet van de inductie berekend worden.

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} = L\frac{\Delta i_L}{\Delta t} \rightarrow \tag{5.2}$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot u_L \cdot \Delta t \rightarrow \tag{5.3}$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L}(V_{in} - V_{out}) \cdot dT \tag{5.4}$$

$$\Delta i_L = -\frac{1}{L}V_{out}(T - dT) \tag{5.5}$$

Met $V_{in} = \frac{dT}{T}V_{out}$ en een gekozen schakelfrequentie F_s volgt daaruit voor de continuous-mode:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L}(V_{in} - V_{out}) \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{F_s} \tag{5.6}$$

De rimpelstroom Δi_L is onafhankelijk van de belasting. De gemiddelde waarde van de stroom i_L is gelijk aan de uitgangsstroom I_{out}.

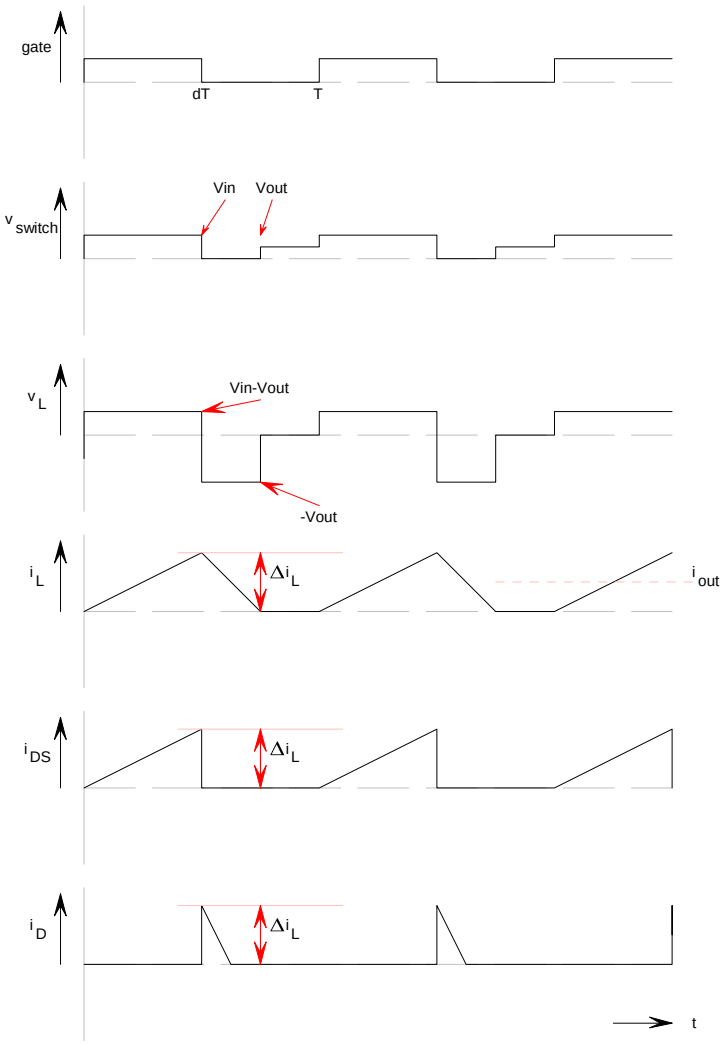
5.1 Discontinue bedrijf

Indien de spoel klein gekozen wordt, kan discontinue bedrijf optreden, zie figuur 5.3. De spoelstroom stijgt dusdanig snel en daalt dusdanig snel, dat deze nul wordt voordat de schakelaar opnieuw sluit. Er zitten dan ook leemtes in de spoel stroom en spreekt men van een discontinue bedrijf (discontinuous-mode). Bij geringe belastingsstroom I_{out}, namelijk wanneer $I_{out} \leq \frac{\Delta i_L}{2}$ is, wordt de stroom i_L nul. Men noemt dit discontinuous mode. In dat geval gelden de hierboven weergegeven berekeningen niet meer.

Voor de regeling van de omvormer kan dit van voordeel zijn, omdat de stroom nu altijd vanaf nul begint.
Wel moet erop gelet worden dat in discontinue bedrijf de maximale waarde van de stroom door de spoel altijd groter is dan in het geval van continue bedrijf. Hierdoor zal de spoel dus eerder in verzadiging kunnen gaan.

5.2 Dimensioneren

De dimensionering is grotendeels de berekening van L en C. Let op dat de hieronder volgende berekening voor de continue mode is. Voor de discontinue mode moet gelet worden op het feit dat de spoelstroom eerder nul wordt dan dat de Mosfet weer ingeschakeld wordt.
Eerst wordt een geschikte waarde voor Δi_L gekozen. Wanneer men Δi_L zeer klein kiest, dan leidt dit tot onevenredig grote inductiewaarden. Kiest men Δi_L zeer groot, dan wordt de op het tijdstip dT de door de Mosfet af te schakelende stroom zeer groot. Met andere woorden, de Mosfet wordt zwaar belast. Gebruikelijk is daarom de keuze: $\Delta i_L = 0.3 \ldots 0.4 \cdot I_{out}$. Indien de uitgangscondensator een lage ESR waarde heeft, kan ook wel een factor 0.6 gebruikt worden. Meer over de ESR aan het einde van dit hoofdstuk.



Figuur 5.3: Buck converter in discontinue bedrijf

Daaruit volgt dus voor L:

$$L = \frac{1}{\Delta i_L}(V_{in} - V_{out}) \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{F_s} \tag{5.7}$$

De maximale waarde van de inductiviteitsstroom bedraagt:

$$\hat{I} = I_{out} + \frac{1}{2}\Delta i_L \tag{5.8}$$

De effectieve spoelstroom bedraagt bij benadering: $I_{L_{eff}} \approx I_{out}$
De uitgangscondensator C kiest men zodanig dat de grensfrequentie van het LC- laagdoorlaatfilter een factor 100 tot 1000 onder de schakelfrequentie F_s ligt. Een nauwkeurige bepaling van de condensator hangt af van de maximale spanning die over de condensator mag staan en zijn equivalente serie weerstand ESR. Beide kunnen in de betreffende datasheet gevonden worden.

De rimpel Δi_L veroorzaakt bij de uitgangscondensator een rimpelspanning ΔV_{out}. Deze is in het hier relevante frequentiegebied hoofdzakelijk bepaald door de equivalente serie weerstand ESR van de uitgangscondensator

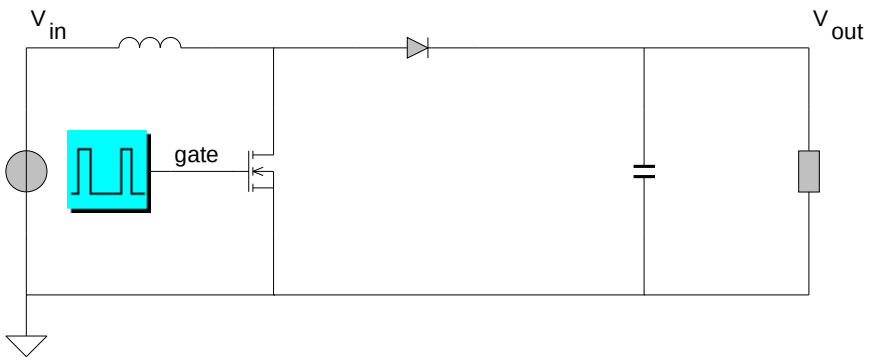
$$\Delta V_{out} \approx \Delta i_L \cdot ESR \tag{5.9}$$

De keuze van de uitgangscondensator hangt dus af van de equivalente serieweerstand ESR van de condensator. Om de rimpel zo klein mogelijk te houden wordt deze dus zo klein mogelijk gekozen.

Hoofdstuk 6

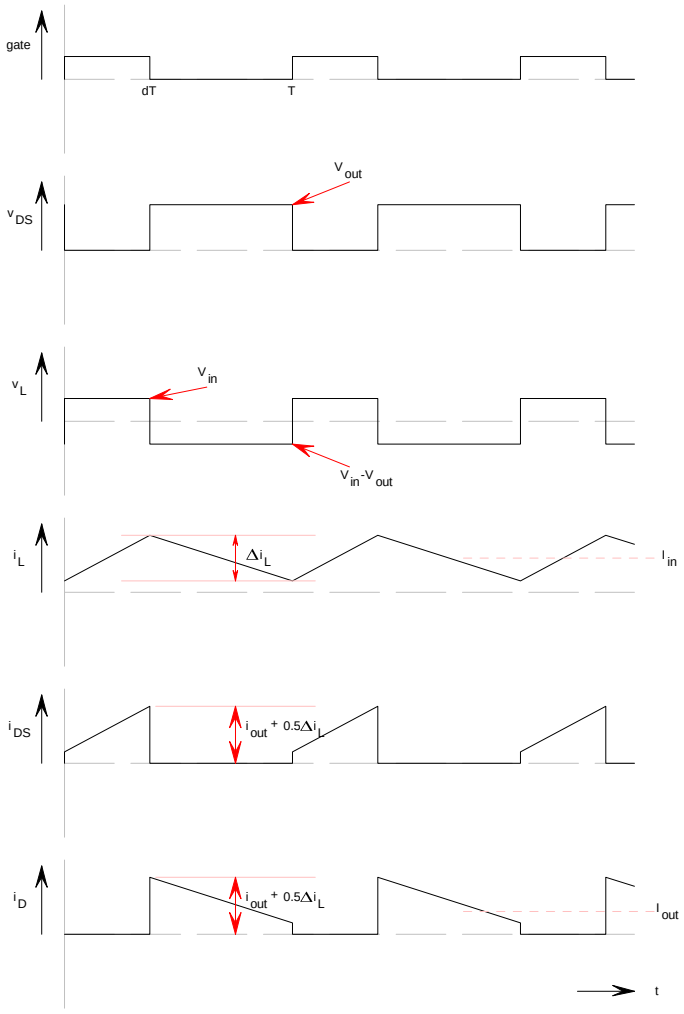
Boost converter

De step-up-omvormer zet een ingangsspanning om naar een hogere uitgangsspanning. Hij wordt ook wel boost converter genoemd. Step-up-omvormers worden gebruikt in vele batterij-gevoede apparaten waarin de elektronische component een hogere spanning nodig heeft dan de batterijspanning. Bijvoorbeeld in notebooks, mobiele telefoons en flitscamera's.



Figuur 6.1: Boost converter

Figuur 6.1 toont het schakelschema van een step-up-omvormer. De Mosfet werkt als schakelaar, die door middel van een puls-breedte-gemoduleerde regelspanning *gate* met hoge frequentie aan- en uitgeschakeld wordt.
In figuur 6.2 zijn de golfvormen van de boost-converter weergeven
Omwille van de eenvoud nemen we nu aan dat de Mosfet en de diode geen spanningsverlies hebben gedurende het schakelen.
Tijdens het inschakelen van de Mosfet staat de ingangsspanning V_{in} over de inductiviteit L en stijgt de stroom I_L door de spoel L]lineair. Schakelt de Mosfet uit, dan stroomt I_L over de diode verder en laadt de uitgangscondensator op. We kunnen dat ook anders beschrijven: tijdens de inschakelfase wordt energie in de inductiviteit opgeslagen. Deze wordt gedurende de blokkeerfase van de Mosfet via de diode aan de uitgangscondensator overgedragen. Wordt de Mosfet niet aangestuurd, dan wordt de uitgangscondensator over L en D al op $V_{out} = V_{in}$



Figuur 6.2: Boost converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, spanning V_{DS} over de Mosfet, spoelspanning en spoelstroom, stroom door de Mosfet en stroom door de diode voor continue bedrijf.

geladen. Wordt de Mosfet wel aangestuurd, dan stijgt de uitgangsspanning tot waarden die hoger zijn dan de ingangsspanning.

Net als bij de buck-converter maakt men een onderscheid tussen continuous-mode en discontinuous-mode, al naargelang de inductiestroom I_L in de tussentijd nul wordt of niet.

Voor de continuous-mode en voor stationair gebruik geldt de Wet van de Induc-

tie, zie figuur 6.2:

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} = L\frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \rightarrow$$
$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot u_L \cdot \Delta t \quad \rightarrow$$
$$\Delta {I_L}^{aan} = \frac{1}{L} V_{in} \cdot dT \tag{6.1}$$
$$\Delta {I_L}^{uit} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_{out}) \cdot (T - dT) \tag{6.2}$$

Hieruit volgt de afleiding van de spanningsverhouding tussen de ingangs-en uitgangsspanning, omdat ΔI_L tijdens inschakelen en uitschakelen gelijk is. Omdat de gemiddelde stroom door de spoel gelijk blijft, moet de opgaande stroom in L gelijk zijn aan de afnemende stroom. Daarom geldt dat gedurende dT de stroom $\Delta {I_L}^{aan}$ gelijk is aan $-\Delta {I_L}^{uit}$ gedurende $T - dT$

$$\Delta {I_L}^{aan} = -\Delta {I_L}^{uit} \quad \rightarrow$$
$$V_{in} \cdot dT = -(V_{in} - V_{out}) \cdot (T - dT) \quad \rightarrow$$
$$V_{in} \cdot dT + V_{in} \cdot (T - dT) = V_{out} \cdot (T - dT) \quad \rightarrow$$
$$V_{in} \cdot T = V_{out} \cdot (T - dT) \quad \rightarrow$$
$$V_{in} = V_{out} \cdot (1 - d) \tag{6.3}$$

wat geschrven kan worden als

$$V_{out} = V_{in}\frac{1}{1-d} \tag{6.4}$$

De uitgangsspanning is in continuous-mode alleen afhankelijk van de duty-cycle d en de ingangsspanningV_{in} en is onafhankelijk van de belasting.
De step-up-omvormer is niet kortsluitbestendig, omdat er geen uitschakelelement aanwezig is.
Ook kan de boost-converter niet zonder belasting werken. De reden: bij niet-gereguleerde werking, dus met aansturing met een vaste constante duty-cycle d, kan de step-up-omvormer niet in een uit-stand staan. Met elke puls wordt namelijk energie van de inductiviteit naar de uitgangscondensator gepompt. In stationaire stand zou de spanning daardoor continu stijgen, totdat onderdelen vernietigd worden.

6.1 Dimensioneren

Voor het dimensioneren van de Boost-converter is de berekening van L en C belangrijk. Net als bij de buck-converter wordt als basis voor de keuze van L een rimpelstroom van circa 40% genomen. Voor de step-up-omvormer betekent dat: $\Delta I_L \approx 0.4 \cdot I_{in}$. De ingangsstroom kan met een vermogensbalans bepaald worden:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_{out} \cdot I_{out} \rightarrow$$
$$I_{in} = I_{out}\frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{6.5}$$

De rimpelstroom ΔI_Lwordt hierdoor

$$\Delta I_L = 0.4 \cdot I_{out} \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{6.6}$$

Daarmee geldt voor L met behulp van 6.1:

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} V_{in} \cdot dT \tag{6.7}$$

en met behulp van 6.3 en:

$$\begin{aligned} V_{out} = V_{in} \frac{1}{1-d} \quad &\rightarrow \\ V_{out} - d \cdot V_{out} = V_{in} \quad &\rightarrow \\ d = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \quad & \end{aligned} \tag{6.8}$$

kan de waarde van L direct uit de in-en uitgangsspanning, rimpelstroom en schakelfrequentie bepaald worden

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (V_{out} - V_{in}) \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \frac{1}{F_s} \tag{6.9}$$

De maximale waarde van de inductiviteitsstroom bedraagt

$$\hat{I}_L = I_{in} + \frac{1}{2} \Delta I_L \tag{6.10}$$

De effectiviteitswaarde bedraagt bij benadering: $I_{Leff} \approx I_{out}$.

De uitgangscondensator wordt pulsvorming geladen (zie figuur 6.2). De rimpel ΔV_{out}, die ontstaat als gevolg van de pulserende laadstroom I_D, wordt grotendeels bepaald door de serieweerstand ESR van de uitgangscondensator C.

$$\Delta V_{out} \approx I_D \cdot ESR \tag{6.11}$$

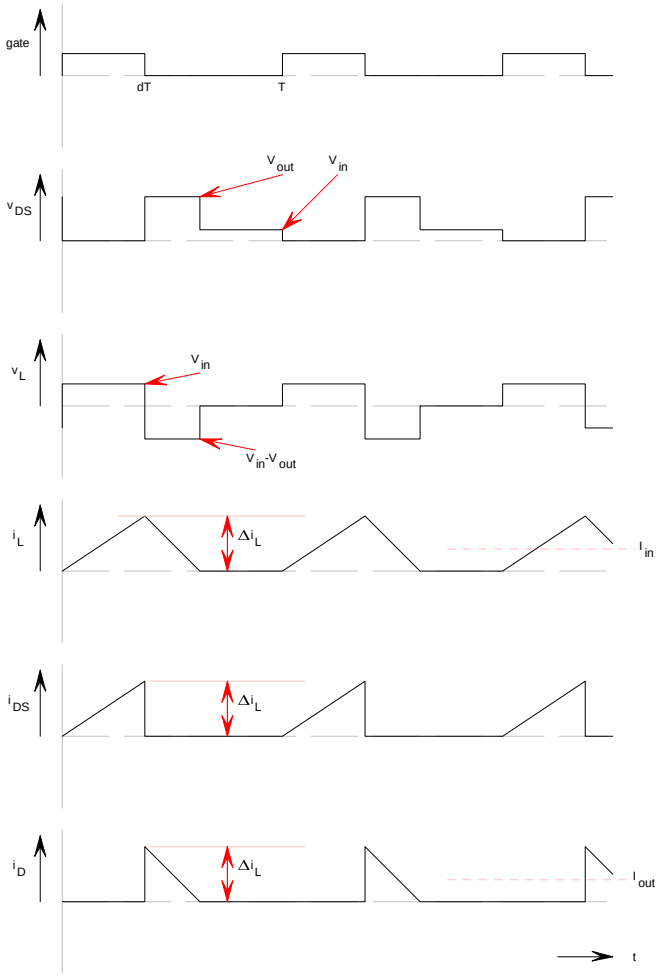
Dit laat zien dat een condensator genomen moet worden met een zo klein mogelijke serieweerstand ESR.

6.2 Discontinue bedrijf

Om de boost-converter stabieler te krijgen werkt deze vaak in discontinuous-mode, zie figuur 6.3. Dit betekent dat

$$\frac{1}{2} \Delta I_L \geq I_{out} \tag{6.12}$$

Een boost-omvormer wordt vaak in de discontinue mode bedreven omdat hij dan veel makkelijker regelbaar wordt. Dit lijkt te komen omdat de stroom dan altijd vanaf nul begint. In werkelijkheid wordt de orde van de schakeling met 1 verlaagd. Dat klinkt heel moeilijk, maar betekend dat het voor de schakeling al lastiger wordt om te oscilleren. In het geval van de Boost-omvormer wordt de orde gelijk aan een laag-doorlaatfilter en die kan helemaal niet oscilleren. Dit is de hoofdreden dat een omvormer in discontinue mode bedreven worden wordt.

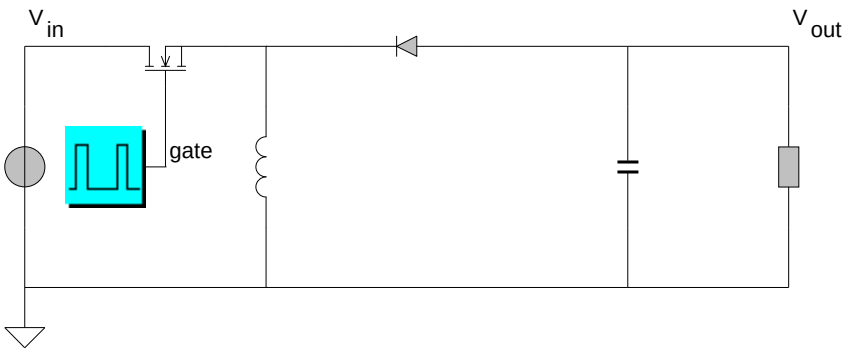


Figuur 6.3: Boost converter in discontinue bedrijf

Hoofdstuk 7

Buck-Boost converter

De inverterende omvormer (Ook wel buck-boost-converter genoemd) zet een positieve ingangsspannning om in een negatieve uitgangsspanning.



Figuur 7.1: Buck-Boost converter

Figuur 7.1 toont het schakelschema van een inverterende omvormer. De Mosfet werkt als schakelaar, die door middel van een puls-breedte-gemoduleerde regelspanning *gate* aan- en uitgeschakeld wordt. Tijdens de inschakelfase van de Mosfet neemt de strom I_L lineair toe. Tijdens de blokkeerfase wordt de uitgangscondensator geladen. Let op de stroom- en spanningsrichtingen in figuur 7.2.

De uitgangsspanning bedraagt voor de continuous-mode:

$$V_{out} = -V_{in}\frac{dT}{T - dT} \tag{7.1}$$

En voor de gemiddelde spoelstroom I_L geldt:

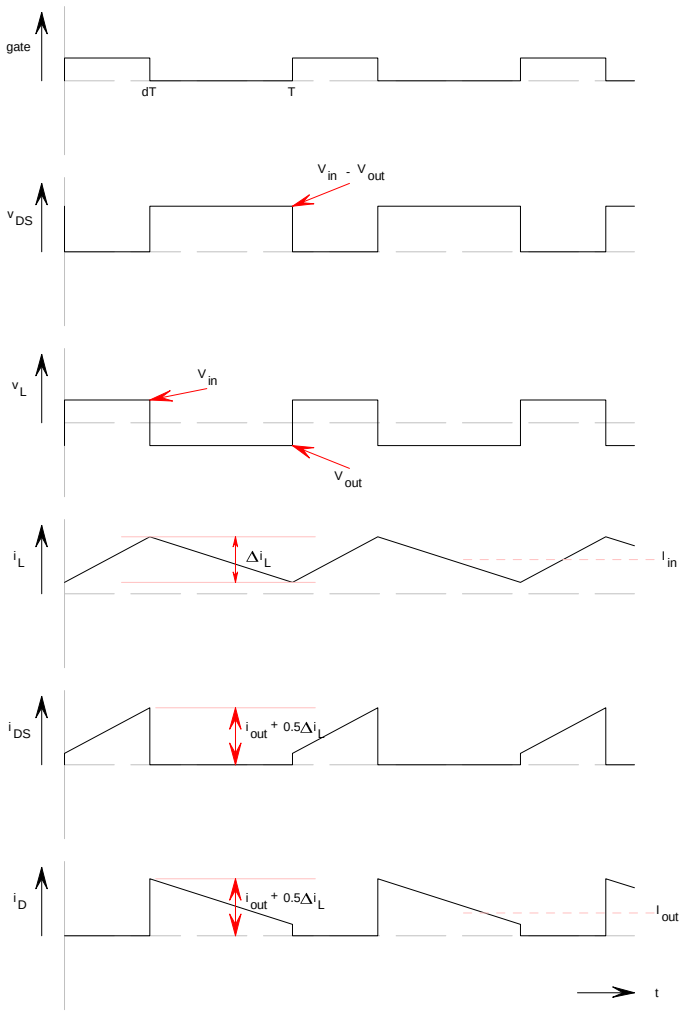
$$\begin{aligned} \bar{I_L} &= I_{out}\frac{T}{T - dT} \rightarrow \\ &= I_{out}(\frac{V_{out}}{V_{in}} + 1) \end{aligned} \tag{7.2}$$

en de rimpelstroom ΔI_L kan uit figuur 7.2 afgeleid worden.

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{1}{L} V_{in} \cdot dT \rightarrow \\ &= \frac{1}{L} \cdot \frac{V_{in} \cdot V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \cdot \frac{1}{F_s} \end{aligned} \tag{7.3}$$

7.1 Discontinue bedrijf

Indien de spoel te klein gekozen wordt, kan discontinue bedrijf optreden. De spoelstroom stijgt dusdanig snel en daalt dusdanig snel, dat deze nul wordt

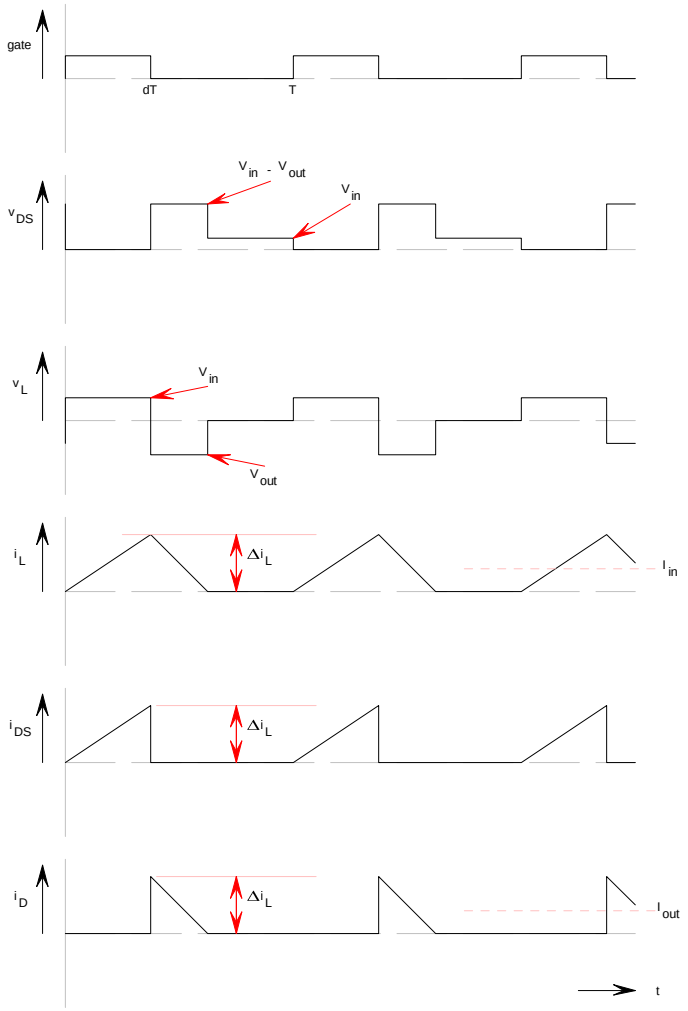


Figuur 7.2: Buck-Boost converter, van boven naar beneden, Mosfet-gate signaal, schakelende spanning op knooppunt 1, spoelspanning en spoelstroom, voor continue bedrijf.

voordat de schakelaar opnieuw sluit. Er zitten dan ook leemtes in de spoelstroom en spreekt men van een discontinue bedrijf. Voor de regeling van de omvormer kan dit van voordeel zijn, omdat de stroom nu altijd vanaf nul begint
Bij geringe belastingsstroom I_{out}, namelijk wanneer $I_{out} \leq \frac{\Delta i_L}{2}$ is, wordt de stroom i_L nul. Men noemt dit discontinuous-mode. In dat geval gelden de hierboven weergegeven berekeningen niet meer.

7.2 Inverteerde uitgangsspanning

Omdat de uitgangsspanning van de inverterende omvormer negatief is ten opzichte van de ingangsspanning, is er een aardingsprobleem. Want, aan de in-



Figuur 7.3: Buck-Boost converter in discontinue bedrijf

gang is een positieve spanning en meestal is de aarde verbonden met de min-aansluiting van de voeding. De uitgangsspanning is nu negatief, dus wordt de ingangs-min-aansluiting nu automatisch de positieve uitgangs-plus-aansluiting, terwijl de min-aansluiting nu bij de diode zit. Dit is praktisch gezien erg lastig en daarom zie je deze schakeling niet zo vaak. Omdat je de spanning zowel hoger als lager dan de ingangsspanning kan maken, is het principe van de overzetverhouding in deze schakeling wel handig. De oplossing is om ergens een galvanische scheiding tussen uitgang en ingang aan te brengen. Dit kan je doen op de plek van de spoel. De energieoverdracht van de primaire naar secundaire zijde in deze omvormer gaat via de spoel. Je slaat energie op in de spoel die je vervolgens weer naar de uitgang brengt. Door nu de spoel te vervangen door twee gekoppelde spoelen, die over het primaire en secundaire gedeelte verdeeld worden, creeer je galvanische scheiding en kan je de polariteit van de uitgangsspanning omdraaien.
Het principe van gekoppelde spoelen om een galvanische scheiding tussen de primaire en secundaire zijde van de omvormer te maken wordt veelvuldig toegepast in praktische realisaties van schakelende omvormers. Tevens komt hier nog het voordeel bij dat je door middel van de gekoppelde spoelen gratis en wikkelverhouding kan introduceren, die als spanningstransformatie werkt. door het toepassen van de gekoppelde spoelen behaal je dus twee extra voordelen:

- Galvanische scheiding tussen ingang en uitgang
- Met behulp van de wikkelverhouding kan je de verhouding tussen in- en uitgangsspanning schalen

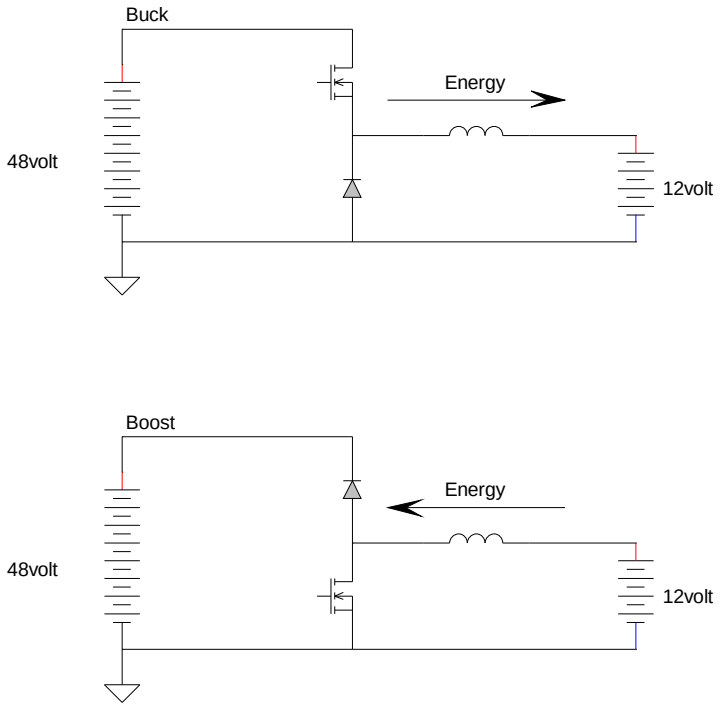
Er bestaan verschillende omvormers met gekoppelde spoelen die in het volgende deel besproken worden. Maar vergeet niet. Er is niets nieuws onder de zon. Ze zijn alle afgeleid van de drie basis omvormers die in dit deel besproken zijn; de Buck, Boost en Buck-boost omvormer.

Hoofdstuk 8

Bidirectionele converter

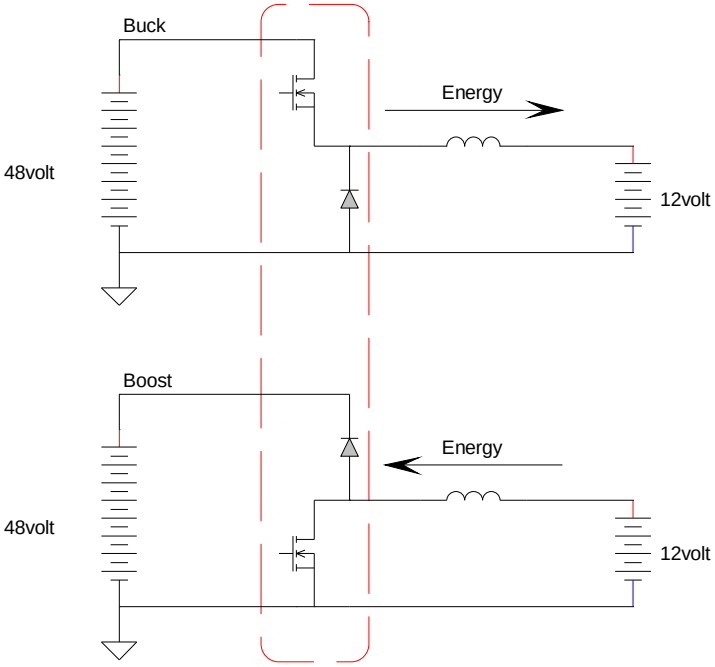
Stel je hebt een batterij van 12 volt en je hebt een batterij van 48 volt en je wilt ze met elkaar verbinden. De voorwaarde is wel dat je energie van die 12volt batterij in de 48volt batterij wilt sturen en omgekeerd. Daarvoor heb je een bidirectionele omvormer nodig. In de meest eenvoudige vorm heb je in één richting een Buck-omvormer en in de andere richting een Boost-omvormer nodig.

In figuur 8.1 zijn beide omvormers getekend. Bij de Buck-omvormer kan de energie alleen van de 48volt batterij naar de 12 batterij en in de Boost-omvormer kan de energie alleen van de 12volt batterij naar de 48 batterij.



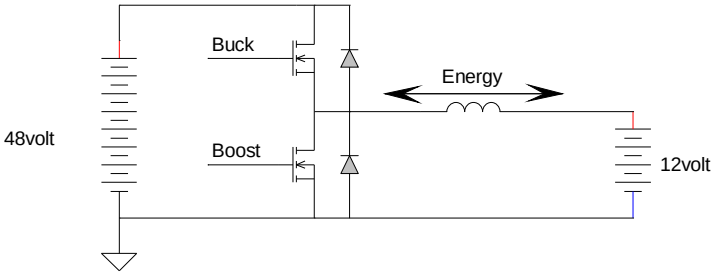
Figuur 8.1: Buck en Boost omvormer.

In figuur 8.2 is de overeenkomst al duidelijk zichtbaar. De spoel zit altijd aan de lagere spanningskant, omdat deze in het ene geval een spoel in de Buck-omvormer is en in het andere geval een spoel in de Boost-omvormer is.



Figuur 8.2: Combinatie van een Buck en Boost omvormer.

Door nu de Mosfets en diodes te combineren kan er en bidirectionele-omvormer van gemaaatk worden. De Mosfets en vrijloop-diodes worden als het ware in de andere schakeling geschoven en hierdoor ontstaat en topologie met twee bidirectionele schakelaars. Nog altijd is de Buck-omvormer nodig om van en hoge lage spanning te gaan en omgekeerd wordt de Boost-omvormer gebruikt, zie figuur 8.3.



Figuur 8.3: Combinatie van een Buck en Boost omvormer.

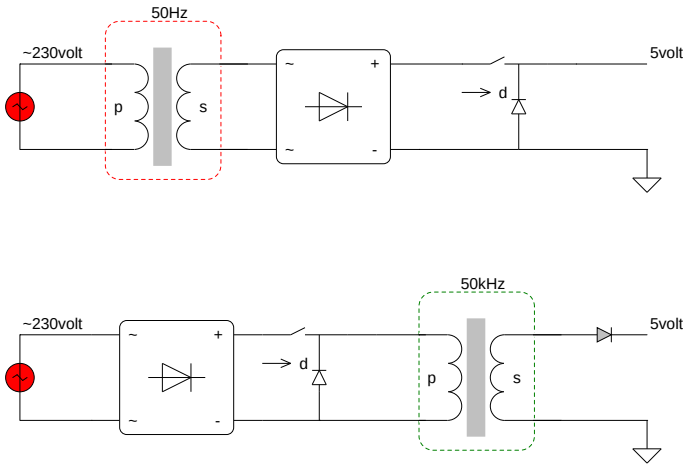
Deel III

Geisoleerde schakelende voedingen

Hoofdstuk 9

Geïsoleerde omvormers

De meeste omvormers zullen gebruikt worden om van de netspanning, een wisselspanning die per land varieert tussen de 110 tot 240 volt, een stabiele lage gelijkspanning van enkele volts te maken. De omvormers uit het vorige deel, Buck, Boost en Buck-Boost, hebben een gelijkgerichte spanning aan de ingang nodig. Deze moet in verhouding tot de netspanning van 110 tot 240 volt, laag zijn, bijvoorbeeld 12 volt, om een Buck converter met 9 volt uitgang te voeden. Dit betekent dus dat er een dure, zware transformator in de voeding nodig is.



Figuur 9.1: Secundaire(bovenste figuur) en Primaire(onderste figuur) geschakelde voeding.

Maar dat kan anders!

Daarvoor moet er een basisprincipe van de magnetica goed begrepen worden en dat is de afhankelijkheid van de grootte van de transformator van de frequentie van de wisselspanning. Des te hoger de frequentie, des te kleiner kan de transformator worden. Dit komt doordat de flux in de transformator (ook wel *volt-seconden* genoemd), het product is van spanning en tijdsduur dat de spanning over de wikkeling staat.

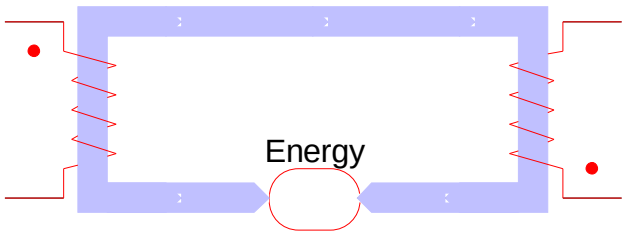
Om een transformator niet in verzadiging te laten gaan bij de $50Hz$ netspanning, moet deze groot zijn. Door nu de frequentie van $50Hz$ te verhogen naar b.v. $50kHz$, verkleint de periodeduur van $20ms$ naar $20\mu s$. Dat is een factor 1000 kleiner en daarom kan de transformator ook veel kleiner worden. In de geïsoleerde off-line omvormers is daarom een transformator die met een hoge schakelfrequentie aangestuurd wordt. Het voordeel is dat de grote netspanningstransformator niet meer nodig is.
Er is nu galvanische scheiding tussen de ingangs- en uitgangsspanning en met behulp van de wikkelverhouding kan een hoge ingangsspanning naar een veel lagere uitgangsspanning getransformeerd worden.

Figuur 9.2: Transformator.

Deze galvanisch gescheiden magnetische omzetter kan op twee wijzen uitgevoerd worden:

- Transformator
- Gekoppelde spoelen

Bij de transformator zijn de wikkelingen rond een kern van ferromagnetisch materiaal gewikkeld. Een wisselspanning op de primaire zijde is direkt zichtbaar aan de secundaire zijde. De inductiviteit van de wikkelingen hangt af van het aantal wikkelingen en voor een goede koppeling worden er altijd veel wikkelingen gebruikt. Om die reden is de inductiviteit van de wikkelingen hoog en loopt er een kleine magnetiseringsstroom. Meer hierover in het deel over magnetische componenten. Belangrijk is het om te weten dat de inductiviteit hoog is.
In het geval van gekoppelde spoelen wil je juist heel veel stroom door de wikkelingen hebben en veel energie opslaan. Dat bereik je door een luchtspleet in



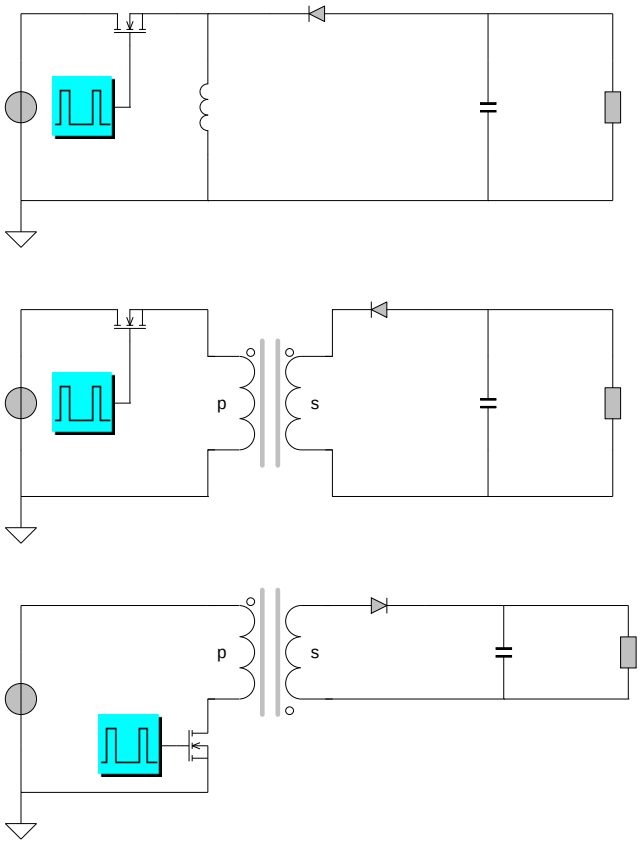
Figuur 9.3: Gekoppelde spoelen. Energie opslag in de luchtspleet, omdat B overal gelijk is en H in de luchtspleet het grootst is en de hoeveelheid energie gelijk is aan het product $B \cdot H$.

de kern aan te brengen. Deze luchtspleet is niet zichtbaar maar zit als kleine 'luchtbelletjes' in het materiaal verstopt.
Er zijn een aantal verschillende typen off-line omvormers. Dit hangt af van de wijze waarop we de energie van de primaire wikkeling naar de secundaire wikkeling doorgeven. De omvormer zelf is gebaseerd op één van de drie basis-omvormers, Buck, Boost en Buck-Boost, uit het vorige deel. Simpel gezegd zijn er maar drie soorten die afgeleid kunnen worden:

- **Flyback**
  afgeleid van de Buck-Boost omvormer
- **Forward**
  afgeleid van de Buck omvormer
- **Push-Pull**
  afgeleid van de Buck omvormer

9.1 Flyback

In de Buck-Boost wordt in iedere periode als de schakelaar dicht is, energie in de spoel opgeslagen, die in de tweede helft van de periode door de vrijloopdiode aan de uitgang wordt afgegeven. Door nu de spoel met een primaire en secundaire wikkeling uit te voeren, ontstaat de Flyback omvormer.
Bij de flyback zit de energie in de gekoppelde spoelen opgeslagen. De spoelstroom moet groot kunnen worden zonder in verzadiging te gaan, dus de spoel heeft een lage inductiviteit. Dit verkrijg je door een luchtspleet in de kern aan te brengen. De inductiviteit wordt kleiner, omdat je een deel van het magnetische materiaal met lucht vervangt. Een spoel zonder magnetisch materiaal heeft de kleinste inductieve waarde.
Alle overige off-line omvormers zijn afgeleid van de Buck omvormer. De Flyback is de enige die van een andere dan Buck converter is afgeleid. Hij is wel de populairste om van een hoge spanning op een relatief eenvoudige en goedkope wijze een lagere spanning te maken en je vindt hem daarom dan ook veelvuldig terug in allerlei adapters voor kleine vermogens.

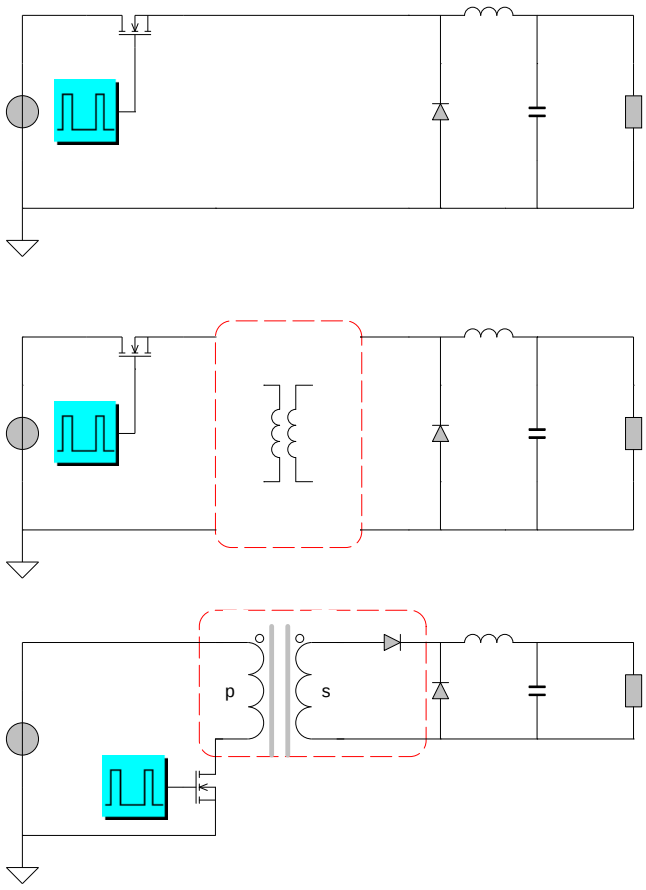


Figuur 9.4: Buck-Boost, Buck-Boost met gekoppelde spoelen, Flyback waarbij de schakelaar aan de massa zit.

Het verschil tussen de Forward en Push-Pull converter is dat de Forward converter maar de helft van de magnetische kern gebruikt, terwijl de Push-Pull converter de flux in de kern afwisselend positief en negatief maakt. Bij de Forward converter wordt er maar één helft van de $B-H$ curve gebruikt, maar meer hierover in het hoofdstuk over magnetische materialen.

9.2 Forward

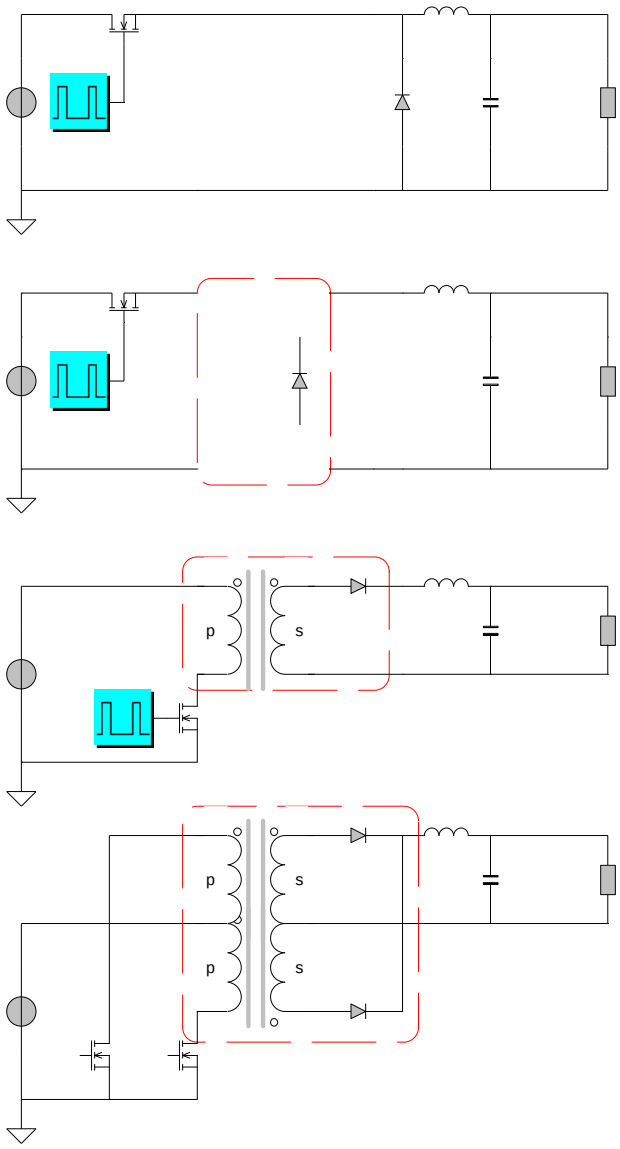
De Forward converter is simpel gezegd een Buck converter, waarbij de geschakelde pulsvormige spanning via een transformator omgezet wordt naar een hogere of lagere spanning. Na de transformator met een seriediode, (zodat er alleen maar een positieve spanning uit de transformator gebruikt kan worden), volgt het uitgangsfilter met nog een vrijloopdiode. De stroom door de spoel in het uitgangscircuit kan dus vrijlopen door deze diode. De transformator en seriediode zijn binnen het rood omrande gebied in figuur 9.5 weergegeven.



Figuur 9.5: Buck omvormer, Buck met scheiding, Forward waarbij de schakelaar aan de massa zit en 1 diode zorgt voor gelijkrichting van de getransformeerde puls.

9.3 Push-Pull

Bij de Push-Pull converters wordt de vrijloopdiode van de Buck converter in serie gezet met de secundaire wikkeling. De primaire wikkeling duwt (push) en trekt(pull) de stroom door de transformator. Deze stroom kan direct aan de secundaire zijde door het uitgangsfilter stromen.
De spanning van de transformator wordt gelijkgericht en aan het uitgangsfilter doorgegeven. De vrijloopdiode is dezelfde als de gelijkrichtdiodes binnen het rood omrande kader in figuur 9.6. Vrijloop zoals in een Buck converter door de vrijloopdiode is er nog steeds, omdat als de schakelaar uit staat, de spanning over de primaire en secundaire wikkeling van de transformator gelijk aan 0 volt wordt. Hierdoor 'ziet' het vrijloopcircuit de secundaire wikkeling niet en wordt de vrijloop aan de uitgang net zoals in een Buck converter.

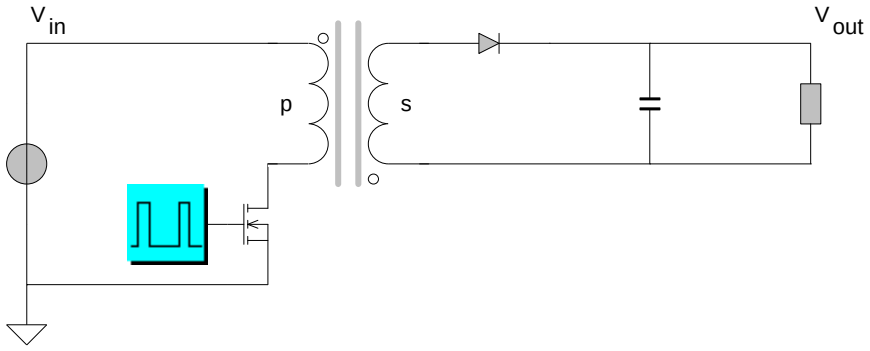


Figuur 9.6: Buck omvormer, Buck met scheiding, Push-Pull waarbij de schakelaar aan de massa zit en de vrijloopdiode in serie met de secundaire wikkeling, dubbele uitvoering, zodat de kern volledig benut wordt.

Hoofdstuk 10

Flyback converter

De flyback-converter behoort tot de primair geschakelde omvormers, wat betekent dat hij beschikt over een galvanische scheiding tussen in- en uitgang. Flyback converters worden toegepast in bijna alle elektronische apparaten op netvoeding met klein tot middelgroot vermogen (een paar Watt tot ongeveer $500W$). Voorbeelden zijn televisies, personal computers, printers en voedingen voor mobiele apparaten.
Het aantal onderdelen in een flyback-converter is klein. Ze hebben ten opzichte van bijna alle andere geschakelde voedingen het voordeel dat er meerdere galvanisch gescheiden en geregelde uitgangsspanningen in gerealiseerd kunnen worden.



