



FACULTY OF ENGINEERING TECHNOLOGY
— GENT —

ANALOOG ONTWERP 2 – LABO
DEEL 2

Ontwerp van een Buck converter

Brecht Van Eeckhoudt – Arno Plaetinck

MELICTE

11 december 2019

Inhoudsopgave

1 Doelstellingen	3
2 Opgave/probleemstelling	3
3 Theoretische uitwerking	3
3.1 Dimensionering componenten	4
3.2 Diodestroom	6
3.3 Praktische verschillen	6
4 Praktisch realisatie	7
4.1 Schema	7
4.2 Keuze componenten	7
4.3 PCB layout	8
5 Praktische metingen	11
5.1 Schakelspanning	11
5.2 Diodestroom	13
5.3 Ingangsruisspanning	14
5.3.1 Scoopbeelden bij 5V ingangsspanning	15
5.4 Uitgangsruisspanning	16
5.4.1 Scoopbeelden bij 5V ingangsspanning	19
5.4.2 Scoopbeelden bij 9V ingangsspanning	20
5.5 Efficiëntie	21
5.6 Startup – shutdown	25
6 Besluit	26
6.1 Wat hebben we verwezenlijkt?	26
6.2 Wat kan er beter?	26
Referenties	27

1 Doelstellingen

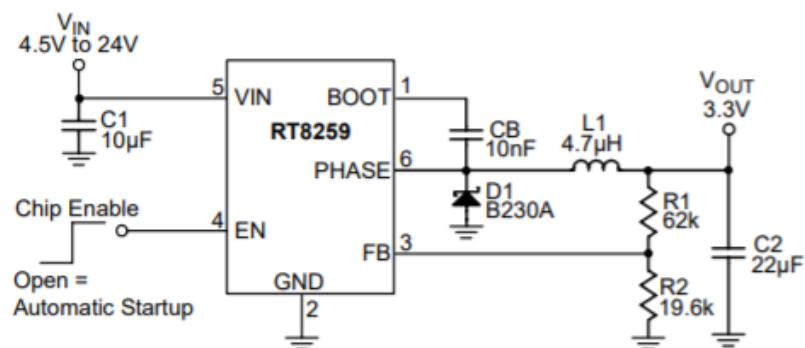
In het kader van het vak Analoog Ontwerp 2 hebben we in de laatste labosessies een buck convertor ontworpen. Als groep kregen we een specifiek chip toegewezen, waar we de rest zelf rond moesten uitwerken. In ons geval was het een RT8259GE van Richtek. In drie labozittingen hebben we zelf een ontwerp opgesteld en een eigen PCB-layout gemaakt. We voerden zelf ook metingen uit om te zien hoe de buck convertor zich gedraagt, die we in dit verslag hebben opgenomen. Ook staan hier berekeningen en componentenkeuzes in uitgelegd.

2 Opgave/probleemstelling

Onze buck convertor moet aan enkele specificaties voldoen. Zo moet een ingangsspanning van 5 tot 9 Volt, ons aan de uitgang een stabiele 3,3 Volt opleveren. Daarnaast moet de uitgangsstroom minimaal 500 mA bedragen. In ons verslag horen ook nog enkele gemeten *waveforms*. We voegen onder meer de schakelspanning, diodestroom en uitgangsspanning toe. We bekijken verder de rimpel op de uitgangsspanning en denken na over hoe we dit kunnen verminderen en wat de invloed en oorzaak van de rimpel is. Tenslotte berekenen we ook nog de efficiëntie van de buck convertor in onbelaste toestand en met verschillende belastingen.

3 Theoretische uitwerking

Bij het maken van een *step-down converter* hebben we naast de gekregen RT8259GE ook nog heel wat andere componenten nodig. In de datasheet [1] van de RT8259GE vinden we al een voorbeeldschakeling met component waarden. Deze is afgebeeld op figuur 1. In de volgende paragraaf gaan we deze waarden eens theoretisch narekenen.



Figuur 1: Voorbeeldschakeling uit de datasheet.