Figuur 10.1: Flyback converter

Figuur 10.1 toont het schakelschema van een flyback converter. De Mosfet werkt als schakelaar, die door middel van een puls-breedte-gemoduleerde regelspanning *gate* aan- en uitgeschakeld wordt. Als de Mosfet aan staat, is de primaire spanning van de zogenaamde gekoppelde spoel gelijk aan de ingangsspanning V_{in} en de stroom I_p neemt lineair toe. Tijdens deze fase wordt energie in de gekoppelde spoel opgeslagen. De secundaire wikkeling is in deze fase spanningsloos, omdat de diode is uitgeschakeld. Wanneer de Mosfet nu uitschakelt, dan wordt I_p onderbroken en de spanning op de transformator poolt om, conform de Wet van de Inductie. De diode gaat nu geleiden en de secundaire wikkeling

voert de stroom naar de condensator C.

Tijdens de geleidende fase van de Mosfet is de Drain-Source-spanning V_{DS} gelijk aan nul. Tijdens de blokkerende fase wordt de uitgangsspanning V_{out} naar de primaire zijde getransformeerd, zodat de Drain-Source-spanning V_{DS} van de Mosfet de theoretische waarde $V_{DS} = V_{in} + (N_p/N_s)V_{out}$ aanneemt. De Mosfet in een flyback-converter die voor het $230V/50Hz$-net is gedimensioneerd, heeft tijdens de blokkerende fase een spanning van ongeveer $700V$. In de praktijk ligt de spanning zelfs hoger, omdat er een inductiespanning bij komt, veroorzaakt door de parasitaire strooi-inductiveiten van de transformator. De Mosfet in flyback converters voor het 230V-net moet daarom een blokkeerspanning van minstens $800V$ tot $1000V$hebben.

De transformator is geen 'normale' transformator. In plaats daarvan heeft hij de taak energie op te slaan tijdens de geleidende fase en die tijdens de blokkeringsfase af te geven aan de secundaire zijde. De transformator is dan ook een gekoppelde spoel met een primaire en een secundaire wikkeling. Hij heeft dus een luchtspleet. Transformatoren voor flyback-converters heten dan ook gekoppelde spoelen. Om de met de primaire stroom opgeslagen energie bij het uitschakelen van de Mosfet aan de secundaire zijde goed af te kunnen geven, moeten beide wikkelingen zeer goed magnetisch gekoppeld zijn.

10.1 Dimensioneren

Voor de primaire spanning van de gekoppelde spoel V_{in} moet gelden dat in stationair bedrijf het gemiddelde $\bar{V_{in}}$ gelijk is aan nul. (Anders zou de stroom tot onmetelijk hoge waarden stijgen).
Hieruit volgt:

$$V_{in} \cdot dT = V_{out} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot_T -dT) \tag{10.1}$$

en

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{dT}{T - dT} \tag{10.2}$$

Men kiest de overbrengingsverhouding zodanig, dat bij de nominale werking de tijd om de spoelkern te magnetiseren dT bijna gelijk is aan de tijd $(T - dT)$ om de magnetisering van de spoelkern weer af te bouwen. Daaruit volgt voor de overbrengingsverhouding:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \tag{10.3}$$

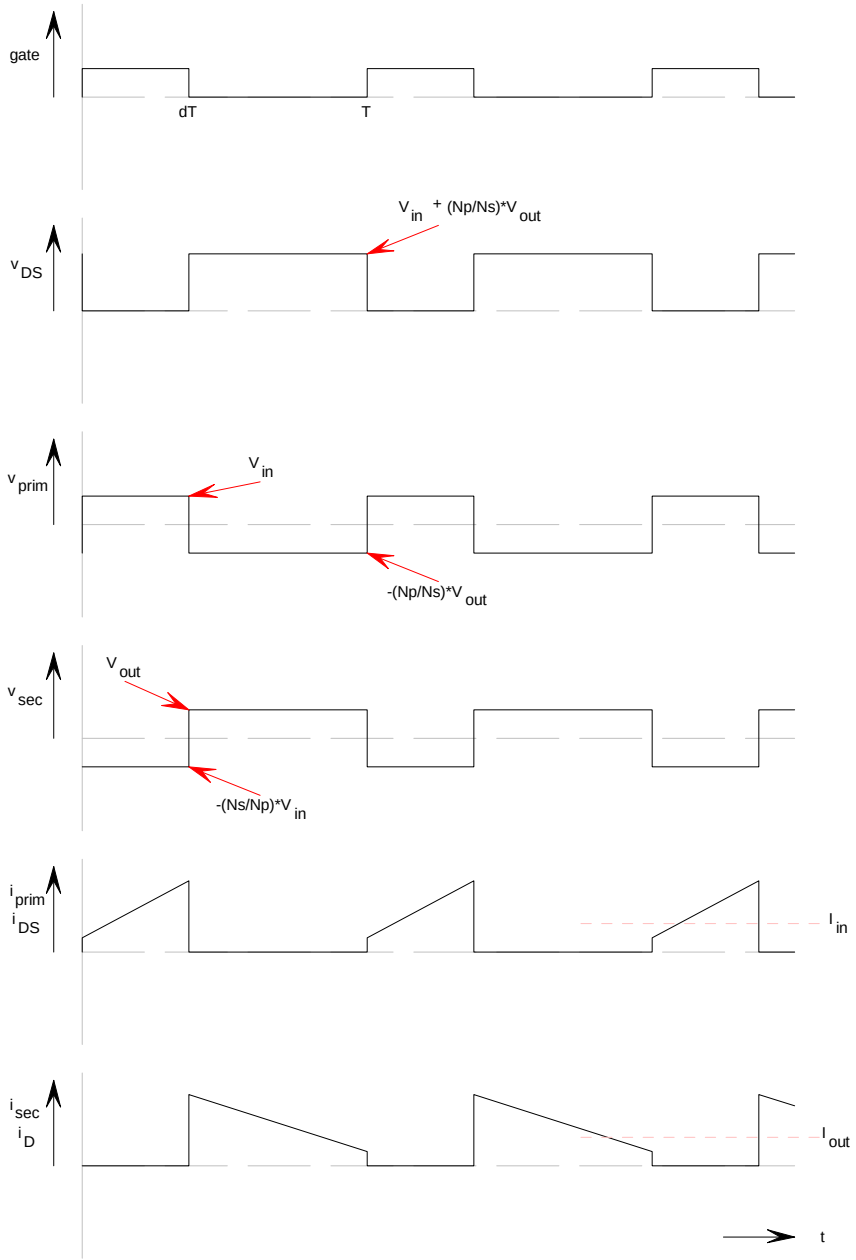
Voor de benodigde blokkeerspanning voor de Mosfet en de diode volgt dan:

Mosfet:

$$V_{DS} = V_{in} + V_{out} \cdot \frac{N_p}{N_s} \approx 2 \cdot V_{in} \tag{10.4}$$

Diode:

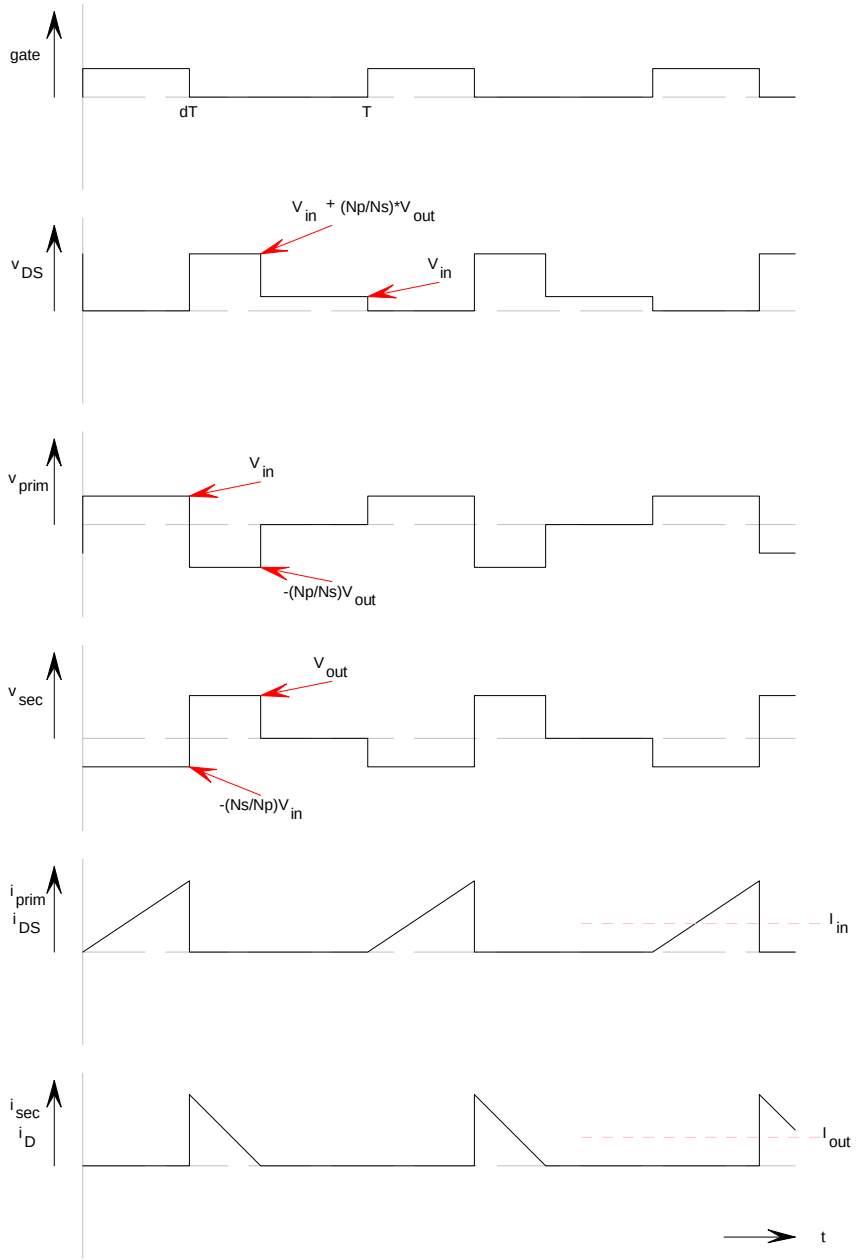
$$U_R = V_{out} + V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \approx 2 \cdot V_{out} \tag{10.5}$$



Figuur 10.2: Flyback converter golfvormen

10.2 Snubber-circuit

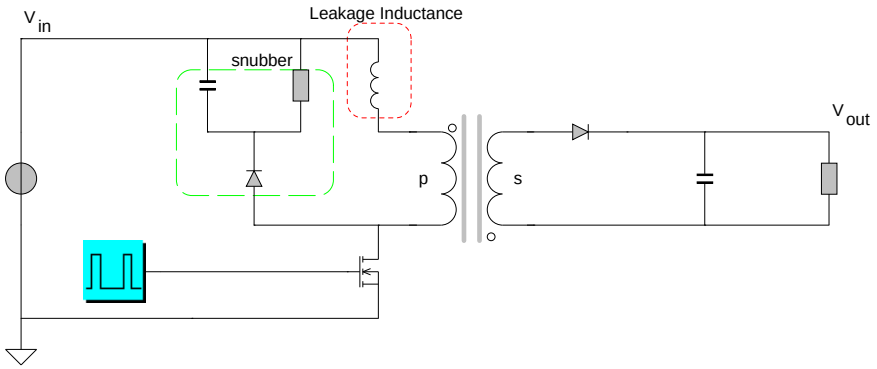
In de praktijk moet de blokkeerspanning voor de Mosfet aanzienlijk hoger gekozen worden, omdat op het moment van uitschakelen de stroom uit de primaire parasitaire strooi-inductantie L_σ niet door de secundaire wikkeling overgenomen wordt. Om de resulterende overspanningen op een aanvaardbaar peil te houden,



Figuur 10.3: Flyback converter golfvormen voor discontinuous-mode

heeft men een snubber-circuit nodig, zie figuur 10.4.

De stroom in de parasitaire strooi-inductantie L_σ wordt bij het uitschakelen door de diode $D_{snubber}$ in het snubber-circuit overgenomen en deze laadt de condensator $C_{snubber}$ op. De weerstand $R_{snubber}$ voert het vermogensverlies af. Indien de componenten $R_{snubber}$, $C_{snubber}$ en $D_{snubber}$ in het snubber-circuit



Figuur 10.4: Flyback converter met snubber-circuit

geschikt moeten zijn voor $230V$-toepassingen, zal over de condensator $C_{snubber}$ een gelijkspanning van ongeveer $100V$ komen te staan.

10.3 Gekoppelde spoelen

Voor de dimensionering van de gekoppelde spoel berekenen we allereerst de primaire inductantie L_p. Deze moet tijdens de geleidende fase de bij de uitgang benodigde energie opslaan. Deze bedraagt: $W = P_{out} \cdot T$, waarin T de periode-duur is van de schakelfrequentie F_s. Deze energie moet in nominaal bedrijf tijdens de halve periode-duur dT in de primaire spoel geladen worden, waarna deze energie gedurende de tweede helft van de periode-duur $T - dT$ via de secundaire wikkeling aan de uitgang afgegeven kan worden.
Verder is de primaire spoel zo ontworpen, dat tijdens nominaal bedrijf de primaire spoelstroom net op de grens loopt tussen continue- en discontinue-mode, dat wil zeggen de primaire stroom begint in elke periode op nul (zie figuur 10.5). Dit geeft voor de gekoppelde spoel dan zijn kleinst mogelijke afmetingen en volume.
Wel moet rekening gehouden worden met spreiding van de parameters van de componenten en wat extra ruimte voor de regeling in het geval van een stap in de belasting aan de uitgang. De energie in de spoelkern bedraagt aan het einde van de magnetiseringstijd $dT = T/2$ dan:

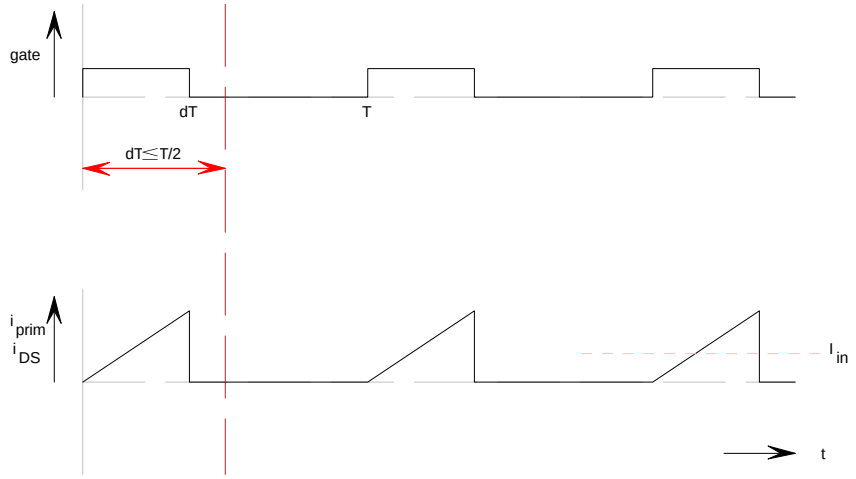
$$W = V_{in} \frac{\hat{I}_p}{2} \frac{T}{2} \tag{10.6}$$

De in de primaire spoel L_p opgeslagen energie wordt dan:

$$W = \frac{1}{2} L_p \hat{I}_1^2 \tag{10.7}$$

Uit deze berekeningen kan de waarde van de primaire spoel afgeleid worden:

$$L_p \approx \frac{{V_{in}}^2}{8 \cdot P_{out} \cdot f} \cdot \eta \tag{10.8}$$



Figuur 10.5: Primaire stroom in de Flyback converter in discontinuous-mode begint altijd bij 0. De duty-cycle mag maximaal $d = 0.5$ zijn.

De efficiency η moet hier geschat worden, omdat er op dit moment van de berekening nog geen concrete waarde beschikbaar is. Een voorzichtig optimistische $\eta \approx 0.75 \cdots 0,85$ is in veel gevallen juist.

De piekwaarde van de stroom I_p bedraagt:

$$\hat{I}_p = \frac{4 \cdot P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \tag{10.9}$$

De effectieve waarde van de stroom I_p is:

$${I_p}^{eff} = \frac{\hat{I}_p}{\sqrt{6}} \tag{10.10}$$

De transformatorkern en de gegevens van de wikkeling kunnen nu bepaald worden. Dit doen we in een volgend hoofdstuk.

OPMERKING:
De kern van de gekoppelde spoel moet een voldoende grote luchtspleet hebben, zodat hierin het grootste deel van de energie in het magnetisch veld kan worden opgeslagen.

10.4 Condensatoren

De keuze van condensator C bepaalt de rimpel ΔV_{out} van de uitgangsspanning. Deze rimpel hangt grotendeels af van de grootte van de condensator en van de interne serieweerstand ESR van C:

De rimpel veroorzaakt door de condensator zelf is ongeveer

$$\Delta V_{out}^{C} \approx \Delta I_s \cdot 2\pi \cdot F_s \cdot C \tag{10.11}$$

en de rimpel veroorzaakt door de serieweerstand ESR is ongeveer

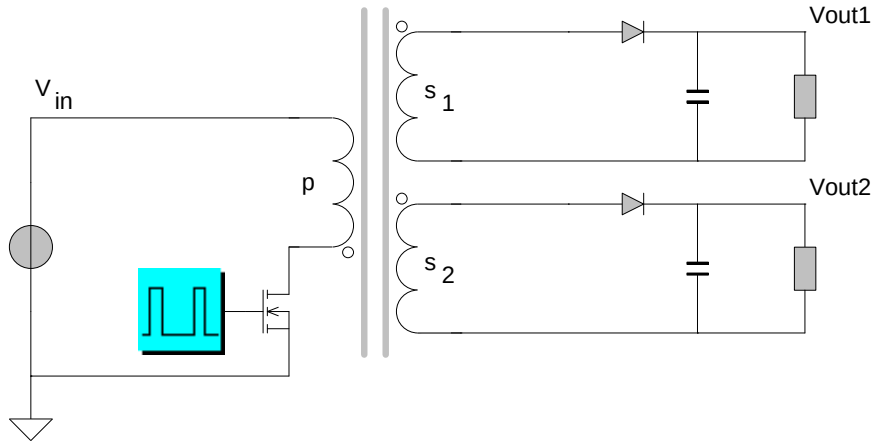
$$\Delta V_{out}^{ESR} \approx \Delta I_s \cdot ESR \tag{10.12}$$

De grootste van deze twee rimpelspanningen is praktisch gezien een maat voor de rimpelspanning. Omdat de twee rimpelspanningen verschillend van vorm zijn en bijna 90° uit fase verschoven zijn, is de uiteindelijke rimpelspanning aan de uitgang niet exact de som van beide rimpelspanningen ΔV_{out}^{C} en ΔV_{out}^{ESR}. Voor een eventuele ingangscondensator C_{ingang} die tussen de netspannings-gelijkrichter en de ingang van de flyback geplaatst wordt, geldt voor het $230V/50Hz$-net:

$$C_{ingang} \approx \frac{1\mu F}{W} \cdot P_{in} \tag{10.13}$$

10.5 Meerdere uitgangen

Een speciaal kenmerk van de flyback-converter is de mogelijkheid meerdere uitgangsspanningen te genereren en constant te houden door middel van een regeling (zie figuur 10.6).



Figuur 10.6: Flyback converter met twee uitgangen

Wanneer de uitgangsspanning wordt geregeld door middel van het varieëren van de duty-cycle van het gate-signaal voor de Mosfet, dan is de spanning V_{s2} over de wikkelverhouding vast aan V_{s2} gekoppeld.

$$\frac{V_{s1}}{V_{s2}} = \frac{N_{s1}}{N_{s2}} \tag{10.14}$$

De in L_p opgeslagen energie wordt gedurende de blokkeerfase altijd zo verdeeld, dat de spanningen V_{s1} en V_{s2} overeenkomen qua wikkelverhouding.
Ook is het gebruikelijk om de auxiliary wikkeling hiervoor te gebruiken. Deze wikkeling wordt gebruikt om de voedingsspanning van het regel-IC voor de omvormer te maken.

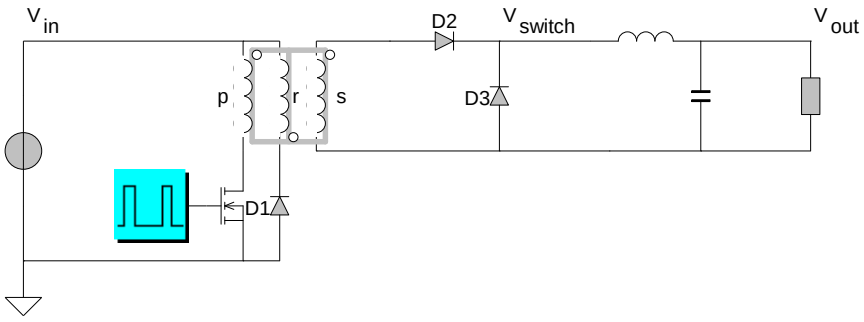
Hoofdstuk 11

Forward converter

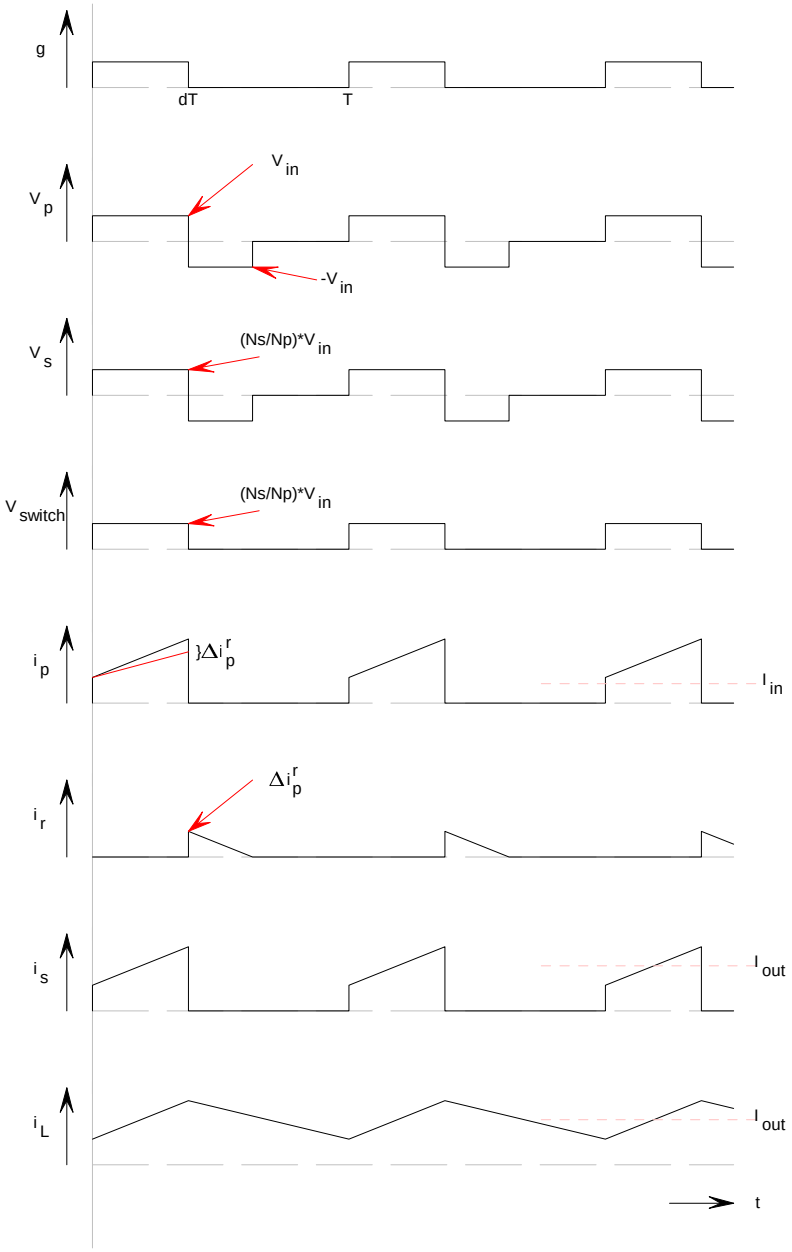
De forward-converter is afgeleid van de buck-converter, door de spoel te vervangen door twee gekoppelde spoelen. Hierdoor kan ook de Mosfet aan de massa verbonden worden, wat het makkelijker maakt om de Mosfet aan te sturen. Door de wikkelverhouding van de gekoppelde spoelen is de uitgangsspanning schaalbaar ten opzichte van de ingangsspanning. Er zijn twee uitvoeringsvormen van de forward converter, met een enkele Mosfet en met twee Mosfet's.

11.1 Single ended forward converter

De single ended forward converter (ook wel single switch forward converter genoemd) behoort tot de primair geschakelde voedingen. Dat betekent dat hij een galvanische scheiding heeft tussen tussen in- en uitgang. Hij is geschikt voor vermogens tot circa $1kW$.



Figuur 11.1: Forward converter



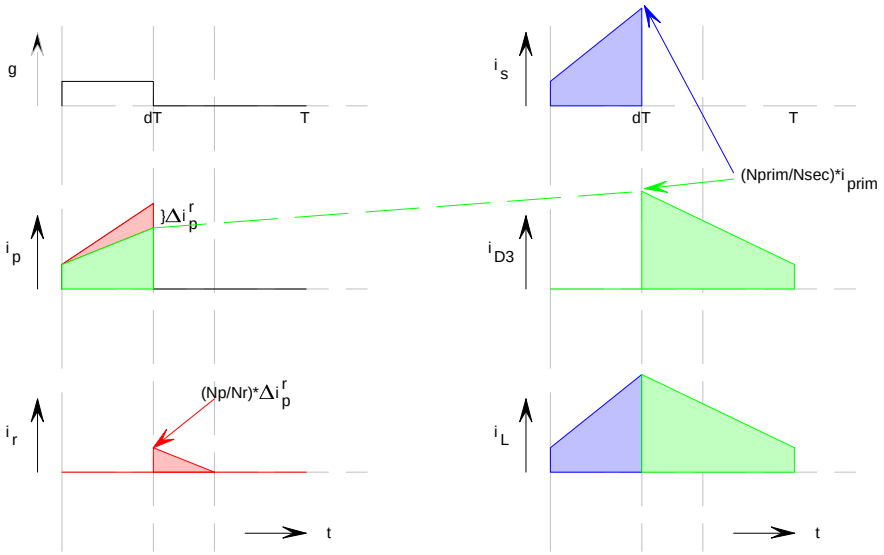
Figuur 11.2: Forward converter waveforms

De forward converter brengt energie over als de Mosfet ingeschakeld is. Tijdens deze geleidende fase van de Mosfet (gate-signaal is hoog) is de spanning V_p over de primaire wikkeling gelijk aan de ingangsspanning. De secundaire wikkeling N_s loopt in dezelfde richting als de primaire wikkeling N_p, zodat in de geleidende fase van de Mosfet op de secundaire wikkeling N_s een spanning aanwezig is van $V_s = V_{in}\frac{N_s}{N_p}$. Vanwege de spanning V_s op de secundaire wikkeling loopt

er een stroom I_s door diode D_2, die gelijk is aan de stroom I_L door de spoel L in het uitgangsfilter die de condensator C_a op laadt.

Tijdens de blokkeerfase van de Mosfet (gate-signaal is laag) zijn de wikkelingen N_p en N_s stroomloos. De stroom I_L door de spoel L kan vrijlopen via de diode D_3. De diode D_3 heeft dezelfde functie als de diode in de buck-converter en wordt daarom ook de vrijloopdiode genoemd. De spanning V_{switch} is op dit moment nul.

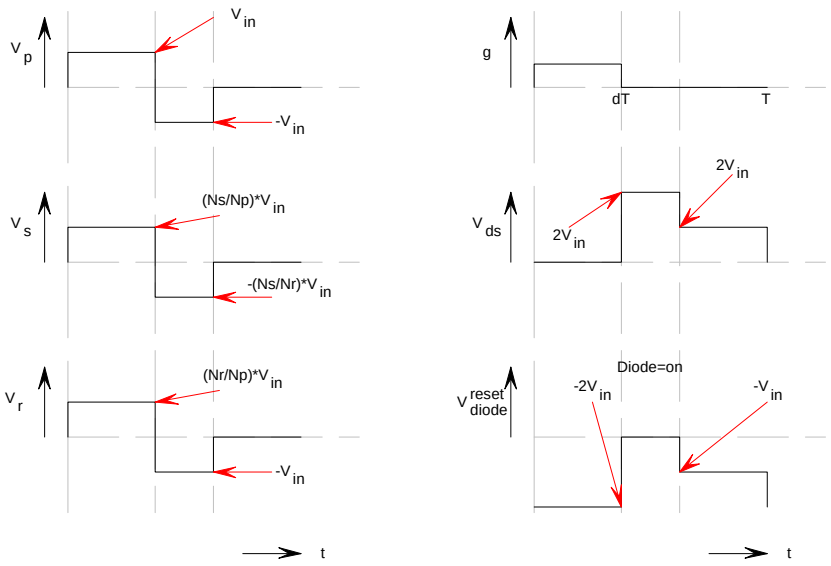
Tijdens de blokkeerfase van de Mosfet (gate-signaal is laag) moet de magnetische flux in de transformator worden verminderd. De transformatorkern wordt via Reset-wikkeling N_r gedemagnetiseerd door deze via de diode D_1 aan de ingangsspanning te leggen. De wikkeling N_r heeft hetzelfde aantal windingen als N_p. Daardoor is voor het demagnetiseren dezelfde tijd nodig als voor het magnetiseren. De Mosfet moet daarom minstens zo lang uitgeschakeld blijven als hij daarvoor was ingeschakeld. De maximale duty-cycle dT/T bedraagt bij single ended forward converters derhalve maximaal $d \leq 0.5$.



Figuur 11.3: Forward converter primaire en secundaire windingen

Tijdens de blokkeerfase van de Mosfet (gate-signaal is laag), staat over de Reset-wikkeling N_r, ook wel demagnetiseringsspoel genoemd, de spanning V_{in}. Deze transformeert terug naar N_p, zodat $V_p = -V_{in}$. Daardoor heeft de Mosfet in de blokkeerfase de blokkeerspanning $V_{DS} = 2 \cdot V_{in}$.

De transformator is, in tegenstelling tot de gekoppelde spoelen van de flyback-converter, een 'normale' transformator. Hij heeft geen luchtspleet, dus de magnetiseringsstroom blijft klein.



Figuur 11.4: Forward converter primaire en secundaire spanningen en spanning over de Mosfet en reset diode.

De belangrijkste kenmerken van de forward converter zijn:

- De blokkeerspanning van de Mosfet moet $V_{DS} > 2 \cdot V_{in}$ bedragen.
- De wikkelingen N_p en N_r moeten zeer goed gekoppeld zijn. Er is een snubber-circuit nodig, zoals te zien in de figuur 10.4 van de flyback converter.
- De single-ended forward converter kan, in tegenstelling tot de flyback converter alleen maar één geregelde uitgangsspanning hebben, niet twee of meerdere zoals de flyback converter kan hebben.
- De maximaal toelaatbare duty-cycle bedraagt $d \leq 0.5$.

11.2 Dimensioneren

De uitgangsspanning V_{out} is gelijk aan het gemiddelde van de spanning V_{switch}. De maximaal toegestane duty-cycle bedraagt 0.5. Daarmee wordt de uitgangsspanning:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{dT}{T} \tag{11.1}$$

Hieruit volgt de wikkelverhouding voor de transformator:

$$\frac{N_s}{N_p} = 2 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{11.2}$$

en

$$N_p = N_{Reset} \tag{11.3}$$

Voor de berekening van de spoel L wordt, net als bij de buck converter, eerst een rimpelstroom ΔI_L gekozen. Deze ligt gewoonlijk op 40% van de uitgangsstroom:

$$\Delta I_L \approx 0,2 \cdot I_a \tag{11.4}$$

Met de maximale duty-cycle van $d = 0.5$ wordt:

$$L = \frac{V_{out} \cdot T/2}{\Delta I_L} \tag{11.5}$$

De keuze van C bepaalt de grootte van de rimpelspanning ΔV_{out} van de uitgangsspanning. Deze hangt grotendeels af van de serieweerstand ESR van de condensator C en van de grootte van de condensator C:
De rimpel veroorzaakt door de condensator zelf is ongeveer

$$\Delta V_{out}^{C} \approx \Delta I_L \cdot 2\pi \cdot F_s \cdot C \tag{11.6}$$

en de rimpel veroorzaakt door de serieweerstand ESR is ongeveer

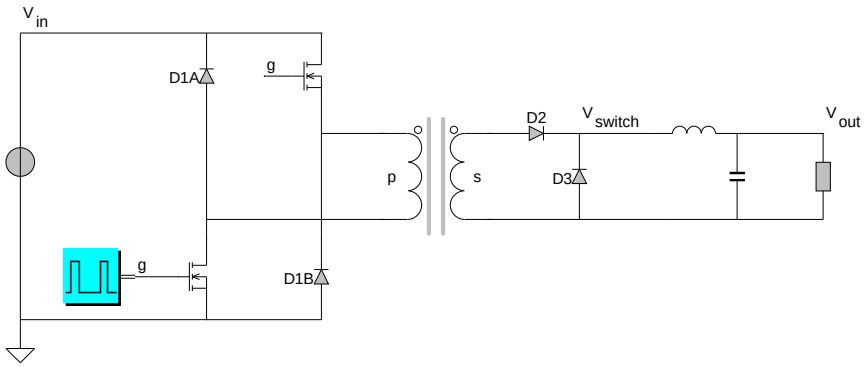
$$\Delta V_{out}^{ESR} \approx \Delta I_L \cdot ESR \tag{11.7}$$

Net als bij de andere converters, is de grootste van deze twee rimpelspanningen praktisch gezien een maat voor de maximale rimpelspanning op de uitgang. Omdat de twee rimpelspanningen verschillend van vorm zijn en bijna 90° uit fase verschoven zijn, is de uiteindelijke rimpelspanning aan de uitgang niet exact de som van beide rimpelspanningen ΔV_{out}^{C} en ΔV_{out}^{ESR}.
Voor de ingangscondensator C_e geldt voor het 230V/50Hz-net: Voor een eventuele ingangscondensator C_{ingang} die tussen de netspannings-gelijkrichter en de ingang van de flyback geplaatst wordt, geldt voor het $230V/50Hz$-net:

$$C_{ingang} \approx \frac{1\mu F}{W} \cdot P_{in} \tag{11.8}$$

11.3 Two-switch forward converter

De Two-switch forward converter is een variant van de single ended forward converter.
De Mosfets schakelen beide gelijktijdig en worden met hetzelfde aanstuur-signaal *gate* aangestuurd.
Tijdens de geleidende fase van de Mosfets ligt de ingangsspanning V_{in} over de primaire wikkeling N_p. Na het uitschakelen van de Mosfets wordt de transformator via de diodes D_{1A} en D_{1B} door de negatieve ingangsspanning $-V_{in}$ gedemagnetiseerd.
In tegenstelling tot de single-ended forward converter heeft deze converter het voordeel dat de maximale spanning over de Mosfets gelijk is aan de ingangsspanning V_{in}. Daardoor is de resetwikkeling N_r niet nodig en is de koppeling tussen de transformatorwikkelingen niet meer zo kritisch. Ten opzichte van de single-ended forward converter is deze two-switch converter dus voor veel grotere vermogens geschikt.



Figuur 11.5: Forward converter met twee Mosfet's

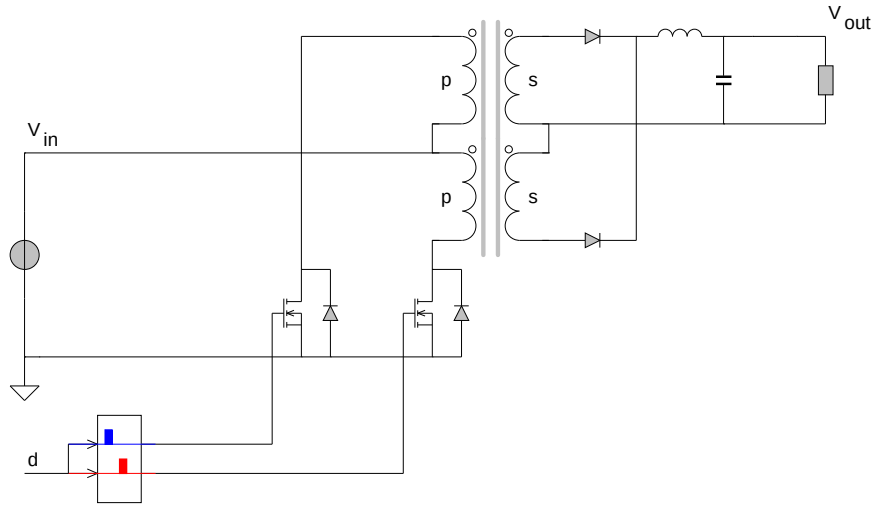
De berekening van de uitgangsspanning en de transformatorwikkelingen komt overeen met de single-ended converter.

- Bij de Two-switch forward converter moet de blokkeerspanning van de Mosfet maximaal $V_{DS} = V_{in}$ bedragen.
- De Two-switch forward converter is geschikt voor vermogens tot enkele kW. Hij is zeer eenvoudig te bouwen en te gebruiken.

Hoofdstuk 12

Push-pull converters

In vergelijking met de andere omvormers is het principe van de Push-Pull dat via de DC-gesoleerde transformator de energie eerst via de ene primaire transformatorwikkeling erin geduwd wordt (Push) en daarna via de andere primaire wikkeling (Pull) erin getrokken wordt. Omdat je dit als een wisselspanning kan zien, betekent dit ook dat de kern van de transformator volledig benut wordt. Daarom is deze omvormer voor hogere vermogens geschikt.
Er zijn verschillende uitvoeringen van de Push-Pull omvormer, die in dit hoofdstuk besproken worden.



Figuur 12.1: Push-Pull omvormer

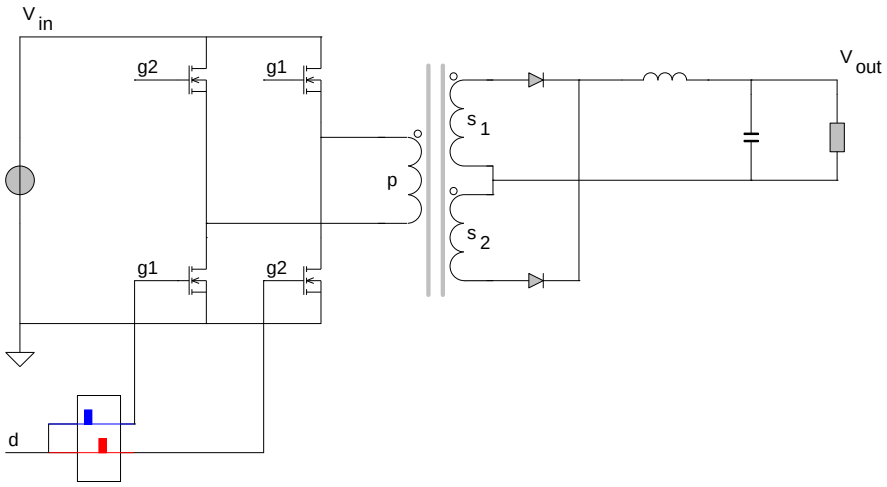
12.1 Push-Pull 2 Mosfet

Dit is de basisuitvoering van de Push-Pull omvormer. In deze topologie, zie figuur 12.1 zijn twee Mosfets toegepast die beide met de driver aan de massa

aangesloten zijn. Dit maakt het ontwerp van de driver veel eenvoudiger.
Hij heeft relatief weinig componenten, maar ondanks dat de praktische realisatie eenvoudig lijkt, is de benutting van de kern is niet altijd even goed te balanceren. Belangrijk is dat het veld in de magnetische kern symmetrisch verdeeld blijft, of met andere woorden, de magnetische kern mag niet bij aansturing van de eerste Mosfet in verzadiging gaan, terwijl hij bij aansturing van de tweede Mosfet bijna geen veld opbouwt.

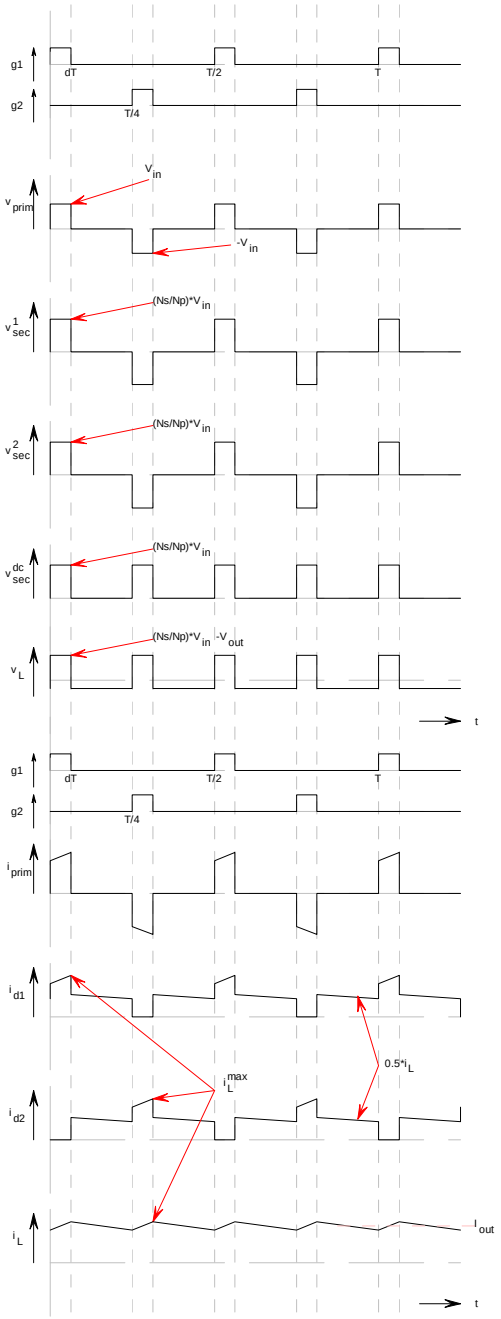
12.2 De fullbridge push-pull converter

Door gebruik te maken van een volle brug kan de primaire transformatorwikkeling met zowel een positieve als een negatieve spanning gevoed worden. Hierdoor wordt er in feite een wisselspanning op de transformator gezet.



Figuur 12.2: Push-Pull volle brug omvormer

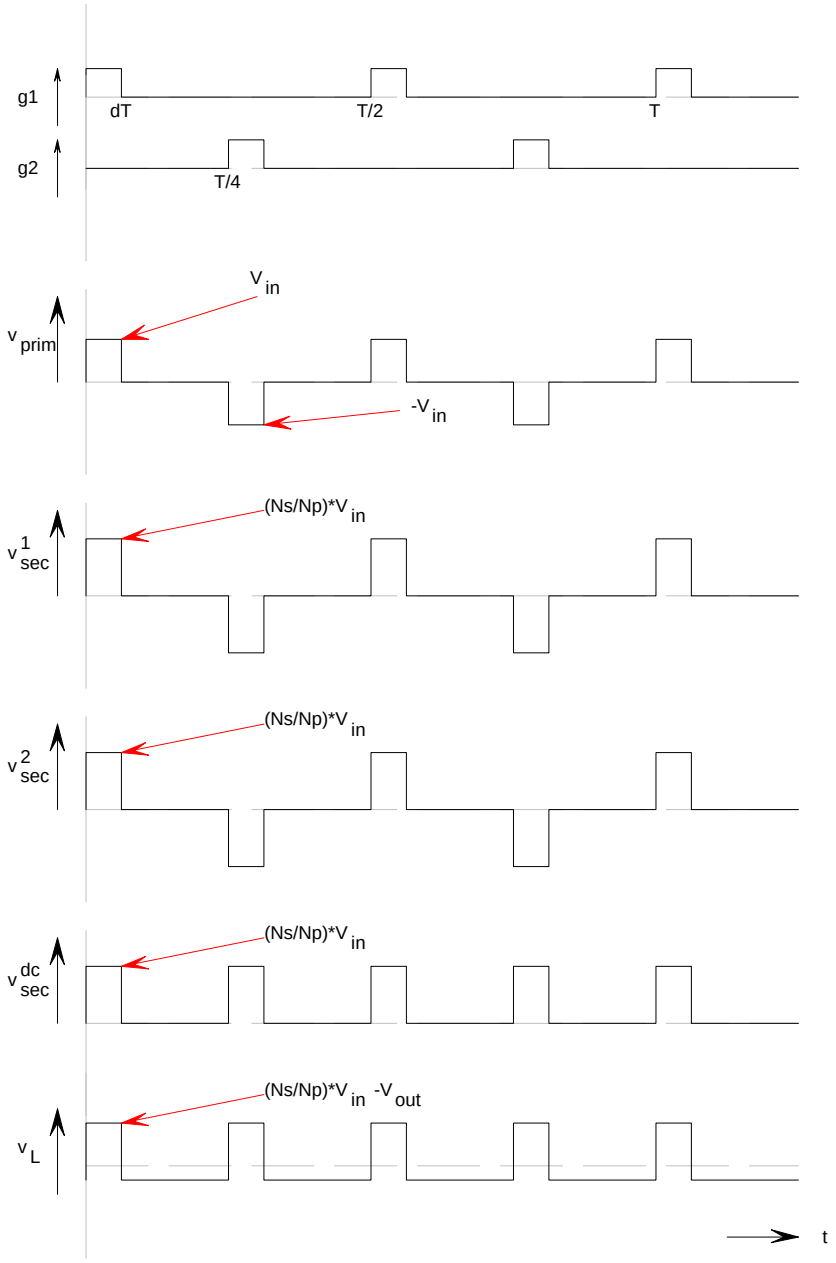
De Mosfets die via $gate_1$ worden aangestuurd, zetten gedurende de eerste halve periode een positieve spanning op de transformator. De Mosfets die via $gate_2$ worden aangestuurd, zetten gedurende de tweede halve periode een negatieve spanning op de transformator. In beide gevallen wordt energie overgedragen.
De transformatorspanning U_1 kan, al naar gelang de transistors T_1, T_4, of T_2, T_3, of geen enkele leidend is, de toestand $U_1 = U_e$, $U_1 = -U_e$ of $U_1 = 0$ aannemen. Op de secundaire zijde wordt de wisselspanning gelijkgericht en over L en C_a afgevlakt.



Figuur 12.3: Push-Pull halve brug omvormer, spanningen en stromen

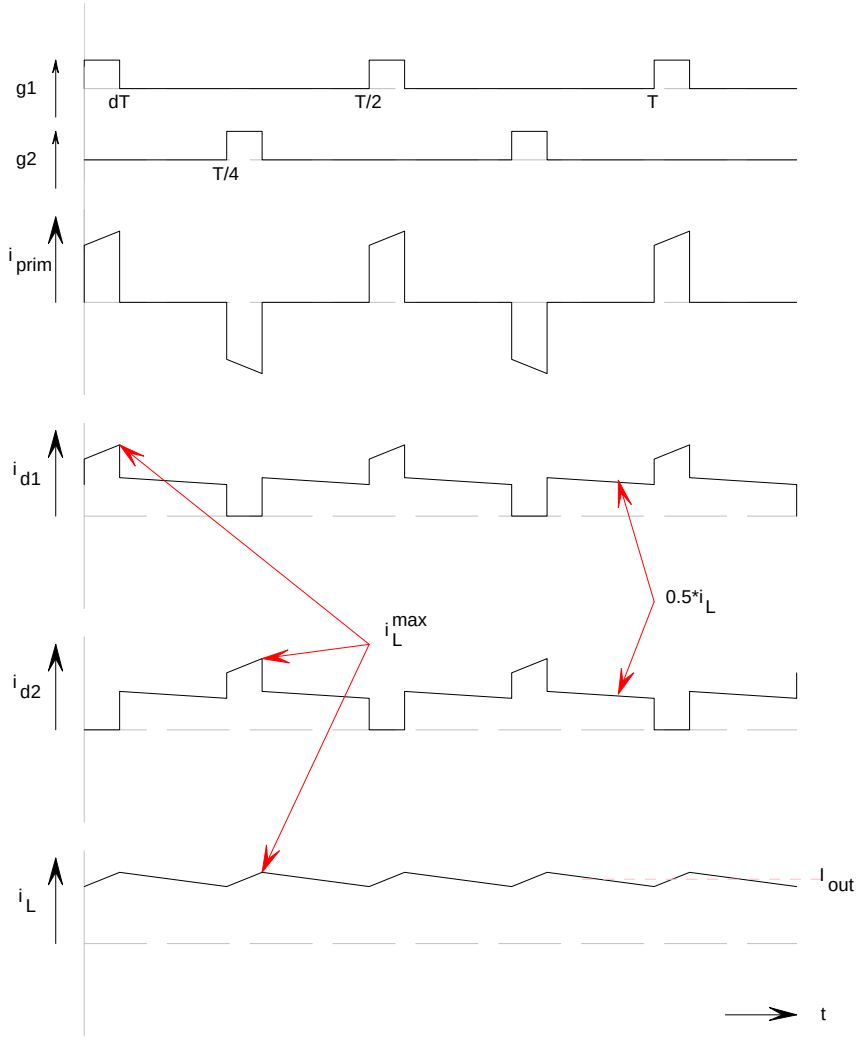
Voor de continuous mode geldt:

$$U_a = U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_1}{T} \tag{12.1}$$



Figuur 12.4: Push-Pull halve brug omvormer, spanningen

De duty cycle $\frac{t_1}{T}$ kan hier theoretisch op 1 gesteld worden. In de praktijk klopt dit echter niet helemaal, omdat de boven elkaar geplaatste transistors T_1, T_2, respectievelijk T_3 en T_4 met een korte delay moeten worden aangesloten, opdat er geen kortsluiting door T_1 en T_2 optreedt.



Figuur 12.5: Push-Pull halve brug omvormer, stromen

Als wikkelingsverhouding is gekozen:

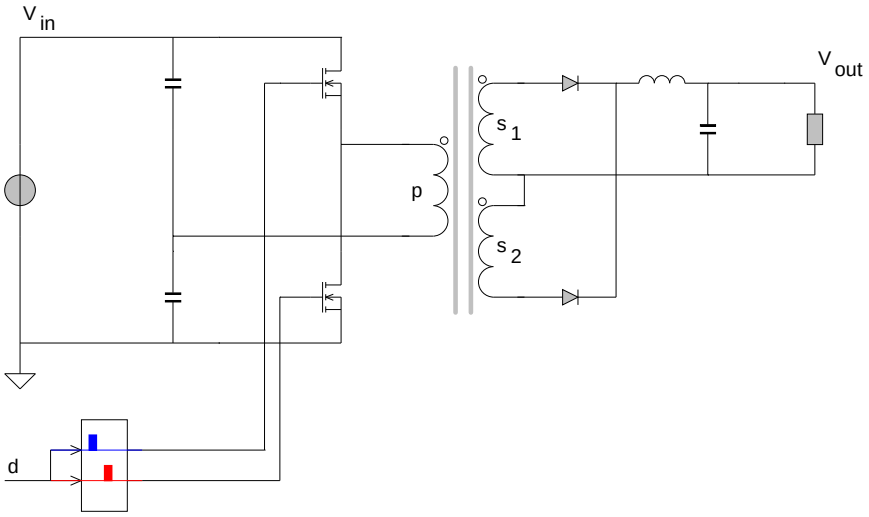
$$\frac{N_2}{N_1} \geq \frac{U_a}{U_e} \tag{12.2}$$

De transistors van de push-pull converters kunnen met een duty cycle van maximaal 0,5 aangestuurd worden. Na gelijkrichting volgt dan een duty cycle van $\frac{t_1}{T} = 1$.

12.3 De halfbridge push-pull converter

Een variant van de push-pull converter is de half-bridge push-pull converter. De condensatoren C_1 en C_2 delen de ingangsspanning U_e in tweemaal $U_e/2$.

Daardoor bedraagt de amplitude van de primaire spanning op de transformator $U_e/2$.



Figuur 12.6: Push-Pull halve brug omvormer

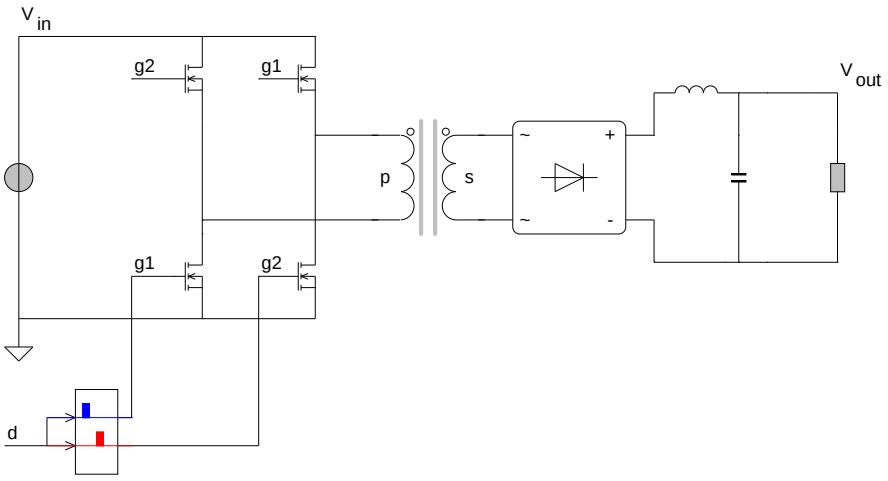
De wikkelingsverhouding moet zijn (vergelijk met de full-bridge push-pull converter):

$$\frac{N_2}{N_1} \geq 2\frac{U_a}{U_e} \tag{12.3}$$

In de figuur is, in plaats van de brug-gelijkrichter uit de vorige afbeelding, een gelijkrichter met twee diodes getekend. De keuze tussen deze twee hangt af van de sterkte van de uitgangssstroom en van de uitgangsspanning. Bij hoge uitgangsstroom heeft de tweediodes-gelijkrichter het voordeel van geringere doorlaatverliezen bij de diodes. Bij hogere uitgangsspanning heeft de brug-gelijkrichter het voordeel dat er een kleinere blokkeerspanning over de gelijkrichter staat.

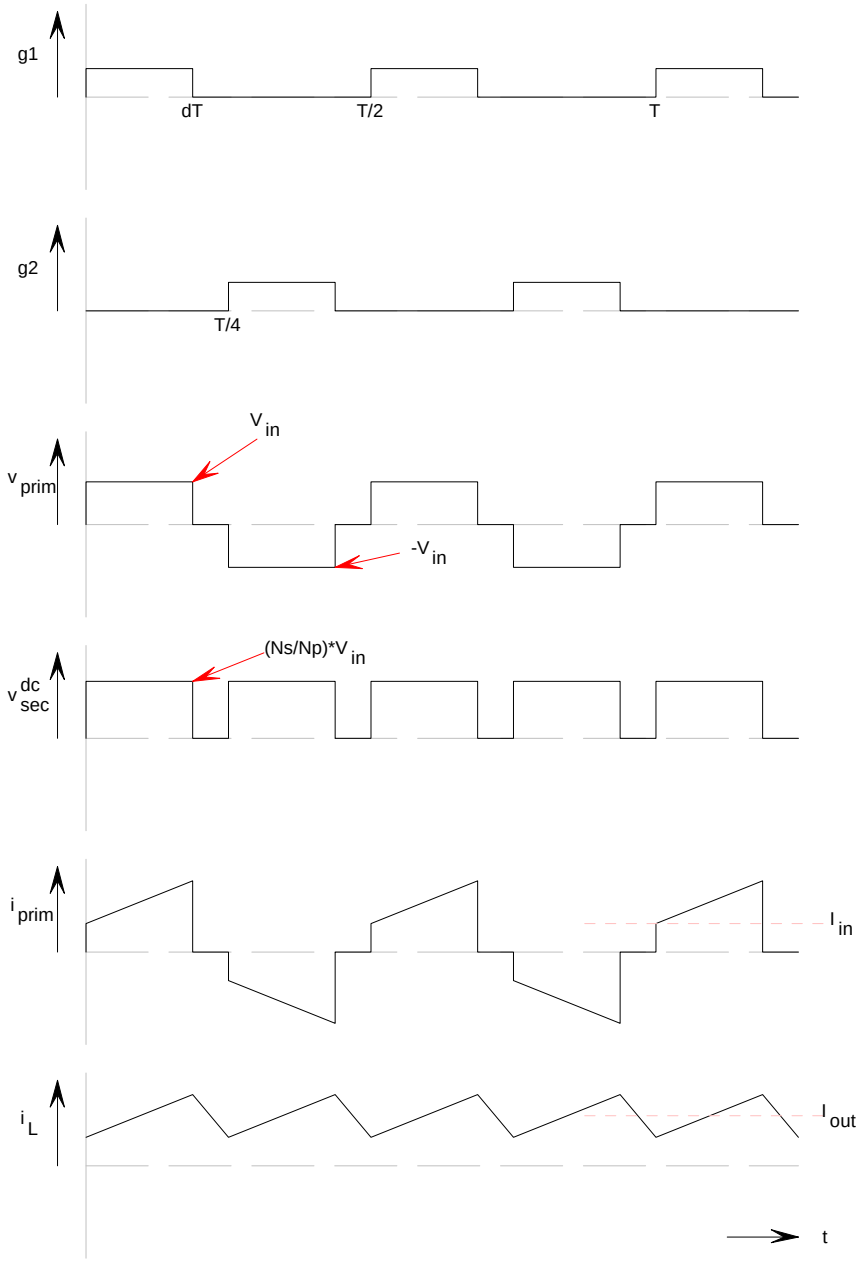
12.4 Volle brug met bruggelijkrichter

Bij deze volle brug pushpull converter wordt de secundaire wikkeling via een bruggelijkrichter met de uitgang verbonden. Deze toepassing is in het geval van hogere uitgangsspanningen, die dan over twee diodes verdeeld kunnen worden. De stroom door de diodes blijft in grootte gelijk.
Deze omvormer lijkt erg op de volle brug push-pull omvormer met twee diodes in de uitgang, maar er is een belangrijk verschil. De stroom door de spoel in het uitgangsfilter zal vrijlopen door de bruggelijkrichter. Bij de push-pull variant met maar twee diodes in de uitgang zal je zien dat deze ook door de secundaire wikkeling gaat vrijlopen, wat hier dus niet het geval is. De golfvormen hebben veel weg van de golfvormen van de forward omvormer, maar het verschil is nu wel dat het veld in de magnetische kern in beide richtingen kan gaan. De kern



Figuur 12.7: Push Pull converter met volle brug en bruggelijkrichter aan de uitgang.

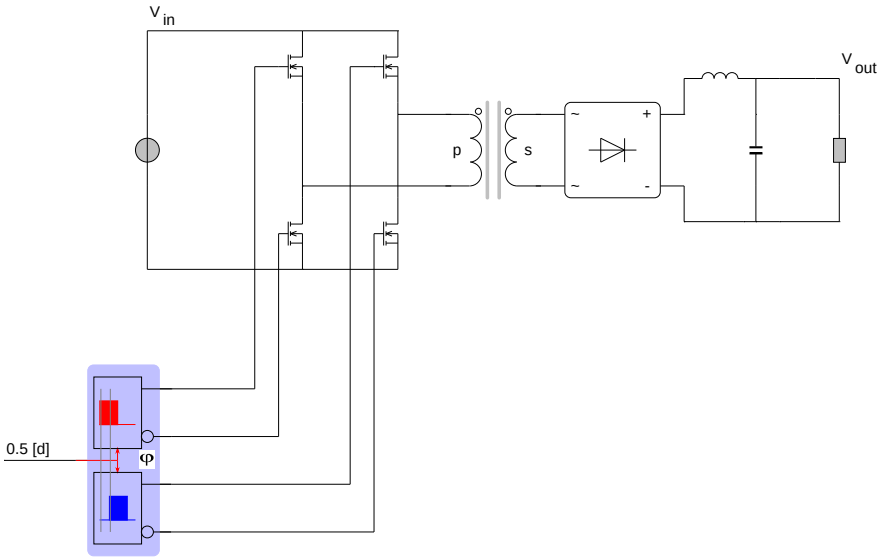
wordt dus volledig benut en niet zoals in een Forward omvormer maar voor de helft.



Figuur 12.8: Spanningen en stromen in een Push Pull converter met volle brug en bruggelijkrichter aan de uitgang.

12.5 Volle brug met phase-shift

De volle brug met phase-shift stuurt de Mosfets op een andere wijze dan in de voorgaande omvormers. Door een faseverschil tussen de linker en rechter Mosfets, is de primaire spanning van de transformator regelbaar.



Figuur 12.9: Volle brug Push-Pull met phase-shift tussen de gate signalen.

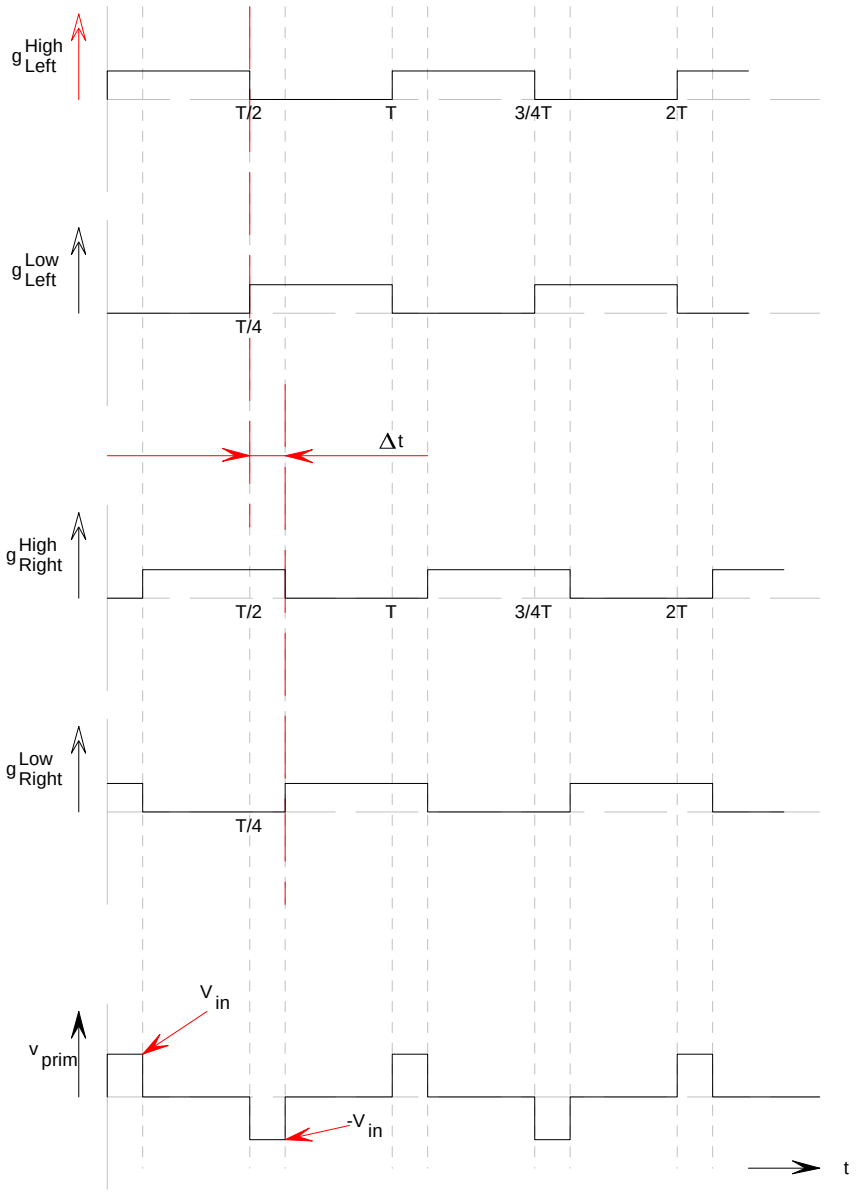
De duty-cycle van de Mosfets is altijd 50%. De onderste Mosfets schakelen aan zodra de bovenste Mosfets uitgaan. Eén van de Mosfets (bovenste of onderste) is dus altijd aan. De twee linker Mosfets worden onafhankelijk van de rechter Mosfets geschakeld. Door nu een faseverschil tussen de beide schakelsignalen aan te brengen, kan de primaire wikkelingsspanning geregeld worden. Bij een faseverschil van een halve periode (maximaal wat mogelijk is), is de amplitude van de primaire spanning maximaal en gelijk aan de ingangsspanning. Als dit faseverschil gelijk is aan een kwart van de periode, wordt de amplitude van de primaire wikkelingsspanning gehalveerd. Is het faseverschil gelijk aan nul, dan is ook de spanning over de primaire wikkeling gelijk aan nul. Hiermee is dus de uitgangsspanning stuurbaar. Meestal wordt een stuursignaal aangeboden dat analoog aan de duty-cycle tussen de nul en één ligt $[0 < \phi < 1]$. De uitgangsspanning is dan ongeveer gelijk aan de wikkelverhouding en de verhouding van het faseverschil tot de halve periode.

$$V_{out} = V_{in} \frac{N_s}{N_p} \phi \tag{12.4}$$

met

$$\phi = \frac{\Delta t}{T_s/2} \tag{12.5}$$

Hierin is Δt het faseverschil in seconden tussen het stuur signaal van de linker en de rechter Mosfets.



Figuur 12.10: Primaire spanning als functie van het faseverschil tussen de gate-signalen.

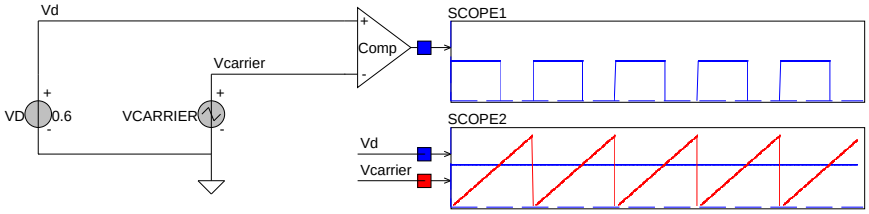
Deel IV

Regeling

Hoofdstuk 13

Regeling van geschakelde voedingen

In het eerste hoofdstuk over de chopper hebben we gezien dat we met behulp van een PWM signaal een variabele spanningsbron konden maken. Hiermee lijkt het alsof we alle problemen hebben opgelost, maar helaas, het is wat ingewikkelder. We willen graag de uitgangsspanning op een constant niveau houden, oftewel er moet een regelaar bijkomen. We hebben in de voorgaande hoofdstukken al kennis gemaakt met de pulsbreedte modulatie, oftewel *Pulse Width Modulation* [PWM]



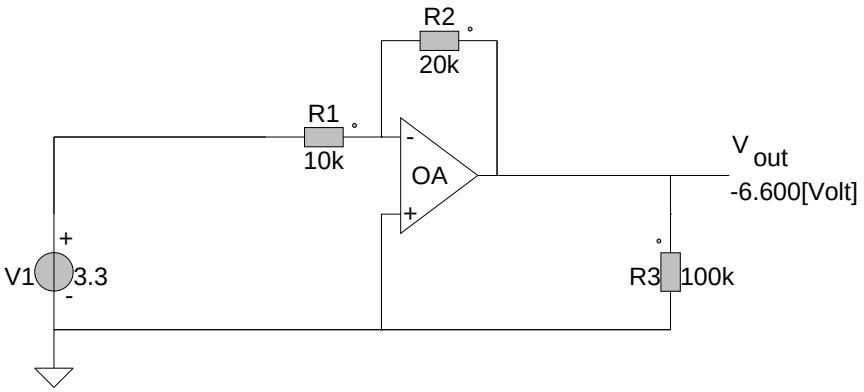
Figuur 13.1: PWM.

In de vorige hoofdstukken gingen we ervan uit dat we de duty-cycle d, die in figuur 13.1 de spanning Vd aan de ingang van de comperator is, in grootte konden variëren om daarmee een variërende pulsbreedte te maken. Hiermee konden we de gemiddelde spanning regelen. Maar dit is niet de enige methode.

Er zijn verschillende soorten van regelaars te bedenken, maar in een paar simpele woorden komt het erop neer dat we met behulp van het aan en uitschakelen van de Mosfet in het circuit de uitgangsspanning gaan regelen.
Hoe? Dat kan op verschillende manieren. We gaan kijken naar analoge en naar digitale regelingen, naar spanningsregelingen en naar stroomregelingen. Maar om de werking van de regellus goed te kunnen begrijpen, eerst wat basis over de componenten in de regeling.

13.1 Introductie

We beginnen met de Opamp, de operationele versterker (hier genoemd: Error Amplifier [EA]). Eigenlijk een ideale versterker in een klein huisje die met behulp van een paar externe componenten zoals weerstanden en condensatoren in te stellen is. In feite bepaalt het externe circuit rondom de Opamp de werking ervan.



Figuur 13.2: Opamp met versterkingsfactor $-R2/R1$.

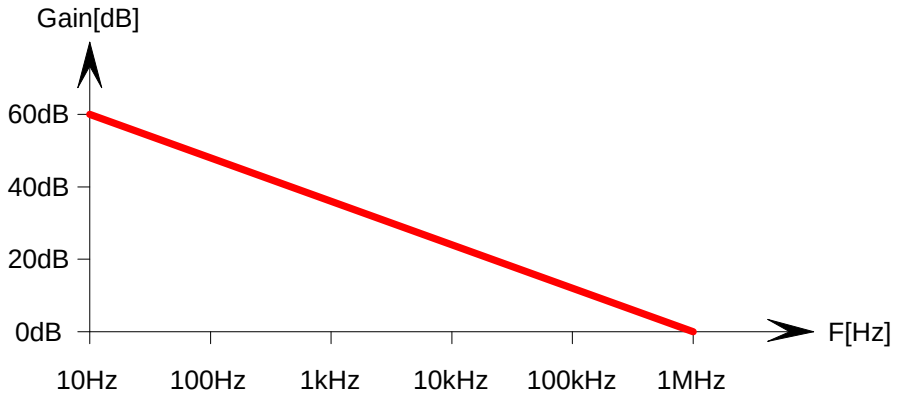
Kijken we eerst naar een versterking. Het schema in figuur 13.2 laat een versterker zien. De versterking van de Opamp wordt bepaald door de weerstanden R1 en R2 en is gegeven door:

$$Gain = \frac{R2}{R1} \tag{13.1}$$

Omdat de terugkoppeling aan de min-ingnag van de opamp is aangesloten, is de versterkingsfactor negatief. De versterking van de Opamp zelf, de $DCgain$, is altijd meer dan 1000, maar door de weerstanden wordt deze begrensd op $R2/R1$. In de Datasheet is deze meestal aangegeven in dB.

$$dB = 20 \cdot log(DCgain) \tag{13.2}$$

Maar pas op! Er zit een addertje onder het gras en dat is de bandbreedte van de Opamp. Hij is snel, maar er is een grens en dat is de bandbreedte, oftewel zijn versterking hangt af van de frequentie van het signaal wat hij moet versterken. Deze parameter heet in de Datasheet $BandWidth$ en wordt meestal in $[MHz]$ weergegeven. Het betekent dat als de frequentie van het ingangssignaal gelijk is aan de bandbreedte, de versterking van de Opamp gelijk is aan 1. Dat is dus praktisch gezien niets meer.
Deze parameter is eigenlijk wel de belangrijkste als je een Opamp in een regellus gaat gebruiken. Het zegt iets over de maximale snelheid waarmee de Opamp zijn werk nog goed kan doen. Nu zal je denken dat een bandbreedte van $1MHz$ voldoende moet zijn, maar je moet je dan wel realiseren dat als je een hoge versterking in je Opamp nodig hebt, deze bandbreedte om de hoek komt kijken.



Figuur 13.3: Bandbreedte van een Opamp.

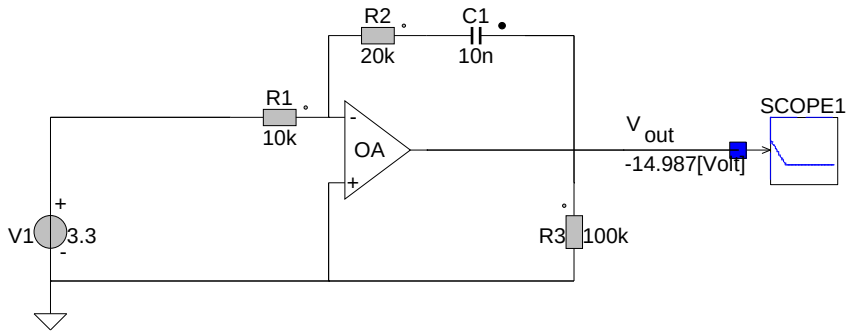
De afname van de versterking is proportioneel met de frequentie en loopt van $DCgain$ af tot 1 als de frequentie van $0[Hz] = DC$ tot $BandWidht[MHz]$ toeneemt.

Zover de Opamp als versterker, maar daarmee hebben we nog geen regelaar. Om het in eerste instantie niet te ingewikkeld te maken, kiezen we een simpele PI regelaar. Deze maken we door een condensator in de terugkoppellus toe te voegen, zie figuur 13.4. Het effect hiervan kan je begrijpen door naar de ideale versterking van het verschil tussen de plus- en min-ingang van de Opamp te kijken. De uitgang van de Opamp kan een veelvoud van het verschil tussen de plus- en min-ingang aannemen, in het geval van DC is deze versterking:

$$V_{uit}(DCgain) \cdot (V_{plus} - V_{min}) \tag{13.3}$$

Zolang V_{plus} en V_{min} nog niet aan elkaar gelijk zijn zal de uitgangsspanning van de Opamp dus toenemen (of afnemen). De condensatorspanning zal daardoor echter ook meegaan. Op het moment dat de ingangsspanningen van de Opamp gelijk zijn, zou er eigenlijk niets meer gebeuren. Precies! Maar nu komt de condensator in actie en deze onthout de spanning aan de uitgang. Telkens als de ingangsspanningen ongelijk zijn zal de uitgang van de Opamp zich anders instellen en hiermee is de regelaar een feit.

De ene ingang van de Opamp meet de uitgangsspanning en de andere ingang heeft een constante referentiespanning. De Opamp vergelijkt deze, en afhankelijk van het verschil, staat de duty-cycle aan de uitgang van de Opamp. Op het moment dat de uitgangsspanning gelijk is aan de referentiespanning, blijft de duty-cycle (uitgang van de opamp) gelijk, met dank aan het condensatortje.
In figuur 13.4 is de Opamp als PI controller gegeven. Het enige verschil met de versterker uit figuur 13.2 is de condensator in de terugkoppellus, die nu een integrator wordt. Als we deze schakeling zonder iets te laten sturen simuleren, blijft het verschil tussen de plus- en min-ingangsspanning bestaan, waardoor de uitgang oneindig groot kan worden. Wel, oneindig is een groot woord, want hij loopt gewoon tegen zijn maximale voedingsspanning aan. En dat is ook wat

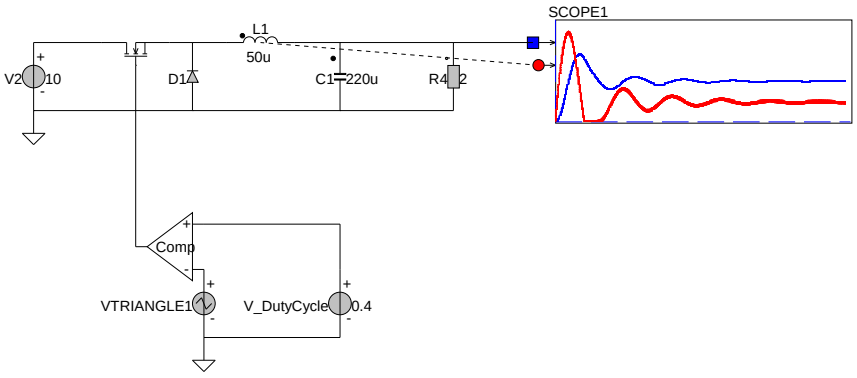


Figuur 13.4: Opamp als PI versterker die tegen zijn ondergrens van −15 volt aanloopt.

er gebeurt met de Opamp die we straks in de regellus gaan gebruiken. Deze is begrensd in zijn maximale uitgangsspanning, in de meeste praktische gevallen tussen de 0 en 4.5 volt.

13.2 Regeling van omvormers

De uitgangsspanning van geschakelde voeding wordt dus met een gesloten regellus constant gehouden. De waarde van de uitgangsspanning (actuele waarde) wordt met een referentiespanning (referentiewaarde) vergeleken. Het verschil tussen de actuele waarde en de referentiewaarde stuurt, afhankelijk van de polariteit, de duty cycle en daarmee de aantijd van de Mosfet. Dit is weergeven in figuur 13.5, waar de aantijd van de Mosfet gestuurd wordt door de comperator. Zolang de regelspanning V_c groter dan de carrier, de zaagtand $V_{carrier}$ blijft, blijft de Mosfet aan staan.

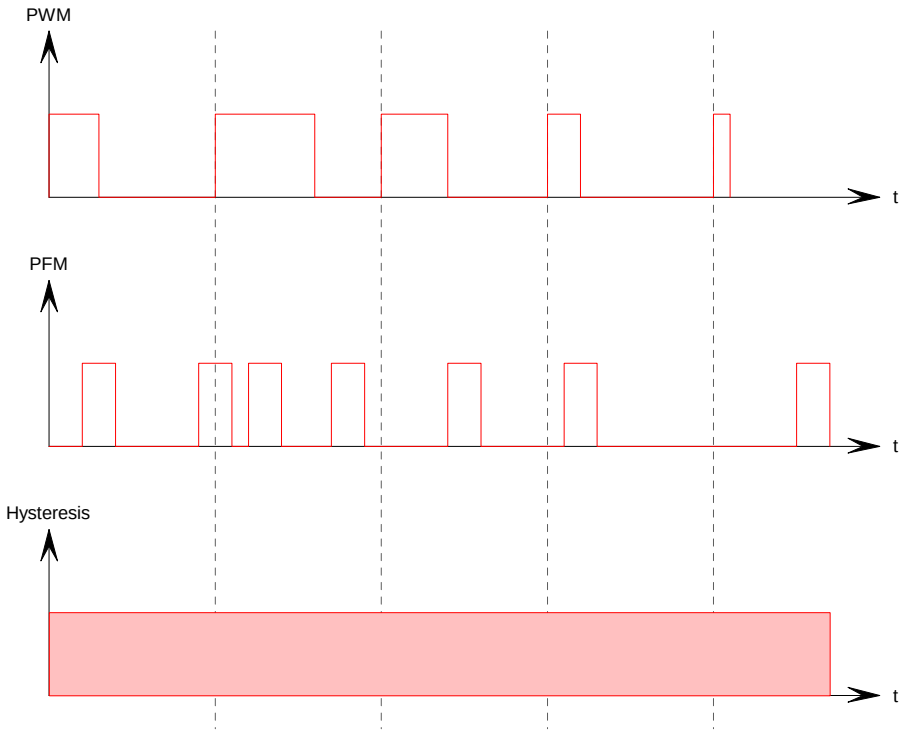


Figuur 13.5: Basisprincipe van voltage-mode control. Buck omvormer waarbij de aan-tijd van de Mosfet door comperator door vergelijking van de duty-cycle met de zaagtand wordt gemoduleerd.

De regellus heeft daarbij de taak veranderingen in de ingangsspanning en belas-

ting te compenseren. Dit heet *Line regulation* of *Load regulation*.

Er zijn twee typen regelingen: de spanningsmethode (*voltage-mode control* [VM]) en de stroommethode (*current-mode control* [CM]). *Voltage-mode control* is voornamelijk terug te vinden bij de 'ouderwetse' geschakelde voeding. Tegenwoordig is hij bijna volledig verdrongen door *current-mode control*. Moderne converter IC's zijn bijna uitsluitend *current-mode control*. regelingen.
In de volgende voorbeelden worden beide typen regeling toegelicht, waarbij we beginnen met *voltage-mode control* voor een Buck-omvormer en daarna *current-mode control* voor een boost converter.
Daarnaast is het modulatie principe nog van belang. We hebben al de pulsbreedte modulatie gezien, waarbij de frequentie constant is en de breedte van de puls kan variëren. Er bestaat ook pulsfrequentie modulatie [PFM], waarbij de aan-tijd van de Mosfet constant blijft, maar de uit-tijd wel kan variëren.



Figuur 13.6: Verschillende modulatie principes.

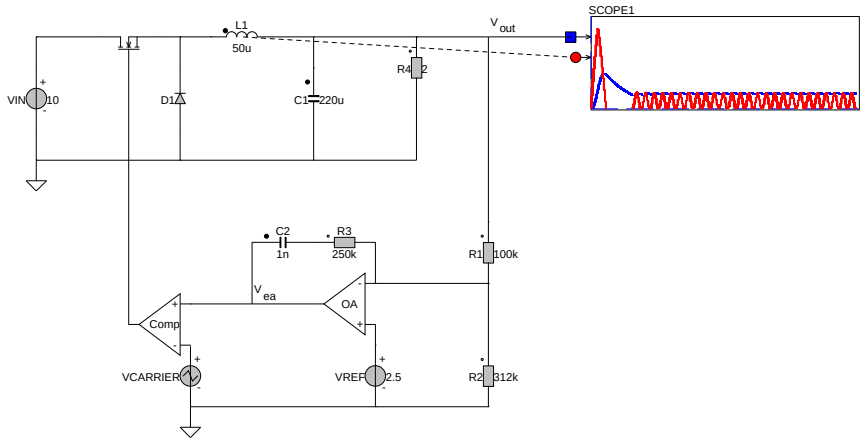
De frequentie ligt in dit geval niet vast. Er zijn voorstanders en tegenstanders van dit principe en het opmerkelijke is dat in bijna alle tekstboeken over vermogenselektronica pulsbreedte modulatie wordt toegepast, terwijl enkele wat betere fabrikanten (vooral in die streek waar ze met de zachte g spreken) pulsfrequentie hebben toegepast. De reden hiervoor is dat door spreiding van de schakelfrequentie, de EMI eigenschappen beter worden en de voeding eerder door de keuring komt!

Verder bestaat er ook nog de hysteresis regeling (ook wel sliding-mode con-

trol genoemd), maar zoals dat woord al aangeeft is dat een hysterisch ding. De uitgang wordt vergeleken met een referentiewaarde en binnen een bepaalde referentiebreedte wordt de Mosfet aan- of uitgezet. Het resultaat is dat de schakelfrequentie van alles kan zijn, met hoge schakelverliezen en verliezen in de magnetica tot gevolg. Niet gebruiken dus!

13.3 Voltage-mode control

Voltage-mode control is het eenvoudigst te begrijpen en daarom beginnen we er ook mee.



Figuur 13.7: Buck met *voltage-mode control*.

In figuur 13.7 is de Buck-omvormer met spanningsregeling weergegeven. De uitgangsspanning V_{out} wordt via de spanningsdelers $R1$, $R2$ met de referentiespanning $V_{ref} = 2.5volt$ vergeleken en via de PI-regelaar bestaande uit de Opamp OA met $C2$ en $R3$ versterkt. Een pulsbreedte modulator $Comp$ verandert de uitgangsspanning van de PI-regelaar V_{ea} in een pulsbreedte-gemoduleerde spanning, een blokgolf met een schakelfrequentie van $1/Ts[Hz]$ en een pulsbreedte van $V_{ea}/\widehat{V}_{carrier} \cdot T$, als $\widehat{V}_{carrier}$ de amplitude van de zaagtand $Vcarrier$ is. De uitgang van de pulsbreedte modulator $Comp$ stuurt direct de gate van de Mosfet.

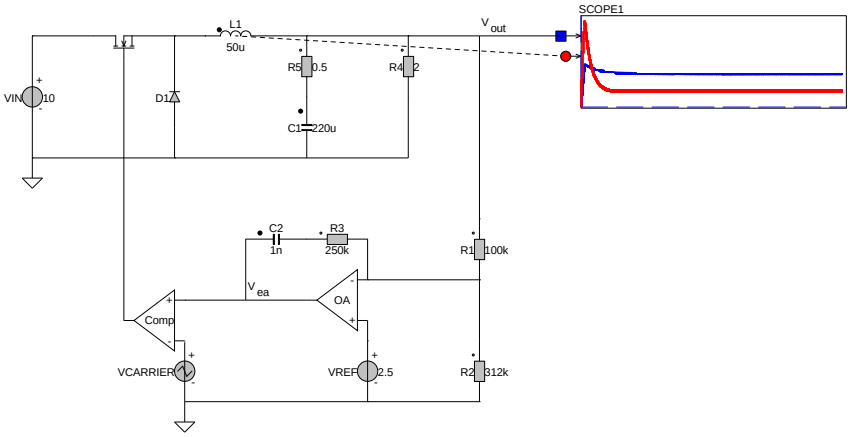
Regelmechanisme:

> Wanneer de uitgangsspanning V_{out} te laag is, is V_{R2} kleiner dan de referentiespanning V_{ref}.
>
> $$\frac{R2}{R1+R2} V_{out} < V_{ref} \tag{13.4}$$
>
> De uitgangsspanning van de PI-regelaar V_{ea} loopt daardoor hoog op. Daardoor wordt de duty-cycle $V_{ea}/\widehat{V}_{carrier}$ ook groter, evenals de uitgangsspanning van de Buck-converter, en wel precies zolang

tot :

$$\frac{R2}{R1+R2}V_{out} = V_{ref} \tag{13.5}$$

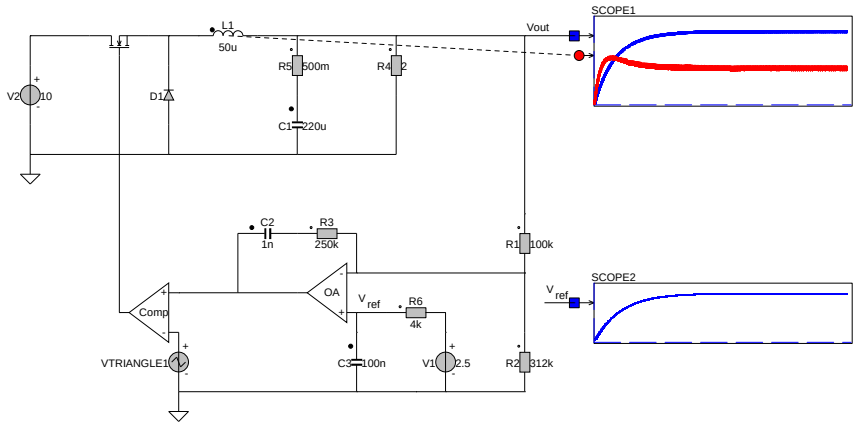
De uitgangsspanning van de Buck-omvormer met voltage-mode control uit figuur 13.7 ziet er nu nog niet bijzonder stabiel uit. En dat is nu precies het probleem met voltage-mode control. Het uitgangsfilter van de Buck-omvormer is een tweede-orde systeem en kan slingeren. De terugkoppeling is in dit geval van de eerste orde. En dat is dus niet te stabiliseren. In de praktijk valt het uiteindelijk nogal mee. Dat komt doordat de componenten niet ideaal zijn, waarbij met name de condensator in het uitgangsfilter een serieweerstand bezit. Deze zorgt voor verlies in de omvormer, maar voor de regeling is hij eigenlijk heel handig. Het heeft een dempende werking tot gevolg en daarom wordt er dankbaar gebruik gemaakt van deze serieweerstand ESR in de condensator. In



Figuur 13.8: BuckClosedLoopESR.

figuur 13.8 zien we de invloed van de serieweerstand ESR op de stabiliteit van de uitgangsspanning. Deze wordt vrijwel gelijk stabiel. Om een lang verhaal kort te maken, er is altijd een kleine serieweerstand in de condensator in het uitgangsfilter en daar maak je in de regeling gebruik van.

Een wat vervelende eigenschap is de hoge opstartstroom. Deze loopt aan de ingang van de Buck-omvormer door de Mosfet, Diode en Spoel. Er zijn verschillende technieken om deze opstartstroom te verminderen, maar bij de voltage-mode control (alsook bij de current-mode control) kan een soft-start gemaakt worden door de referentiespanning V_{ref} langzaam te laten toenemen. Dit kan met een simpel RC filtertje. In veel regel IC's voor schakelende voedingen is deze soft-start ingebouwd, waarbij hij extern met een condensator of een weerstand in te stellen is.
De soft-start is in figuur 13.9 te zien. We zien dat de referentiespanning V_{ref} langzaam opbouwt en daarmee wordt de uitgangsspanning langzaam omhoog geregeld.



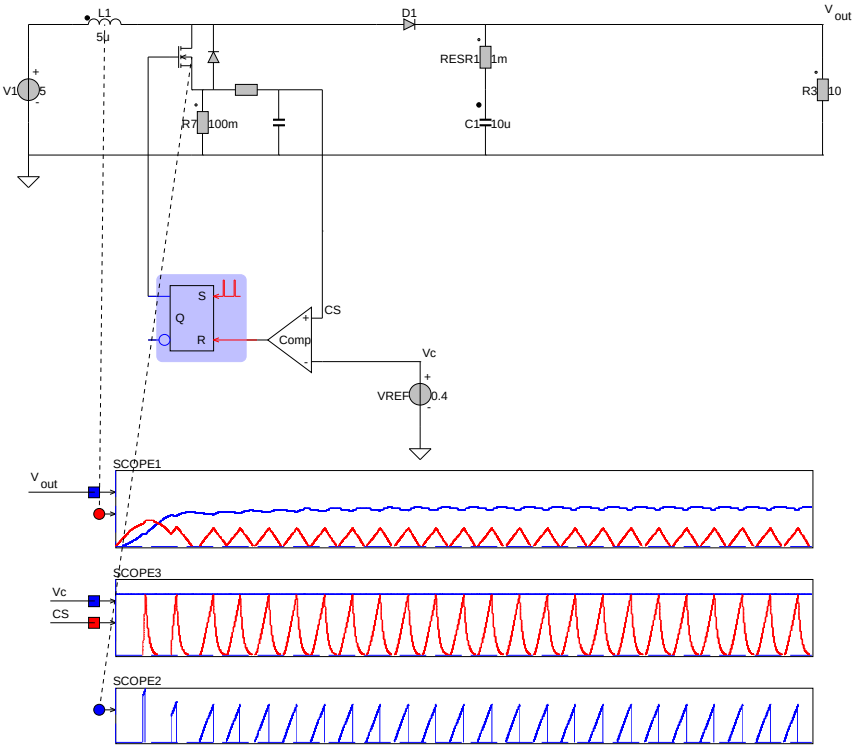
Figuur 13.9: BuckSoftStart.

13.4 Current-mode control

De stroomregeling heeft in vergelijking met de spanningsregeling een extra component om te schakelen en dat is een RS-flipflop. De uitgang van deze flip-flop stuurt de Mosfet. De set-ingang van de flip-flop zet de Mosfet aan en de Reset-ingang van de flip-flop zet de Mosfet weer uit. Het aanzetten van de Mosfet gebeurt met een constante frequentie en wordt gestuurd met een interne timer. De schakelfrequentie van de omvomer is dus gelijk aan de herhalingsfrequentie van deze interne timer. Het Reset-signaal komt van een comperator die hoog wordt zodra de stroom door de Mosfet een maximale waarde heeft overschreden. Het principeschema van de stroomregeling is in figuur 13.10 weergegeven.
In dit schema wordt de stroom door een weerstand gemeten en de spanning over deze weerstand V_{CS} wordt vergeleken door de comperator met een constante spanning V_c. Eigenlijk wordt niet direct de spanning over de weerstand vergeleken, maar zit er nog een eerste-orde filter achter, dat de storingen wegfiltert.

Het komt erop neer dat de regelspanning V_c de maximale amplitude van de stroom door de Mosfet bepaalt. En daarmee dus ook de maximale stroom die in het uitgangsfilter gepompt wordt. Hierdoor is de hoogte van de stroom die naar de uitgang vloeit regelbaar.

De regellus wordt gesloten als de uitgangsspanning met behulp van een PI-regelaar de regelspanning V_{ea} aan de ingang van de comperator kan sturen. Dit is in de stroomgeregelde Boost-omvormer in figuur 13.11 weergegeven. de stroomregeling bestaat dus eigenlijk uit twee delen: een stroomregeling die de stroom naar de uitgang regelt en een PI-regelaar die afhankelijk van de vraag door de belasting deze stroom instelt.
De uitgangsspanning V_{ea} wordt via de spanningsdelers R_1, R_2 met de referentiespanning V_{ref} vergeleken en via de PI-regelaar versterkt. De spanning V_{ea} aan de uitgang van de PI-regelaar wordt met de driehoekvormige spanning over de stroommeetweerstand R_7 vergeleken.



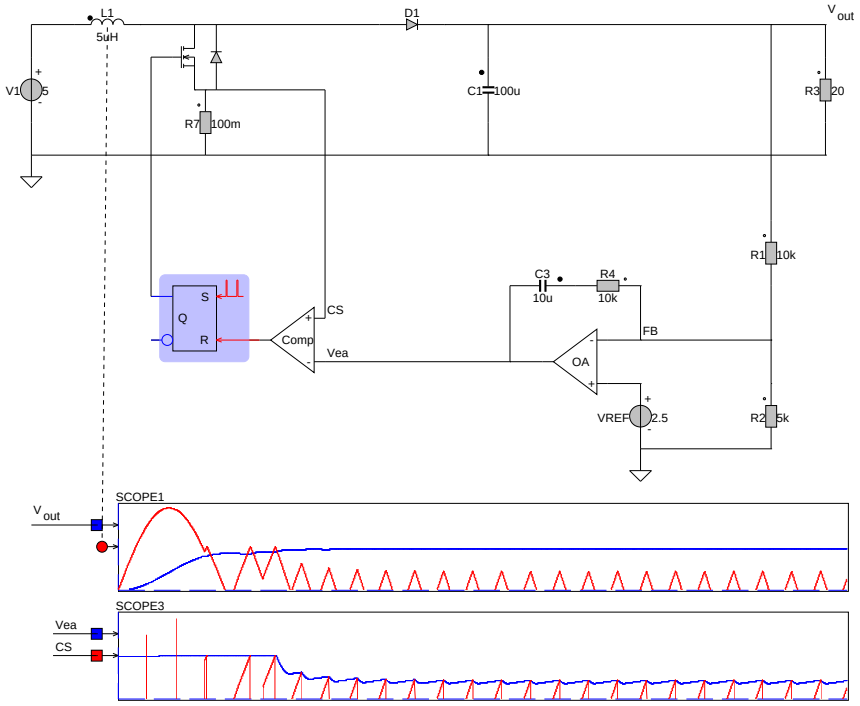
Figuur 13.10: Basisprincipe van current-mode control. De carrier is nu de spanning over een weerstand in serie met de Mosfet waar de stroom door gemeten wordt. De spanning over deze weerstand is een maat voor de maximale stroom. Let op de verliezen in deze weerstand.

De Mosfet wordt ingeschakeld door het interne clock-signaal. Dit zet de RS-flipflop aan. De Mosfet wordt uitgeschakeld wanneer de driehoekvormige spanning over de meetweerstand R_7 de spanning V_{ea} bereikt.
De uitgang van de comparator zet (reset) de RS-flip-flop weer uit en schakelt daarmee de Mosfet weer uit.
Regelmechanisme:

Wanneer de uitgangsspanning V_{out} te laag is, is V_{R2} kleiner dan de referentiespanning V_{ref}.

$$\frac{R2}{R1+R2}V_{out} < V_{ref} \tag{13.6}$$

De uitgangsspanning van de PI-regelaar V_{ea} loopt daardoor hoog op. Deze spanning V_{ea} bepaalt hoe hoog de stroom door de stroom-meetweerstand R_7 mag worden, oftewel de maximale stroom door de Mosfet en de Spoel. Zodra de spanning over de weerstand R_7 groter wordt dan V_{ea}, schakelt de Mosfet uit.



Figuur 13.11: BoostCurrentMode.

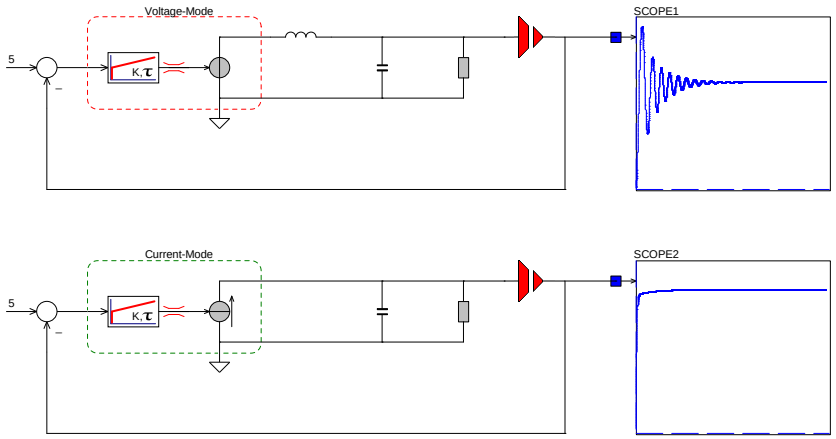
Het hangt dus van de spanning V_{ea} af tot welke waarde de stroom door R_7 en daarmee ook de spoelstroom stijgt, voordat de Mosfet uitgeschakeld wordt. Stijgt V_{ea}, terwijl V_R2 kleiner is dan V_{ref}, dan wordt de spoelstroom hoger, en wel zolang tot V_{ea} precies gelijk is aan de referentiespanning. Daardoor wordt de duty-cycle $V_{ea}/\widehat{V}_{R7}$ ook groter, evenals de uitgangsspanning van de Boost-converter, en wel precies zolang tot:

$$\frac{R2}{R1+R2}V_{out} = V_{ref} \tag{13.7}$$

De functie van de zaagtandspanning $V_{carrier}$ is nu dus overgenomen door de spanning over de stroom-meetweerstand R_7. Let op dat er meestal een RC filter achter de stroommeting komt. Dit filtert de pieken die tijdens het schakelen kunnen ontstaan. Praktische waarden voor deze componenten zijn $R = 1kohm$ en $C = 1nF$. Een ander manier om niet meteen af te schakelen als er een hoge stoorpiekstroom ontstaat als de Mosfet dicht gaat heet: *Leading Edge Blanking* afgekort [LEB], wat betekent dat het begin (*leading-edge*) van de stroommeting wordt overgeslagen (*blanking*).

13.5 Voltage-mode versus current-mode control

Bij de stroomregeling regelt de PI-regelaar vrijwel zonder vertraging de spoelstroom en daarmee bij benadering dus ook de laadstroom voor de uitgangscondensator. Het regeltraject bestaat alleen nog uit de condensator C en de belastingsweerstand R, en als systeem heeft dit de ingangsgrootte de spoelstroom I en als uitgangsgrootte de uitgansspanning V_{out}. Het regeltraject vertoont een eerste-orde gedrag, of met andere woorden, hij volgt langzaam maar zeker.
Bij de spanningsregeling wordt met behulp van de duty cycle T_{on}/T_s de ingangsspanning gestuurd, dat wil zeggen de spanning over de spoel L. Deze spanning verandert eerst de spoelstroom en als gevolg hiervan gaat er een spoelstroom lopen die de uitgangsspanning verandert. In dit geval vertoont het regeltraject een tweede-orde effect en kunnen er dus oscillaties optreden die pas na langere tijd volledig wegdempen. Dit is zichtbaar als een zwak gedempt inschakelverschijnsel van de tweede-orde, ofwel de uitgangsspanning gaat sinusvormig naar de stationaire eindwaarde.



Figuur 13.12: Verschil in uitgangsspanning bij voltage-mode(scope1) current-mode(scope2).

In figuur 13.12 is het verschil tussen de beide regelaars te zien. Bij de voltage-mode control zijn duidelijk de regelspanning en de spoel zichtbaar, terwijl deze in het geval van current-mode control vervangen zijn door een gestuurde stroombron. In de twee scopes is te zien hoe de regelaar de uitgangsspanning naar $5volt$ brengt. De stroomregeling vertoont daarmee duidelijk beter regelgedrag. Dat is de reden waarom tegenwoordig bijna uitsluitend deze regelaars worden gebruikt.

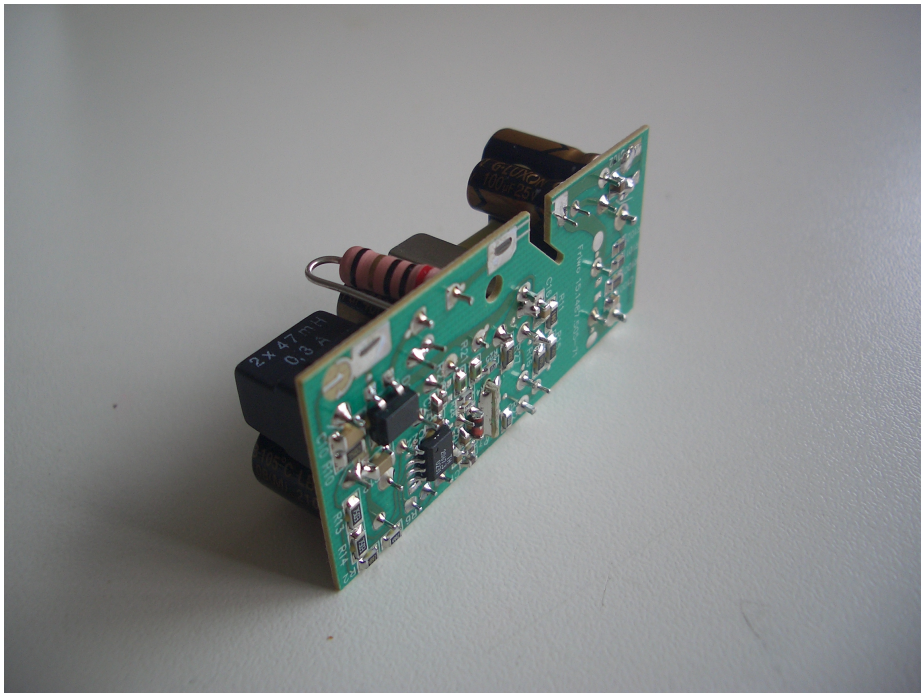
13.6 Dimensionering van de PI-regelaar

Het dimensioneren van een compensatiecircuit, het circuit dat van een Opamp een PI- of PID-regelaar maakt, is geen eenvoudige zaak. Er spelen verschillende factoren een rol en deze moeten goed begrepen worden en te analyseren zijn,

voordat een adequaat compensatiecircuit gedimensioneerd kan worden.

Er bestaan drie typen van compensatiecircuits, Type-I (I-regelaar), Type-II (PI-regelaar) een Type-III (PID-regelaar). Zonder er hier verder op in te gaan, wordt de regelaar van het Type-II toegepast bij stroomregelingen. Alleen als de ESR van de uitgangscondensator erg klein is, wordt nog wel eens een Type-III toegepast, maar veel plezier gewenst bij het instellen daarvan.

Om de waarden van R en C in te stellen moet eigenlijk gebruik gemaakt worden van de technieken uit de regeltechniek. Met name het opstellen van een Bode diagram en hieruit de *gain* en *phase-margin* te bepalen, die vervolgens via rekenregels tot de juiste polen en nulpunten leiden, is een vak apart en zal hier niet besproken worden, omdat hierdoor de omvang van dit werk zou exploderen. Tevens zijn hiervoor simulatietools en een *netwerkanalyser* nodig.



Figuur 13.13: Regelaar in SMD componenten voor een snellader voor een mobiele telefoon.

Hieronder zal in een paar korte stappen worden aangegeven hoe je te werk kan gaan voor het grof instellen van de parameters, of wat je kunt doen, mocht de omvormer instabiliteit en oscillaties vertonen.
We gaan uit van een Type-II regelaar, dus een R en C over de Opamp als terugkoppeling. De PI-regelaar heeft de neiging te gaan oscilleren wanneer de condensator C te klein gekozen wordt en de weerstand R te groot. Daarom is het beter om C eerst groot te kiezen. Bij conventionele regel-IC's voor

geschakelde voedingen is dat circa $100pF$ (keramische condensator) bij hoge schakelfrequenties tot enkele tientallen nF (filmcondensator) bij de wat lagere frequenties ($< 100kHz$t). De weerstand R vormt samen met de weerstand uit de uitgangsspanningsdeling een versterkingsfactor. Dit hebben we in figuur 13.2 gezien. Deze versterking mag niet te groot worden, omdat anders de regeling instabiel wordt, maar ook niet te klein, omdat hij anders geen storingen kan wegregelen. De weerstand R kiest men zodanig dat de grensfrequentie van de PI-regelaar duidelijk onder de resonantiefrequentie van het uitgangsfilter bestaande uit L en C_{out} ligt:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{filter}}} \geq 10\frac{1}{2\pi RC} \tag{13.8}$$

Nu zou de regelaar stabiel moeten werken (indien niet, dan kunnen ook interne storingen of een ongeschikte bouw de oorzaak zijn). Om de regelaar te verbeteren kan nu C geleidelijk verkleind worden, tegelijk met een vergroting van R. Als de regellus instabiel wordt, dat wil zeggen, als hij gaat oscilleren, moet men de waarde van de condensator weer met een factor 10 verhogen en R met een factor 10 verminderen. Op deze wijze krijgt men een stabiele regelaar, met voor de meeste gevallen, adequate regeldynamiek.

OTA versus Opamp:

> In veel conventionele regel-IC's voor schakelende voedingen is de Opamp, de operationele versterker (hier genoemd: Error Amplifier) een zogenaamde *Transconductance* versterker. Deze *Transconductance* Opamp wordt ook wel met OTA aangeduid, *Operationale Transconductance Amplifier*. Hij heeft geen spanningsuitgang, maar levert een uitgangsstroom op, die evenredig met de differentiële ingangsspanning is. Deze uitgang is tevens een zeer hoge impedantie.
>
> De RC-combinatie van de PI-regelaar (R en C) wordt in dit geval tussen de uitgang van de operationele versterker [OTA] en de massa of ground aangesloten. De uitgangsstroom door de RC combinatie geeft dan een spanningsval die gelijk is aan de uitgangsspanning van een Opamp met spanningsuitgang. De OTA is meestal te herkennen aan een stroombron symbooltje aan de uitgang, alhoewel dat geen standaard symbool is. Meestal is de OTA getekend met twee trouwringetjes door z'n neus, maar soms ook als een driehoek met een afgesneden neus.

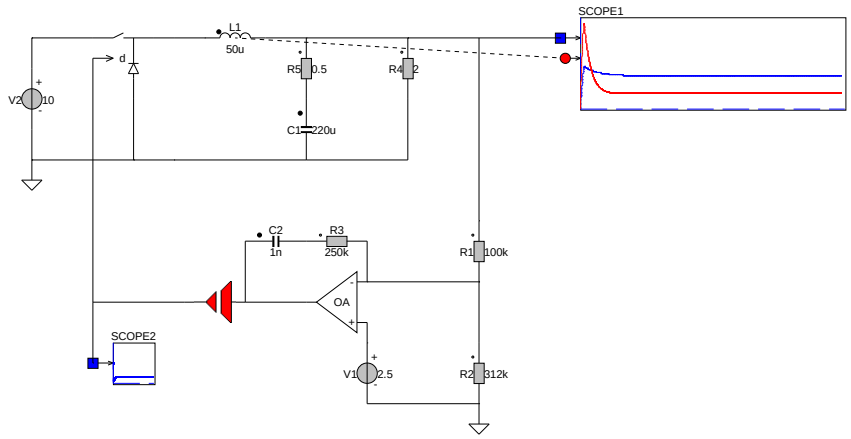
Schakelfrequentie:

> De frequentie van veel conventionele regel-IC's voor schakelende voedingen is in te stellen met behulp van een RC-circuit. Hiervoor moet de datasheet van het IC geraadpleegd worden, omdat er verschillende methodes bestaan. De waarde van deze RC-combinatie staat in de datsheet en is verschillend per IC.

13.7 Digital Power

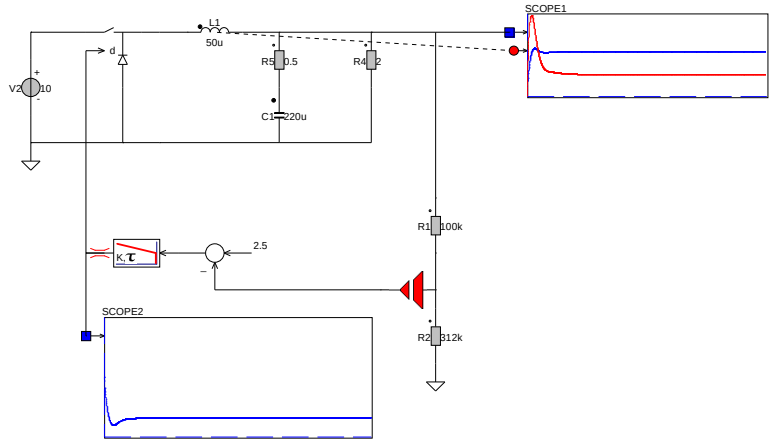
Wat is dat ding genaamd Digital Power?

Om de vervanging van de analoge regelaar door een digitale regelaar beter te begrijpen, gaan we hem voor een voltage-model controller in een Buck-omvormer toepassen. De analoge regeling gaan we hierbij stapsgewijs vervangen door de digitale variant. Als eerste gaan we voor het gemak de Mosfet met Diode vervangen door een model dat direct met een duty-cycle gestuurd kan worden, zie figuur 13.14.

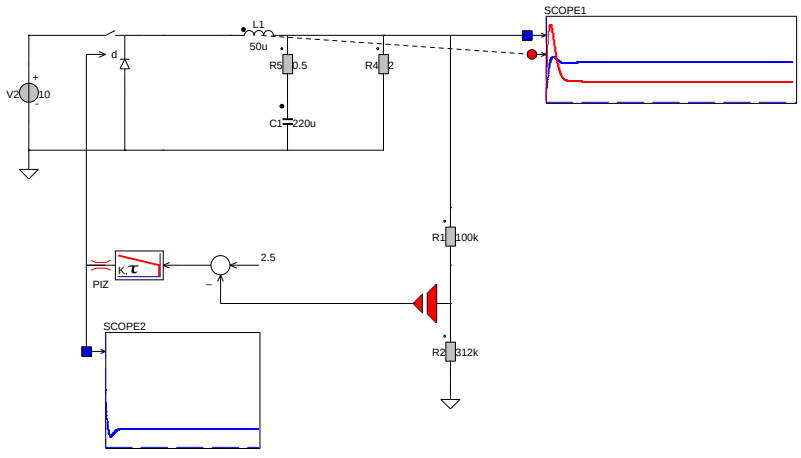


Figuur 13.14: Buck omvormer met averaged Mosfet-Diode model in Closed-Loop.

De uitgangsspanning van de Opamp wordt hierbij gemeten en als signaal aan het model toegevoerd. Je ziet dat het gedrag van de uitgangsspanning en spoelstroom nog steeds hetzelfde is als in het geval dat we de Mosfet via de pulsbreedte modulator *Comp* aanstuurden. Zie figuur 13.7.
Vervolgens gaan we de Opamp met het compensatiecircuit vervangen door een PI regelaar, zie figuur 13.15
De laatste stap is om er een discrete regelaar van te maken, zie figuur 13.16



Figuur 13.15: Buck omvormer met continue PI regelaar.

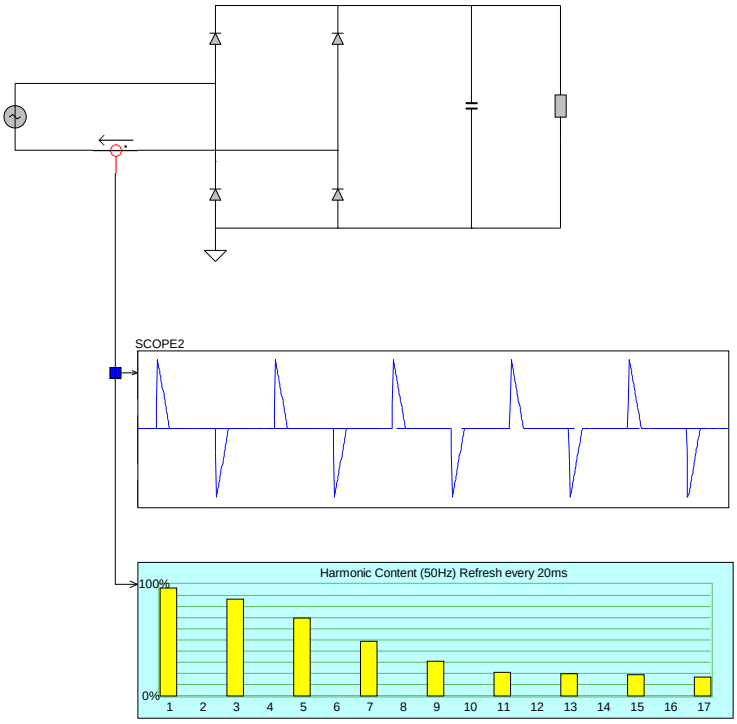


Figuur 13.16: Buck omvormer met discrete PI regelaar.

Hoofdstuk 14

Vermogensfactor pre-regulering

Als een gelijkrichter op het wisselspanningsnet wordt aangesloten, loopt er niet een sinusvormige stroom, maar is de stroom pulsvormig. Dit wordt harmonische vervorming genoemd, omdat de pulsvorm veel harmonischen produceert.



Figuur 14.1: Harmonischen in de netstroom bij een gelijkrichter.

De pulsvorm is tevens afhankelijk van de spanning achter de gelijkrichter en om die reden is het lastig om een filter te dimensioneren dat al deze harmonischen weg kan filteren.

De harmonischen in een gelijkrichter zijn oneven. In figuur 14.1 zijn de harmonischen voor een gelijkrichter weergegeven. Hierin zie je onmiddellijk dat er erg veel harmonische vervorming in de stroom zit en dat deze dus verre van een ideale sinusvorm is.
De Europese norm EN61000-3-2 definieert grenswaarden voor de harmonischen voor elektrische apparaten die bestemd zijn voor consumenten en die een stroomverbruik van meer dan 75W hebben. (Voor beperkingen en uitzonderingen zie EN61000-3-2). Een aantal grenswaarden staat weergegeven in tabel 14.1 en in tabel 14.2.

Harmonische	$[mA/W]$	I_{max}
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33

Tabel 14.1: Toegestane hoogste waarde van de vervormingsstroom per Watt [mA/W] en maximale vervormingsstroom[A] voor de vermogensklasse $75[Watt] \leq P \leq 600[Watt]$

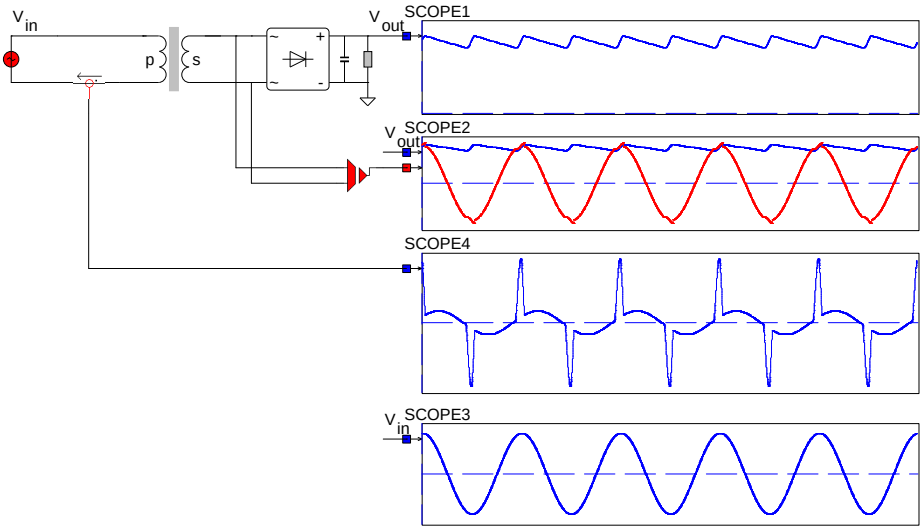
De grenswaarden voor de stroom zijn dus afhankelijk van het wattage van de verbruiker. Hoe hoger de stroom van de basis-harmonische, in dit geval dus $50Hz$, hoe hoger de toegestane harmonische stroom mag zijn. De derde harmonische voor een apparaat dat 2 Watt verbruikt mag dus $2 \cdot 3.4 = 6.8$ Amperé zijn, als het vermogen toeneemt tot 4 Watt ,dan mag de harmonische maximaal $4 \cdot 3.4 = 13.6$ Amperé zijn.

Voor apparaten die meer dan 6900 Watt afnemen, geldt een maximale constante limiet. Deze is in tabel 14.2 weergegeven.

Harmonische	I_{max}
3	2,3
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33

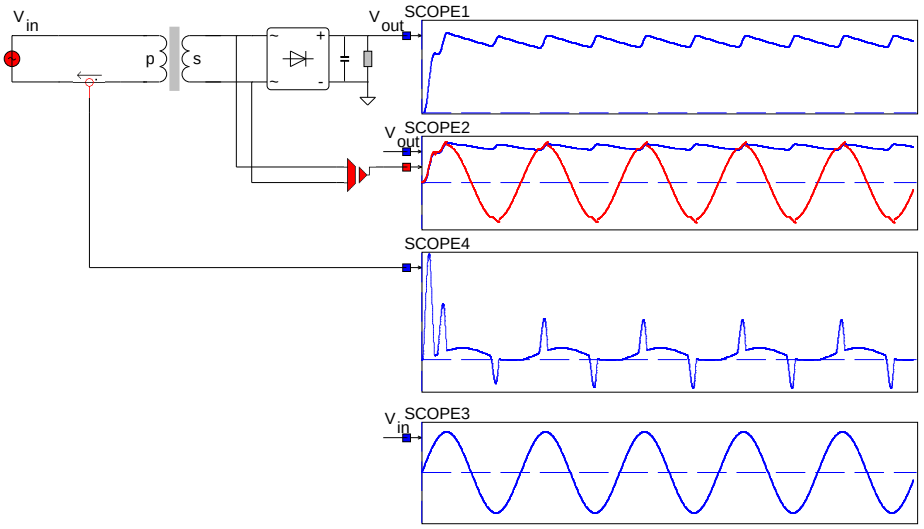
Tabel 14.2: Toegestane hoogste waarde van de vervormingsstroom [A] voor de vermogensklasse $P \geq 600$Watt

In de praktijk betekent dit dat de eenvoudige gelijkrichter met filter in veel gevallen niet bruikbaar is, omdat de netstroom in dit geval pulserend is en een hoge vervormingsfactor heeft, zie figuur 14.2.



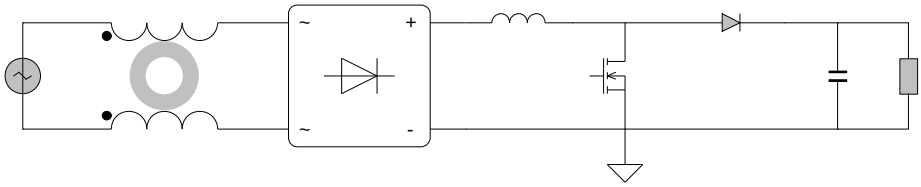
Figuur 14.2: Harmonischen in de netstroom bij een gelijkrichter.

Een ander probleem is de hoge inschakelpiekstroom op het moment dat de gelijkrichter met het net verbonden wordt. Er ontstaat dan een flinke inschakelpiekstroom, zie de piekstroom in de onderste scope in figuur 14.3. Deze is meestal merkbaar als een knal en flits in het stopcontact. Met name laptopvoedingen hebben hier last van omdat die voor toch redelijke hoge vermogens zijn gedimensioneerd.



Figuur 14.3: Inschakelpiek in de netstroom bij een gelijkrichter.

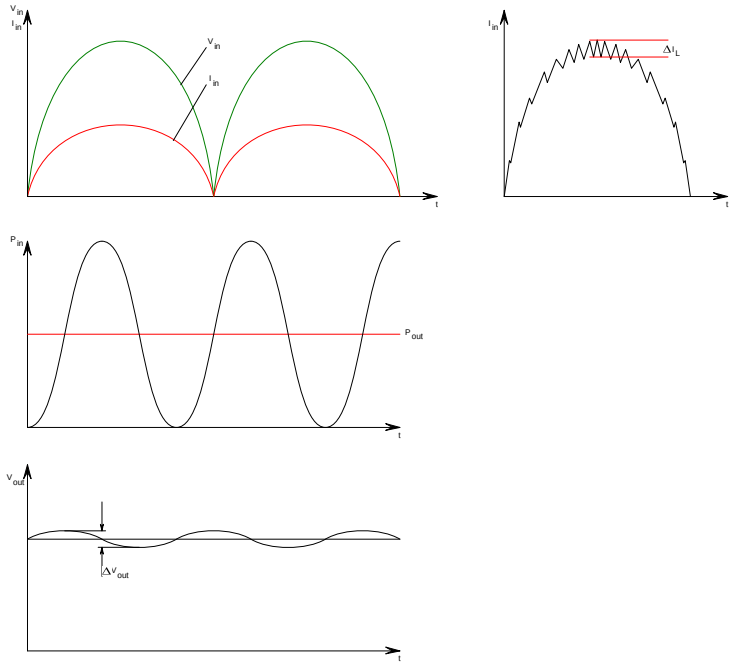
Om de netstroom enigszins sinusvormig houden, gebruiken we een Boost-omvormer, zie figuur 14.4. Deze noemen we power factor preregulator, of ook wel Power Factor Correction, (PFC).
De power factor preregulator wordt anders aangestuurd dan een Boost-omvormer:



Figuur 14.4: Power Factor Pre-Regelaar.

weliswaar is de uitgangsspanning zoals gebruikelijk hoger dan de hoogst mogelijke ingangsspanning (360 V), maar de Mosfet wordt zo aangestuurd, dat de netstroom vrijwel sinusvormig is.
Dit is mogelijk dankzij de sturing van de Mosfet. De stroom in de spoel wordt zo gestuurd, dat deze evenredig is met de spanning $V_{in}(t)$. De uitgangsspanning van Power factor pre-regulator wordt meestal ingesteld op een gemiddelde waarde van $\overline{V_{uit}} \approx 380V$.

14.1 Stroom, spanning en vermogen in de power-factor pre-regulator



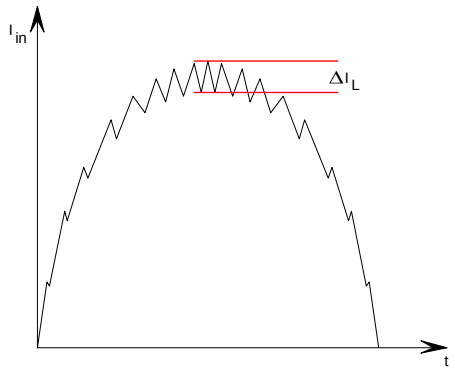
Figuur 14.5: Stromen, spanningen en vermogen.

Laten we aannemen dat het uitgangsvermogen van de schakeling constant is.

Dan geldt:

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} = \text{constant} \tag{14.1}$$

De ingangsstroom wordt sinusvormig aangestuurd en is in fase met de ingangsspanning.



Figuur 14.6: De ingangsstroom volgt sinusvormig de ingangsspanning, maar dan wel pulsbreedte gemoduleerd.

Het ingangsvermogen wordt dan pulserend. Als we aannemen dat de power-factor preregulator zonder verliezen werkt, dan bedraagt het ingangsvermogen:

$$P_{in}(t) = \frac{\hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in}}{2} \cdot (1 - cos2\Omega t) \tag{14.2}$$

Het ingangsvermogen bestaat uit een gelijkstroomcomponent $P_{in} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in}}{2}$ en een wisselstroomcomponent $P_{in} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in}}{2} \cdot cos2\Omega t$. De gelijkstroomcomponent is gelijk aan het uitgangsvermogen P_{uit}:

$$P_{in} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in}}{2} = V_{uit} \cdot I_{uit} = P_{uit} \tag{14.3}$$

Omwille van de eenvoud nemen we aan dat de step-up converter zonder verliezen werkt. Een rendement van $\eta = 95\%$ is realistisch.

De uitgangscondensator C wordt belast met het pulserende ingangsvermogen P_{in} en ontladen met het constante uitgangsvermogen P_{uit}. De resulterende spanning ΔV_{uit} hangt af van de waarde van de condensator. Voor het $230v/50Hz$-net is dat $V_{uit} = 380V$; de spanningsrimpel is dan $\Delta V_{uit}/V_{uit} = 10\%$. Afhankelijk van de uitgangsprestatie geldt:

$$C \approx 0.5; \frac{\mu F}{W} \tag{14.4}$$

De opslagspoel L is bepalend voor de hoogfrequentie rimpel van de ingangsstroom ΔI_L (zie figuur 14.6). Hoe groter de spoel is, maar ook hoe hoger de schakelfrequentie f is, des te kleiner is de rimpel in de ingangsstroom.
Stel, we kiezen: $\Delta I_L = 20\%$ van de piekwaarde van de ingangstroom I_{in}, de

minimale ingangswisselspanning $V_{inmin} = 200V$, dan volgt daaruit binnen het $230V/50Hz$-Net:

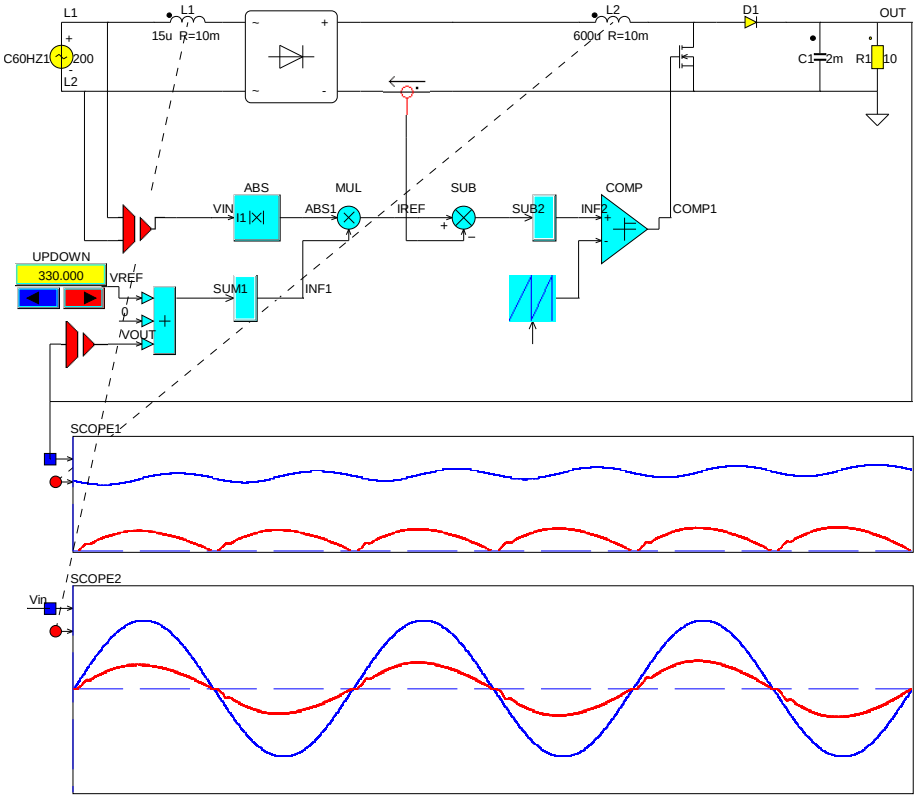
$$L \approx \frac{50 \cdot 10^3}{f \cdot P_{in}}; L(H), f(Hz), P(W) \tag{14.5}$$

De maximale spoelstroom bedraagt dan:

$$I_{Lmax} = \hat{I}_{inmax} + \frac{1}{2}\Delta I_L = 1.1 \cdot \frac{2P_{in}}{\hat{v}_{inmin}} \tag{14.6}$$

14.2 Regeling CCM

Voor de besturing en controle van de schakeltransistor zijn er verschillende geïntegreerde schakelingen (PFC-controllers) beschikbaar. Daarvoor bestaan er uitgebreide datasheets en applicaties. Desondanks is het belangrijk om het regelcircuit te begrijpen, om de diverse besturingsschakelingen op passende wijze te kunnen bekabelen.

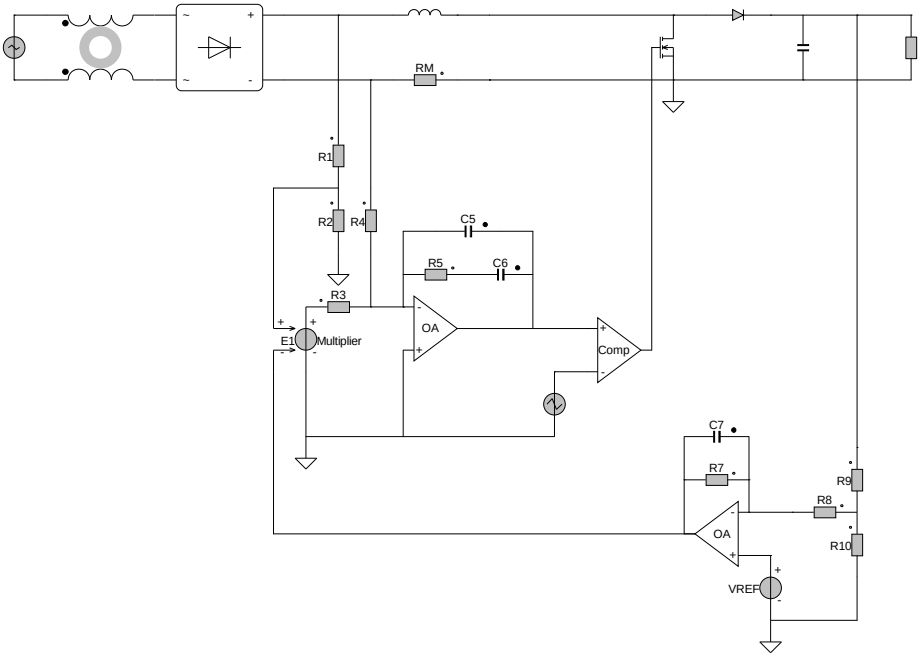


Figuur 14.7: Power Factor Pre-Regelaar in de continue mode.

Er zijn in principe twee regelcircuits nodig:
Er is een controlecircuit nodig, dat de ingangsstroom van de power-factor pre-regulator $I_{in}(t)$ evenredig met de momentane waarde van de ingangsspanning

$V_{in}(t)$ geleidt. Want wanneer deze stroom de sinusvormige ingangsspanning volgt, is ook de netstroom sinusvormig en in fase met de netspanning, en bijgevolg is de vermogensfactor gelijk aan 1. Deze regellus wordt stroomregellus genoemd.

Er is een tweede controlecircuit nodig, dat de effectieve waarde van de spoelstroom zo geleidt, dat de gemiddelde uitgangsspanning $\overline{V}_{uit}$ van de power factor pre-regulator, ondanks verschillend uitgangsvermogen, constant blijft. Dit controlecircuit wordt de spanningsregellus genoemd.



Figuur 14.8: Power Factor Pre-Regelaar met analoge regelaar.

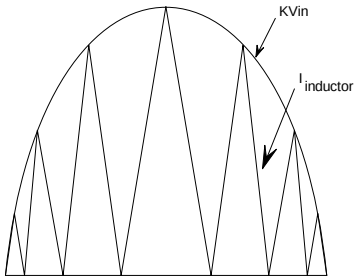
De stroomregellus heeft de taak om de momentane waarde van de ingangsstroom $I_{in}(t)$ (spoelstroom) evenredig te houden met de momentane waarde van de ingangsspanning. De streefwaarde van deze regellus is de ingangsspanning $V_{in}(t)$, de uitgangsgrootte is de spoelstroom I_{in}. De streefwaarde van de stroomregelaar neemt aan de ingang van de power-factor pre-regulator af; via R_1, R_2 wordt hij gedeeld en met een waarde vanuit de spanningsregelaar vermenigvuldigd. De uitgang van de spanningsregelaar is een gelijkspanning, zodat de sinuscurve van de streefwaarde niet verandert. De werkelijke waarde van $I_{in}(t)$ wordt bij de stroomweerstand R_M afgetapt. De controller is een PI-regelaar met geïntegreerd laagdoorlaatfilter.
Dit laagdoorlaatfilter $F_{g1} = \frac{1}{2\pi R_5 C_5}$ wordt zo gedimensioneerd dat de schakelfrequentie in de actuele waarde afdoende onderdrukt wordt (met factor een tiende van de schakelfrequentie).
De grensfrequentie van de PI regelaar $f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_5 C_6}$ moet een factor 10 tot 20 hoger dan de netfrequentie gekozen worden.

De daaropvolgende pulsbreedtemodulator verandert de uitgangsspanning van de stroomregelaar in pulsbreedtegemoduleerde spanning voor het aandrijven van de Mosfet.
De amplitude van de ingangsstroom hangt af van V_{in} en van de vermenigvuldigfactor welke de uitgangsspanning van de spanningsregelaar is. Met deze vermenigvuldigfactor grijpt de spanningsregelkring in. De spanning van de spanningsregelaar hangt af van de verhouding tussen de uitgangsspanning V_{uit} en de referentiespanning V_{ref}. Indien de uitgangsspanning te laag is, dan wordt de uitgangsspanning van de spanningsregelaar groter, waardoor dan de amplitude van de spoelstroom wordt verhoogd en vice versa.
De grensfrequentie van de spanningsregelaar $f_{g3} = \frac{1}{2\pi R_7 C_7}$ wordt zo klein gekozen, dat de 100Hz-brom van de uitgangsspanning onderdrukt wordt en niet in uitgangsspanning van de spanningsregelaar merkbaar is.

De effectieve waarde van de ingangsstroom wordt geregeld door de spanningsregelkring. Daarnaast zorgt de stroomregelkring ervoor dat de ingangsstroom sinusvormig is.

14.3 Regeling CrM

De CrM mode is eenvoudiger en heeft geen vermenigvuldiger nodig. Hier wordt de aantijd van de schakelaar constant gehouden en daarom loopt er altijd een stroom die een sinusvormig maximum heeft. Voorwaarde is wel dat op het moment van de de nul-doorgang van de stroom, de Mosfet weer ingeschakeld moet worden.



Figuur 14.9: De amplitude van de de omhullende van de stroom volgt de sinusvormige ingangsspanning.

De regeling is vel eenvoudiger, en bevat een nuldoorgang detectie en een geregelde aantijd van de Mosfet. Deze aantijd is een constante k maal de waarde van de spoel L

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt} \tag{14.7}$$

$$V_{in} = L\frac{I_{peak}}{t_{on}} \tag{14.8}$$

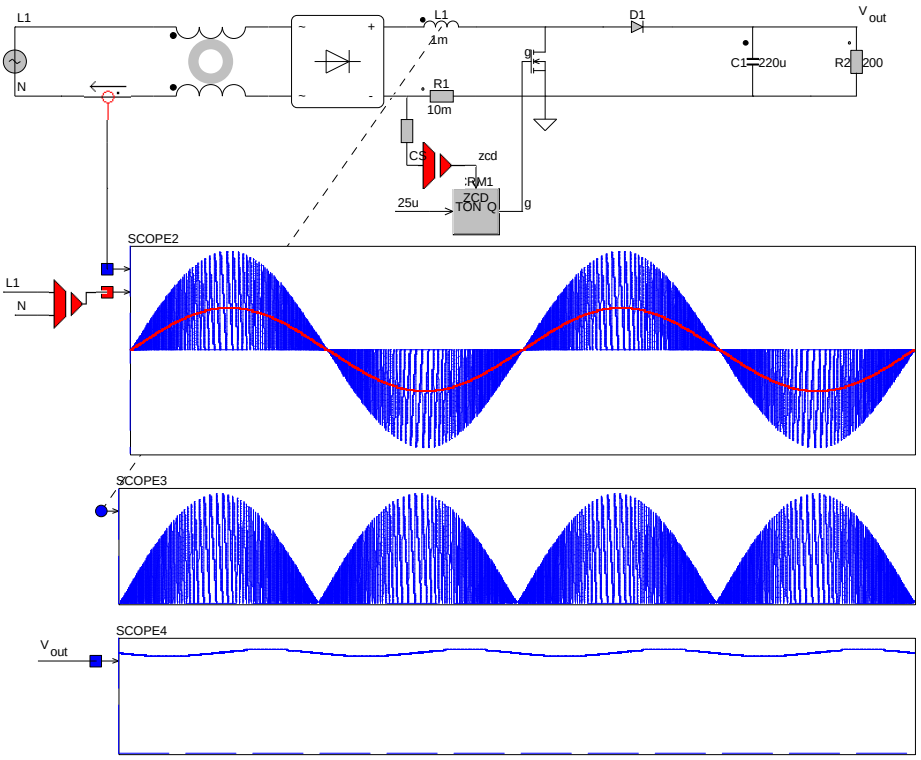
Hieruit is af te leiden dat de piekstroom I_{peak} met de ingangsspanning toeneemt, namelijk

$$I_{peak} = K \cdot V_{in} \tag{14.9}$$

$$I_{peak} = \frac{V_{in}}{L} t_{on} \tag{14.10}$$

waaruit volgt dat

$$t_{on} = k \cdot L \tag{14.11}$$



Figuur 14.10: Power factor regelaar in Critical conduction Mode.

Deel V

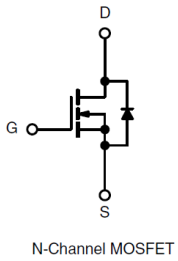
Componenten

Hoofdstuk 15

Halfgeleiders

15.1 Mosfet

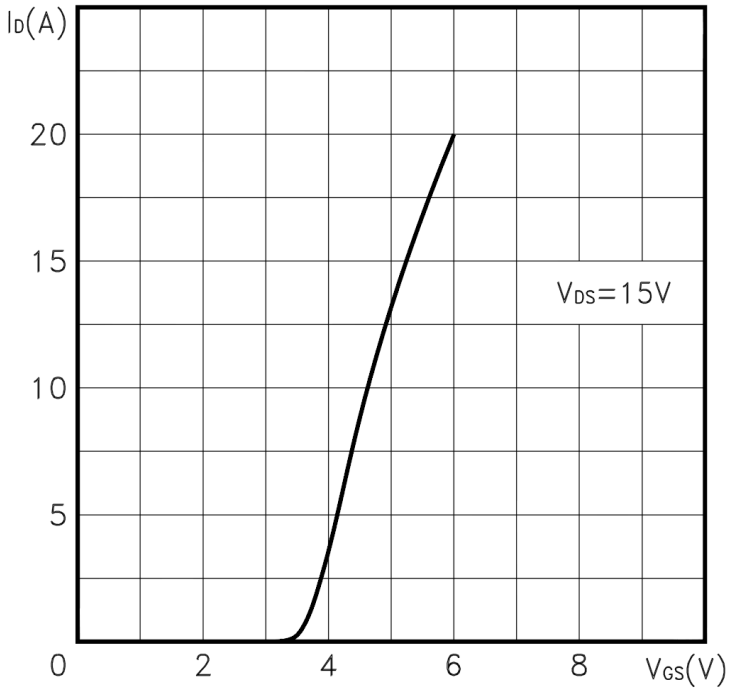
De Metaaloxide halfgeleider (semiconductor) - veldeffecttransistor ofwel MOSFET is van de halfgeleider-schakelaars de enige unipolaire component. Unipolair wil zeggen dat hij de stroom in twee richtingen door kan laten. De MOSFET werd al in 1952 door Shockley beschreven. Pas veel later echter lukte het om MOSFET's te bouwen waarvan de technische eigenschappen, betrouwbaarheid en prijs aan de eisen van de praktijk voldeden.



Figuur 15.1: Symbool van de N-kanaal Mosfet.

In de vermogenselektronica worden uitsluitend enhanced-mode N-kanaal MOSFET's gebruikt. Deze zijn zonder aangelegde positieve Gate-Source-spanning V_{GS} niet leidend. De blokkeertoestand blijft tot aan de zogenaamde threshold spanning $V_{GS(th)}$ bestaan. Een typische threshold spanning $V_{GS(th)} = 3V$. Wordt de gatespanning V_{GS} verhoogd, dan neemt ook de stroomtoevoer toe door de MOSFET, overeenkomstig zijn overdrachtskarakteristiek, zie figuur 15.2.

MOSFET's blijven onder de drempelspanning volledig geblokkeerd, de drain-source lekstroom I_{DSS} blijft hier klein.
De mate van blokkeren kan ook met negatieve waarden V_{GS} niet verhoogd worden. Dat betekent, dat de totale uitgangskarakteristiek $I_D = f(V_{DS})$ met een regelbare gatespanning doorlopen kan worden, zie figuur 15.3.



Figuur 15.2: Maximale stroom als functie van de gatespanning.

De fysieke opbouw van de MOSFET is gebaseerd op de drainmetalisering, waarbij een n^+-substraat ontstaat, waarop een n^--epitaxielaag volgt. De dikte van de N^--laag is bepalend voor de blokkeerspanning en is overeenkomstig gedoteerd. De tegenoverliggende gate van n^+-polysilicium is in geïsoleerd siliciumdioxide ingebed. De source-metalisering van aluminium overdekt de gehele structuur en schakelt zo de afzonderlijke mosfetcellen parallel.

Het vervangingsschema van de Mosfet geeft behalve de Mosfet zelf, ook zijn parasitaire elementen weer. Zie figuur 15.5.

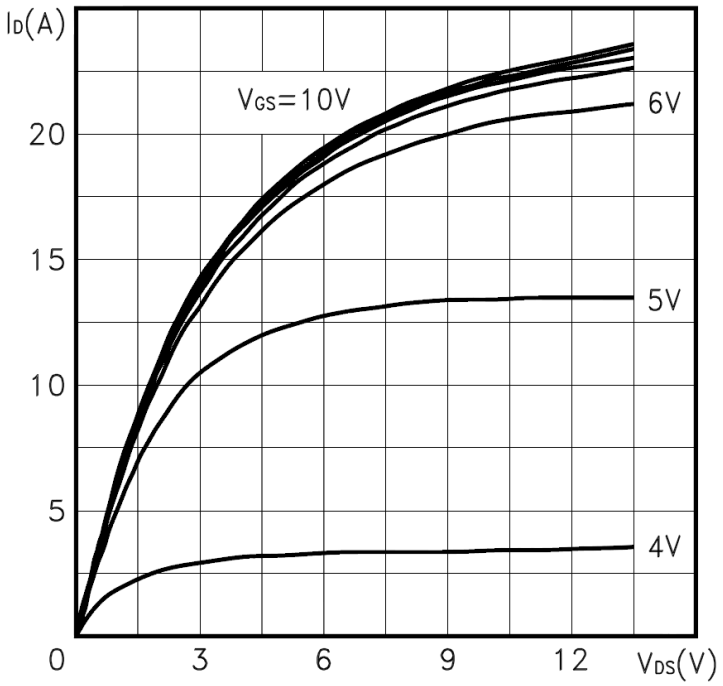
De capaciteiten zijn echter niet afzonderlijk meetbaar, maar geven een vereenvoudigd model weer. Wanneer we de kanaalweerstand R_S en de n^--epitaxieweerstand R_D verwaarlozen, zijn de waarden van de capaciteiten, zoals ze staan weergegeven in de datasheet, als volgt:

$$C_{iss} \approx C_{gs} + C_{gd} \tag{15.1}$$

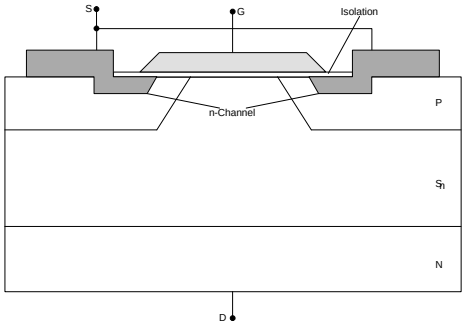
$$C_{css} \approx C_{ds} + C_{gd} \tag{15.2}$$

$$C_{rss} \approx C_{gd} \tag{15.3}$$

C_{gd} wordt ook wel de Miller-capaciteit C_{Miller} genoemd.



Figuur 15.3: Maximale stroom als functie van de drain-sourcespanning voor veschillende gatespanningen.

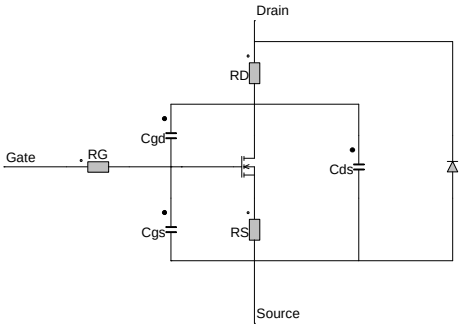


Figuur 15.4: Structuur van de Mosfet.

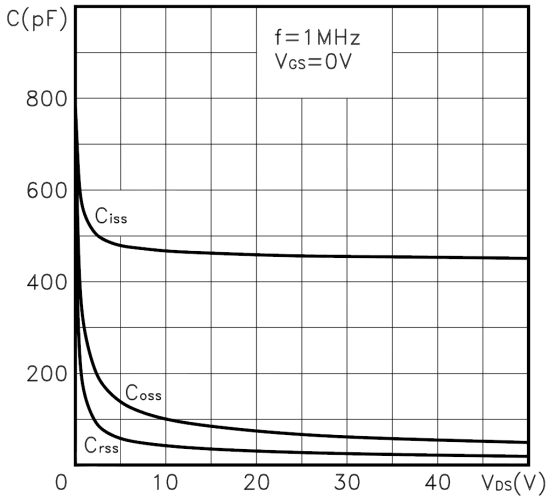
De capaciteiten in een Mosfet zijn spanningsafhankelijk. Naarmate de spanning hoger wordt, wordt de capaciteit kleiner. Het is niet echt een condensator die in de Mosfet zit, maar de ladingsopslag in de Mosfet wordt op deze wijze voorgesteld.
De beide weerstanden R_S en R_D resulteren in de zogeheten drain-source-weerstand $R_{DS(on)}$:

$$R_{DS(on)} \approx R_D + R_S \tag{15.4}$$

De diode in het vervangende schakelschema representeert de pn-overgang van het p-sourcegebied naar de n^--epitaxielaag, die opnieuw over het n^+substraat



Figuur 15.5: Vervangschema met de interne capaciteiten en weerstanden in de Mosfet.



Figuur 15.6: Spanningsafhankelijkheid van de interne capaciteiten in de Mosfet.

de drainaansluiting bevat. Daaruit volgt de anti-parallelle diode tussen drain en source. De doorlaatspanning en serieweerstand staan in de datasheet en zijn doorgaans slechter dan een discrete vrijloopdiode.
De Mosfet is bijna zonder stuurstroom in te schakelen. Alleen bij het inschakelen is energie nodig, en dan alleen voor het laden van de ingangscapaciteit C_{iss}. Deze capaciteit moet bij schakelen door de gate-driver zeer snel op- dan wel ontladen worden. De daarbij benodigde stroom moet door de gate-driver beschikbaar gesteld kunnen worden. Meestal is een gate-spanning van 10 to 15 volt nodig voor het snel schakelen van een Mosfet.

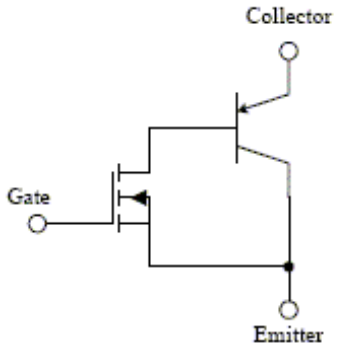
Tussen de gate-driver en de gate van de Mosfet wordt een externe gate-weerstand R_G geplaatst. Deze weerstand bepaalt hoe snel de Mosfet aan en uit kan schakelen, omdat deze de ladingsopbouw van C_{gs} en daarmee de opbouw van V_{GS} bepaalt.
Bij het uitschakelen van inductieve lasten (belastingsinductiviteiten) worden negatieve spanningen opgewekt, die zich bovenop de gelijkspanningen plaat-

sen (Wet van de Inductie). Voor de daarbij optredende spanningspieken moet een snubbercircuit aangebracht worden, dat deze spanningspieken kan afvangen. Hiervoor worden snubbers parallel over de drain-source van de Mosfet aangebracht. Meestal wordt er een eenvoudige RC-snubber gebruikt.

De transconductance, g_{fs}, is een maat voor de gevoeligheid van verandering van de drainstroom door veranderingen van de gate-source spanning. Deze parameter wordt gewoonlijk gemeten bij een gatespanning V_{gs}, waarbij de drainstroom I_{ds} ongeveer gelijk is aan de helft van de maximale stroom, en een V_{ds} waarvoor de stroom I_{ds} constant is.
Als een hogere stromen geschakeld moeten worden, kunnen de Mosfets parallel worden aangesloten. Elke gate moet met een eigen weerstand aan de gate-driver worden aangesloten, om parasitaire oscillaties tussen de Mosfets te voorkomen. Mosfets en IGBTs hebben een positieve temperatuurcoëfficiënt voor de doorlaatspanning. Ze kunnen gemakkelijk parallel worden geschakeld omdat een koelere Mosfet beter geleidt. Deze koelere Mosfet laat meer stroom door en zal daarom ook wat sneller opwarmen. Hierdoor regelen de Mosfets bijna vanzelf de stroomverdeling onderling.

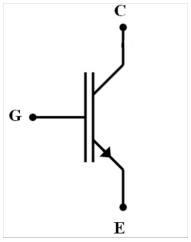
15.2 Insulated bipolaire transistor (IGBT)

De Insulated bipolaire transistor (IGBT) werd in het begin van de jaren tachtig ontwikkeld en is sinds eind jaren tachtig verkrijgbaar. Hij vertegenwoordigt een synthese van Mosfet en bipolaire transistor. Vandaar zijn naam: Insulated Gate Bipolair Transistor.



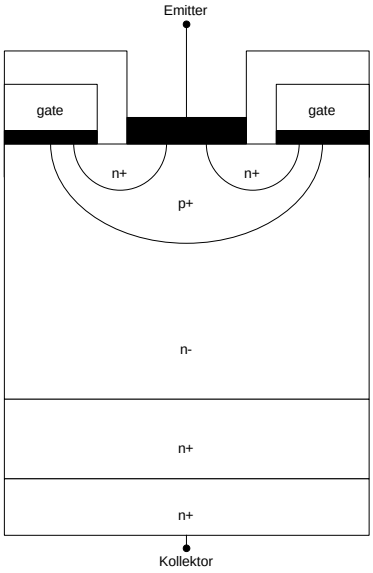
Figuur 15.7: Vervangsschema van de IGBT.

De IGBT is in feite een darlington waarbij de uitgang een bipolaire transistor is, die door een Mosfet wordt aangestuurd. De aansturingskarakteristiek van een IGBT is dan ook te vergelijken met een Mosfet. De basis van een IGBT duidt men ook aan als gate.
In de literatuur bestaan verscheidene schakelsymbolen. Het symbool hieronder wordt het meest gebruikt. Zie figuur 15.8.
De opbouw van de IGBT lijkt op die van de MOSFET. Zijn er voor de drain-metallisering van een Mosfet een n^+- en een n^--laag als substraat nodig, voor



Figuur 15.8: Symbool van de IGBT.

de IGBT is dat een zuiver p-substraat. De IGBT behoort daarom tot de groep van minderheidsladingsdragers.
Door het belasten van de gate worden de ladingsdragers van de sterk gedoteerde emitterzone in de zwak gedoteerde collectorzone geïnjecteerd. De geleiding van deze zwak gedoteerde zone wordt daarbij met meerdere tientallen grootte-orden verhoogd.

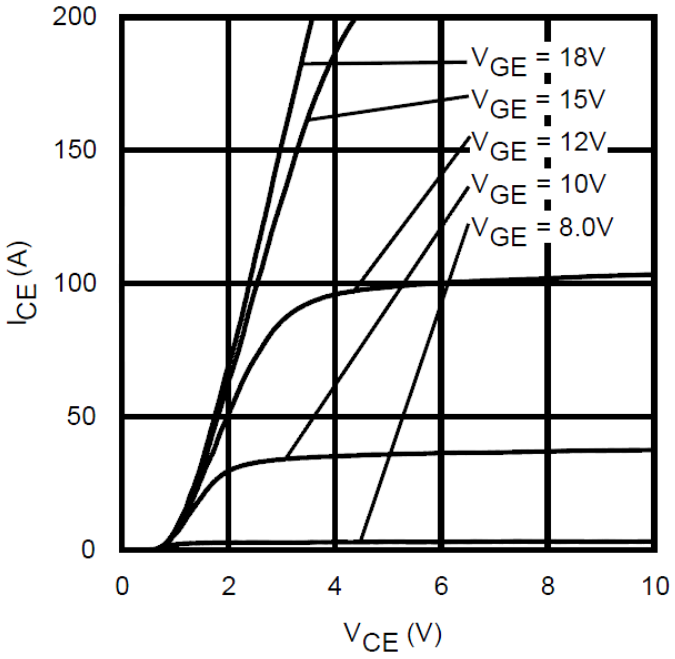


Figuur 15.9: Structuur van de IGBT.

De enhanced-mode N-kanaal-Mosfet is een soort driver voor de pnp-bipolaire transistor. Daarmee is het gezamenlijke spanningsverlies V_{CE} aan de IGBT de som van de spanningsverliezen aan de pn-diode van de transistor en van de Mosfetdriver.
Dat is de reden dat de doorlaatspanning hier, in tegenstelling tot een Mosfet, nooit lager dan de doorlaatspanning van een diode kan worden. Dit duidt men ook aan als de karakteristieke doorlaatspanning van de IGBT.

De IGBT is net als de Mosfet een spanningsgestuurde component, die bijna zonder stroom aangestuurd kan worden. Er treden dezelfde bijzonderheden op

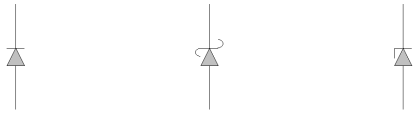
bij de aansturing van de gate als bij de Mosfet.
De overspanningsbeveiliging beperkt zich bij de IGBT tot de grote V_{GE} en V_{CE}, die op dezelfde manier als bij de Mosfet beveiligd worden.



Figuur 15.10: Stroomafhankelijkheid van Vce en Vge.

15.3 Diode

De keuze van een geschikte vrijloopdiode is essentieel voor de goede werking van de gehele schakeling. De ladingsopslag in de diode is bepalend voor de snelheid waarmee de diode in- en uitschakelt.

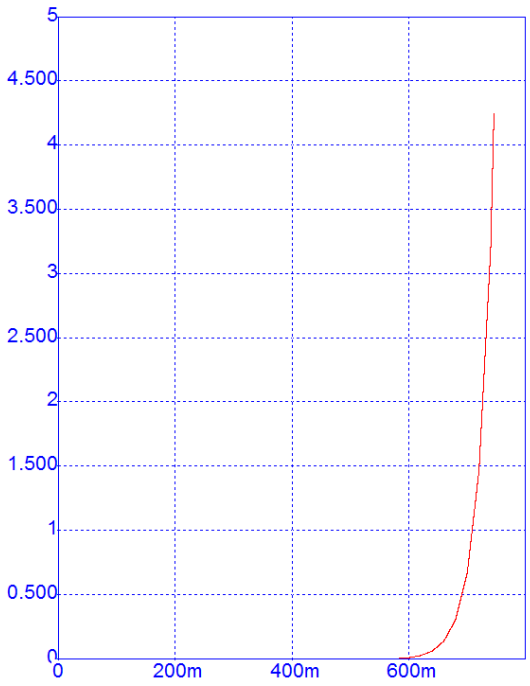


Figuur 15.11: Symbool van de diode, schottky-diode en de zener-diode.

Vermogensdioden, ook wel PIN dioden genoemd hebben een verbrede tussenlaag, zodat de diode een hogere spanning kan blokkeren.

Gelijkrichterdiodes zijn geoptimaliseerd voor het blokkeren van hoge spanningen en hebben lage voorwaartse spanningen bij hoge stromen. Ze hebben een grote ladingsopslag, waardoor ze traag zijn om van een geleidende in een blokkerende

toestand te komen. Deze hoge reverse recovery tijd is hun grootste beperking. In gelijkrichters die met een frequentie van $50Hz$ werken, zijn de verliezen die door deze reverse recovery optreden verwaarloosbaar. Maar deze diodes zijn niet te gebruiken in schakelende voedingen in het kHz bereik.
De spanning over de diode in doorlaat wordt de voorwaartse spanning genoemd en is opgebouwd uit de spanningsval vanwege de pn-structuur in de diode en alle serieweerstanden in de diode. Over het algemeen is deze spanning rond de 0.6 tot 0.7 volt. Naarmate de temperatuur van de diode toeneemt, neemt het



Figuur 15.12: Diodestroom als functie van de spanning over de diode.

spanningsverlies over de diode bij gelijke doorlaaatstroom I_d toe.

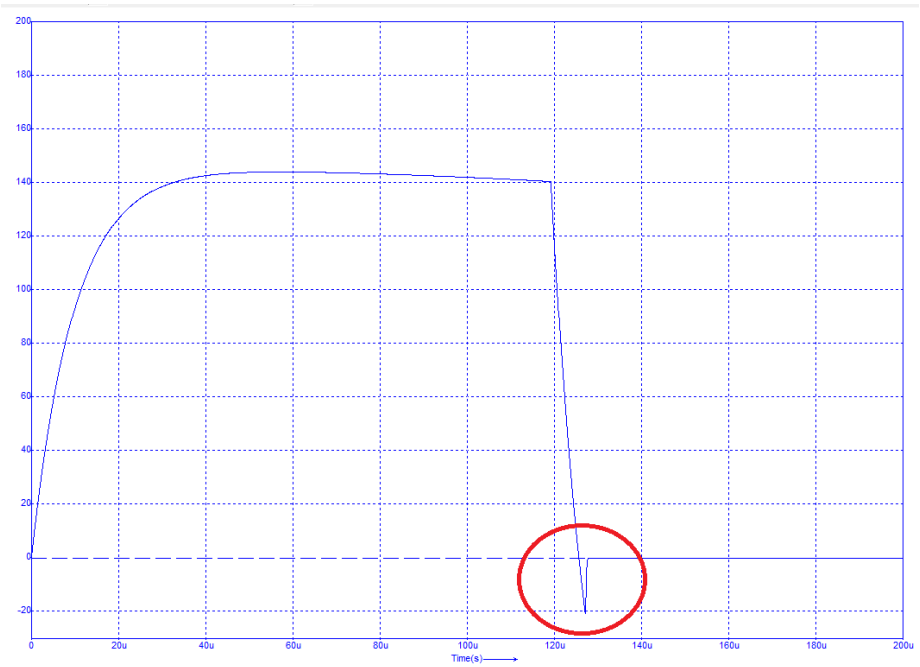
Schottky
Klassieke Schottky diodes gemaakt van silicium hebben de volgende eigenschappen:

- Geen ladingsopslag en dus korte reverse recovery tijd. Ze zijn daarom geschikt als vrijloopdiodes in schakelende voedingen.
- Lage voorwaartse spanning $< 0.5V$. Indien de diodes in een gelijkrichter vervangen worden door Schottky diodes, halveren de verliezen en daardoor kan de efficiëntie van een schakeling gemakkelijk verhoogd worden.
- De maximale blokkeerspanning is lager dan van gewone diodes. Schottky diodes worden daarom gebruikt in voedingen met lagere spanningen.

SiC Schottky diodes
Siliciumcarbide Schottky diodes hebben soortgelijke eigenschappen als silicium

Schottky diodes, maar kunnen een hogere spanning blokkeren en hebben minder doorlaatverliezen. Ze worden gebruikt als vrijloopdiodes.

Soft Recovery Diodes
Bij een snelle diode zal de reverse recovery kort zijn. Hierdoor kan een overspanning ontstaan op het moment dat de reverse recovery ophoudt en de reverse recovery stroom naar nul terugkeert. Om deze hoge spanning te vermijden worden snap-recovery diodes toegepast. Bij deze diodes keert de stroom na het reverse recovery proces langzamer naar nul terug. Hierdoor wordt de overspanning die tijdens reverse recovery optreedt beperkt.



Figuur 15.13: Revere recovery van een diode.

Hoofdstuk 16

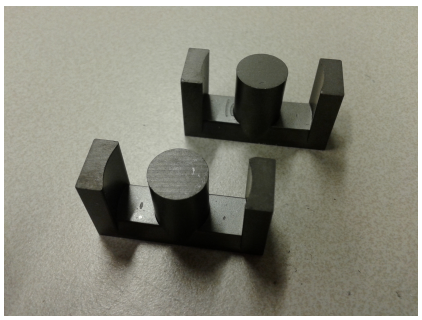
Magnetische componenten

In het algemeen zijn er vier verschillende soorten van magnetische componenten die nodig zijn in bijna iedere geschakelde voeding. De magnetische componenten zijn de hoog-frequente transformator, meestal de meest in het oog springende vanwege zijn omvang in vergelijking met de overige magnetische componenten. Daarnaast zijn er eventueel nog filters, zoals een ingangsfilter en in sommige toepassingen is er een stroomsensor die als een stroom-transformator is uitgevoerd.

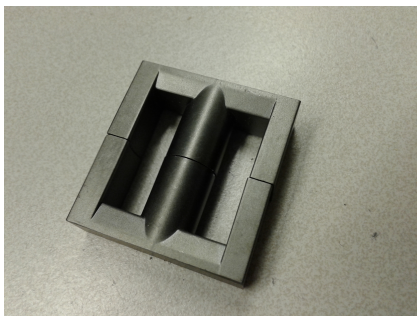
- De hoogfrequente transformator of soms ook uitgevoerd als gekoppelde spoelen, neemt de ingangsspanning die wordt toegevoerd aan de primaire wikkeling en transformeert de ingangsspanning naar een of meerdere hogere of lagere spanningen op de secundaire wikkelingen.
- De spoelen aan de uitgang worden gebruikt in een uitgangsfilter en onderdrukken de rimpel in de uitgangsspanning.
- De spoelen in het ingangsfilter filteren de harmonischen die door de schakelende Mosfets gegenereerd worden, zodat deze harmonischen niet in de bron kunnen komen.
- De stroom-sensor spoel, gemaakt als een stroom-transformator, wordt gebruikt om stromen in de schakelende voeding te meten, om hiermee de uitgangsspanning te regelen.

16.1 Hoog-frequente transformator

De hoogfrequente transformator in de schakelende voeding heeft als taak een galvanische isolatie en een spanningstransformatie te vormen. De frequentie van de geschakelde spanning is meestal hoger dan $20kHz$, in sommige gevallen zelfs $500kHz$. De transformator wordt zodanig ontworpen dat deze net niet verzadigd en zijn verliezen beperkt blijven. Daarom is er een speciaal magnetisch materiaal nodig, meestal een ferriet dat een hoge magnetische veldintensiteit, in $Tesla$, kan hebben voordat het in verzadiging gaat en beperkte verliezen heeft. De spanning op de secundaire wikkeling wordt gelijkgericht door één of meerdere diodes. Vervolgens zorgt de regeling voor het correcte spanningsniveau aan de uitgang. De wikkelverhouding van de transformator is daarom ongeveer



(a) ETD kern



(b) Twee ETD kernen

Figuur 16.1: Met twee ETD29 kernen kan je de kern van een gekoppelde spoel maken.

gelijk aan de spanningsverhouding, ook omdat er meestal met een geheel aantal wikkelingen gewerkt wordt, in een enkel geval soms een halve wikkeling.
Er zijn verschillende principes waarop het ontwerp van de hoogfrequente-transformator voor de verschillende schakelende voedingen gebaseerd is. De vier fundamentele schakelende voedingen met een hoog-frequente transformator zijn:

- Flyback
- Forward
- Volle en halve brug
- Push-Pull

Het verschil in ontwerp zit voornamelijk in de manier waarop het magnetisch veld in de kern wordt opgebouwd en hoever de kern in verzadiging kan komen. De Flyback zit bijna altijd tegen verzadiging aan. De Forward heeft een reset wikkeling nodig, omdat anders de kern langzaam richting de verzadiging komt. Hetzelfde geldt voor de volle en halve brug. De Push-Pull, volle en halve brug omvormers zijn de enige die de kern volledig benutten. Ook de vermogens zijn verschillend. De Flyback in continue mode, wordt voornamelijk gebruikt voor vermogens tot $250W$ en in discontinue mode tot ongeveer $150W$. In een flyback moet de energie in de kern opgeslagen worden, dus dat bepaalt de grootte van de kern. Forward omzetters worden normaliter toegepast van $50W$ tot $500W$. De halve Brug omzetter worden ingezet bij vermogens tussen de $100W$ tot $1000W$ en de volle brug bij vermogens boven de $500W$.

16.2 Kern selectie en vormen

De schakelfrequentie is mede bepalend voor de keuze van de kern. De belangrijkste beperking bij lagere schakelfrequenties is meestal het verzadigen van de kern en hoe snel de transformator wordt aangestuurd richting verzadiging. Voor hogere schakelfrequenties, $50kHz$ en hoger, wordt het verlies in de kern de beperkende factor en komt de kern meestal niet in de verzadiging.
Opgemerkt moet worden dat verzadiging het belangrijkst is bij de Flyback transformators, omdat dit eigenlijk een spoel met meerdere wikkelingen is die energie

opslaat. Alle fabrikanten geven grafieken van de kernverliezen voor verschillende fluxdichtheid en schakelfrequentie.
Bij het kiezen van een kern is de opening waar de windingen doorheen moeten, de zogenaamde window-configuratie, een zeer belangrijke factor bij de hogere schakelfrequenties. De beste optie is een kern met de maximale window-opening, zodat het aantal lagen van de wikkeling klein kan blijven. Dit resulteert in lagere draad-weerstand R_{AC} en een lagere lek-inductantie L_σ.
Bij de hogere schakelfrequenties, zijn vanwege het optredende skin effect en proximity effect, de koperverliezen een probleem. Voor de basis omzetters zijn er vele kernvormen en er kunnen verschillende materialen gebruikt worden. Voor de gekoppelde spoelen in de Flyback omzetter worden meestal kernen met een luchtspleet gebruikt. De meest gebruikte kernvorm is de $E-core$ met luchtspleet en de *Molypermalloy Powder* [MPP] ringkernen met verdeelde luchtspleet. De E kernen, RM kernen en EFD kernen zijn meestal de beste keuze voor de hoog-frequente transformator in de Forward omvormer. De geometrie van de kern wordt vaak gekozen op basis van de beschikbare ruimte op de print. Het gewicht en afmeting zijn beperkende factoren in de keuze van de kern. Over het algemeen is een grotere kern geschikter in magnetisch opzicht, maar draagt volume en gewicht bij tot een duurdere omzetter.

16.3 Uitgangsfilter

Bij een schakelende voeding is er altijd een spoel in het uitgangsfilter. Bij de Flyback is deze uitgevoerd als gekoppelde spoel. De meerderheid van deze kernen zijn MPP ringkernen(toroden). Ook ferrieten die gelamineerd zijn worden toegepast. Door de laminatie ontstaat er vanzelf een verdeelde luchtspleet in het materiaal. In de MPP ringkernen is het poeder dusdanig luchtig gemaakt, dat het een verdeelde luchtspleet heeft. De grootte van de luchtspleet is op de datasheet aangegeven, maar je kan hem in de ringkern niet zien zitten, omdat deze verdeeld over het materiaal is. De MPP kernen worden veelvuldig toegepast omdat het materiaal in iedere mogelijke vorm geperst kan worden. Hierdoor zijn zeer vlakke constructies mogelijk, bijvoorbeeld voor toepassingen waar de wikkelingen als koperbanen op de print zijn getst.

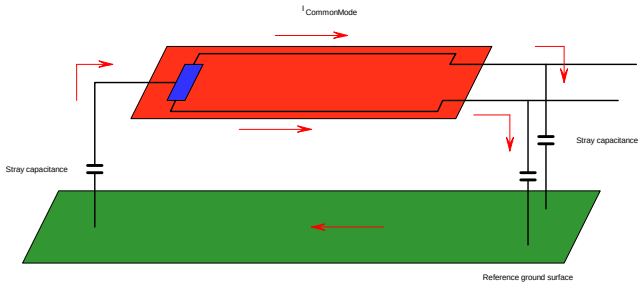
16.4 Stroomsensor

De regeling in een schakelende voeding heeft een stroomsensor nodig. Meestal wordt hiervoor een weerstand genomen, waarbij de spanningsval over de weerstand een maat voor de grootte van de stroom is. Deze weerstand geeft echter een verlies, omdat de stroom door de weerstand maal spanning over de weerstand, warmte veroorzaakt. Daarom wordt ter vervanging van de weerstand meestal een stroomtransformator toegepast. De stroomtransformator meet de stroom in het schakelende circuit van de Mosfet zonder verliezen en zonder ongewenste inductie of extra weerstand aan het gate drive circuit toe te voegen. Bij een stroomtransformator, ook wel Rogowski spoel genoemd, bestaat de primaire wikkeling uit een draad die door een ringkern gestoken wordt. Om de ringkern wordt een wikkeling aangebracht waardoor de secundaire stroom gemeten wordt. De stroom door de primaire wikkeling induceert een veld in de

ringkern. Dit veld wekt een spanning op in de secundaire wikkeling, die dan proportioneel is met de gemeten stroom. De secundaire wikkeling bestaat meestal uit meerdere, minstens 10, wikkelingen. Des te meer secundaire wikkelingen, des te hoger de nauwkeurigheid van de stroommeting.

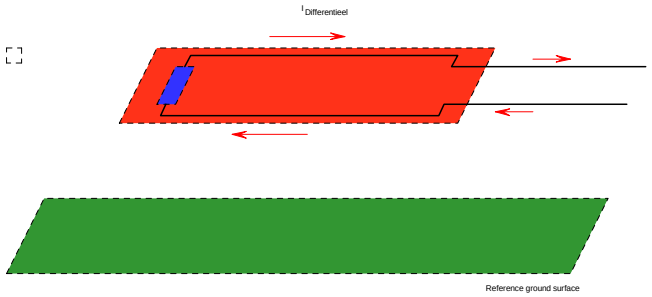
16.5 Ingangsfilter

De spoelen in het ingangsfilter die gebruikt worden om Elektromagnetische Interferentie [EMI] storingen te onderdrukken zijn de Common-mode en Differentialmode. Common mode harmonischen zijn de hoogfrequente harmonischen die met dezelfde fase door het circuit en via parasitaire capaciteiten teruglopen.



Figuur 16.2: Common mode stromen lopen uit het apparaat via de condensatoren.

De common mode inductor heeft een hoge waarde (meerdere mH), voor deze common mode stoorstromen en kan ze daarom filteren en via de filtercondensatoren naar de massa afleiden. Common mode worden gewoonlijk gewikkeld op een ringkern, waarbij de heengaande en teruggaande wikkeling met gelijke windingen op de tegenoverliggende zijden van de ringkern gewikkeld worden. De opgewekte flux is hierdoor in fase met elkaar en versterkt de flux door de ringkern. De basis harmonische, zoals de $50Hz$ stroomcomponent (die groot is), kan ongehinderd door deze spoel lopen, omdat de fluxen van deze in tegenfase lopende stromen elkaar opheffen. Hierdoor is de inductiviteit van de common-mode spoel klein voor de stromen die niet common-mode zijn.
De common mode inductor wordt doorgaans gewikkeld op een ringkern met hoge permeabiliteit waardoor een vrij hoge inductiviteit op een kleine kern verkregen wordt.
De differentiële mode spoel is meestal maar een enkele wikkeling, omdat de gehele stroom een veld opwekt in de kern en deze niet mag verzadigen. Daarom heeft de kern voor de differentiële mode een lage effectieve permeabiliteit zodat een ferriet met luchtspleet of MPP kern met verdeelde luchtspleet gebruikt wordt.



Figuur 16.3: Differentiële mode stromen lopen door het apparaat en weer terug.

Hoofdstuk 17

Berekening van de kern en wikkelingen

Met wikkelingen bedoelen we alle inductieve bouwelementen van de geschakelde voeding. Dit zijn allereerst de spoelen (hier horen ook gekoppelde spoelen van en Flyback omvormer bij!) en de hoog-frequente transformators, zoals toegepast in Forward, PushPull en Halve en Volle brug omvormers. Als kernmateriaal wordt hoofdzakelijk ferriet gebruikt. Maar ook andere hoog-permeabele en hoog-verzadigbare kernmaterialen zijn toepasbaar.

In alle gevallen gaat het om wikkelingen van koperdraad om een magnetische kern. Echter de manier waarop de kern is gemaakt en of er 1 wikkeling of meerdere zijn, maakt een verschil.
Als eerste het onderscheid tussen een spoel en een transformator. In een spoel kan je energie opslaan (net zoals in een condensator). Een transformator is alleen maar een omvormer, van een hoge naar een lage spanning of omgekeerd. Ook de stroom schaalt natuurlijk evenredig mee. Maar onthoud, in een transformator kan je geen energie opslaan! Om energie op te slaan heb je dus een spoel nodig en als je meerder wikkelingen om een magnetische kern legt, dan spreek je van gekoppelde spoelen.

Voorbeelden:

- **Transformator**(Net-frequentie $50/60Hz$)
  Van de wisselspanning uit het stopcontact naar 12 volt wisselspanning, die daarna met een gelijkrichter dioden in een gelijkspanning wordt omgezet. Dit is een transformator, omdat je hier geen energie opslaat.

  $$V_{in} \cdot I_{in} = V_{uit} \cdot I_{uit} \tag{17.1}$$

  Alleen de hoogte van de uitgangsspanning is hier van belang, de stromen stellen zich zelf in. Deze spanningsverhouding wordt in hoofdzaak bepaald door de wikkelingsverhouding.

- **Transformator**(Hoge frequentie), toegepast in een Forward, Push-Pull, halve en volle brug.
  Als de schakelaars in de forward omvormers geleiden, loopt er primair een stroom en direkt ook secundair door de uitgangsdiode een secundaire stroom. Er is dus geen opslag, alleen transformatie van het spanningsniveau vanwege de wikkelingsverhouding primair en secundair. Een hoogfrequente transformator dus!

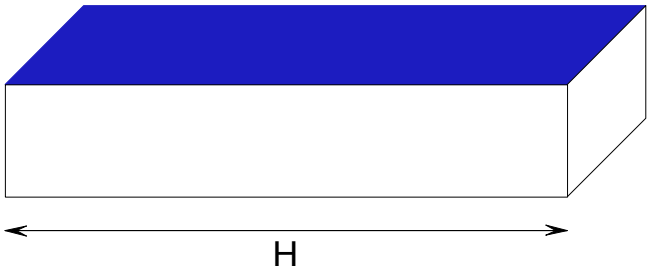
- **Spoel**, toegepast in een Buck, boost, Buck-Boost
  Als de schakelaar in de omvormer omgaat (hangt van het type omvormer af), loopt er een stroom door de spoel. Op het moment dat de schakelaar omschakelt, blijft deze stroom door de spoel lopen, maar nu via de vrijloop diode. De energie in de spoel wordt op die wijze eerst opgebouwd (Mosfet in Buck-omvormer gesloten) en vervolgens aan de uitgang afgegeven (Mosfet in Buck-omvormer geopend en de vrijloopdiode geleidend).

- **Gekoppelde spoelen**, toegepast in de Flyback
  Een flyback-omvormer is eigenlijk een Buck-Boost omvormer met 2 wikkelingen. Er is opbouw van energie via de primaire wikkeling als de schakelaar gesloten wordt. Afgifte van energie uit de gekoppelde spoelen via de secundaire wikkeling als de schakelaar geopend wordt. Twee spoelen die om dezelfde magnetische kern zitten worden daarom gekoppelde spoelen genoemd.

Samengevat kan je dus zeggen dat een spoel energie opslaat en om die reden een hoge inductiviteit L heeft, zodat de opgeslagen hoeveelheid energie $W = \frac{1}{2}L\hat{I}^2$ ook hoog is. Een transformator schaalt alleen de spanning en stroom en heeft daarom een veel kleinere waarde voor L.

17.1 Magnetische velden

Wat moet je weten om magnetica beter te begrijpen. Er zijn veel verschillende grootheden waarmee het magnetisme wordt aangeduid. Laten we er in een vaste volgorde naar kijken zodat de verschillen en overeenkomsten duidelijk worden.



Figuur 17.1: Magnetische veldsterkte H staat over het materiaal.

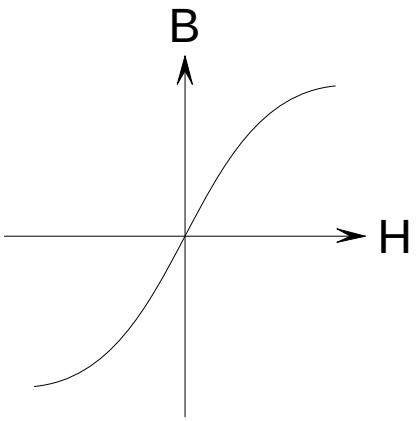
We beginnen met een stroom i door n windingen draad om een ferromagnetisch materiaal. Dit geeft een *magneto-magnetic-force*

$$mmf = n \cdot i \tag{17.2}$$

Hieruit is de magnetische intensiteit H te berekenen. Deze wordt meestal in $Ampere \cdot meter$, oftewel Am gegeven.

$$H \cdot l = n \cdot i = mmf \tag{17.3}$$

Dit betekent dat de grootheid H altijd voor een lengte geldt. Des te langer het materiaal, des te meer stroom is er nodig om overal dezelfde H te hebben.
Vervolgens kijken we naar de BH curve.

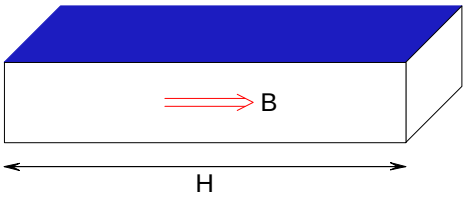


Figuur 17.2: B kan je aflezen als functie van H met $B = \mu_0\mu_r H$, waarbij $\mu_r = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ afneemt naarmate H groter wordt.

Als we de hysterese klein veronderstellen, zien we tussen B en H een eenduidige relatie

$$B = \mu_0\mu_r H \tag{17.4}$$

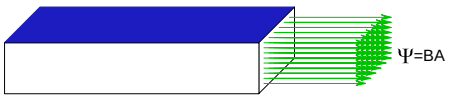
Dus nu kunnen we B aflezen in de BH curve voor een gegeven H. B is de magnetische inductie en is gegeven in $Tesla$ of $Gauss$ ($1[Tesla] = 10000[Gauss]$).



Figuur 17.3: Magnetische fluxdichtheid B is in het materiaal.

Met behulp van de inductie B en de doorsnede van het materiaal A kunnen nu de zogenaamde veldlijnen, oftewel de Flux berekend worden.

$$\Psi = B \cdot A \tag{17.5}$$



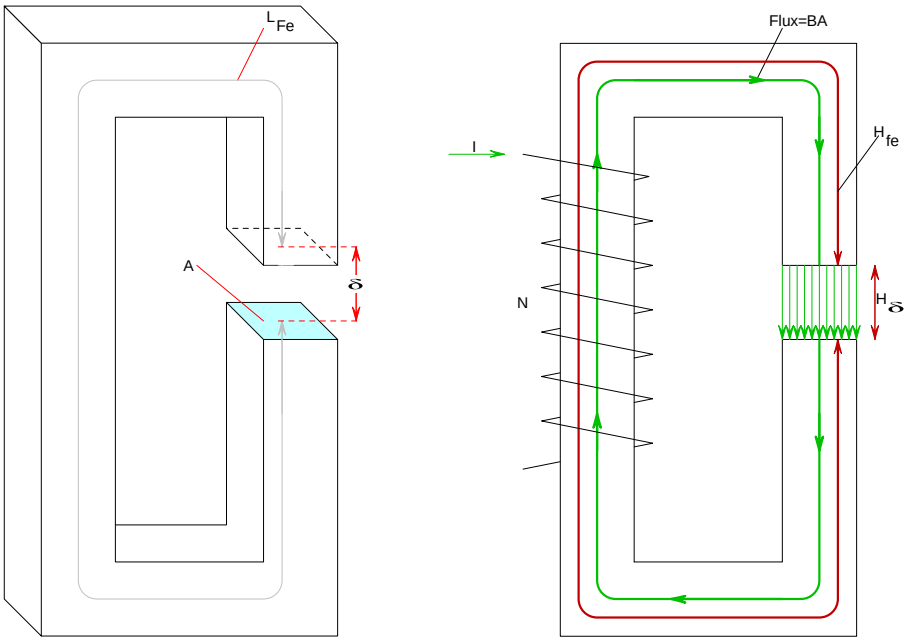
Figuur 17.4: Magnetische Flux Ψ gaat door het gehele materiaal en komt er ook uit.

17.2 Berekening van spoelen

We nemen een spoel met inductiviteit L en stroombelastbaarheid $\hat{I}$. Spoelen moeten energie opslaan. De opgeslagen energie bedraagt:

$$W = \frac{1}{2} L \hat{I}^2 \tag{17.6}$$

Deze energie wordt opgeslagen als magnetisch energieveld, en dan zowel in het ferriet als in de luchtspleet van de kern (zie figuur 17.5).



Figuur 17.5: Kern met mechanische en magnetische grootheden.

De grootte van een spoel is ongeveer evenredig met de hoeveelheid energie die opgeslagen moet worden.

De magnetische energie in de spoel bedraagt:

$$W = \frac{1}{2} \int \vec{H} \cdot \vec{B} dV \approx \underbrace{\frac{1}{2} \int \vec{H}_{Fe} \cdot \vec{B}_{Fe} \cdot V_{Fe}}_{} + \underbrace{\frac{1}{2} \vec{H}_{\delta} \cdot \vec{B}_{\delta} \cdot V_{\delta}}_{} \tag{17.7}$$

Hierin is

I Spoelstroom [A]

N Aantal wikkelingen [.]

A Kerndoorsnede $[mm^2]$

l_{Fe} Effectieve kernlengte[mm]

δ Lengte van de luchtspleet[mm]

Φ Magnetische Flux[Weber]

B Magnetische Fluxdichtheid[Tesla]

H_{Fe} Magnetische veldsterkte in de kernA/m

H_δ Magnetische veldsterkte in de luchtspleet[A/m]

De magnetische flux Φ is constant en heeft in de luchtspleet en in het ferriet ongeveer dezelfde grootte. Omdat de doorsnede van de luchtspleet even groot is als de doorsnede van de kern, is de magnetische fluxdichtheid ook gelijk, te weten:

$$\overrightarrow{B} \approx \overrightarrow{B}_{Fe} \approx \overrightarrow{B}_\delta \tag{17.8}$$

De magnetische veldsterkte $\overrightarrow{H}$ is niet constant, deze is in de luchtspleet een factor μ_r groter dan in het ferriet. Als we deze invullen in de voorgaande vergelijking, dan is het resultaat met: $\overrightarrow{B} = \mu_0\mu_r \cdot \overrightarrow{H}$, $V_{Fe} = l_{Fe} \cdot A$ en $V_\delta = \delta \cdot A$:

$$W \approx \frac{1}{2}\frac{B^2}{\mu_0}(\frac{l_{Fe}}{\mu_r} + \delta) \cdot A \tag{17.9}$$

μ_r bedraagt in ferriet circa $1000 \cdots 4000$. De effectieve magnetische kernlengte is alleen met l_{Fe}/μ_r te berekenen. Daarom kunnen we bij gebruikelijke kernafmetingen stellen dat de energie hoofdzakelijk in de luchtspleet opgeslagen is. Een goede benadering is dan ook:

$$W \approx \frac{1}{2}\frac{B^2 \cdot A \cdot \delta}{\mu_0} \tag{17.10}$$

Let op!
Spoelen hebben dus een luchtspleet, omdat daarin de energie zit opgeslagen.

De luchtspleet heeft dan ook een bepaald volume nodig om de benodigde energie $\frac{1}{2}L\hat{I}^2$ op te slaan. De maximale flux B bedraagt bij normale ferrietsoorten circa $B_{max} \leq 0.3T$. Het benodigde luchtspleetvolume bedraagt:

$$V_\delta = A \cdot \delta \geq \frac{L\hat{I}^2 \cdot \mu_0}{B_{max}^2} \tag{17.11}$$

met $B_{max} = 0.3T$

Met dit volume kan een overeenkomstige kern uit een databoek gekozen worden.

Het aantal wikkelingen kan met hulp van de inductantie-coëfficiënt A_L berekend worden.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \tag{17.12}$$

De waarde van A_L is in de datasheet voor iedere kern met aangegeven kernmateriaal en luchtspleetlengte gegeven. Met behulp van het aantal wikkelingen berekenen we hiermee de inductiviteit van de spoel:

$$L = N^2 A_L \tag{17.13}$$

Ter controle berekenen we nu nog de maximaal optredende fluxdichtheid B. Hiervoor kijken we naar de kleinste doorsnede van de kern A_{min}.
Deze fluxdichtheid B mag in het algemeen niet groter zijn dan 0.3 Tesla.

$$B = \frac{L \cdot \hat{I}}{N \cdot A_{min}} = \frac{N \cdot A_L \cdot \hat{I}}{A_{min}} \overset{!}{\leq} 0.3[T] \tag{17.14}$$

A_{min}: de minimale kerndoorsnede voor de berekening van de maximale flux, staat op de datasheet van de ferrietkern aangegeven.

17.3 Draaddiameter van de spoel

De stroomdichtheid S van de spoel kan tussen 2 en $5A/mm^2$ gekozen worden, afhankelijk van grootte en isolatie; bijvoorbeeld afhankelijk van hoe de warmte kan worden afgevoerd. Daaruit volgt voor de draaddiameter d:

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot S}} \tag{17.15}$$

waarbij $S = 2 \ldots \underline{3} \ldots 5 \frac{A}{mm^2}$ en I de stroom in Amperé.

17.4 Berekening van transformatoren

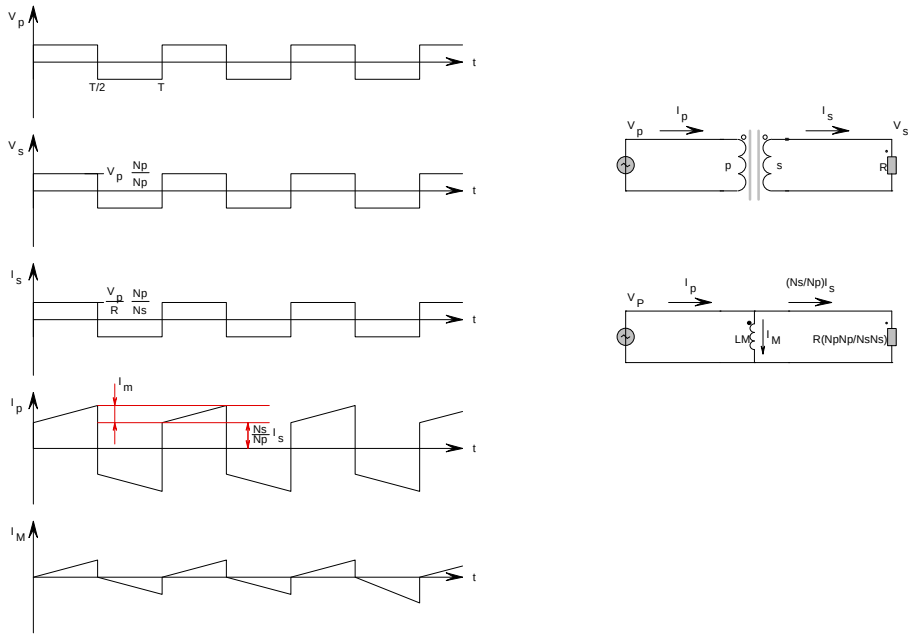
Hoogfrequente transformators, hierna transformators genoemd, brengen elektrisch vermogen over.De transformator slaan geen energie op, maar transformeren alleen maar spanning en stroom. Hun grootte is afhankelijk van het over te dragen vermogen en van de schakelfrequentie. Hoe hoger de frequentie, hoe kleiner de kern kan worden. Gebruikelijke frequenties liggen tussen de 20 en 100kHz. Als kernmateriaal wordt hoofdzakelijk ferriet gebruikt.
Datasheets van ferrietkernen geven nominale waarden voor het overdraagbare vermogen van de verschillende kernen. We beginnen met het kiezen van een geschikte ferrietkern die past bij het benodigde vermogen en de gewenste frequentie. Vervolgens berekenen we het benodigde aantal wikkelingen, want dit bepaalt de magnetische flux in de kern. Daarna berekenen we de draaddiameter. Deze is afhankelijk van de stroomsterkte aan de primaire en de secundaire zijde.

Als eerste bekijken we de berekening van het minimale aantal primaire wikkelingen.

Aan de primaire zijde van de transformator ligt een blokvormige spanning V_p. Deze veroorzaakt een ingangsstroom I_p, welke is samengesteld uit de teruggetransformeerde stroom I_s en de magnetiseringsstroom I_M, zie figuur 17.6.

$$I_p = I_M + \frac{N_s}{N_p} I_s \tag{17.16}$$

Om de magnetiseringsstroom I_M zo klein mogelijk te houden, wordt een kern zonder luchtspleet gebruikt.



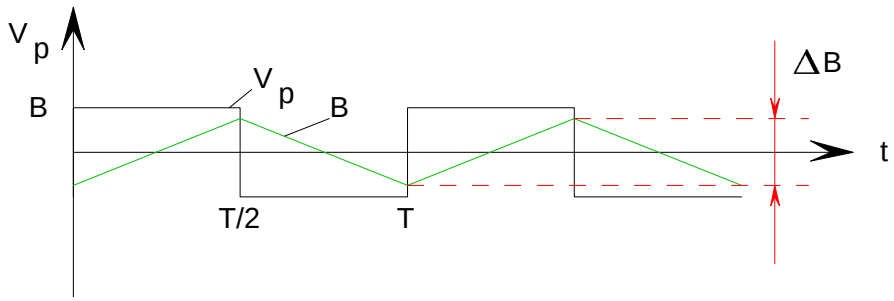
Figuur 17.6: Magnetiseringsstroom en vervangschema van de transformator.

De blokvormige spanning v_1 aan de ingang van de transformator veroorzaakt een driehoekige magnetiseringsstroom I_M. Deze magnetiseringsstroom is min of meer onafhankelijk van de secundaire stroom I_s (zie ook het vervangschema voor de transformator in de figuur 17.6). De magnetiseringsstroom is min of meer evenredig aan de magnetische flux Φ en de magnetische fluxdichtheid B. De ingangsspanning U_1 bepaalt de magnetische flux in de transformatorkern. De fysische samenhang wordt gegeven door de *Wet van de Inductie*:

$$v = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \tag{17.17}$$

Voor de transformator in de figuur 17.7 geldt dan:

$$\Delta B = \frac{v_p \cdot T/2}{N_p \cdot A} \tag{17.18}$$



Figuur 17.7: Ingangsspanning en de magnetische fluxdichtheid.

Des te hoger de schakelfrequentie en des te groter het aantal wikkelingen N_p is, des te kleiner is de amplitude van de fluxdichtheid ΔB.
Nu kan het minimale aantal wikkelingen ${N_p}^{min}$ berekend worden. Dit is nodig om de eerder gekozen fluxdichtheid ΔB niet te overschrijden.
De verzadigingsfluxdichtheid van $\hat{B} \approx 0.3T$ (dit betekent dat $\Delta B \approx 0.6T$) kan bij transformators meestal niet worden gebruikt. In push-pull omvormers zou dan bij elke schakelperiode de volledige hysterese-loop doorlopen moeten worden, wat in het algemeen tot ontoelaatbare verliezen en opwarming van de kern zou leiden. Daarom kies je hier een lagere waarde voor de maximale fluxdichtheid $B \leq 0.2T$. Wanner er geen precieze gegevens zijn over warmteafgifte en kernverliezen, moet men bij frequenties van ($20kHz$ tot $500kHz$) ΔB kiezen tussen $0.3 \ldots 0.2T$. Hoe kleiner ΔB is, des te geringer zijn de hystereseverliezen.

Uit het bovenstaande volgt het minimale aantal wikkelingen voor N_p:

$$ {N_p}^{min} \geq \frac{v_1 \cdot T/2}{\Delta B \cdot A_{min}} \tag{17.19} $$

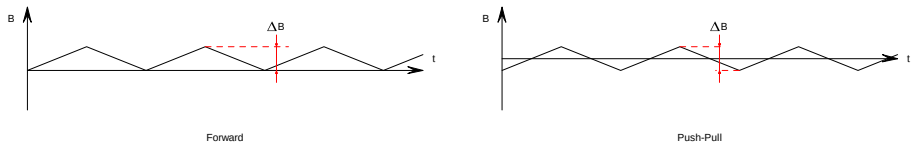
waarbij $\Delta B \approx 0.2 \ldots 0.3T$.

Om het minimale aantal wikkelingen te berekenen wordt uitgegaan van A_{min}, welke de minimale kerndoorsnede is en een klein beetje lager is dan A. Deze bepaalt de maximale fluxdichtheid. De waarde van A_{min} is voor de meeste kernen in de datasheet weergegeven.

Opmerking

> Bij single ended forward converters wordt de kern in slechts een richting gemagnetiseerd, terwijl deze bij push-pull converters in beide richtingen wordt gemagnetiseerd.

De berekening voor het minimale aantal wikkelingen N_{pmin} is bij beide converters gelijk, alleen is $\Delta B \leq 0.3T$ voor Forward-omvormers terwijl bij Push-Pull, Volle- en Halve-Brug omvormers geldt dat $\Delta B \leq 0.2T$.



Figuur 17.8: Magnetische fluxdichtheid voor een Forward(links) en een Push-Pull(rechts) omvormer.

17.5 Draaddiameter van de transformator

De draaddiameter wordt bepaald door de effectieve waarde van de wikkelingsstroom. Deze kan worden berekend op basis van het overgedragen vermogen. Wanneer we de verliezen verwaarlozen en aannemen dat met een minimum ingangsspanning de maximale duty cycle bereikt wordt, is het resultaat:

Voor de Push-Pull omvormer:

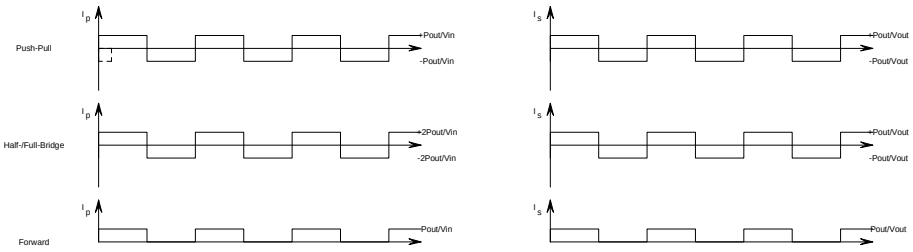
$$I_p{}^{eff} \approx \frac{P_{out}}{v_{in}} \text{en} I_2{}^{eff} = \frac{P_o ut}{U_o ut} \tag{17.20}$$

Voor de Halve-, Volle-Brug omvormers:

$$I_p{}^{eff} \approx \frac{2P_{out}}{v_{in}} \text{en} I_s{}^{eff} = \frac{P_{out}}{v_{out}} \tag{17.21}$$

Voor de Forward omvormer:

$$I_p{}^{eff} \approx \frac{\sqrt{2}P_{out}}{v_{in}} \text{en} I_s{}^{eff} = \frac{\sqrt{2}P_{out}}{v_{out}} \tag{17.22}$$



Figuur 17.9: Primaire en secundaire stroom voor een Push-Pull(boven), Halve-/Volle-Brug omvormer(midden) en Forward(onder) omvormer.

De magnetiseringsstroom I_M kan daarbij verwaarloosd worden. De stroomdichtheid S wordt net als bij spoelen tussen de 2 en 5$[A/mm]$ gekozen, afhankelijk van hoe de warmteafgifte is.
De draaddoorsnede A_{draad} en de draaddiameter d_{draad} voor een stroom I berekenen we dan als volgt:

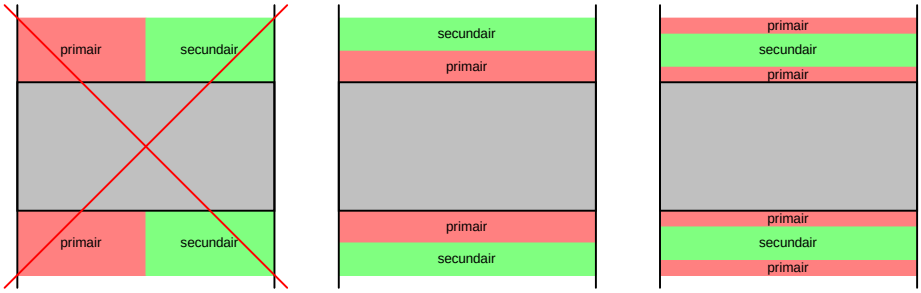
$$A_{draad} = \frac{I}{S} \tag{17.23}$$

$$d_{draad} = \sqrt{\frac{I \cdot 4}{S \cdot \pi}} \tag{17.24}$$

waarbij $S = 2 \ldots \underline{3} \ldots 5 A/mm$.
De kernen zijn zo ontworpen dat de beschikbare wikkelruimte bij deze berekening voldoet. Primaire en secundaire wikkelingen hebben daarbij ongeveer dezelfde wikkeldoorsnede. Op de datasheet staat de beschikbare wikkelruimte meestal als *Winding Area* W_A aangegeven.

Opmerking

Als het aankomt op een goede koppeling tussen de wikkelingen, dan moeten de wikkelingen boven elkaar gewikkeld, in bepaalde gevallen zelfs door elkaar geweven worden. Zo is in onderstaande illustratie de koppeling tussen de primaire en secundaire wikkelingen voor:
(links) slecht,
(midden) goed,
(rechts) een factor vier beter dan (midden).



Figuur 17.10: Verschillende wikkelingsmethoden.

Opmerking

Het aantal primaire wikkelingen moet niet veel hoger liggen dan in N_{1min} gekozen is, omdat anders de koperverliezen ten gevolge van de langere draad onnodig hoog worden. In de literatuur bestaat zelf een optimale ΔB_{opt}, waarbij hysterese- en koperverlies minimaal zijn.

Opmerking

Bij hoge frequenties en grote draaddiameter moet het skin-effect meegewogen worden. Het wordt aanbevolen bij frequenties $> 20kHz$ en draaddoorsneden van $> 1mm^2$, koperfolie of litzedraad te gebruiken.

17.6 Magnetische Kernen

Er bestaan verschillende soorten soorten kernen. De bekendste zijn E, I, ETD, U, Pot kernen en daarnaast de ringkernen. In figuur 17.11 zijn verschillende kernen afgebeeld. De keuze van een kern hangt af van de verzadiging van de kern De kern wordt dus zo gekozen dat deze net niet in verzadiging gaat. De vorm maakt hier nogal wat uit, met name wat betreft prijs en bouwgrootte. De keuze voor bijvoorbeeld een ETD kern, zie figuur 16.1, is louter om prijsredenen. De afkorting ETD staat voor *Economic Transformer Design*

Figuur 17.11: Verschillende kernen

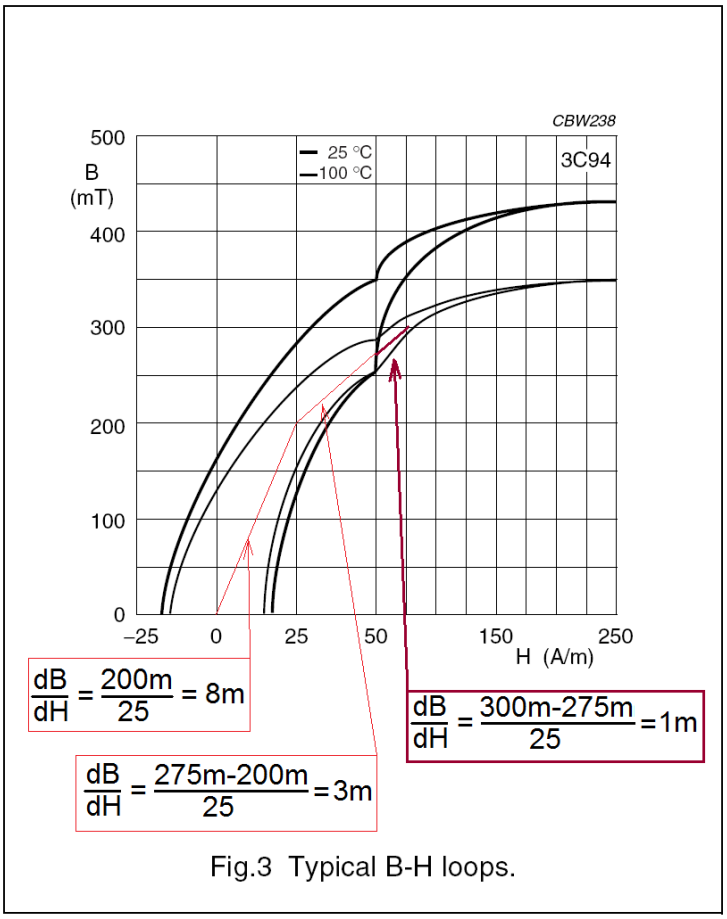
17.7 Magnetisch materiaal

Er zijn een aantal verschillende materialen waar de kernen van gemaakt zijn. Iedere fabrikant heeft zijn eigen materiaal, zoals Ferroxcube (afgesplitst van Philips) de 3Cxx, 3Fxx, etc en Epcos (afgesplitst van Siemens) de Nxx materiaalnamen kent. In figuur 17.12 is de BH karakteristiek van het Ferroxcube materiaal $3C94$ te zien. De inductiviteit van een wikkeling rondom een kern gemaakt van dit materiaal volgt dus de verzadigingscurve van dit materiaal. Daarom is het belangrijk om in te schatten hoe ver de kern in verzadiging gaat. Dit wordt gegeven door de grootte van de stroom I en het aantal wikkelingen N en de effectieve lengte l_{Fe} van de kern.

$$H = \frac{N \cdot I}{l_{Fe}} \tag{17.25}$$

In figuur 17.12 is te zien dat afhankelijk van H de kern in verzadiging gaat. De waarde van de inductiviteit L van de wikkeling zal afnemen omdat de afgeleide $\frac{dB}{dH}$ ook afneemt. Let op dat in deze figuur de X-as met twee verschillende maten is getekend, waardoor er een knik in de karakteristiek ontstaat. Dit is

om de karakteristiek duidelijker afleesbaar te maken, daar waar hij het meest verandert.



Figuur 17.12: BH curve van Ferroxcube 3C94 ferriet.

Een andere belangrijke factor is de temperatuur van de kern. Met de temperatuur verandert ook de verzadiging. Des te warmer de kern des te eerder zal hij in verzadiging gaan.

In de omvormer zie je dit effect terug als het afnemen van de inductiviteit van de spoel. Daardoor kan een stroom door de spoel bij gelijkblijvende spanning ineens veel groter worden.

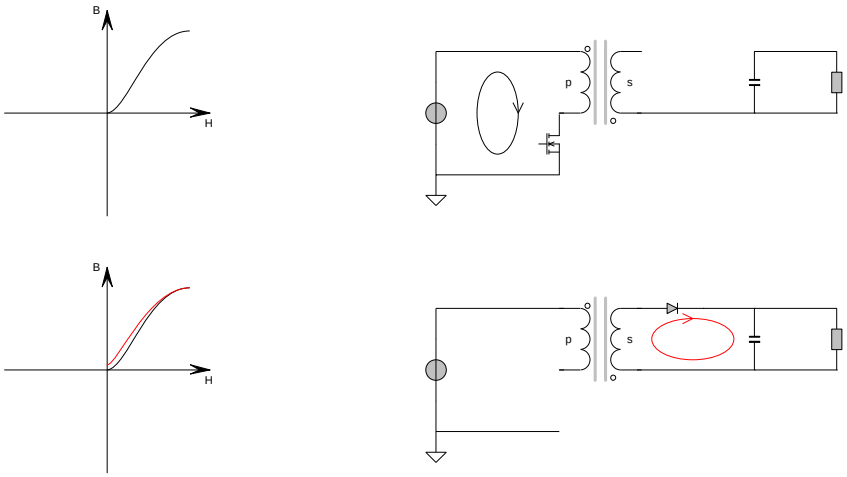
$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L} \tag{17.26}$$

Door deze snellere stroomstijging en daardoor hogere stroom, worden ook de verliezen weer hoger, waardoor de kern nog meer opwarmt.

Ook van belang is de hysterese van het materiaal. Hierdoor ontstaan de verliezen in de kern zelf, die tot opwarming kunnen leiden. Simpel gezegd is het oppervlak van de hysterese-loop een maat voor de verliezen.

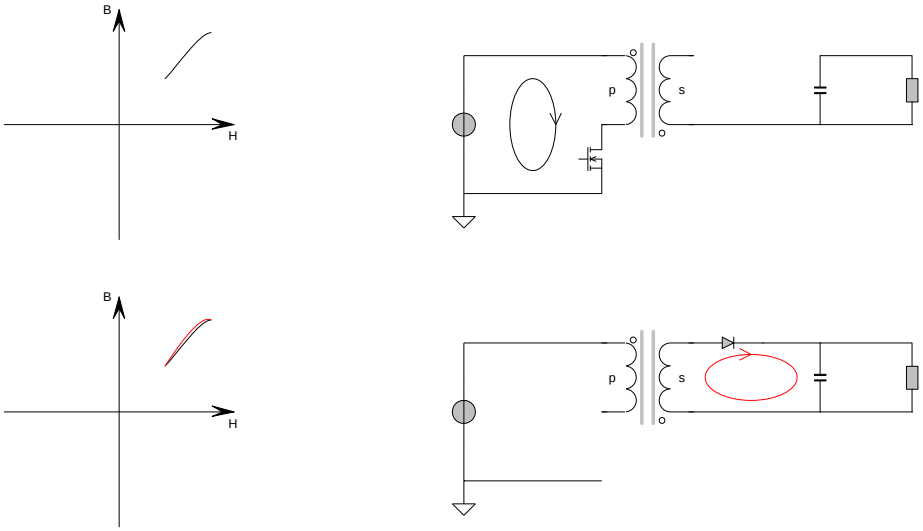
Waarom is die kennis over het materiaal zo belangrijk?

Afhankelijk van het type omvormer wordt de BH-karakteristiek doorlopen. En dat bepaald hoe de kern in verzadiging kan komen. Kijken we bijvoorbeeld naar een Flyback omvormer, dan zal tijdens het geleiden van de Mosfet, de BH-curve in richting verzadiging doorlopen worden. bij het openen van de Mosfet, zal de kern demagnetiseren via de diode aan de uitgang. Hierdoor neemt het veld in de kern weer af, e zal de kern terugkeren naar $B = 0, H = 0$, tenminste, als de stroom door de ken naar nul teruggaat zoals in de discontinue mode.

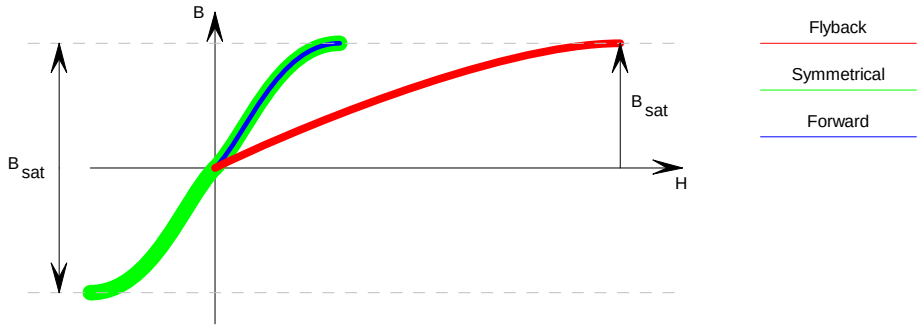


Figuur 17.13: BH curve bij een Flyback converter.

Als de stroom continue blijft, dan zal het veld in de kern niet naar nul terugkomen en blijft de kern in soort van DC instelling behouden. Dit wordt de DC-bias van de kern genoemd en is eigenlijk een slechte benutting vande kern. Beter is het symmetrische omvormers te gebruiken. Deze sturen de kern geheel uit en benutten de kern daardoor ook veel beter. De belangrijkste symmetrische omvormers zijn de PushPull, volle- en halve-brug omvormers. De symmetrische omvormers kunnen hierom meer vermogen omzetten dan de Flyback en Forward omvormers en je ziet ze dan ook in de hogere vermogensklasse, waarbij met name de volle-brug de vermogenskampioen boven de 1000 Watt is.



Figuur 17.14: DC instelling bij de BH curve bij een Flyback converter.



Figuur 17.15: BH curve bij de verschillende omvormers.

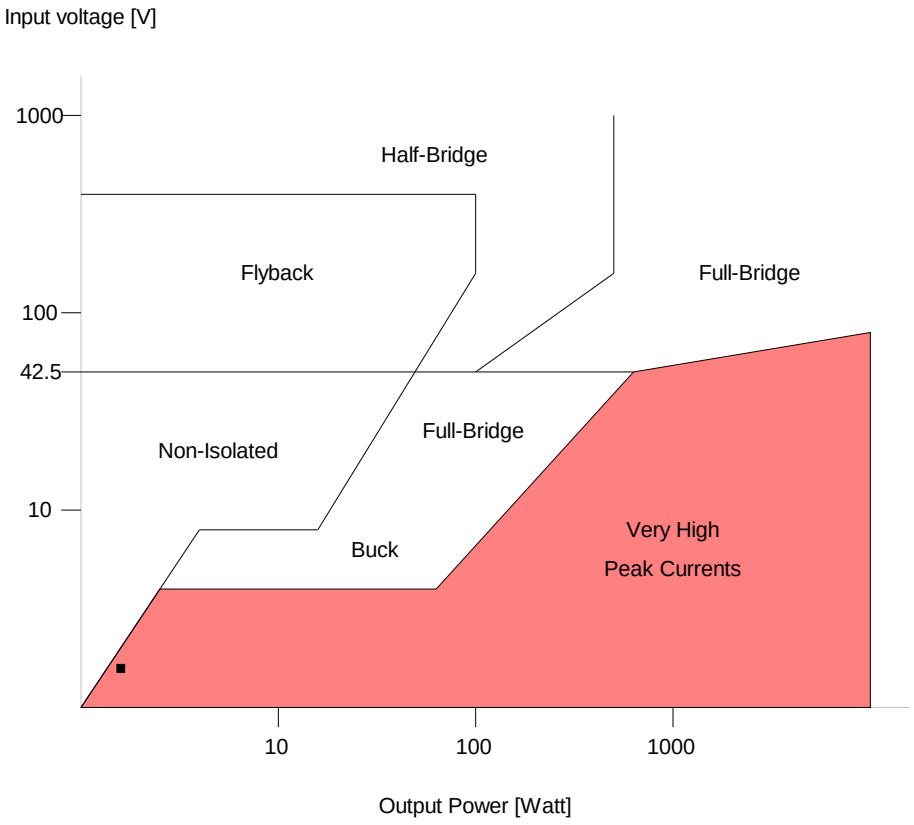
Deel VI

Praktische realisatie

Hoofdstuk 18

Toepassingen

Er zijn verschillende topologiëen voor schakelende omvormers. We hebben de meeste in deel II en deel III gezien. Alle andere topologiëen zijn een directe uitbreiding of afgeleide van deze 9 basis topologiëen. In de tutorials zijn enkele exoten te vinden.



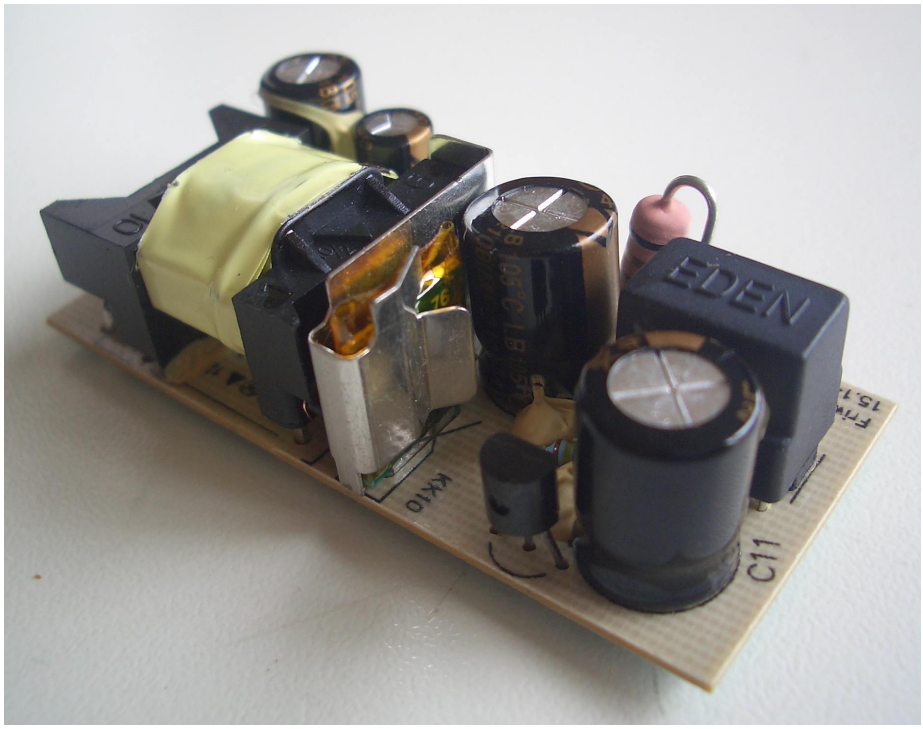
Figuur 18.1: Toepassingsgebieden van de verschillende schakelende omzetters.

18.1 Keuze van de omvormer

Ieder topologie heeft zo zijn eigen voor- en nadelen voor een bepaalde toepassing. Er zijn 5 belangrijke factoren wanneer je tot de keuze van een schakelende voeding voor een bepaalde toepassing moet komen.

- Moeten de in- en uitgang elektrisch geïsoleerd zijn? Dit hangt af van de veiligheidseisen van de toepassing en het spanningsniveau.
- Moeten er meerdere uitgangen komen?
- Komen er door de toepassing hoge spanningen over de halfgeleiders te staan?
- Gaan er vanwege de toepassing hoge stromen door de halfgeleiders vloeien?
- Hoe hoog is de ingangsspanning aan de primaire zijde van gekoppelde spoelen of een transformator?

De eerste factor is met name een veiligheidseis. Spanningen boven de $42.5v$ worden over het algemeen gezien als gevaarlijk. Hoewel in de meeste landen het spanningsniveau tot $90v$ nog als veilig beschouwd wordt, kunnen er boven de $20v$ gemakkelijk vonken overslaan. Om deze reden worden er boven de $42.5v$ altijd geïsoleerde omvormers met hoogfrequente-transformators of gekoppelde spoelen gebruikt. Deze worden *off-line* omvormers genoemd, waarbij de primaire kant van de omvormer meestal via een stekker met het stopcontact verbonden is.



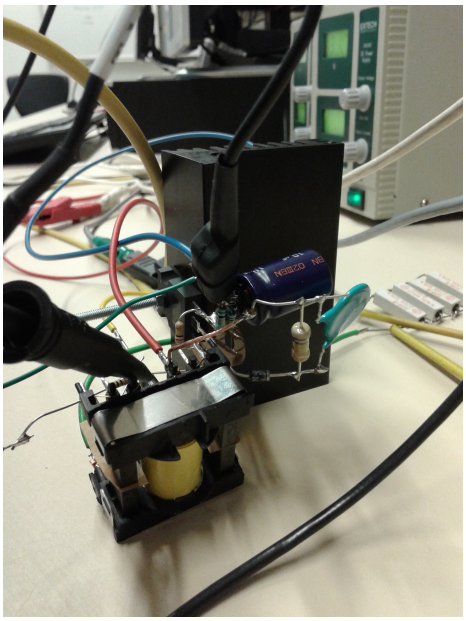
Figuur 18.2: Snellader voor een mobile telefoon.

Indien meerdere verschillende uitgangsspanningen nodig zijn, wordt meestal ook gebruik gemaakt van een gekoppelde spoel met meerdere secundaire wikkelingen. Een andere mogelijkheid is een zogenaamde *point of load* waarbij één omvormer een lage spanning maakt, die door andere kleinere omvormers in nog lagere specifiekere spanningen omgevormd worden, zie figuur 3.6.

Indien de in- en uitgangsspanningen onder de $42.5v$ blijven, mag de massa, de *ground* van de in- en uitgang met elkaar verbonden worden.

De laatste drie factoren zijn meer voor de levensduur van de omvormer van belang. Schakelende voedingen leveren bijna constant vermogen aan de belasting. Als de ingangsspanning laag is, zal de omvormer een hoge ingangsstroom vragen, dus in het geval van een hogere ingangsspanning, wordt de ingangsstroom lager. Een ontwerp regel is om zoveel mogelijk spanningsconversie met behulp van de transformator of de gekoppelde spoelen te doen. Hierdoor wordt de ingangsstroom geminimaliseerd.

Boost-omvormers hebben hoge piek-stromen, die wel tot twee keer zo hoog kunnen zijn als in Forward-omvormers. Daarom worden Boost-omvormers bijna niet toegepast bij vermogens boven de $100 - 150$ Watt.



Figuur 18.3: Experimentele opstelling.

18.2 Kosten

Kosten zijn een andere grote factor in de keuze van een topologie. Er zijn grote overlappingen in de toepassingsgebieden van de topologiën. Soms is een kosteneffectieve keuze een topologie in het gebied waar je eigenlijk een andere topologie

zou toepassen. Figuur 18.1 geeft een overzicht van de verschillende topologiëen als functie van ingangsspanning en vermogen.

18.3 Ontwerpcyclus

Het ontwerpen van een schakelende voeding is niet een eenvoudige opgave. Er zijn geen standaard procedures voor het ontwerp, noch kan je een checklist aflopen en daarmee de voeding opbouwen. Belangrijk is het om te realiseren wat de eisen zijn

1. Compact ontwerp
   Een compact ontwerp heeft als voordeel, dat er weinig materiaal nodig is , maar ook dat er is nagedacht over de optimale opstelling van de componenten in het ontwerp en hun onderlinge verbindingen. Wel dient het ontwerp zo te zijn, dat het niet te compact wordt, waardoor de warmtehuishouding in de knel kan komen.

2. Stabiliteit
   De omvormer moet een stabiele spanning aan de uitgang leveren, bij variërende belasting , maar ook bij schommelingen en variaties in het lichtnet.

3. Levensduur
   Wat warm wordt, afkoelt en weer warm wordt, enzovoort, gaat op den duur kapot. De levensduur kan redelijk geschat worden, indien de levensduur van de afzonderlijke componenten bekent is. Waar ook op gelet moet worden is de levensduur van elektrolytische condensatoren. Deze verouderen en bij een te hoge spanning kunnen ze exploderen.

4. Lage verliezen
   De efficiency is belangrijk voor de verbruikskosten op de lange termijn. De efficiency wordt met name bepaald door de verliezen inde halfgeleiders en in de magnetica.

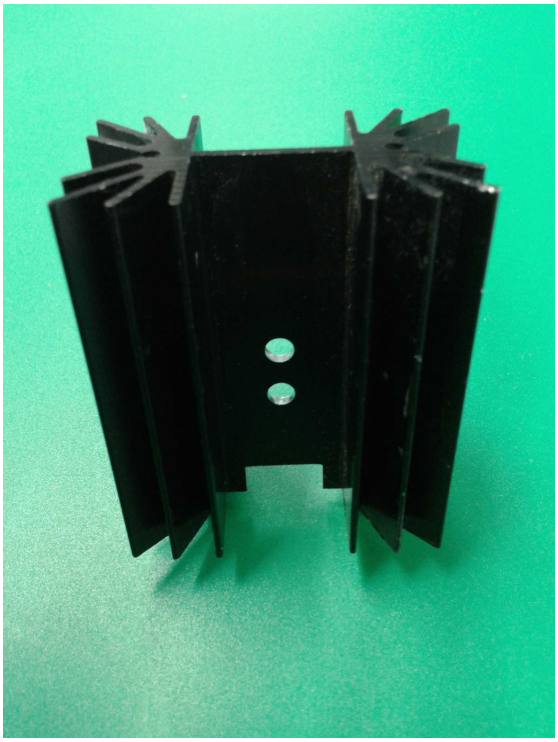
5. Lage prijs voor onderdelen en assemblage
   Uiteindelijk is de totale prijs maatgevend voor succes. In het ontwerp dient dus al rekening gehouden te worden met prijzen van afzonderlijke componenten of gewoon in reductie van componenten, door een verandering in het ontwerp. Met name verschillende regel-IC's kunnen van prijs verschillen of extra externe componenten nodig hebben.

Het eerste waar je als ontwerper naar kijkt zijn de verliezen in de omvormer. Deze probeer je waar mogelijk is klein te houden. Dit betekend dat een iets kleinere Mosfet vaak minder verliezen heeft, maar daardoor ook minder goed tegen overspanningen bestand is. De verliezen inde Mosfet moeten gekoeld worden, om de Mosfet tegen doorbranden te beschermen. De grootte van het koellichaam hangt van veel factoren af en dient zorgvuldig gekozen te worden.

Anders is het bij de keuze van de magnetische componenten. Hier zijn veel variaties mogelijk, maar uiteindelijk is een kleiner volume van een magnetische kern beter voor het totale gewicht en prijs van de omzetter. Te klein kan ook

weer niet, omdat er dan te vele verliezen in het magnetische materiaal optreden, die de efficiency nadelig beïnvloeden.

Daarnaast is er nog de keuze tussen een analoge regeling met een IC, of een digitale regeling met een microcontroller of DSP.

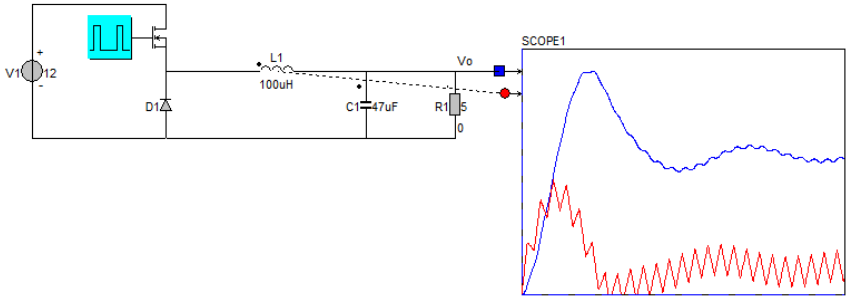


Figuur 18.4: Koelelement voor een TO220 behuizing

De volgende secties laten de meest belangrijke topologiëen zien.

18.4 Buck-converter

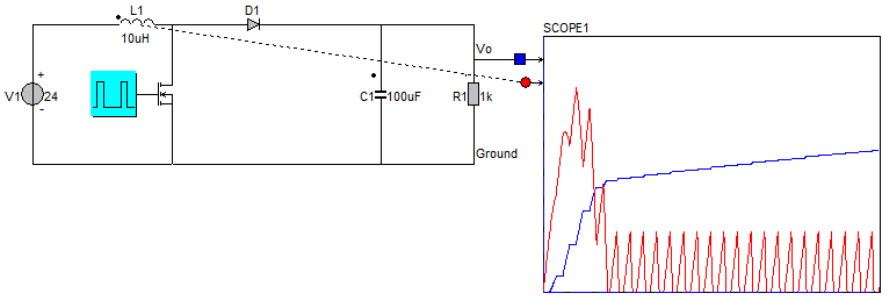
- $V_{uit} \leq V_{in}$
- Eenvoudig kortsluitbestendig te maken en in stationaire toestand te zetten.
- Gate-aansturing moet 'zweven'
- Toepassing: alternatief voor analoge, lineair geregelde voedingen



Figuur 18.5: Buck converter

18.5 Up-converter

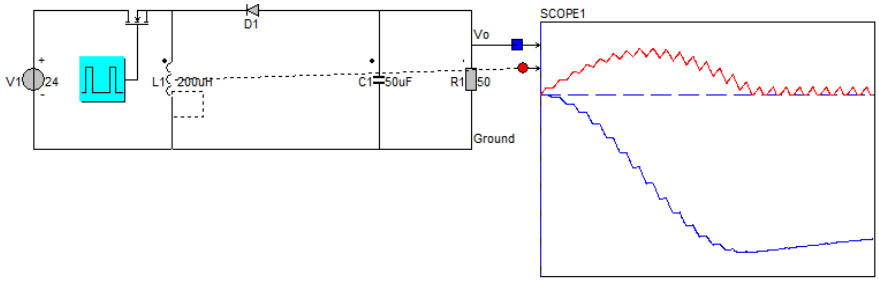
- $V_{uit} \geq V_{in}$
- Niet kortsluitbestendig
- Zonder regeling niet in stationaire toestand te gebruiken
- Toepassing: apparaten op batterijvoeding: notebooks, mobiele telefoons, flitscamera's



Figuur 18.6: Boost converter

18.6 Inverterende converter

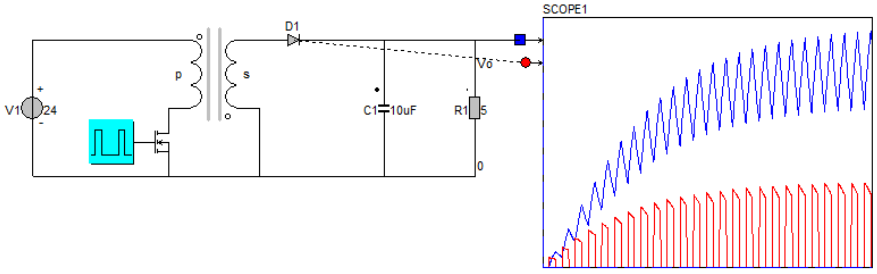
- $V_{uit} < 0V$
- Eenvoudig kortsluitbestendig te maken
- Zonder regeling niet in stationaire toestand te gebruiken
- Toepassing: het opwekken van een additionele negatieve werkspanning uit een gegeven positieve spanning.



Figuur 18.7: Buck=Boost converter

18.7 Flyback-converter

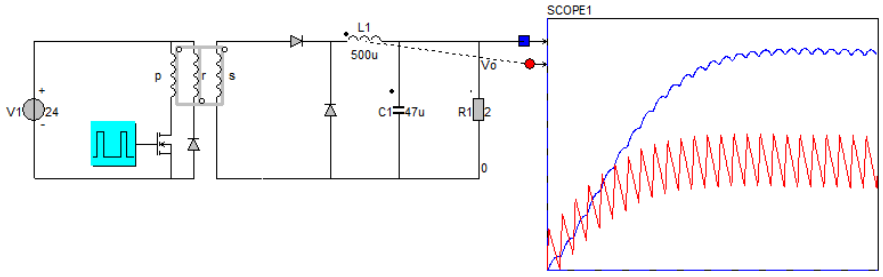
- Verschillende, galvanisch gescheiden uitgangsspanningen via een regulator instelbaar
- Toepasbaar tot enkele honderden Watt
- Groot regelbereik: (Ingangsspanning tussen 85...270 VAC mogelijk)
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} \geq 2V_{in}$
- Zeer goede magnetische koppeling noodzakelijk
- Grote kern met luchtspleet noodzakelijk



Figuur 18.8: Flyback converter

18.8 Single-ended forward converter

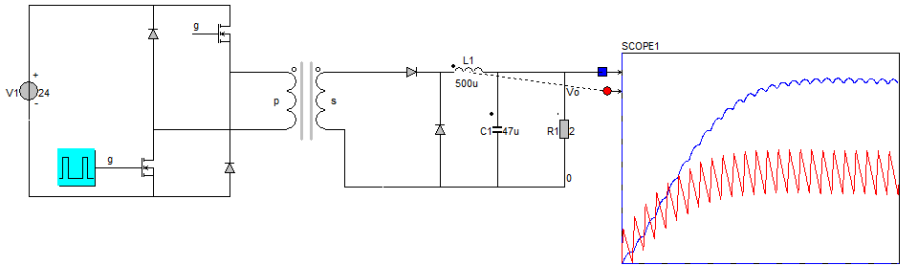
- Een galvanisch gescheiden, regelbare uitgangsspanning
- Toepasbaar tot enkele honderden Watt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} \geq 2V_{in}$
- Duty-cycle $\frac{\Delta T}{T} \leq 0.5$
- Zeer goede magnetische koppeling nodig
- Kleine kern zonder luchtspleet



Figuur 18.9: Forward converter

18.9 Half bridge forward converter

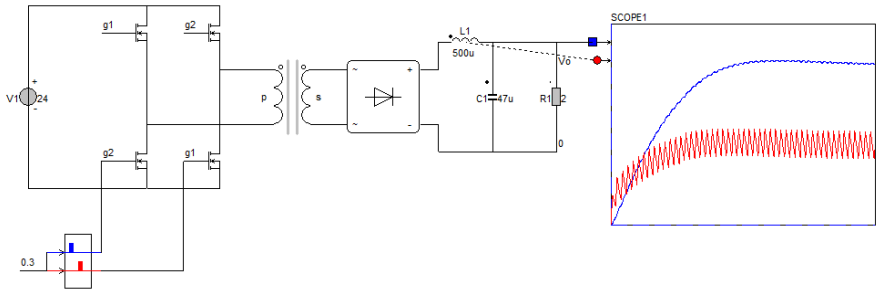
- Een galvanisch gescheiden, regelbare uitgangsspanning
- Toepasbaar tot enkele honderden Watt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} = V_{in}$
- Duty-cycle $\frac{\Delta T}{T} \leq 0.5$
- Kleine transformatorkern zonder luchtspleet
- Geen bijzonder goede magnetische koppeling nodig



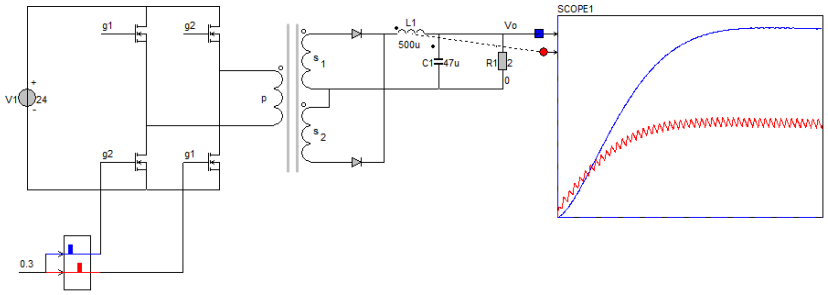
Figuur 18.10: Forward 2 transistor converter

18.10 Full bridge push-pull converter

- Een galvanisch gescheiden, regelbare uitgangsspanning
- Toepasbaar tot vele kiloWatt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} = V_{in}$
- Kleine transformatorkern zonder luchtspleet
- Geen bijzonder goede magnetische koppeling nodig
- Symmetrieproblemen



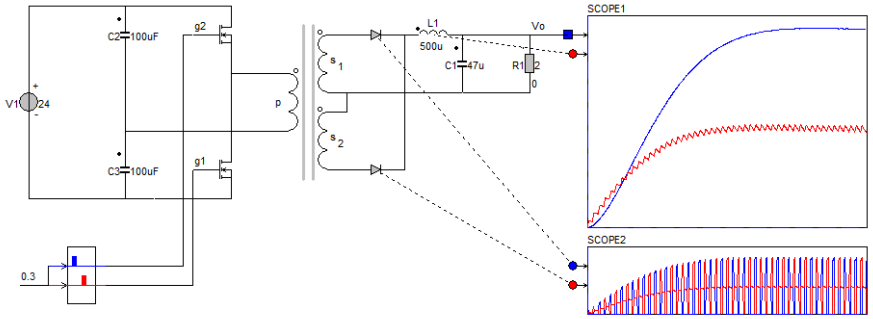
Figuur 18.11: Full Bridge converter



Figuur 18.12: Full Bridge met midden aftakking

18.11 Half bridge push-pull converter

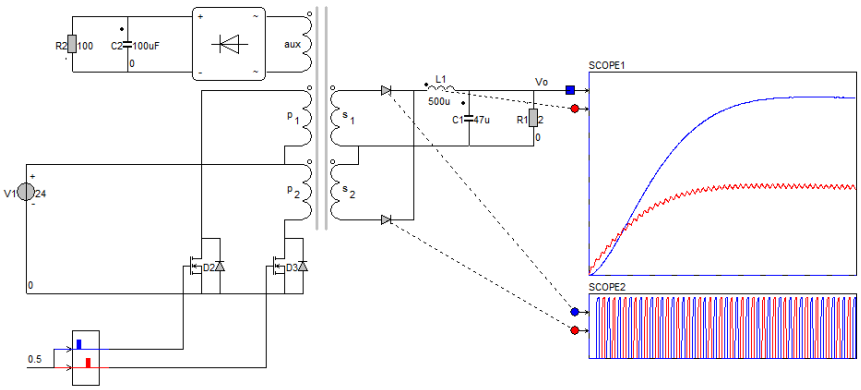
- Een galvanisch gescheiden, regelbare uitgangsspanning
- Toepaasbaar tot enige kiloWatt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} = V_{in}$
- Kleine kern zonder luchtspleet
- Geen bijzonder goede magnetische koppeling nodig
- Symmetrieproblemen



Figuur 18.13: Half Bridge

18.12 Push-pull converter met parallelvoeding

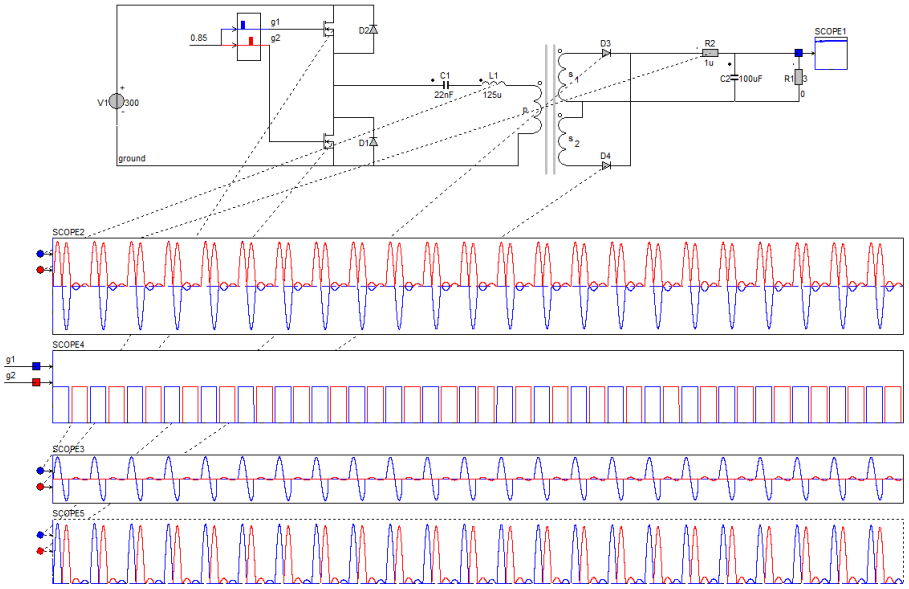
- Een galvanisch gescheiden, regelbare uitgangsspanning
- Toepasbaar tot enige honderden Watt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} \geq 2V_{in}$
- Kleine kern zonder luchtspleet
- Zeer goede magnetische koppeling tussen de primaire wikkelingen noodzakelijk
- Symmetrieproblemen



Figuur 18.14: Push-Pull converter

18.13 Push-pull resonante converter

- Verschillende, galvanisch gescheiden uitgangsspanningen
- Toepasbaar tot vele kiloWatt
- Blokkeerspanning Mosfet $V_{DS} = V_{in}$
- Kleine kern zonder luchtspleet
- Geen bijzonder goede magnetische koppeling nodig
- Controle over vaste pulslengte, variabele frequentie
- In deellastbereik kan de schakelfrequentie te horen zijn

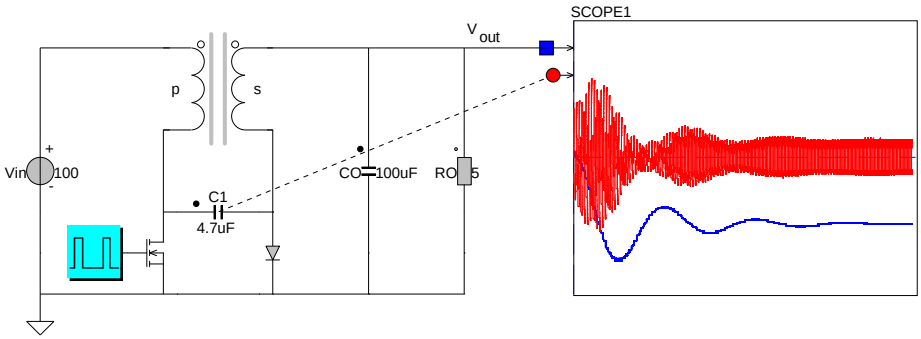


Figuur 18.15: LLC resonante converter

18.14 Ćuk

De Ćuk-omvormer was het antwoord op een rimpelvrije uitgangsspanning. Dat wil zeggen, als je de verhouding tussen de gekoppelde spoelen en de koppelingsfactor goed kiest.

- Rimpel in de uitgangsspanning is te minimaliseren door de juiste keuze van de koppelingsfactor tussen de primaire en secundaire spoel.
- Uitgangsspanning is geïnverteerd.



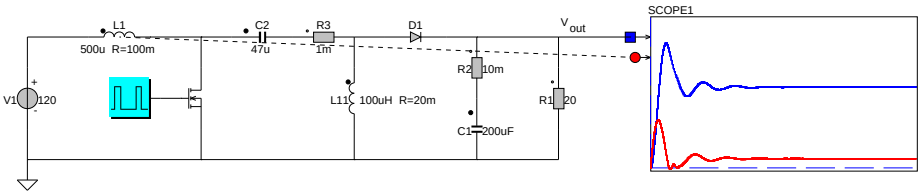
Figuur 18.16: Ćuk Converter

18.15 Sepic

De Sepic-omvormer, [*Single-Ended Primary-Inductor Converter*], is een topologie waarbij de uitgangsspanning zowel groter als kleinere dan de ingangsspanning kan zijn. Het voordeel tegenover de Buck-Boost omvormer is dat de polariteit van de uitgangsspanning gelijk is aan de ingangsspanning, zodat zowel de ingang alsook de uitgang aan dezelfde massa verbonden zijn.
Wel valt natuurlijk meteen de extra C en L op, die de transiënte response van deze omvormer behoorlijk beïnvloeden. Zoals de open-loop simulaties laten zien in de tutorial, duurt het even voordat de uitgangsspanning stabiel wordt. Niet echt een aanrader dus als je de regeling moet ontwerpen.

Het belangrijkste voordeel is hier toch wel de gelijke massa bij ingang en uitgang. Een ander groot nadeel is de hoge rimpel in de uitgangsspanning veroorzaakt door de ESR van de condensator in het uitgangsfilter. Dit is net zoals in de Boost-omvormer een nadeel. Wel heeft de Sepic-omvormer, net zoals de Boost-omvormer een vrij constante ingangsstroom.

- Rimpel in de ingangsstroom is klein in vergelijking met een Buck-omvormer.
- Meestal toegepast om batterijspanning aan te passen.



Figuur 18.17: Single-Ended Primary-Inductor Converter

Hoofdstuk 19

Verliezen en koeling

Naast de prijs van een omvormer is de efficiency van de omvormer een belangrijk criterium in het ontwerp van de omvormer. Deze efficiency wordt bepaald door de verliezen die in de omvormer ontstaan. Voornamelijk de verliezen in de halfgeleiders en in de magnetische componenten. De verliezen in de halfgeleiders de dominante factor in de bepaling van de efficiency en daarom hier het onderwerp.

De verliezen kunnen verdeeld worden in doorlaat- en schakelverliezen. De doorlaatverliezen ontstaan door de spanningsval over de Mosfet en Diodes. De schakelverliezen ontstaan door het schakelen zelf.

19.1 Doorlaatverliezen

De doorlaat verliezen P_{cond}, (Conduction-losses), verschillen per component. We hebben in het hoofdstuk over de halfgeleiders al gezien wat de doorlaatkarakteristiek van de Diode en Mosfet is. De doorlaat verliezen P_{cond} voor een Mosfet zijn ohmse verliezen.

$$P_{Cond} = I_{ds} \cdot (I_{ds} \cdot R_{ds}) \tag{19.1}$$

Des te kleiner de doorlaat weerstand van de Mosfet R_{ds}, des te lager de doorlaat verliezen.

De doorlaat verliezen van de diode zijn afhankelijk van de spanningsval over de diode, die we in figuur 15.12 gezien hebben.

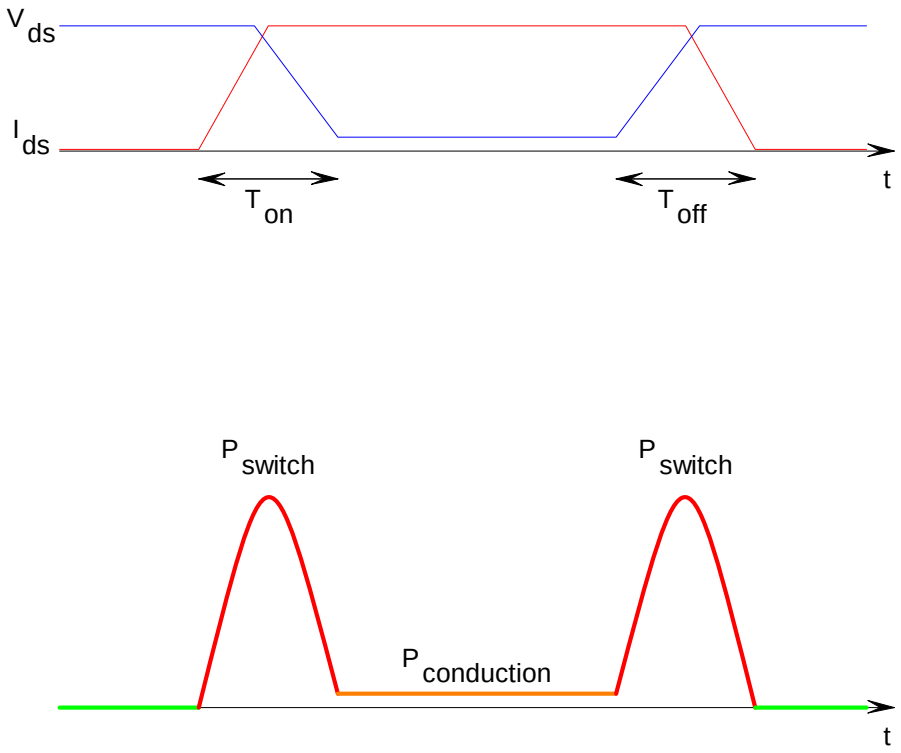
$$P_{Cond} = I_d \cdot V_d \tag{19.2}$$

Over het algemeen is de spanningsval over de diode gelijk aan 0.6 volt, terwijl de doorlaat weerstand meestal $R_{ds} = 1...100mOhm$ is. Om die reden zijn de de doorlaat verliezen van de Mosfet meestal lager dan van een diode.

19.2 Schakelverliezen

De schakelverliezen ontstaan tijdens het inschakelen en uitschakelen van de Mosfet. Als de Mosfet schakelt, is er een spanning over de Mosfet of er loopt

een stroom door de Mosfet. De mosfet schakelt dusdanig, dat er een behoorlijk product van $v_{ds} \cdot i_{ds}$ ontstaat. Dit is te zien in figuur 19.1



Figuur 19.1: Schakel- en doorlaatverliezen van en Mosfet.

Tijdens het schakelen is te zien dat eerst de stroom naar zijn maximale waarde gaat en dat dan pas de spanning V_{ds} terug naar nul gaat. Dit veroorzaakt een enorm verlies van ongeveer

$$E_{TurnOn} = \frac{1}{2} v_{ds} \cdot i_{ds} \cdot T_{on}[Joule] \tag{19.3}$$

Tijdens het uitschakelen gebeurt hetzelfde, maar nu voor T_{off}

$$E_{TurnOff} = \frac{1}{2} v_{ds} \cdot i_{ds} \cdot T_{off}[Joule] \tag{19.4}$$

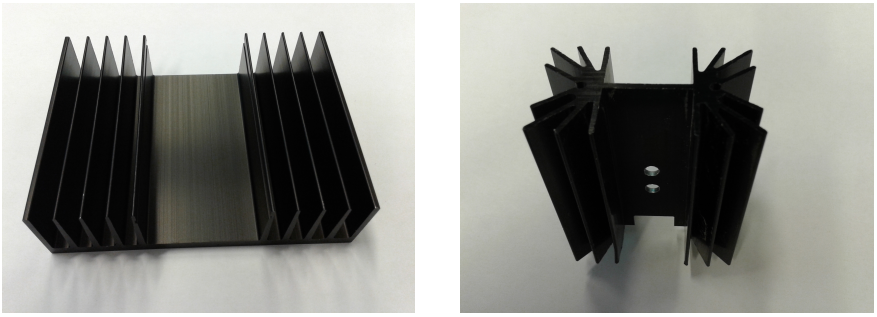
De totale verliezen zijn nu de sommatie van de doorlaat en schakelverliezen, waarbij de schakelverliezen wel eerst naar vermogen teruggerekend moeten worden.

$$P_{total} = P_{cond} + (E_{on} + E_{off}) \cdot F_s[Watt] \tag{19.5}$$

waarin F_s de schakelfrequentie in Hertz is.

19.3 Koeling

De opwarming van de Halfgeleider en de Mosfet in het bijzonder komt door de verliezen in de component zelf. Deze verliezen moeten afgevoerd worden en de Mosfet moet gekoeld worden in het geval de verliezen hoog zijn. Maar wat zijn hoge verliezen?



(a) $R_{th} = 1.9C/Watt$ (b) $R_{th} = 3.4C/Watt$

Figuur 19.2: Twee verschillende koelelementen.

Een rekenvoorbeeld kan het wat verduidelijken. We gaan uit van een Mosfet die $300volt$ schakelen moet, bij een doorlaatweerstand van $R_{ds} = 1\Omega$ en dan een stroom van $1A$ moet schakelen.
Hiermee zijn de doorlaatverliezen dus ongeveer $Pcond = 1Watt$.
De schakelverliezen kunnen hoger zijn. Stel dat de Mosfet $200ns$ nodig heeft om aan en uit te schakelen en dat we dat met een frequentie van $100kHz$ gaan doen, dan worden de schakelverliezen hoger dan de doorlaatverliezen.

$$E_{TurnOn} = \frac{1}{2} v_{ds} \cdot i_{ds} \cdot T_{on} = \frac{1}{2} 300 \cdot 1 \cdot 100e-9 = 15\mu J \tag{19.6}$$

$$E_{TurnOff} = \frac{1}{2} v_{ds} \cdot i_{ds} \cdot T_{off} = \frac{1}{2} 300 \cdot 1 \cdot 100e-9 = 15\mu J \tag{19.7}$$

$$\begin{aligned} P_{total} &= P_{cond} + (E_{on} + E_{off}) \cdot F_s \\ &= 1 + (15\mu + 15\mu) \cdot 100e3 \\ &= 1 + 3 \\ &= 4[Watt] \end{aligned} \tag{19.8}$$

Stel nu dat de stroom maximaal is voor een duty-cycle van $d = 0.5$, dan verlagen de doorlaatverliezen zich, maar de schakelverliezen blijven.

Dit verliesvermogen moet nu door de koeling afgevoerd worden. Dit kan je het beste zien als een warmteweerstand waar vermogen doorheen gaat en er een temperatuurverschil ontstaat. Voor typische $TO220$ behuizing van een Mosfet

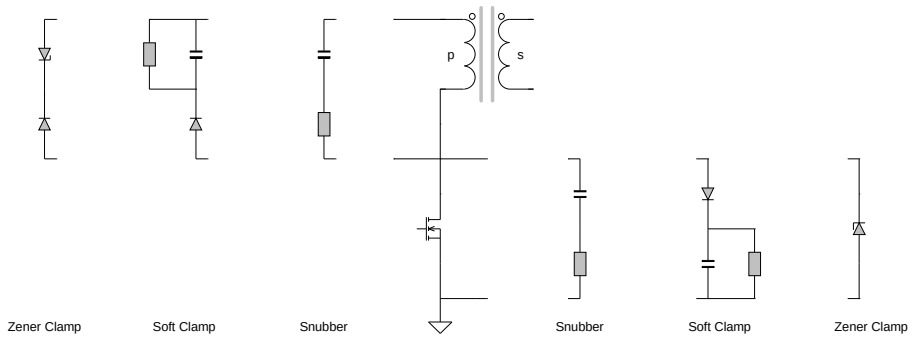
kan deze warmteweerstand Rth_{JA}(Junction-Ambient) al gauw een waarde van $20C/Watt$ hebben. Dit betekend dat de hierdoor een temperatuurverschil van $P_{total} \cdot Rth_{JA}$ zal ontstaan. Voor het voorbeeld is dit dus $4 \cdot 20 = 80$ graden Celsius. Als de omgevingstemperatuur al 20 graden is, dan betekend dit dat de Mosfet zal opwarmen tot 100 graden Celsius. (En daar kan je niet alleen je vingers aan branden, maar kan de Mosfet ook stuk gaan.)

Om die reden dus een koeling, die afhankelijk van de grootte van het koellichaam, een warmteweerstand Rth_{CA} van de behuizing(Case) naar de omgevingstemperatuur(Ambient) van minder dan $1C/Watt$ kan hebben. Tel hier nog de warmteweerstand $Rth_{JC} \approx 1C/Watt$ van de Junction naar behuizing (Case) op en je ziet dat de temperatuurstijging onder de 10 graden blijft.

Hoofdstuk 20

Snubbers

Snubbers en clamps worden gebruikt om twee redenen, beschermen van semiconductors en het wegdempen van oscillaties en overspanningen tijdens het schakelen, waardoor de EMI minder wordt.
Een snubber wordt ingezet om de hoogte van de overspanning te beperken en om de steilheid van de spanningsflank te beperken. Hierdoor wordt de overlap tussen de spanning en stroom tijdens schakelen vermindert en daardoor is er minder verlies. Hierdoor blijven overspanningen over de halfgeleiders beperkt en reduceer je het spectrum van de hoogfrequente stoorstraling, de EMI.
Een clamp wordt ingezet om de hoogte van de de overspanning te beperken. Het heeft geen effect op de de steilheid van de spanningsflank. Daarom is hij goed inzetbaar om de halfgeleider te beschermen, maar krijg je er geen reductie van EMI door.



Figuur 20.1: Een snubber dempt de overspanning, een clamp beperkt de overspanning tot de clamp-spanning, bijvoorbeeld de zenerspanning.

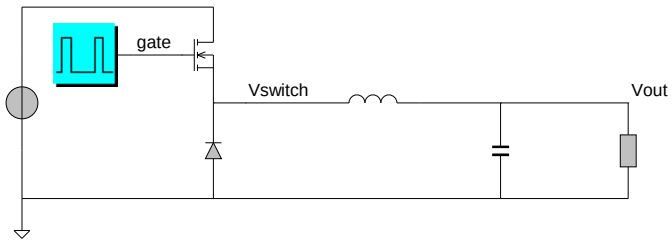
Deel VII

Vraagstukken

Hoofdstuk 21

Opgaven

21.1 Buck-omvormer

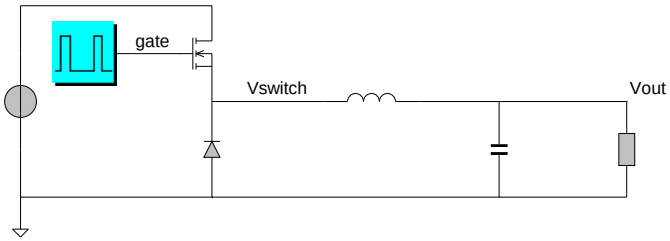


Een buck omvormer heeft de volgende specificaties:

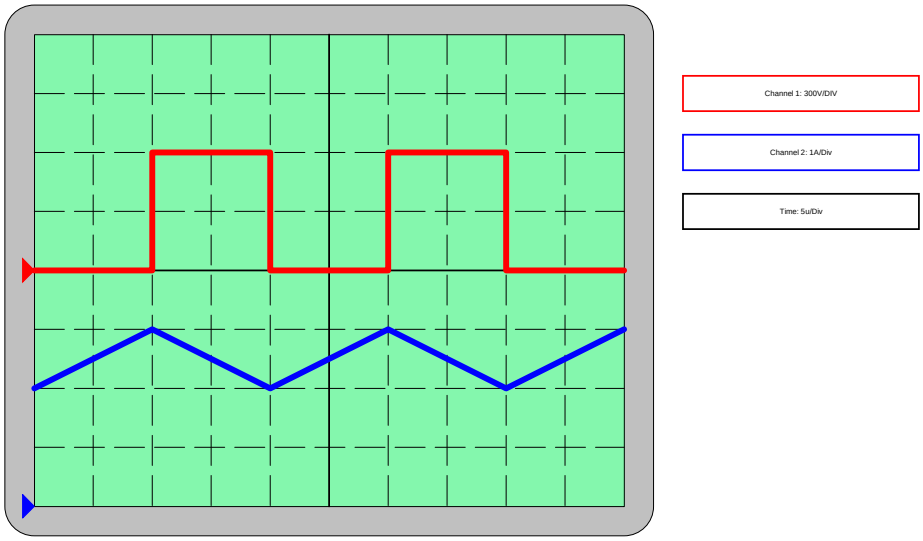
$$
\begin{aligned}
V_{in} &= 10...40V \\
V_{uit} &= 5V \\
I_{uit} &= 5A \\
F_s &= 30kHz \\
I_L &> 1A
\end{aligned}
$$

1. In welk bereik varieert de duty-cycle?
2. Wat is het maximale stroom door de Mosfet?
3. Wat is de maximale stroom door de diode?
4. Bereken de waarde van de spoel.
5. Teken de spanningen en stromen V_{switch}, V_L, I_L en I_D bij $V_{in} = 20V$ in een grafiek.

21.2 Buck-omvormer



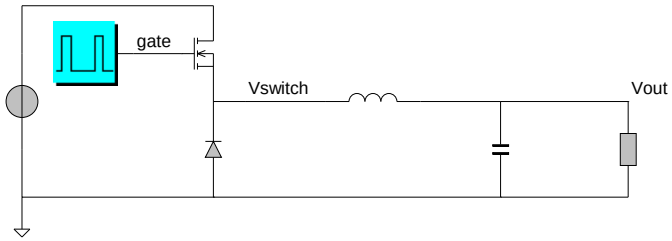
Bij een Buck omvormer worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_L en V_{switch} gemeten:



Bepaal:

1. De schakelfrequentie F_s
2. De ingangsspanning V_{in}
3. De uitgangsspanning V_{uit}
4. De waarde van de spoel L
5. De uitgangsstroom I_{uit}
6. De ingangsstroom I_{in}
7. Het uitgangsvermogen P_{uit}
8. Het ingangsvermogen P_{in}

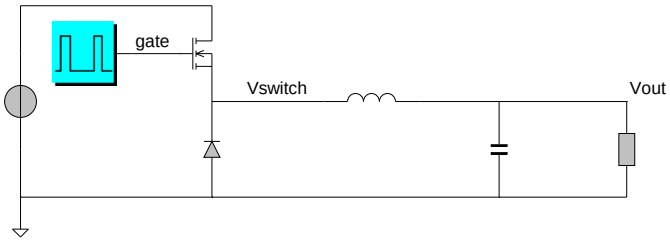
21.3 Buck-omvormer



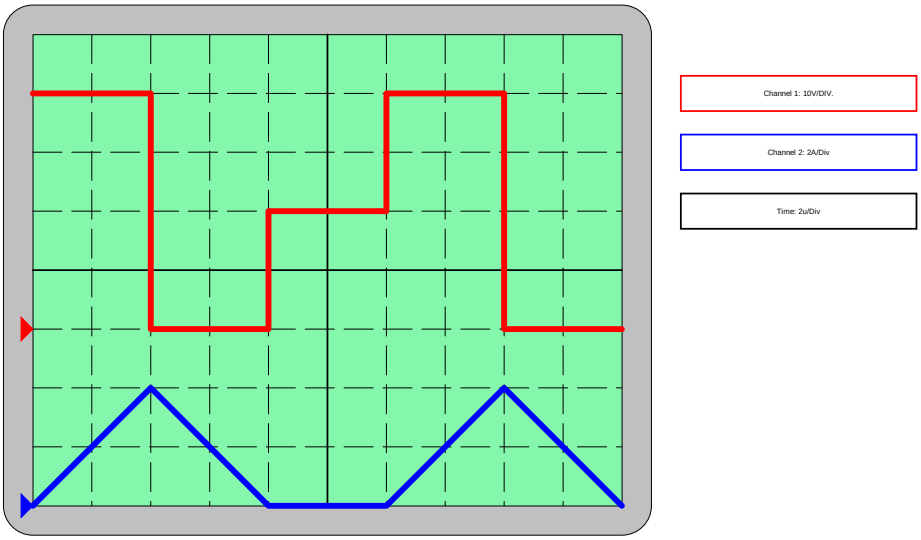
Een Buck-omvormer moet bij een ingangsspanningsbereik van $V_{in} = 10V...20V$, aan de uitgang $5V$ bij $1A$ leveren. De schakelfrequentie is $50kHz$. De rimpel in de spoelstroom mag maximaal 40% van de uitgangsstroom bedragen.
Bepaal:

1. Wat moet het bereik van de duty-cycle zijn?
2. Bereken de waarde van de spoel L
3. Teken de spanningen en stromen V_{switch}, V_L, I_L voor $I_{uit} = 1A$ en $V_{in} = 10V$ in een grafiek.
4. Hoe groot moet de uitgangsstroom minstens zijn, zodat de omvormer niet in de discontinue mode komt?

21.4 Buck-omvormer



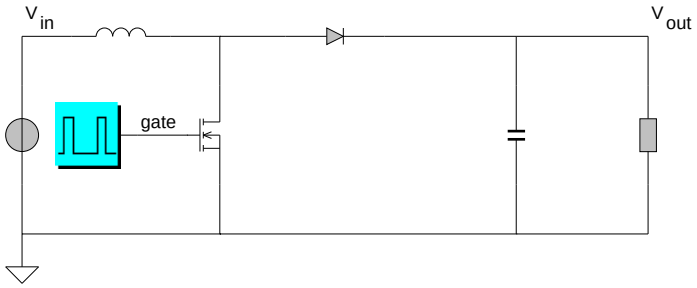
Bij een buck omvormer worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_L en V_{switch} gemeten:



Bepaal:

1. Hoe groot zijn de ingangsspanning V_{in} en de uitgangsspanning V_{uit}
2. Wat is de schakelfrequentie F_s
3. Bereken de waarde van de spoel L
4. Hoe groot zijn de ingangsstroom I_{in} en de uitgangsstroom I_{uit}

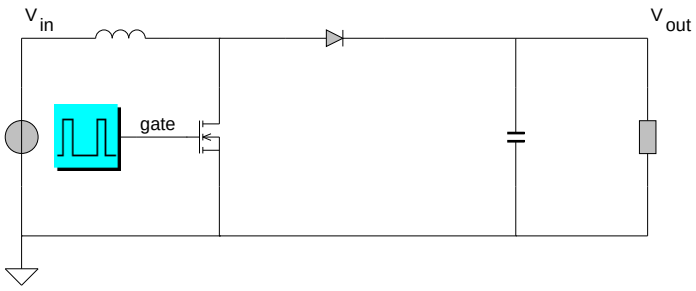
21.5 Boost-omvormer



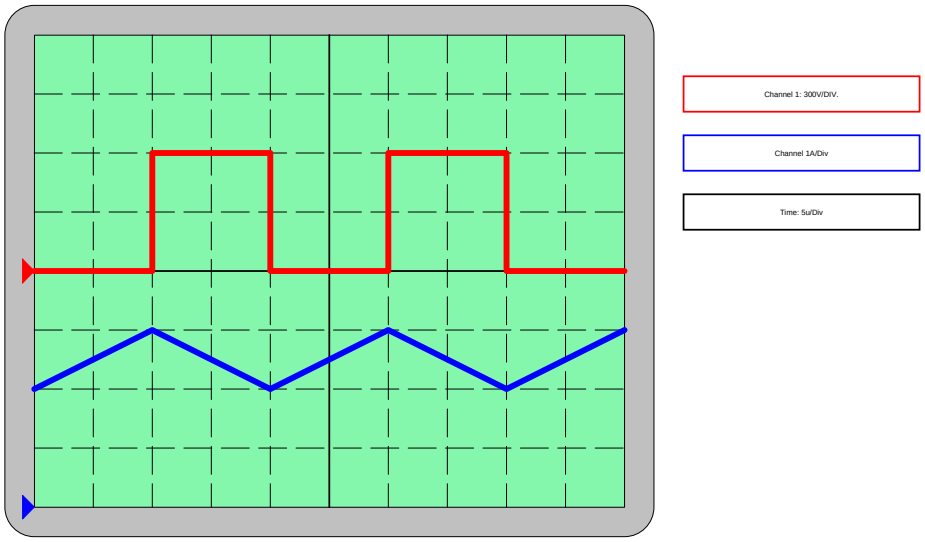
Een boost omvormer moet van een een ingangsspanning van $5V$ aan de uitgang $12V$ bij $0.5A$ leveren. De schakelfrequentie $50kHz$. De Boost omvormer is bij nominaal vermogen op de grens tussen de continue en discontinue mode.

1. Wat is de duty-cycle van de omvormer?
2. Wat is het maximale stroom door de Mosfet?
3. Wat is de maximale stroom door de diode?
4. Bereken de waarde van de spoel.
5. Teken de spanningen en stromen V_{DS}, V_L, I_L en I_D in een grafiek.

21.6 Boost-omvormer



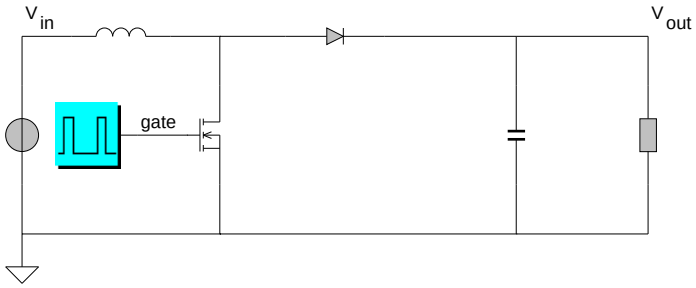
Bij een Boost-omvormer worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_L en de spanning over de Mosfet V_{DS} gemeten:



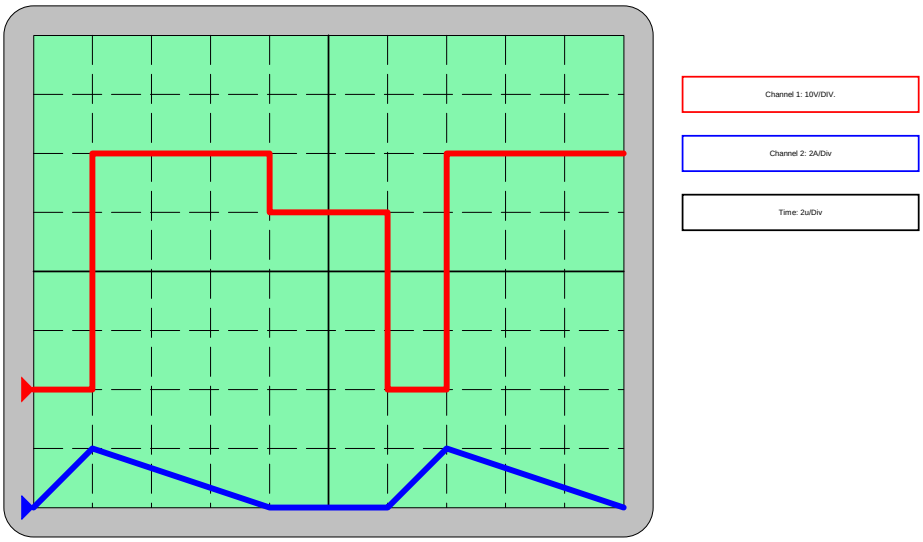
Bepaal:

1. De schakelfrequentie F_s
2. De uitgangsspanning V_{uit}
3. De ingangsspanning V_{in}
4. De waarde van de spoel L
5. De uitgangsstroom I_{uit}
6. De ingangsstroom I_{in}
7. Het uitgangsvermogen P_{uit}
8. Het ingangsvermogen P_{in}

21.7 Boost-omvormer



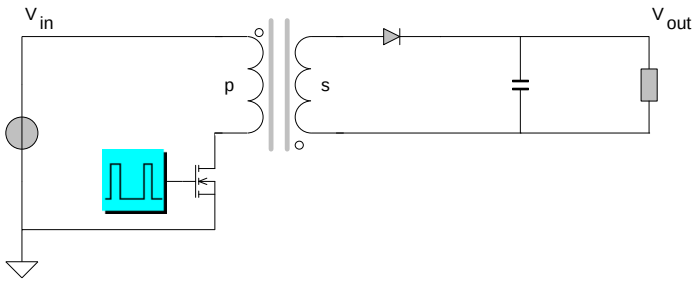
Bij een boost omvormer worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_L en de spanning over de Mosfet V_{DS} gemeten:



Bepaal:

1. Hoe groot zijn de ingangsspanning V_{in} en de uitgangsspanning V_{uit}
2. Wat is de schakelfrequentie F_s
3. Bereken de waarde van de spoel L
4. Hoe groot zijn de ingangsstroom I_{in} en de uitgangsstroom I_{uit}

21.8 Flyback-omvormer



Een Flyback-omvormer moet bij een ingangsspanningsbereik van $V_{in} = 270V...360V$, aan de uitgang $200V$ bij $100mA$ leveren. De schakelfrequentie is $50kHz$. Bij de laagste ingangsspanning van $270V$ moet de duty-cycle gelijk zijn aan $d = 0.5$ en de omvormer moet op de grens tussen continue en discontinue mode werken. Het rendement van de omvormer is $\eta = 100\%$

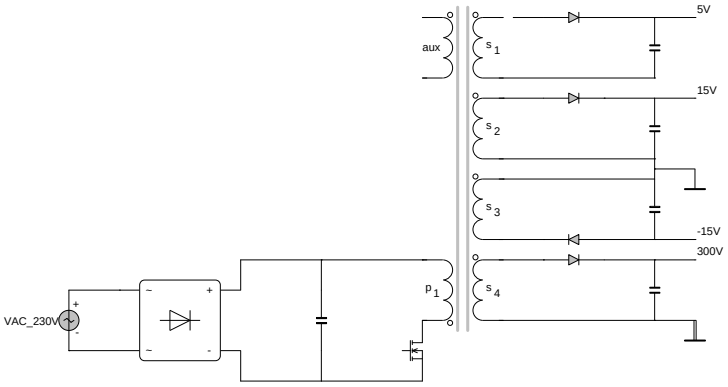
1. Teken de stroom I_p en de spanning over de Mosgfet U_{DS} bij een ingangsspanning van $V_{in} = 270V$ in een grafiek en geef de essentiële waarden aan in de grafiek.

2. Bereken de benodigde primaire inductiviteit van de transformator en de wikkellingsverhouding Np/Ns

3. Bij welke ingangsspanning, ontstaat de maximale spanning V_{DSmax} over de Mosfet en hoe groot is deze spanning?

4. Werkt de omvormer in een continue of discontinue mode bij een ingangsspanning $V_{in} = 360V$?

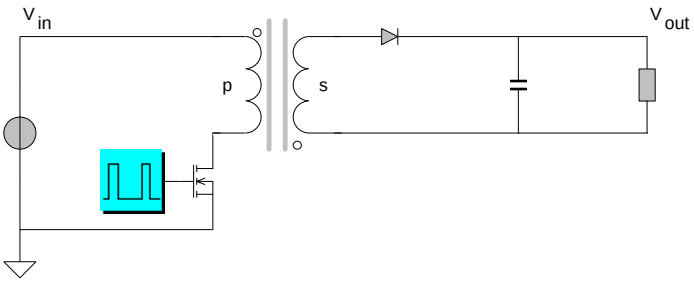
21.9 Flyback-omvormer



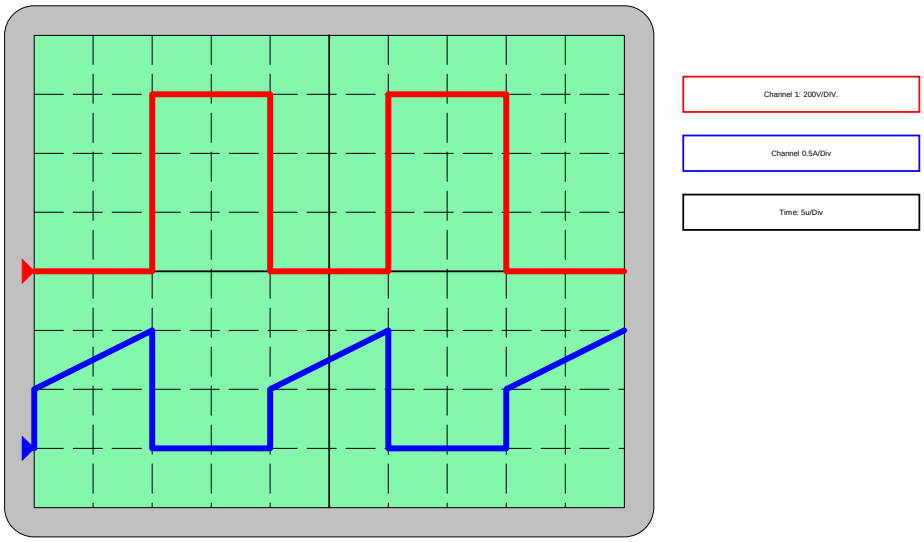
Een Flyback-omvormer voor een televisietoestel moet $5V$ bij $1A$, $+/-15V$ bij $0.5A$ en $300V$ bij $0.4A$ leveren. De schakelfrequentie is $40kHz$. Het vermogen van de auxiliary wikkeling voor de voeding van het regel-IC kan verwaarloosd worden.

1. Bereken een geschikte waarde voor C.
2. De Flyback-omvormer is bij de laagste ingangsspanning V_{in} nog net in continue bedrijf. Bereken een geschikte inductiviteitswaarde voor de primaire wikkeling L_p in de veronderstelling dat het rendement $\eta = 75\%$ zal zijn.
3. Selecteer een geschikte ETD kern, zodanig dat $B_{max} = 0.3T$ niet overschreden wordt en bereken het aantal primaire wikkelingen en het aantal secundaire wikkelingen voor iedere uitgang.
4. Wat is de maximale spanning V_{ds} die over de Mosfet komt te staan?

21.10 Flyback-omvormer



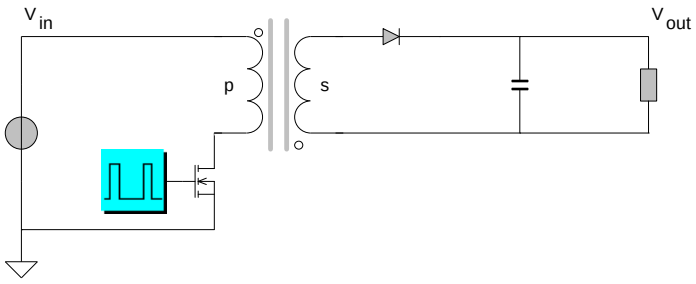
Bij een Flyback-omvormer met($V_{in} = 300V$ en $V_{uit} = 15V$), worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_Lp en de spanning over de Mosfet V_{DS} gemeten:



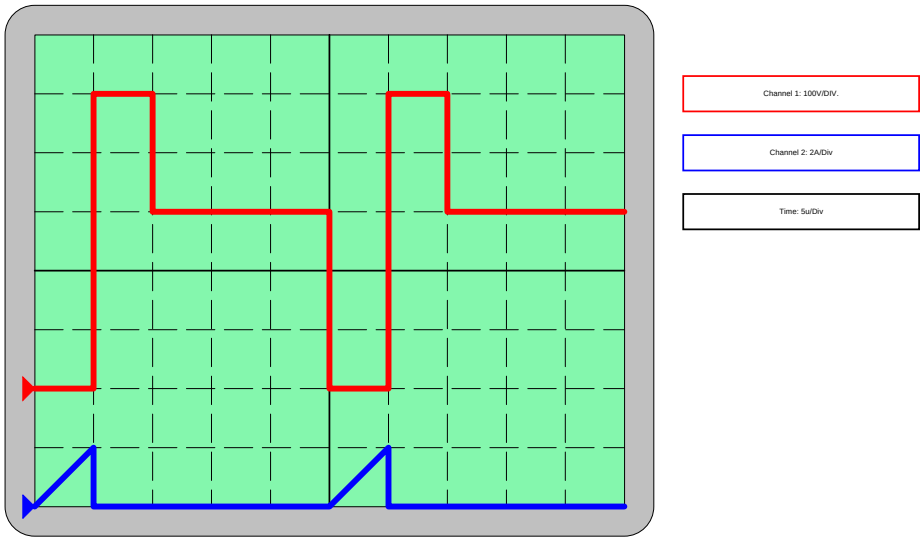
Bereken met de aanname dat het rendement van de omvormer $\eta = 100\%$ is:

1. Bereken de benodigde primaire inductiviteit van de transformator.
2. Bereken de wikkellingsverhouding Np/Ns.
3. Werkt de omvormer in een continue of discontinue mode bij een ingangsspanning $V_{in} = 300V$?
4. Wat is de schakelfrequentie F_s
5. Hoe groot is de uitgangsstroom I_{uit}

21.11 Flyback-omvormer



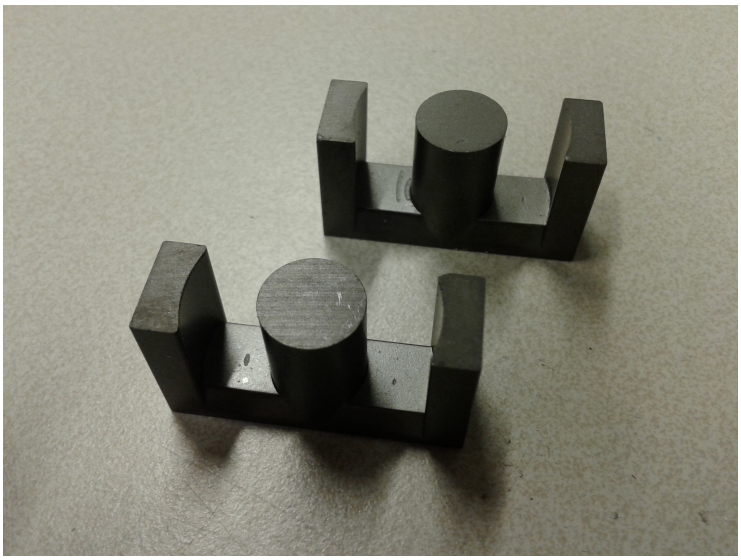
Bij een Flyback-omvormer met($V_{uit} = 300V$ en $I_{uit} = 150mA$), worden met een oscilloscoop de volgende waarden voor I_Lp en de spanning over de Mosfet V_{DS} gemeten:



Bereken:

1. Hoe groot is de ingangsspanning V_{in}?
2. Bereken de benodigde primaire inductiviteit van de transformator.
3. Bereken de wikkellingsverhouding Np/Ns.
4. Wat is de efficiency η van de omvormer?

21.12 Spoel

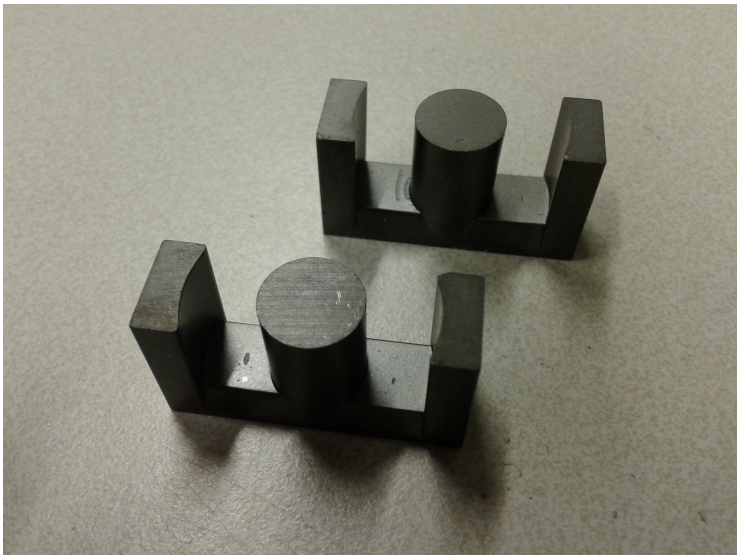


Probeer een zo klein mogelijke kern te vinden waarbij de verzadiging onder $B_{sat} \leq 300mT$ blijft.

1. Selecteer een ETD-kern voor een spoel, zodanig dat de inductiviteit $L = 1mH$ is bij een stroom van $I_L = 5A$ en bereken het aantal windingen wat hiervoor nodig is.
2. Wat is de maximale fluxdichtheid B in de kern?

Er is keuze uit de volgende kernen: ETD29, ETD34, ETD39, ETD44, ETD49, ETD54, ETD59.

21.13 Spoel

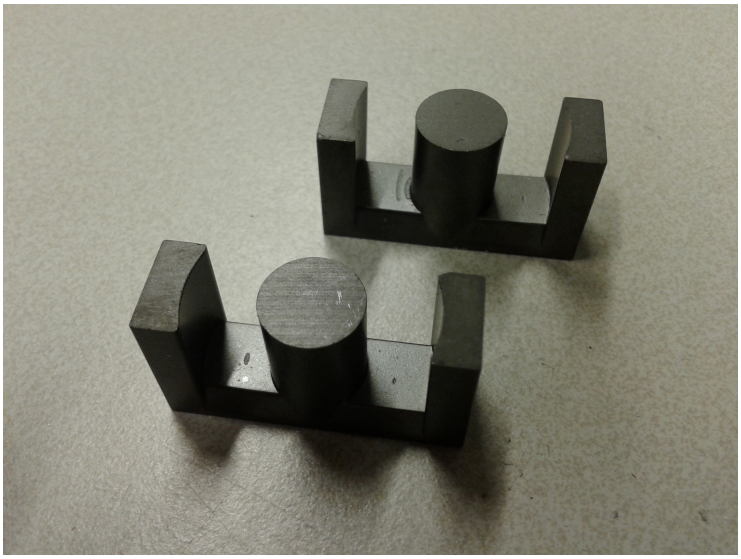


Selecteer een ETD44-kern voor een spoel. Hierbij is maximale fluxdichtheid $B \leq 300mT$ in de kern. We willen met deze kern een spoel met een hoge inductiviteit maken. De stroom door de spoel wordt $3A$.

1. Moet de kern een luchtspleet hebben, ja of nee?
2. Bereken het maximale aantal windingen wat nodig is om een de waarde van de spoel te maximaliseren, zodanig dat $B_{sat} \leq 300mT$ blijft.
3. Wat is inductiviteit van de spoel?

Er is keuze uit de volgende kernen: ETD29, ETD34, ETD39, ETD44, ETD49, ETD54, ETD59.

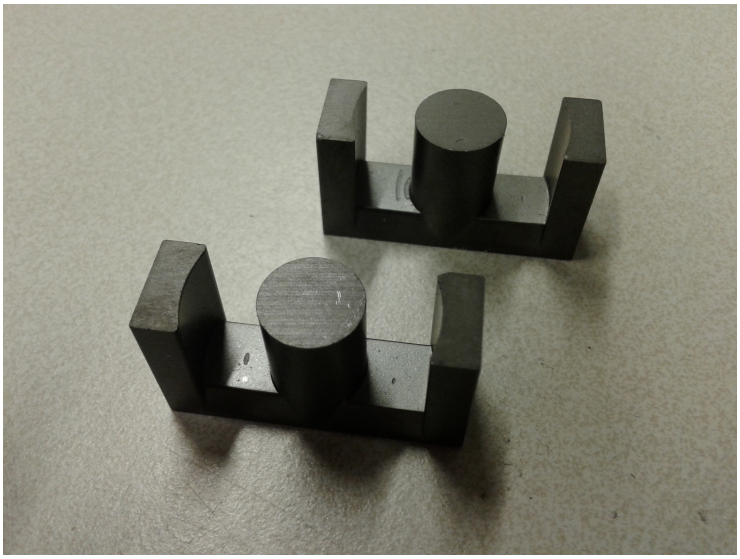
21.14 Spoel



De volgende kern wordt gegeven: ETD44 ferriet-kern, met een luchtspleet van $\delta = 1mm$ met $N = 40$ wikkelingen.

1. Wat is inductiviteit L van de spoel?
2. Bij welke stroom wordt de maximale fluxdichtheid $B_{sat} = 300mT$?
3. De maximale stroom wordt nu $6A$. Wat is het maximale aantal wikkelingen indien de fluxdichtheid B_{sat} minder dan $300mT$ moet blijven.

21.15 Spoel



Er moet een kern geselecteerd worden zodat er een spoel met een waarde $L = 1mH$ gewikkeld kan worden, waar maximaal $3A$ doorheen gaat. De maximale fluxdichtheid van B_{sat} moet lager dan $300mT$ blijven.

1. Selecteer een geschikte ETD-kern en bereken het benodigde aantal wikkelingen N.
2. Wat is de maximale inductiviteit voor de gekozen kern, indien de fluxdichtheid B_{sat} voor $I = 3A$ minder dan $300mT$ moet blijven?

Er is keuze uit de volgende kernen: ETD29, ETD34, ETD39, ETD44, ETD49, ETD54, ETD59.

Hoofdstuk 22

Oplossingen

22.1 Buck-omvormer

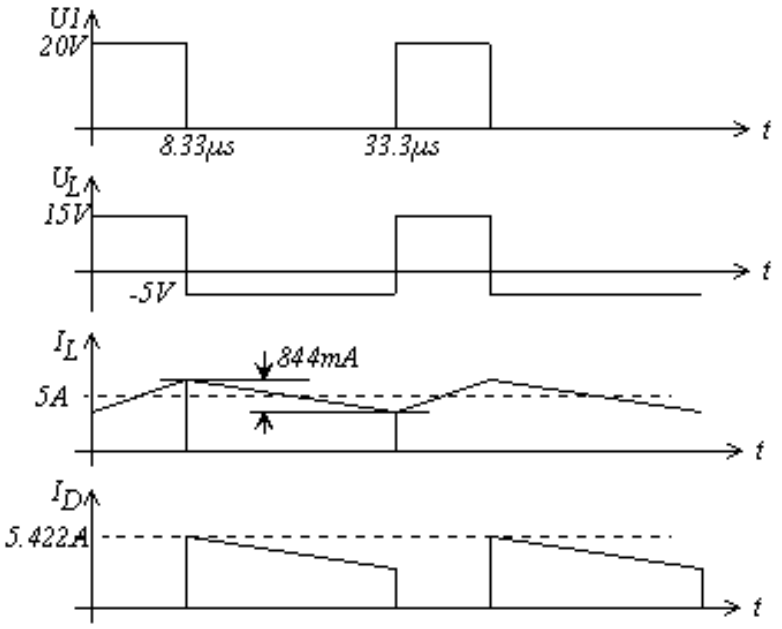
1. Voor $V_{in} = 10V$: $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = 0.5$
   Voor $V_{in} = 40V$: $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = 0.125$

2. We gaan de stroom voor verschillende stroomrimpels en ingangsspanningen uitrekenen. Omdat de ingangsstroom en dus de stroom door de Mosfet het grootste is bij de laagste ingangsspanning, hoeven we hem alleen voor $v_{in} = 10V$ uit te rekenen.
   De maximale waarde van de stroom door de Mosfet is gelijk aan de maximale waarde van de stroom door de spoel. De spoelstroom heeft een gemiddelde waarde gelijk aan de uitgangsstroom van $5A$ Stel dat de rimpel $1Ampere$ is, dan is de maximale stroom de gemiddelde plus de halve rimpelstroom $I_{DS}^{max} = 5 + 1/2 = 5.5A$
   Stel dat de rimpel 40% van de spoelstroom is, dan is de rimpelstroom gelijk aan $0.4 \cdot 5 = 2Ampere$. Dan is de maximale stroom de gemiddelde plus de halve rimpelstroom $I_{DS}^{max} = 5 + 2/2 = 6A$

3. Op het moment van uitgaan van de de Mosfet neemt de Diode de spoelstroom over, dus is de maximale waarde dezelfde als bij de vorige vraag. $I_{Diode}^{max} = 5.5A$ voor een rimpelstroom van $1A$. $I_{Diode}^{max} = 6A$ voor een rimpelstroom van $2A$, (40%).

4. $V_L = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di} = V_L \cdot di \cdot \frac{d}{F_s}$
   Voor $V_{in} = 10V$ en $\Delta I_L = 1$: $L = (10-5) \cdot 1 \cdot \frac{0.5}{30000} = 83\mu H$
   Voor $V_{in} = 40V$ en $\Delta I_L = 1$: $L = (40-5) \cdot 1 \cdot \frac{0.125}{30000} = 145.8\mu H$
   Voor $V_{in} = 10V$ en $\Delta I_L = 2$: $L = (10-5) \cdot 2 \cdot \frac{0.5}{30000} = 166\mu H$
   Voor $V_{in} = 40V$ en $\Delta I_L = 2$: $L = (40-5) \cdot 2 \cdot \frac{0.125}{30000} = 291.6\mu H$

5. Zie Figuur 22.1, met $v_{in} = 20V$ en $\Delta I_L = 1A$.



Figuur 22.1: Golfvormen bij vraagstuk 22.1 vraag 5

22.2 Buck-omvormer

1. $1\mu s$ per divisie, met 4 divisies geeft $T_s = 4\mu s$. Met $F_s = 1/T_s$ wordt $F_s = 250kHz$.

2. Als de Mosfet gesloten is, is $v_{in} = v_{switch}$. Met $5V$ per divisie wordt de ingangsspanning gelijk aan $V_{in} = 10V$

3. De duty-cycle is gelijk aan 50%, dus wordt de uitgangsspanning gelijk aan $V_{uit} = d \cdot v_{in} = 0.5 \cdot 10 = 5V$

4. Als Mosfet aanstaat geldt: $V_L = V_{in} - V_{uit} = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di}$
   De rimpelstroom $\Delta I_L = 1Div \cdot 5A/Div = 5$ Ampere.
   De aan tijd is $T_{on} = 1[\mu s/Div] \cdot 2Divisies = 2\mu s$
   Voor $V_{in} = 10V$ en $\Delta I_L = 5A$: $L = (10-5) \cdot \frac{2\mu}{5} = 2\mu H$
   $L = 2\mu H$

5. De uitgangsstroom I_{uit} is gelijk aan de gemiddelde spoelstroom I_L waarvoor de minimale en maximale waarde uit de scope zijn af te lezen als $I_L^{min} = 10A$ en $I_L^{max} = 15A$. Met een duty-cycle van $d = 0.5$ wordt de gemiddelde stroom $I_{uit} = 12.5A$

6. De ingangsstroom is de gemiddelde stroom door de Mosfet en die is positief gedurende de aan-tijd van de Mosfet $d \cdot T_s = 0.5 \cdot 4\mu s = 2\mu s$.
   De minimale en maximale waarde van de stroom door de Mosfet zijn uit de spoelstroom in de scope af te lezen als $I_M^{min} = 10A$ en $I_M^{max} = 15A$.

Middelen over de eerste $2\mu s$ geeft $I_{in} = T_{on}\frac{(I_M^{min}+I_M^{max})}{2} + T_{off}\cdot 0 = 2\mu \cdot 12.5 = 6.25A$

7. Uitgangsvermogen berekenen met de gemiddelde uitgangsstroom $P_{uit} = V_{uit}\cdot I_{uit} = 5\cdot 12.5 = 62.5W$

8. Ingangsvermogen berekenen met de gemiddelde ingangsstroom $P_{in} = V_{in}\cdot I_{in} = 10\cdot 6.25 = 62.5W$

22.3 Buck-omvormer

1. Voor $V_{in} = 10V$: $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = 0.5$
   Voor $V_{in} = 20V$: $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = 0.25$

2. Voor $V_{in} = 20V$ ontstaat de grootste stroomrimpel in de spoel. Om de rimpel onde r de 40% te houden moet voor deze spanning de spoel berekend worden.
   $V_L = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di}$
   $dt = d\cdot T_S = 0.25/50000 = 5\mu s$
   $di = 40\%\cdot I_L = 0.4\cdot I_{out} = 0.4\cdot 1 = 400mA$
   Voor $V_{in} = 20V$ en $\Delta I_L = 400mA$: $L = (20-5)\cdot\frac{5\mu}{400m} = 187.53\mu H$

3. Zie Figuur 22.2, met $v_{in} = 10V$, $\Delta I_L == 266mA$ en $L = 187.53\mu H$.

4. Het ongunstigste geval is voor $V_{in} = 20V$. Tevens is de spoelstroom op de grens tussen continue en discontinue bedrijf, zodat de rimpelstroom van $V_in = L\frac{\Delta I_L}{d\cdot T_s}$ met $L = 187.5\mu H, V_{in} = 20V, d\cdot T_s = 5\mu s$ een rimpelstroom van $\Delta I_L = 0.4A$ geeft, waarmee de minimale uitgangsstroom de halve rimpelstroom mag zijn, $I_{uit}^{min} = 0.2A$

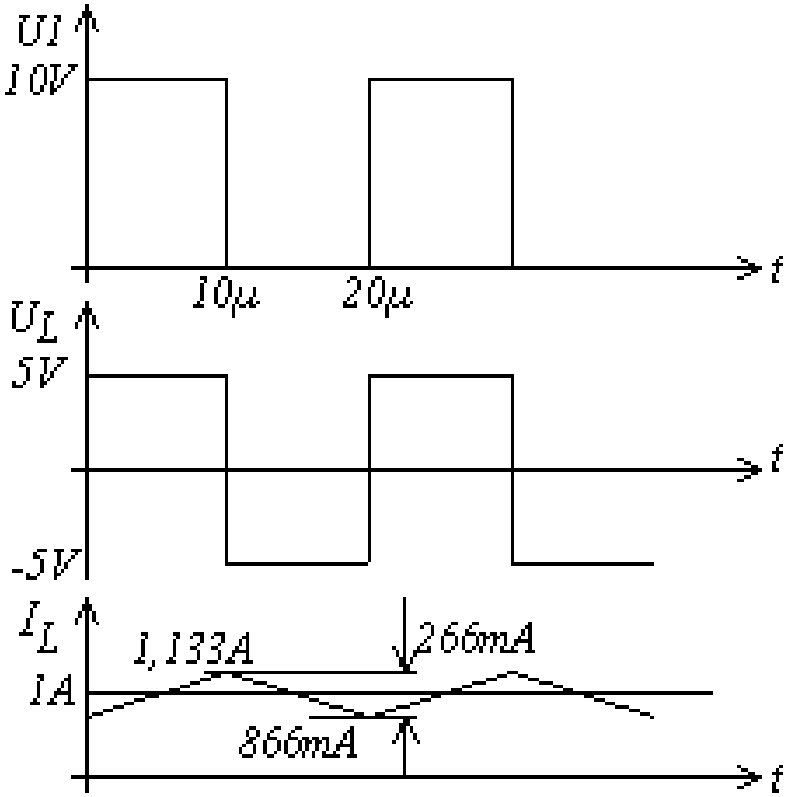
22.4 Buck-omvormer

1. De spanning wordt met $10V$ per divisie gemeten. Als de Mosfet gesloten is, neemt de spoelstroom toe en dus is gedurende de eerste 2 divisies de ingangsspanning gelijk aan de gemeten V_{switch}, welke dus $V_{in} = 4\cdot 10V/Div = 40V$.

   Als de Mosfet uit staat loopt de spoelstroom terug naar 0 en de diode is in geleiding, waardoor $V_{switch} = V_{Diode} = 0$. Op het moment dat de stroom door de diode nul wordt, is deze niet meer in geleiding en is de spoelstroom evenals de spanning over de spoel V_L gelijk aan nul. Daardoor is de uitgangsspanning gelijk aan de spanning over de diode $V_{uit} = V_{switch} = 2\cdot 10V/Div = 20V$

2. De schakelfrequentie is te meten door het aantal divisies te meten. $F_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{6\cdot 2\mu s} = 83.3kHz$

3. Voor de berekening van L kijken we naar het stukje waar de spoelstroom stijgt. Dit is in de eerste twee divisies.



Figuur 22.2: Golfvormen bij vraagstuk 22.3 vraag 3

$V_L = L\frac{di}{dt}$
$L = V_L\frac{dt}{di}$
$dt = 2 \cdot 2\mu s/Div = 4\mu s$
$di = 2 \cdot 2A/Div = 4A$
$V_L = V_{in} - V_{uit}$
Voor $V_{in} = 40V$, $V_{uit} = 20V$ en $\Delta I_L = 4A$: $L = (40 - 20) \cdot \frac{4\mu}{4} = 20\mu H$

4. De ingangsstroom is de gemiddelde stroom door de Mosfet. Alleen tijdens de aan-tijd van de Mosfet vloeit er een stroom die gelijk is aan de spoelstroom.
$I_{in} = \frac{1}{T_s}(T_{on}\frac{(I_L^{min}+I_L^{max})}{2} + (T_s - T_{on}) \cdot 0) = \frac{1}{12\mu}(4\mu\frac{(0+4)}{2}) = 0.66A$

   De uitgangsstroom is de gemiddelde stroom door de Spoel.
$I_{uit} = \frac{1}{T_s}(T_{on}\frac{(I_L^{min}+I_L^{max})}{2} + T_{off}\frac{(I_L^{max}+I_L^{min})}{2} + (T_s - T_{on} - T_{off}) \cdot 0) =$
$\frac{1}{12\mu}(4\mu\frac{(0+4)}{2} + 4\mu\frac{(4+0)}{2}) = 1.33A$

   Check het in en uitgangsvermogen
$P_{uit} = V_{uit} \cdot I_{uit} = 20 \cdot 1.33 = 26.7W$
$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = 40 \cdot 0.66 = 26.7W$

22.5 Boost-omvormer

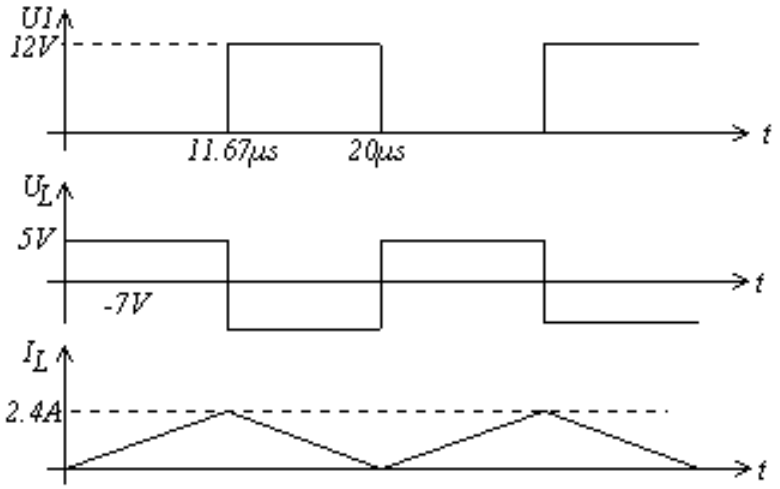
1. Voor de Boost omvormer geldt:
   $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d}$
   $1 - d = \frac{V_{in}}{V_{uit}}$
   $d = 1 - \frac{5}{12} = 0.5883$
   $T_{on} = 0.5883 \cdot 20\mu = 11.67\mu s$

2. Omdat de omvormer op de grens tussen continue en discontinue mode werkt, zal de minimale stroom door de spoel gelijk aan nul zijn. De maximale stroom door de Mosfet is gelijk aan de maximale stroom door de diode en gelijk aan de maximale stroom door de spoel. De gemiddelde diodestroom is de uitgangsstroom.
   Gedurende $d = 1 - 0.5883$ loopt de diodestroom van de maximale waarde terug naar de minimale waarde. $\frac{1}{T_s}(T_{on} \cdot 0 + (T_s - T_{on})\frac{I_L^{max}}{2}) = I_{uit}$
   $\frac{1}{20\mu}((20\mu - 11.67\mu)\frac{I_L^{max}}{2}) = 0.5$
   $I_L^{max} = 0.5 \cdot 2 \cdot 20\mu/8.33\mu = 2.4A$
   $I_{Mosfet}^{max} = 2.4A$

3. $I_{Diode}^{max} = 2.4A$

4. $V_L = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di}$
   $V_L = V_{in}$
   $dt = d \cdot T_S = T_{on} = 11.67\mu s$
   $di = I_L^{max} = 2.4A$
   Voor $V_{in} = 5V$ en $\Delta I_L = 4A$: $L = 5 \cdot \frac{11.67\mu}{2.4} = 24.3\mu H$
   $L = 24.3\mu H$

5. Zie Figuur 22.3, met $v_{in} = 5V$, $\Delta I_L = 2.4A$ en $L = 24.3\mu H$.



Figuur 22.3: Golfvormen bij vraagstuk 22.5 vraag 5

22.6 Boost-omvormer

1. Bij $5\mu s/Div$ en 4 divisies is $T_s = 4 \cdot 5\mu = 20\mu s$
   $F_s = \frac{1}{T_s} = 50kHz$

2. Als de stroom afneemt is de Mosfet open en is de spanning over de Mosfet gelijk aan de uitgangsspanning.
   Bij $300V/Div$ en 2 divisies is $V_{uit} = 2 \cdot 300 = 600V$

3. Uit de scope is af te lezen dat $d = 0.5$
   $\frac{V_{uit}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} = 0.5$ voor $d = 0.5$.
   $V_{in} = 0.5 \cdot V_{uit} = 300V$

4. Voor de berekening van L kijken we naar het stukje waar de spoelstroom stijgt. Dit is in de eerste twee divisies. Gedurende de eerste twee divisies neemt de spoelstroom toe van $2A$ naar $3A$.
   $V_L = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di}$
   $dt = 2 \cdot 5\mu s/Div = 10\mu s$
   $di = 1 \cdot 1A/Div = 1A$
   $V_L = V_{in}$
   Voor $V_{in} = 300V$ en $\Delta I_L = 1A$: $L = 300 \cdot \frac{10\mu}{1} = 3mH$

5. De uitgangsstroom is de gemiddelde diodestroom. Deze diodestroom is gelijk aan de spoelstroom als de Mosfet open staat, dus als de spanning over de Mosfet hoog is. De diodestroom neemt dan af van $3A$ naar $2A$ gedurende $10\mu s$
   De gemiddelde diodestroom is daarmee:
   $I_{uit} = \frac{1}{T_s}(d \cdot T_s \cdot 0 + (1-d) \cdot T_s(\frac{3+2}{2}))$
   $I_{uit} = 1.25A$

6. De ingangsstroom is de gemiddelde spoelstroom.
   $I_{in} = \frac{1}{T_s}(d \cdot T_s \cdot \frac{2+3}{2} + (1-d) \cdot T_s(\frac{3+2}{2}))$
   $I_{in} = 2.5A$

7. $P_{uit} = V_{uit} \cdot I_{uit} = 600 \cdot 1.25 = 750W$
   $P_{uit} = 750W$

8. $P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = 600 \cdot 2.5 = 750W$
   $P_{in} = 750W$

22.7 Boost-omvormer

1. Als de spoelstroom toeneemt is de Mosfet gesloten en is de spanning over de Mosfet gelijk aan de nul. Hieruit is niets af te lezen.

   Als de spoelstroom afneemt is de Mosfet open en is de spanning over de Mosfet gelijk aan de uitgangsspanning, omdat dan de spanning over de diode gelijk aan nul is.
   Bij $10V/Div$ en 4 divisies is $V_{uit} = 4 \cdot 100 = 40V$

Als de spoelstroom gelijk aan nul is en blijft, zijn de Mosfet en de diode open. De spanning over de spoel blijft gelijk aan nul en de spanning over de Mosfet is gelijk aan de ingangsspanning.
Bij $10V/Div$ en 3 divisies is $V_{in} = 3 \cdot 100 = 30V$

2. Bij $2\mu s/Div$ en 6 divisies is $T_s = 6 \cdot 2\mu = 12\mu s$
$F_s = \frac{1}{T_s} = 83.33kHz$

3. Voor de berekening van L kijken we naar het stukje waar de spoelstroom stijgt. Dit is in de eerste divisie. Gedurende de eerste divisie neemt de spoelstroom toe van 0 naar $2A$ in $2\mu s$.
$V_L = L\frac{di}{dt}$
$L = V_L\frac{dt}{di}$
$V_L = V_{in}$
$dt = 1 \cdot 2\mu s/Div = 2\mu s$
$di = 1 \cdot 2A/Div = 2A$
Voor $V_{in} = 30V$ en $\Delta I_L = 2A$: $L = 30 \cdot \frac{2\mu}{2} = 30\mu H$

4. De ingangsstroom is gelijk aan de gemiddelde spoelstroom. Deze is uit de scope af te lezen.
$I_{in} = \frac{1}{T_s}(T_{on}\frac{0+2}{2} + T_{off}\frac{2+0}{2} + (T_s - T_{on} - T_{off}) \cdot 0) = \frac{1}{12\mu}(2\mu \cdot 1 + 6\mu \cdot 1 + 4\mu \cdot 0) = 0.66A$

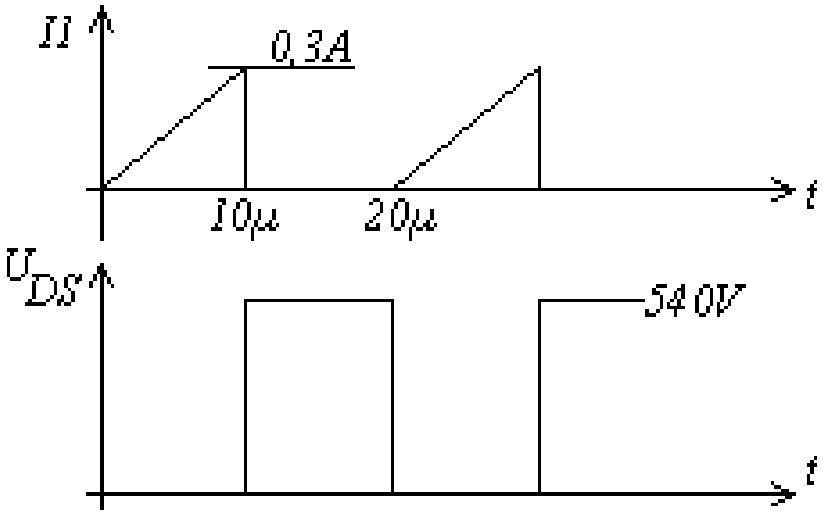
De uitgangsstroom is gelijk aan de gemiddelde diodestroom. Deze is uit de scope af te lezen.
$I_{uit} = \frac{1}{T_s}(T_{on} \cdot 0 + T_{off}\frac{2+0}{2} + (T_s - T_{on} - T_{off}) \cdot 0) = \frac{1}{12\mu}(2\mu \cdot 0 + 6\mu \cdot 1 + 4\mu \cdot 0) = 0.5A$

Check het in en uitgangsvermogen
$P_{uit} = V_{uit} \cdot I_{uit} = 40 \cdot 0.5 = 20W$
$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = 30 \cdot 0.66 = 20W$

22.8 Flyback

1. Uit de golfvorm van de ingangsstroom is te zien dat de gemiddelde ingangsstroom gelijk is aan een vierde van de maximum ingangsstroom bij een duty-cycle van $d = 0.5$.
$\hat{I}_1 = 4 \cdot P_{uit}/V_{in}^{min} = 0.296A = 0.3A$
$U_D S = V_{in} + V_{uit} \cdot N_p/N_s$
Bij de laagste ingangsspanning van $V_{DS} = 270V$ moet de uitgangsspanning van $V_{uit} = 200V$ gehaald kunnen worden en daar is de duty-cycle maximaal $d = 0.5$.
Omdat de terug getransformeerde secundaire spanning gelijk is aan de ingangsspanning, is de maximale waarde van V_{DS} gelijk aan twee keer de ingangsspanning.
$U_D S = V_{in} + V_{uit} \cdot N_p/N_s = 2 \cdot V_{in} = 540V$

2. Zie Figuur 22.4, met $v_{in} = 270V$, $\Delta I_L = 0.3A$ en $F_s = 50kHz$.



Figuur 22.4: Golfvormen bij vraagstuk 22.8 vraag 1

3. Alleen als $d = 0.5$ mag je de volgende formule gebruiken:
   $L_p = \frac{{V_{in}}^2}{(8P_{uit} \cdot F_s)}$
   met $V_{in} = V_{in}^{min}$ volgt $L_1 = 9.11mH$

   Tijdens de aan-tijd van de Mosfet neemt de stroom di toe tot $0.3A$ in een tijd van $d \cdot T_s = 0.5 \cdot 20\mu = 10\mu s$. De spanning over de spoel is dan gelijk aan $V_L = V_{in} = 270V$
   $V_L = L\frac{di}{dt}$
   $L = V_L\frac{dt}{di}$
   $L = 270\frac{10\mu}{0.296} = 9.1mH$

   $N_p/N_s = V_{in}^{min}/V_{uit} = 270/200 = 1.35$

4. Bij V_{in}^{max}, wordt $V_{DS} = V_{in}^{max} + V_{uit} \cdot N_p/N_s = 360V + 270V = 630V$

5. De omvormer is altijd in discontinue mode, dus ook bij $V_{in} = 360V$, omdat de omvormer bij minimale ingangsspanning op de grens met de continue mode is.

22.9 Flyback

1. Voor ingangspanningen van $230VAC$ onder de aanname dat $C' = 1\mu F/W$ wordt $C = C' \cdot 140W = 140\mu F$, gekozen wordt: $150\mu F$

2. Aanname: $V_{in}^{min} = ca.260V$
   Het uitgangsvermogen is gelijk aan: $5 \cdot 1 + 15 \cdot 0.5 + 15 \cdot 0.5 + 300 \cdot 0.4 = 5 + 7.5 + 7.5 + 120 = 140Watt$.
   De efficientie is gelijk aan 75%, dus het benodigde ingangsvermogen is $140/0.75 = 186.7Watt$

De gemiddelde ingangsstroom wordt dan $P_{in}/V_{in} = 186.7/260 = 0.718A$
Bij een maximale duty-cycle $d = 0.5$ voor de laagste ingangsspanning $V_{in} = 260V$ wordt de maximale ingangsstroom gelijk aan vier keer de gemiddelde ingangsstroom:
$I_{in}^{max} = 4 \cdot I_{in} = 2.87A$
$V_L = L\frac{di}{dt}$
$L = V_L\frac{dt}{di}$
$dt = d \cdot T_S = T_{on} = 12.5\mu s$
$di = I_L^{max} = 2.87A$
$L = 260\frac{12.5\mu}{2.87} = 1.1mH$
$L_p = 0,9mH$

Alleen als $d = 0.5$ mag je de volgende formule gebruiken:
$L_p = \frac{{V_{in}}^2}{(8P_{uit} \cdot F_s)}$
$L_p = \frac{260^2}{(8 \cdot 186.7 \cdot 40k)} = 1.1mH$

3. $ETD44$ met $g = 1.5mm$: $N_p = \sqrt{(L_p/A_L)} = \sqrt{(0.9mH/194nH)} = 68$.
Controle $B_{max} = (A_L \cdot N_p \cdot \hat{I}_p)/A_{min} = 222mT$
Overigens: De Kern $ETD39$ met $1mm$ luchtspleet was ook bijna goed geweest: $B_{max} = 306mT$, maar net niet helemaal
$N_{s1} = N_p \cdot V_{uit} + 0.7V/V_{in}^{min} = 68 \cdot 5.7V/260V = 1.5$ (gekozen worden 2 windingen), $N_{s2} = N_{s3} = N_{s1} \cdot 15.7V/5.7V = 5.5$ (gekozen wordt 6) en $N_{s4} = N_{s1} \cdot 300V/5.7V = 210$
4. Bij maximale ingangsspanning wordt de Mosfet het meest belast: $U_{DS}^{max} = V_{in}^{max} + V_{uit} \cdot N_p/N_{s1} = 360V + 260V = 620V$

22.10 Flyback

1. $L = V_{in} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I_L} = 300V \cdot \frac{10\mu s}{0.5A} = 6mH$
2. De duty cycle is $d = 0.5$, en daarmee is $N_p/N_s = V_{in}/(V_{uit} + 0.7V) = 19$
3. Vermogensbalans: $I_{uit} = average(I_{in}) \cdot 300V/15V = 372mA \cdot 300V/15V = 7.5A$
(Hierbij moet wel vermeld worden dat een rendement van 100% niet mogelijk is vanwege de grote wikkelverhouding, maar een rendement van $70\% \cdots 80\%$ is wel realistisch.

22.11 Flyback

1. $V_{in} = 300V$
2. $L = V_{in} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I} = 750\mu H$
3. $U_{DS} = V_{in} + V_{uit} \cdot \frac{N_p}{N_s}$. met $V_{in} = 300V$ wordt $V_{uit} \cdot \frac{N_p}{N_s} = U_{DS} - V_{in} = 500V - 300V = 200V$. Daaruit volgt: $N_p/N_s = 200/300 = 0.666$
4. Rendement $\eta = P_{uit}/P_{in} = (300V \cdot 150mA)/(300V \cdot 200m) = 0.75$, waarbij de gemiddelde ingangsstroom $200mA$ is.

22.12 Spoel

1. Berekeningsmethode:
   We kiezen een willekeurige kern, berekenen het vereiste aantal windingen en kijken of $B_{max} \leq 0.3T$ bij de maximale stroom. Als B_{max} groter is dan $0.3T$, dan moet er een grotere kern gekozen worden. Als B_{max} ruim onder $0.3T$ blijft, kan je een kleinere, minder dure kern zoeken en de berekening herhalen, totdat $B_{max} \leq 0.3T$.

2. oplossing:
   ETD54, $g = 2mm$: $N_p = SQRT(L/A_L) = SQRT(1mH/229nH) = 66$.
   Controle: $B_{max} = (A_L \cdot N_p \cdot \hat{I}_p)/A_{min} = 270mT$.

22.13 Spoel

1. Als en hoge inductantie nodig is, is meestal een luchtspleet in de spoel nodig.

2. We proberen de $ETD44$ met $g = 1.5mm$ en $AL = 194nH$ en $Amin = 172mm2$.
   Gegeven dat $LI = NBA$ en $L = N^2 A_L$ volgt hieruit
   $N_{max} = B_{max} \cdot A_{min}/(A_L \cdot I_{max}) = 88$

3. $L = N \cdot A_L = 88^2 \cdot 194nH = 1.5mH$

22.14 Spoel

1. $ETD44$ met $g = 1$ heeft een $A_L = 262nH$ en $Amin = 172mm2$
   $L = 40^2 \cdot 262nH = 419.2\mu H$

2. Gegeven dat $LI = NBA$
   $I_{max} = N \cdot B_{max} \cdot A_{min}/L = 40 \cdot 0.3 \cdot 172mm/419.2\mu = 4.9A$

3. Gegeven dat $LI = NBA$ en $L = N^2 A_L$ volgt hieruit
   $N = B_{max} \cdot A_{min}/(A_L \cdot I_{max})$
   $N = 0.3 \cdot 172mm/(262nH \cdot 6) = 32$

22.15 Spoel

1. Gekozen kern is de $ETD44$ met $g = 1.5mm$: $N = 71$ en $B_{max} = 240mT$
   of
   je kiest de kern $ETD44$ met $g = 1.0mm$: $N = 62$ en $B_{max} = 281mT$

2. Voor de kern $ETD44$ met $g = 1.5mm$: $L_{max} = 1.5mH$
   en voor de kern $ETD44$ met $g = 1.0mm$: $L_{max} = 1.1mH$

Hoofdstuk 23

Vraagstukken

1. Stel de formules voor integratie van de spoelspanning op voor de Buck-omvormer. Bereken hieruit de overdrachtsfunctie van de ingangsspanning naar de uitgangsspanning.
   Hint:

$$i_{dT} = i_0 + \frac{1}{L}\int_0^{dT} V_L dt \tag{23.1}$$

$$i_T = i_{dT} + \frac{1}{L}\int_{dT}^{T} V_L dt \tag{23.2}$$

$$i_0 = i_T \tag{23.3}$$

2. Stel de formules voor integratie van de spoelspanning op voor de Boost-omvormer. Bereken hieruit de overdrachtsfunctie van de ingangsspanning naar de uitgangsspanning.

3. Een Boost-omvormer met een ingangsspanning $V_{in} = 48V$ en belastingsweerstand $R = 12ohm$. De gewenste gemiddelde uitgangsspanning is $120V$. De waarde van de spoel, L, is $290\mu H$ en de condensator C, $330\mu F$. De omvormer heeft een schakelfrequentie van $100kHz$.
   Bereken:
   (a) de duty cycle van de schakelaar, (b) de gemiddelde ingangsstroom.

   [Antwoord: (a) 0.6, (b) 25 A.]

4. Voor hetzelfde probleem als hierboven bereken:
   (a) de stroom door de spoel, (b) de minimum en maximum waarden van de spoelstroom.

   [Antwoord: (a) 0.993 A, (b) 24.503 A, 25.497 A.]

5. Voor een Boost omvormer met $V_{in} = 48V$ en $V_{uit} = 120V$, $L = 290\mu H$ en $F_s = 100kHz$, bepaal de waarde van R waarvoor de Boost-omvormer in de Discontinue mode zal komen.
   (Hint: op de grens tussen CCM en DCM, is de gemiddelde ingangsstroom

de helft van de maximale spoelstroom.)

[Antwoord: 603.6ohm.]

6. Voor een Boost omvormer met $V_{in} = 48V$, $V_{uit} = 120V$, $F_s = 100kHz$ en het uitgangsvermogen variërend van $120W$ tot $1.2kW$, ontwerp de minimaal vereiste waarde van de spoel, zodat de omvormer in continue mode werkt.

   [Antwoord: $57.6\mu H$.]

7. Voor een Boost omvormer met $V_{in} = 48V$, $V_{uit} = 120V$, $F_s = 100kHz$ en $R = 12V$, bereken de waarden van de spoel en condensator dusdanig, dat de uitgangsspanning een rimpel heeft van 1% en dat de ingangsstroom een rimpel heeft van 15%.

   [Antwoord: $76.8\mu H$, $50\mu F$.]

8. Een Buck-Boost omvormer heeft een ingangsspanning $V_{in} = 48V$ en belastingsweerstand $R = 120V$. De vereiste gemiddelde uitgangsspanning is $120V$. De waarde van de spoel is $L = 1000\mu H$ en de condensator is $C = 10\mu F$. De omvormer werkt met de schakelfrequentie van $100kHz$. Bereken:
   (a) de duty cycle van de schakelaar, (b) de gemiddelde ingangsstroom.

   [Antwoord: (a) 0.714, (b) 2.5 A.]

9. Voor hetzelfde probleem als hierboven, bereken:
   (a) de rimpelspanning over de spoel, (b) de minimum en maximum waarden van de spoelstroom.

   [Antwoord: (a) 0.343 A, (b) 3.33 A, 3.67 A]

10. Voor de Buck-Boost omvormer met $Vin = 48V$ en $Vout = 120V$, $L = 1000\mu H$ en $Fs = 100kHz$, bepaal de waarde van R waarvoor de Buck-Boost omvormer in de discontinue mode komt.

    [Antwoord: 2450V.]

11. Voor de Buck-Boost omvormer met $Vin = 48V$ en $Vout = 120V$, $Fs = 100kHz$, en een uitgangsvermogen variërend van 12 tot $120W$, bepaal de minimaal vereiste waarde van de spoel, zodat de omvormer in de continue mode werken blijft, voor het aangegeven vermogensbereik.

    [Antwoord: $489.6\mu H$.]

12. Er is een Buck-omvormer met een ingangsspanning van $Vin = 48V$ en belastingsweerstand van $R = 4.8ohm$. De vereiste gemiddelde uitgangsspanning is $24V$. De waarde van de spoel, is $L = 400\mu H$ en de condensator is gelijk aan $C = 330\mu F$. De omvormer werkt met de schakelfrequentie van $Fs = 100kHz$. Bereken:
    (a) de duty cycle van de schakelaar, (b) de gemiddelde ingangsstroom.

[Antwoord: (a) 0.5, (b) 2.5 A.]

13. Voor hetzelfde probleem als hierboven, bereken:
(a) de rimpelspanning over de spoel, (b) de minimum en maximum waarden van de spoelstroom.

[Antwoord: (a) 0.3 A, (b) 4.85 A, 5.15 A.]

14. Voor een Buck omvormer met $Vin = 48V$ en $Vout = 24V$, $L = 400\mu H$ en $Fs = 100kHz$, bepaal de waarde van R waarvoor de Buck omvormer in de discontinue mode komt. *(Hint: Op de grens tussen CCM en DCM, is de gemiddelde uitgangsstroom gelijk aan de helft van de maximale spoelstroom.)*

[Antwoord: 160V.]

15. Voor de Buck omvormer met $Vin = 48V$ en $Vout = 24V$, $Fs = 100kHz$, en het uitgangsvermogen variërend van $12W$ tot $120W$, bepaal de minimaal vereiste waarde van de spoel zodanig dat de omvormer werkt in continue mode binnen het gegeven vermogensbereik.

[Antwoord: $120\mu H$.]

Deel VIII

Appendices

Bijlage A

Mosfet

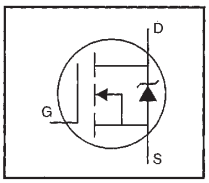
International
IOR Rectifier

PD-9.326I

IRF610

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



V_{DSS} = 200V

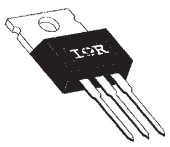
$R_{DS(on)}$ = 1.5Ω

I_D = 3.3A

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	3.3	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	2.1	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	10	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	36	W
	Linear Derating Factor	0.29	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	64	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	3.3	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	3.6	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	3.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

IRF610

IOR

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.30	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	1.5	Ω	V_{GS}=10V, I_D=2.0A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	0.80	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=2.0A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=200V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	8.2	nC	I_D=3.3A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	1.8		V_{DS}=160V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	4.5		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	8.2	—	ns	V_{DD}=100V
t_r	Rise Time	—	17	—		I_D=3.3A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	14	—		R_G=24Ω
t_f	Fall Time	—	8.9	—		R_D=30Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	140	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	53	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	3.3	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	10		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	T_J=25°C, I_S=3.3A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	150	310	ns	T_J=25°C, I_F=3.3A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.60	1.4	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=8.8mH R_G=25Ω, I_{AS}=3.3A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤3.3A, di/dt≤70A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

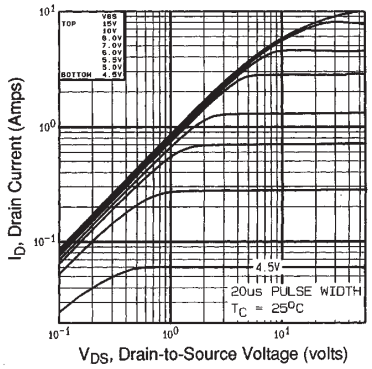


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

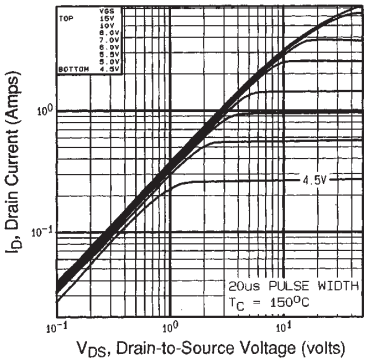


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

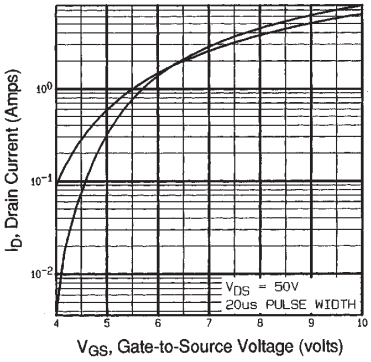


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

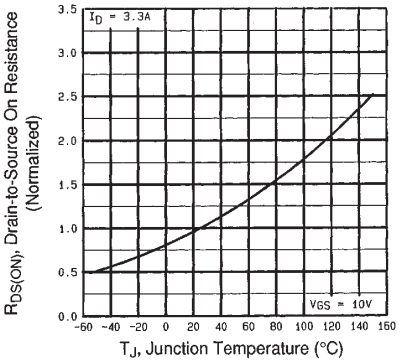


Fig 4. Normalized On-Resisance Vs. Temperature

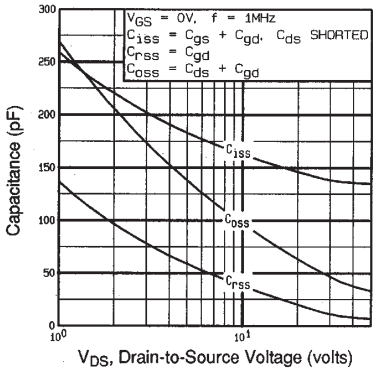


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

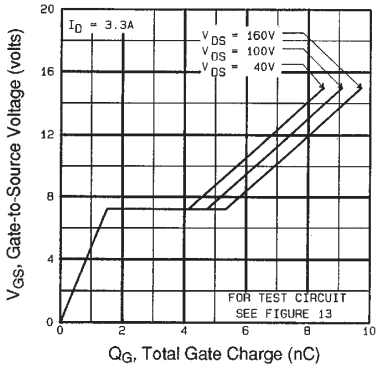


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

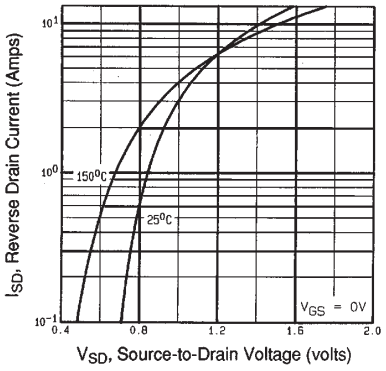


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

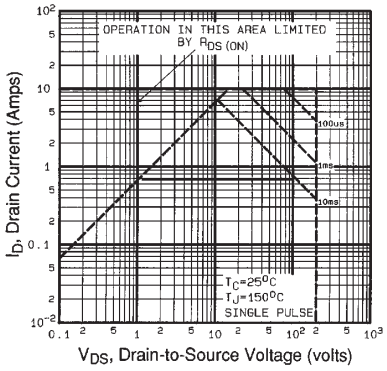


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

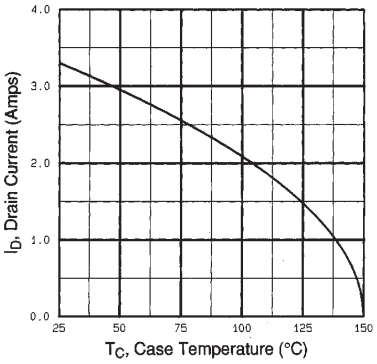


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

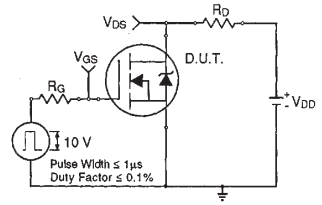


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

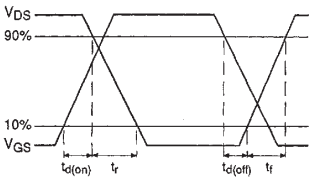


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

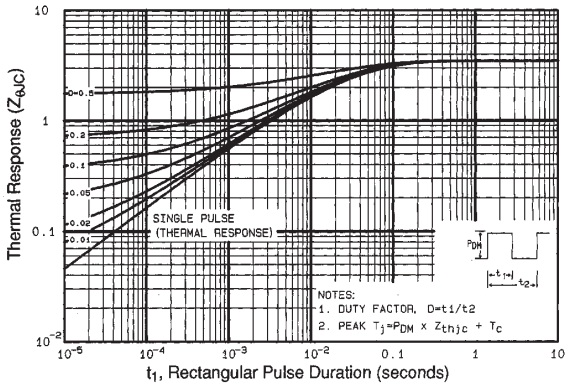


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

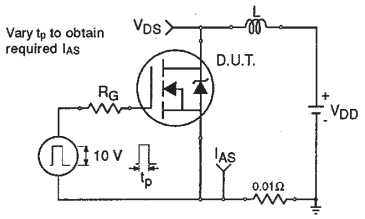


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

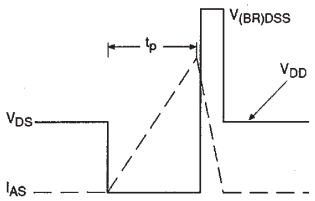


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

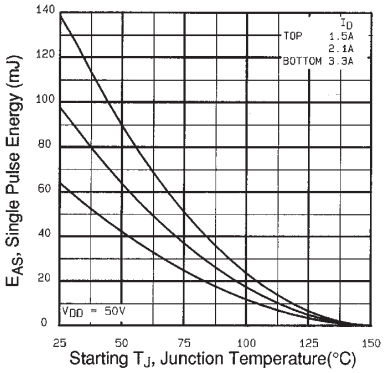


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

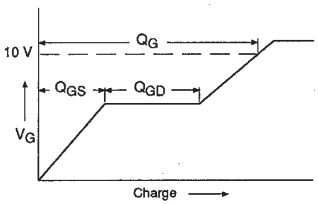


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

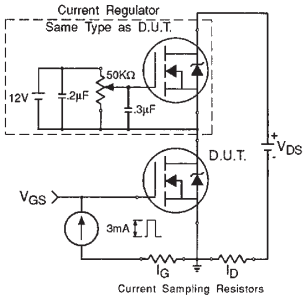


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International IOR Rectifier

Bijlage B

Diode

VISHAY

UF5400 thru UF5408

Vishay General Semiconductor

Soft Recovery Ultrafast Plastic Rectifier

DO-201AD

FEATURES

- Glass passivated chip junction
- Ultrafast reverse recovery time
- Low forward voltage drop
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC

Pb e3 RoHS COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	3.0 A
V_{RRM}	50 V to 1000 V
I_{FSM}	150 A
t_{rr}	50 ns, 75 ns
V_F	1.0 V, 1.7 V
T_J max.	150 °C

TYPICAL APPLICATIONS

For use in high frequency rectification and freewheeling application in switching mode converters and inverters for consumer, computer and telecommunication.

MECHANICAL DATA

Case: DO-201AD
Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS compliant, commercial grade

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102
E3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: Color band denotes cathode end

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25 °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	UF5400	UF5401	UF5402	UF5403	UF5404	UF5405	UF5406	UF5407	UF5408	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	210	280	350	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current, 0.375" (9.5 mm) lead length at T_A= 55 °C	$I_{F(AV)}$	3.0									A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	150									A
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	- 55 to + 150									°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25 °C unless otherwise noted)													
PARAMETER	TEST CONDITIONS		SYMBOL	UF5400	UF5401	UF5402	UF5403	UF5404	UF5405	UF5406	UF5407	UF5408	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage	3.0 A		V_F (1)	1.0					1.7				V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage		T_A = 25 °C	I_R	10									μA
		T_A = 100 °C		75					200				
Maximum reverse recovery time	I_F = 0.5 A, I_R = 1.0 A, I_{rr} = 0.25 A	T_J = 25 °C	t_{rr}	50					75				ns
Typical junction capacitance	4.0 V, 1 MHz		C_J	45					36				pF

Note
(1) Pulse test: 300 μs pulse width, 1 % duty cycle

THERMAL CHARACTERISTICS (T_A = 25 °C unless otherwise noted)											
PARAMETER	SYMBOL	UF5400	UF5401	UF5402	UF5403	UF5404	UF5405	UF5406	UF5407	UF5408	UNIT
Typical thermal resistance	$R\theta_{JA}$ (1)	20									°C/W
	$R\theta_{JL}$ (1)	8.5									

Note
(1) Thermal resistance from junction to lead and from junction to ambient with 0.375" (9.5 mm) lead length, both leads attached to heatsink

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
UF5406-E3/54	1.172	54	1400	13" diameter paper tape and reel
UF5406-E3/73	1.172	73	1000	Ammo pack packaging

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES

(T_A = 25 °C unless otherwise noted)

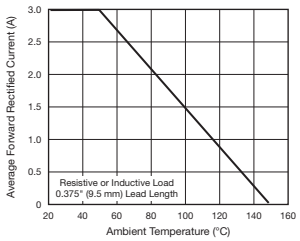


Fig. 1 - Maximum Forward Current Derating Curve

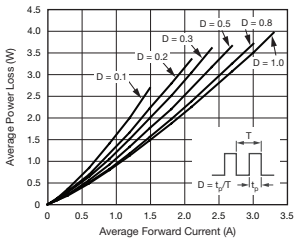


Fig. 2 - Forward Power Loss Characteristics

For technical questions within your region, please contact one of the following:
DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com

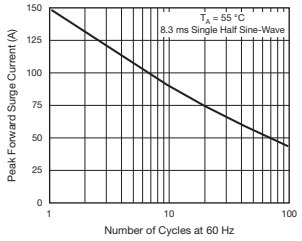


Fig. 3 - Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

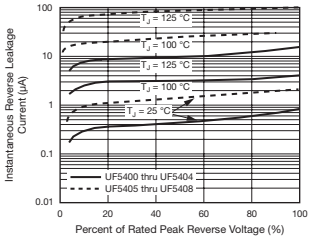


Fig. 5 - Typical Reverse Leakage Characteristics

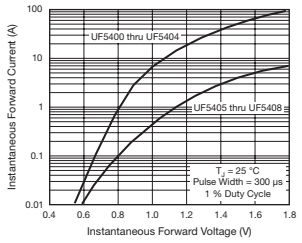


Fig. 4 - Typical Instantaneous Forward Characteristics

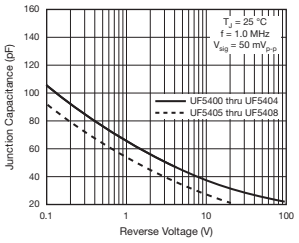
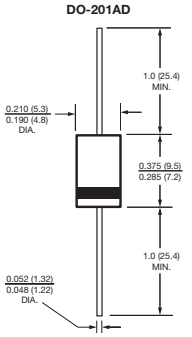


Fig. 6 - Typical Junction Capacitance

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS in inches (millimeters)

DO-201AD



Bijlage C

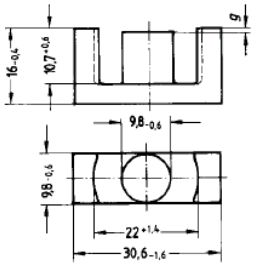
ETD kernen

Er zijn verschillende fabrikanten voor ETD kernen. Deze kernen van de verschillende fabrikanten hebben dezelfde afmeting, maar het materiaal waarvan de kern gemaakt is, verschilt per fabrikant. Daarom is de effectieve lengte l_e en effectieve doorsnede A_e van een kern van verschillende fabrikanten wel gelijk, maar de waarde voor A_L kan per fabrikant verschillen.
De waarde van A_L voor de kernen met een luchtspleet zijn gegeven als je een kern met luchtspleet (gapped) en een kern zonder luchtspleet (ungapped) samen neemt. Bij bestelling hierop letten!

ETD 29/16/10
Core
Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,93 mm^{-1}
l_e = 70,4 mm
A_e = 76 mm^2
A_{min} = 71 mm^2
V_e = 5 350 mm^3

Approx. weight 28 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	2000 + 30/– 20 %	1470	1700	1,04 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	2100 + 30/– 20 %	1530	1700	3,50 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	2200 + 30/– 20 %	1610	1700	2,80 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

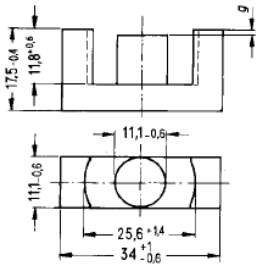
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,10 ± 0,02	621	457
N67,	0,20 ± 0,02	383	281
N87	0,50 ± 0,05	201	148
	1,00 ± 0,05	124	91

ETD 34/17/11
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,81 mm^{-1}
l_e = 78,6 mm
A_e = 97,1 mm^2
A_{min} = 91,6 mm^2
V_e = 7 630 mm^3

Approx. weight 40 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	2400 + 30/– 20 %	1540	1940	1,48 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	2450 + 30/– 20 %	1580	1940	5,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	2600 + 30/– 20 %	1670	1940	4,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

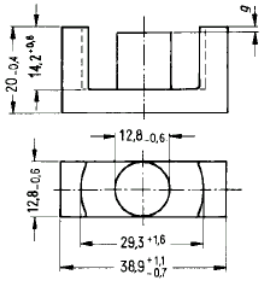
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,10 ± 0,02	790	508
N67,	0,20 ± 0,02	482	310
N87	0,50 ± 0,05	251	161
	1,00 ± 0,05	153	98

ETD 39/20/13
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,74 mm^{-1}
l_e = 92,2 mm
A_e = 125 mm^2
A_{min} = 123 mm^2
V_e = 11 500 mm^3

Approx. weight 60 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	2550 + 30/– 20 %	1500	2140	2,22 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	2600 + 30/– 20 %	1540	2140	7,50 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	2700 + 30/– 20 %	1600	2140	6,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

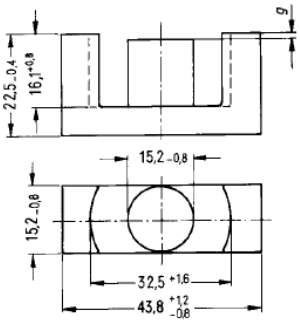
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,10 ± 0,02	1062	622
N67,	0,20 ± 0,02	639	374
N87	0,50 ± 0,05	326	191
	1,00 ± 0,05	196	115

ETD 44/22/15
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,6 mm^{-1}
l_e = 103 mm
A_e = 173 mm^2
A_{min} = 172 mm^2
V_e = 17 800 mm^3

Approx. weight 94 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	3300 + 30/– 20 %	1560	2640	3,48 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	3350 + 30/– 20 %	1600	2640	11,80 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	3500 + 30/– 20 %	1650	2640	9,40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

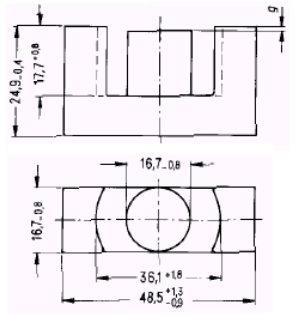
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,20 ± 0,02	862	407
N67,	0,50 ± 0,05	438	207
N87	1,00 ± 0,05	262	124
	1,50 ± 0,05	194	92

ETD 49/25/16
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,54 mm^{-1}
l_e = 114 mm
A_e = 211 mm^2
A_{min} = 209 mm^2
V_e = 24 100 mm^3

Approx. weight 124 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	3700 + 30/– 20 %	1590	2910	4,59 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	3700 + 30/– 20 %	1590	2910	15,50 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	3800 + 30/– 20 %	1630	2910	12,40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

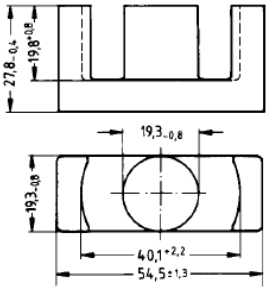
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,20 ± 0,02	1035	444
N67,	0,50 ± 0,05	525	225
N87	1,00 ± 0,05	314	135
	2,00 ± 0,05	188	81

ETD 54/28/19
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,45 mm^{-1}
l_e = 127 mm
A_e = 280 mm^2
A_{min} = 280 mm^2
V_e = 35 600 mm^3

Approx. weight 180 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	4200 + 30/– 20 %	1510	3470	6,66 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	4400 + 30/– 20 %	1570	3470	26,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	4450 + 30/– 20 %	1600	3470	21,00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

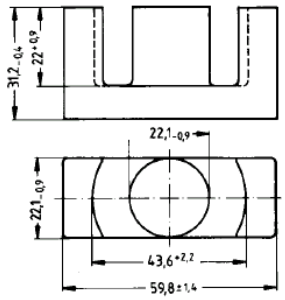
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,20 ± 0,02	1377	496
N67,	1,00 ± 0,05	393	141
N87	1,50 ± 0,05	287	103
	2,00 ± 0,05	229	82

ETD 59/31/22
Core

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A$ = 0,38 mm^{-1}
l_e = 139 mm
A_e = 368 mm^2
A_{min} = 368 mm^2
V_e = 51 200 mm^3

Approx. weight 260 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	A_{L1min} nH	P_V W/set
N27	5000 + 30/– 20 %	1500	4170	9,62 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)
N67	5200 + 30/– 20 %	1570	4170	6,50 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)
N87	5300 + 30/– 20 %	1590	4170	5,20 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e
N27,	0,20 ± 0,02	1588	476
N67,	1,00 ± 0,05	508	152
N87	1,50 ± 0,05	381	114
	2,00 ± 0,05	311	93

Bijlage D

UC3842

UNITRODE

UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

Current Mode PWM Controller

FEATURES

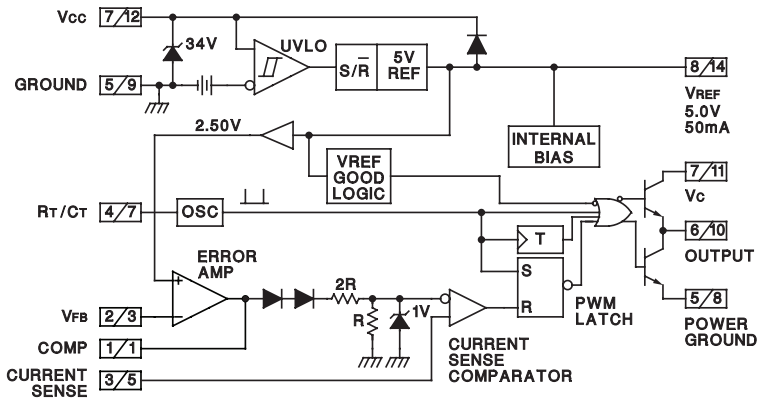
- Optimized For Off-line And DC To DC Converters
- Low Start Up Current (<1mA)
- Automatic Feed Forward Compensation
- Pulse-by-pulse Current Limiting
- Enhanced Load Response Characteristics
- Under-voltage Lockout With Hysteresis
- Double Pulse Suppression
- High Current Totem Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- 500khz Operation
- Low RO Error Amp

DESCRIPTION

The UC1842/3/4/5 family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include under-voltage lockout featuring start up current less than 1mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input, logic to insure latched operation, a PWM comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N Channel MOSFETs, is low in the off state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC1842 and UC1844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off), ideally suited to off-line applications. The corresponding thresholds for the UC1843 and UC1845 are 8.4V and 7.6V. The UC1842 and UC1843 can operate to duty cycles approaching 100%. A range of zero to 50% is obtained by the UC1844 and UC1845 by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

BLOCK DIAGRAM



Note 1: A/B A = DIL-8 Pin Number. B = SO-14 Pin Number.
Note 2: Toggle flip flop used only in 1844 and 1845.

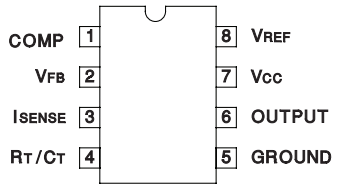
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Low Impedance Source) 30V
Supply Voltage (I_{CC} <30mA) . . . . . Self Limiting
Output Current . . . . . ±1A
Output Energy (Capacitive Load) 5µJ
Analog Inputs (Pins 2, 3) . . . . . -0.3V to +6.3V
Error Amp Output Sink Current 10mA
Power Dissipation at $T_A \leq 25°C$ (DIL-8) 1W
Power Dissipation at $T_A \leq 25°C$ (SOIC-14) 725mW
Storage Temperature Range . . . . . -65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds) . . . . . 300°C

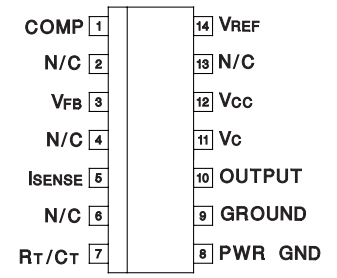
Note 1: All voltages are with respect to Pin 5.
All currents are positive into the specified terminal.
Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS

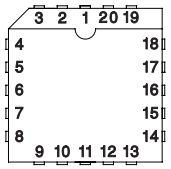
DIL-8, SOIC-8 (TOP VIEW)
N or J Package, D8 Package



SOIC-14 (TOP VIEW)
D Package



PLCC-20 (TOP VIEW)
Q Package



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	**PIN**
N/C	1
COMP	2
N/C	3
N/C	4
V_{FB}	5
N/C	6
I_{SENSE}	7
N/C	8
N/C	9
R_T/C_T	10
N/C	11
PWR GND	12
GROUND	13
N/C	14
OUTPUT	15
N/C	16
V_C	17
V_{CC}	18
N/C	19
V_{REF}	20

UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for -55°C ≤ T_A ≤ 125°C for the UC184X; -40°C ≤ T_A ≤ 85°C for the UC284X; 0°C ≤ T_A ≤ 70°C for the 384X; V_{CC} = 15V (Note 5); R_T = 10k; C_T =3.3nF, T_A=T_J.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	T_J = 25°C, I_O = 1mA	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	12 ≤ V_{IN} ≤ 25V		6	20		6	20	mV
Load Regulation	1 ≤ I_O ≤ 20mA		6	25		6	25	mV
Temp. Stability	(Note 2) (Note 7)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation	Line, Load, Temp. (Note 2)	4.9		5.1	4.82		5.18	V
Output Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10kHz, T_J = 25°C (Note2)		50			50		µV
Long Term Stability	T_A = 125°C, 1000Hrs. (Note 2)		5	25		5	25	mV
Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy	T_J = 25°C (Note 6)	47	52	57	47	52	57	kHz
Voltage Stability	12 ≤ V_{CC} ≤ 25V		0.2	1		0.2	1	%
Temp. Stability	T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} (Note 2)		5			5		%
Amplitude	$V_{PIN\ 4}$ peak to peak (Note 2)		1.7			1.7		V
Error Amp Section								
Input Voltage	$V_{PIN\ 1}$ = 2.5V	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	µA
A_{VOL}	2 ≤ V_O ≤ 4V	65	90		65	90		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 2) T_J = 25°C	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	12 ≤ V_{CC} ≤ 25V	60	70		60	70		dB
Output Sink Current	$V_{PIN\ 2}$ = 2.7V, $V_{PIN\ 1}$ = 1.1V	2	6		2	6		mA
Output Source Current	$V_{PIN\ 2}$ = 2.3V, $V_{PIN\ 1}$ = 5V	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
V_{OUT} High	$V_{PIN\ 2}$ = 2.3V, R_L = 15k to ground	5	6		5	6		V
V_{OUT} Low	$V_{PIN\ 2}$ = 2.7V, R_L = 15k to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V
Current Sense Section								
Gain	(Notes 3 and 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	$V_{PIN\ 1}$ = 5V (Note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
PSRR	12 ≤ V_{CC} ≤ 25V (Note 3) (Note 2)		70			70		dB
Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	µA
Delay to Output	$V_{PIN\ 3}$ = 0 to 2V (Note 2)		150	300		150	300	ns

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.
Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN\ 2}$ = 0.
Note 4: Gain defined as

$$A = \frac{\Delta\ VPIN\,1}{\Delta\ VPIN\,3},\ 0 \le VPIN\,3 \le 0.8V$$

Note 5: Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.
Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.
Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.
Note 7: Temperature stability, sometimes referred to as average temperature coefficient, is described by the equation:

$$Temp\ Stability = \frac{V_{REF}\,(max) - VREF\,(min)}{TJ\,(max) - TJ\,(min)}$$

V_{REF} (max) and V_{REF} (min) are the maximum and minimum reference voltages measured over the appropriate temperature range. Note that the extremes in voltage do not necessarily occur at the extremes in temperature.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for –55°C ≤ T_A ≤ 125°C for the UC184X; –40°C≤ T_A ≤ 85°C for the UC284X; 0°C ≤ T_A ≤ 70°C for the 384X; V_{CC} = 15V (Note 5); R_T = 10k; C_T =3.3nF, T_A=T_J.

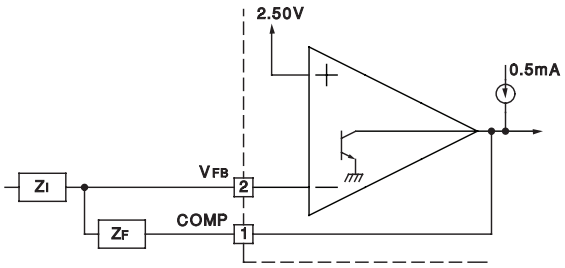
PARAMETER	TEST CONDITION	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Section								
Output Low Level	I_{SINK} = 20mA		0.1	0.4		0.1	0.4	V
	I_{SINK} = 200mA		1.5	2.2		1.5	2.2	V
Output High Level	I_{SOURCE} = 20mA	13	13.5		13	13.5		V
	I_{SOURCE} = 200mA	12	13.5		12	13.5		V
Rise Time	T_J = 25°C, C_L = 1nF (Note 2)		50	150		50	150	ns
Fall Time	T_J = 25°C, C_L = 1nF (Note 2)		50	150		50	150	ns
Under-voltage Lockout Section								
Start Threshold	X842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	V
	X843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	V
Min. Operating Voltage After Turn On	X842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	V
	X843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
PWM Section								
Maximum Duty Cycle	X842/3	95	97	100	95	97	100	%
	X844/5	46	48	50	47	48	50	%
Minimum Duty Cycle				0			0	%
Total Standby Current								
Start-Up Current			0.5	1		0.5	1	mA
Operating Supply Current	$V_{PIN\ 2}$ = $V_{PIN\ 3}$ = 0V		11	17		11	17	mA
V_{CC} Zener Voltage	I_{CC} = 25mA	30	34		30	34		V

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.
Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN\ 2}$ = 0.
Note 4: Gain defined as:

$$A = \frac{\Delta\ VPIN\ 1}{\Delta\ VPIN\ 3};\ 0 \le VPIN\ 3 \le 0.8V.$$

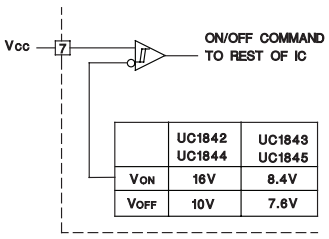
Note 5: Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.
Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.
Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

ERROR AMP CONFIGURATION

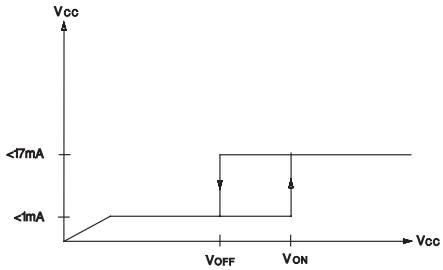


Error Amp can Source or Sink up to 0.5mA

UNDER-VOLTAGE LOCKOUT

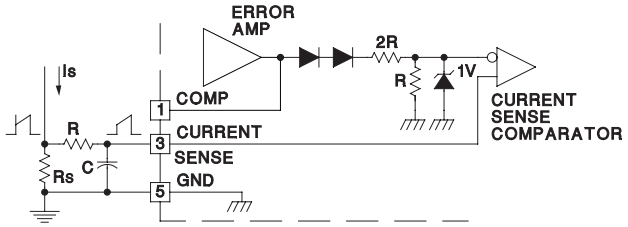


	UC1842 UC1844	UC1843 UC1845
VON	16V	8.4V
VOFF	10V	7.6V



During under-voltage lock-out, the output driver is biased to sink minor amounts of current. Pin 6 should be shunted to ground with a bleeder resistor to prevent activating the power switch with extraneous leakage currents.

CURRENT SENSE CIRCUIT

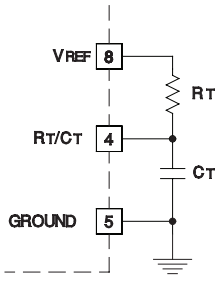


Peak Current (Is) is Determined By The Formula

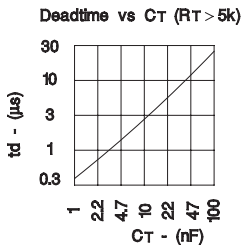
$$I_{SMAX} \approx \frac{1.0V}{R_S}$$

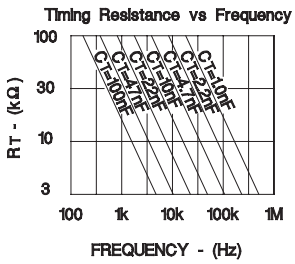
A small RC filter may be required to suppress switch transients.

OSCILLATOR SECTION

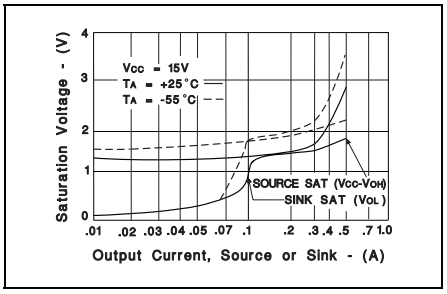


For $R_T > 5k$ $f \approx \frac{1.72}{R_T C_T}$

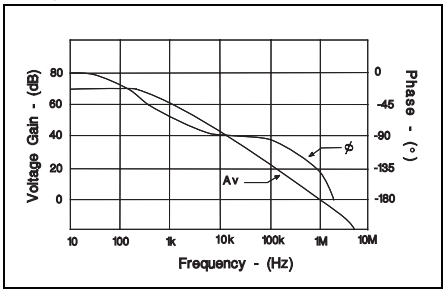




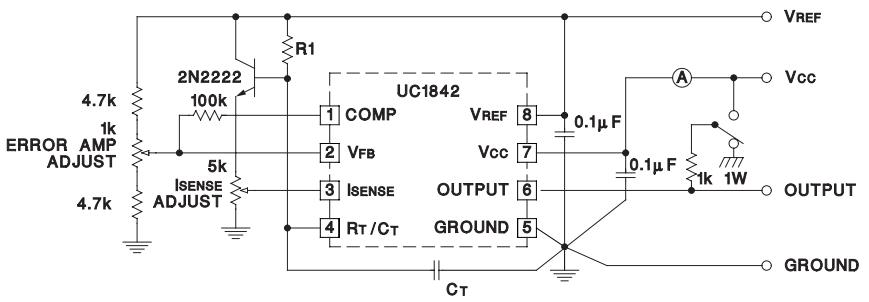
OUTPUT SATURATION CHARACTERISTICS



ERROR AMPLIFIER OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE

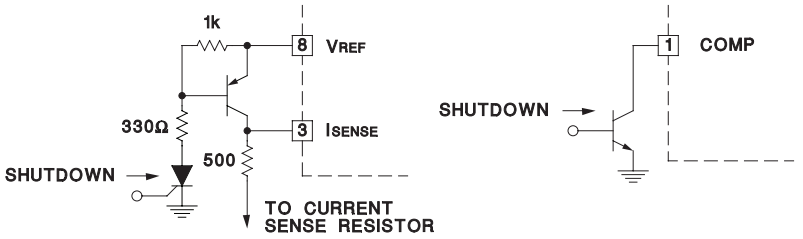


OPEN-LOOP LABORATORY FIXTURE



High peak currents associated with capacitive loads necessitate careful grounding techniques. Timing and bypass capacitors should be connected close to pin 5 in a single point ground. The transistor and 5k potentiometer are used to sample the oscillator waveform and apply an adjustable ramp to pin 3.

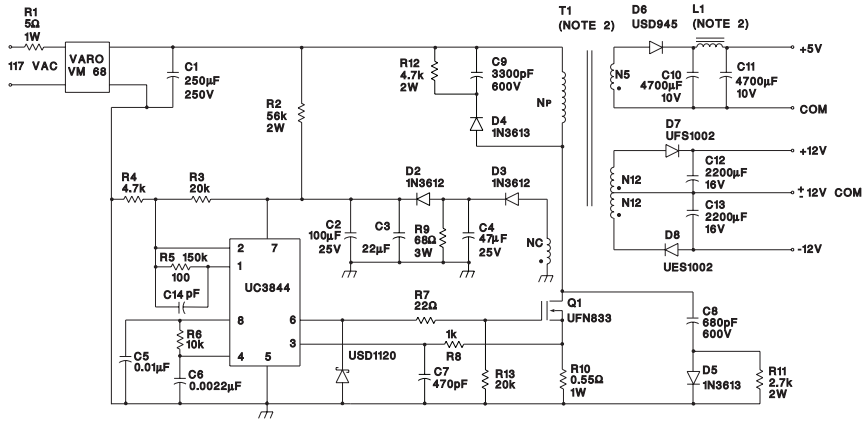
SHUT DOWN TECHNIQUES



Shutdown of the UC1842 can be accomplished by two methods; either raise pin 3 above 1V or pull pin 1 below a voltage two diode drops above ground. Either method causes the output of the PWM comparator to be high (refer to block diagram). The PWM latch is reset dominant so that the output will remain low until the next clock cycle after the shutdown condition at pin 1 and/or 3 is removed. In one example, an externally latched shutdown may be accomplished by adding an SCR which will be reset by cycling Vcc below the lower UVLO threshold. At this point the reference turns off, allowing the SCR to reset.

UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

OFFLINE FLYBACK REGULATOR

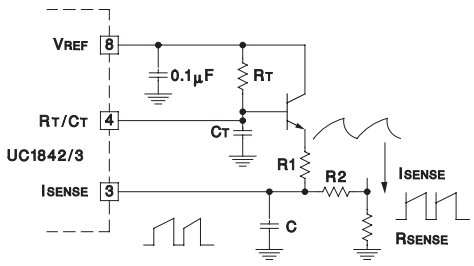


Power Supply Specifications

1. Input Voltage	95VAC to 130VA (50 Hz/60Hz)
2. Line Isolation	3750V
3. Switching Frequency	40kHz
4. Efficiency @ Full Load	70%

5. Output Voltage:
   A. +5V, ±5%; 1A to 4A load
      Ripple voltage: 50mV P-P Max
   B. +12V, ±3%; 0.1A to 0.3A load
      Ripple voltage: 100mV P-P Max
   C. -12V ,±3%; 0.1A to 0.3A load
      Ripple voltage: 100mV P-P Max

SLOPE COMPENSATION



A fraction of the oscillator ramp can be resistively summed with the current sense signal to provide slope compensation for converters requiring duty cycles over 50%.

Note that capacitor, C forms a filter with R2 to suppress the leading edge switch spikes.

UNITRODE CORPORATION
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 • FAX (603) 424-3460

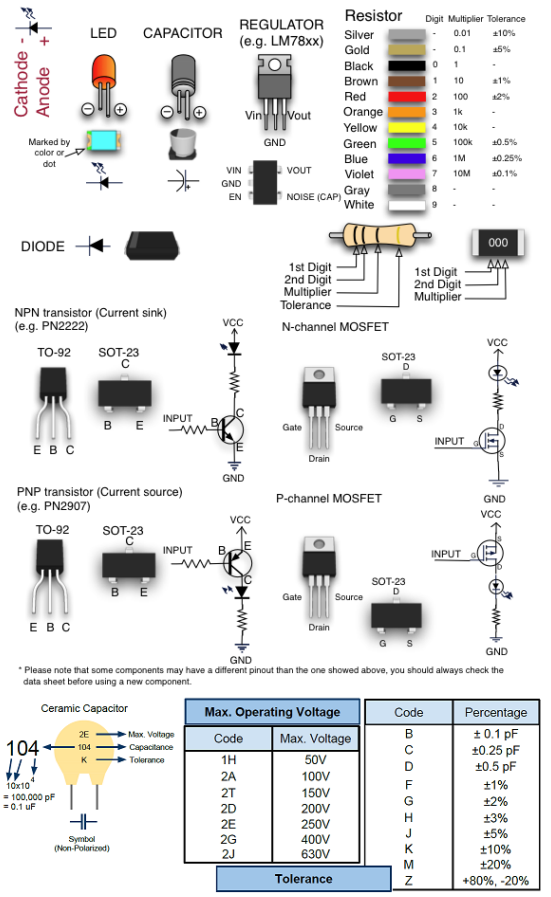
Bijlage E

Formuleblad

Formuleblad Vermogenselectronica

$\frac{1000}{50} = 20 \quad \frac{1000}{40} = 25 \quad v = L\frac{di}{dt} \quad Li = NBA \quad L = N^2 A_L \quad \Delta I = 0.4 \cdot I_{average}$

Buck	Boost	BuckBoost	Flyback
$V_{out} = dV_{in}$	$V_{out} = V_{in}\frac{1}{1-d}$	$V_{out} = -V_{in}\frac{d}{1-d}$	$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{d}{1-d}$



Max. Operating Voltage	
Code	Max. Voltage
1H	50V
2A	100V
2T	150V
2D	200V
2E	250V
2G	400V
2J	630V

Tolerance	
Code	Percentage
B	± 0.1 pF
C	±0.25 pF
D	±0.5 pF
F	±1%
G	±2%
H	±3%
J	±5%
K	±10%
M	±20%
Z	+80%, -20%