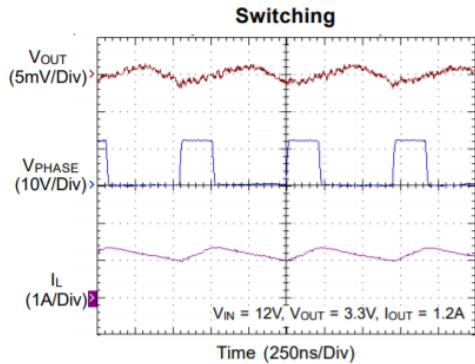
3.1 Dimensionering componenten

Voor het dimensioneren van de uitgangscondensator C_2 maken we gebruik van de volgende formule:

$$C_2 = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot \Delta v_C \cdot f} \quad (1)$$

We ontwerpen onze *step-down converter* voor een frequentie van $1,4 \text{ MHz}$, daar deze vast is. Δi_L en Δv_C kunnen we aflezen op figuur 2 uit de datasheet. We bekomen $\Delta i_L = 400 \text{ mA}$ en $\Delta v_C = 3 \text{ mV}$. Als we dit invullen bekomen we:

$$C_2 = \frac{400 \text{ mA}}{8 \cdot 3 \text{ mV} \cdot 1,4 \text{ MHz}} = 11,9 \mu\text{F} \quad (2)$$



Tabel 1: Parameters.

	Min	Typ	Max	Unit
frequentie (f)	1,2	1,4	1,6	MHz
Δv_C		3		mV
Δi_L		400		mA
C_{in}		10		μF
C_B		10		nF

Figuur 2: Grafiek met Δi_L en Δv_C .

Indien we voor Δi_L gebruik maken van een veiligheidsfactor $\times 2$ komen we volgende waarde voor C_2 uit:

$$C_2 = \frac{800 \text{ mA}}{8 \cdot 3 \text{ mV} \cdot 1,4 \text{ MHz}} = 23,8 \mu\text{F} \quad (3)$$

Voor de praktische waarden van condensatoren C_1 en C_2 nemen we de waarden uit de datasheet. Deze liggen zeer dicht bij de berekende waarden en zijn courant beschikbaar. Voor C_1 nemen we $10 \mu\text{F}$ en voor C_2 $22 \mu\text{F}$.

De volgende component die we narekenen is de spoel. Hiervoor maken we gebruik van volgende formule:

$$L = \frac{1}{f} \frac{(V_{out} + V_D)}{(V_{in} + V_D)} \frac{(V_{in} - V_{out})}{\Delta i_L} \quad (4)$$

Uit de opgave vinden we de gewenste uitgangsspanning $V_{out} = 3,3 \text{ V}$ en de maximale ingangsspanning $V_{in} = 9 \text{ V}$. Voor de diodespanning gaan we eerst uit van een voorwaartse diodespanning $V_D = 0,6 \text{ V}$. Dit levert dan volgend resultaat:

$$L = \frac{1}{1,4 \text{ MHz}} \frac{(3,3 \text{ V} + 0,6 \text{ V})}{(9 \text{ V} + 0,6 \text{ V})} \frac{(9 \text{ V} - 3,3 \text{ V})}{400 \text{ mA}} = 4,13 \mu\text{H} \quad (5)$$

De RT8259-chip stuurt zijn schakelaar zo dat er een constante spanning van $V_{FB} = 0,8 \text{ V}$ op de feedbackpin komt te staan. Met dit gegeven kunnen we weerstanden R_1 en R_2 berekenen. Volgende formule kunnen we dus omvormen om één van de weerstanden te berekenen, de tweede kunnen we vrij kiezen. Onze voorkeur gaat uit naar $R_1 = 62 \text{ k}\Omega$.

$$V_{out} = V_{FB} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6)$$

$$\Leftrightarrow R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{out}}{V_{FB}} - 1} = \frac{62 \text{ k}\Omega}{\frac{3,3 \text{ V}}{0,8 \text{ V}} - 1} = 19,84 \text{ k}\Omega \quad (7)$$

Om een praktische waarde voor R_2 te kunnen gebruiken hebben we de keuze tussen twee opties voor de waarden van R_2 : $20 \text{ k}\Omega$ of $19,6 \text{ k}\Omega$. Om onze keuze te staven, berekenen we welk spanningsverschil, ΔV_{FB} , er optreedt bij het kiezen voor een bepaalde weerstands-waarde. We zullen voor de weerstand gaan met een V_{FB} die lager is dan $0,8$. Een lagere feedbackspanning zal resulteren in een iets hogere uitgangsspanning, wat onze voorkeur heeft boven een lagere uitgangsspanning bij een hogere feedbackspanning. Hierdoor zal spanningsval op uitgangsdraden iets meer gecompenseerd worden.

Stel dat we nemen $R_2 = 19,6 \text{ k}\Omega$:

$$V_{FB} = \frac{V_{out}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = \frac{3,3 \text{ V}}{\frac{62 \text{ k}\Omega}{19,6 \text{ k}\Omega} + 1} = 0,7926 \text{ V} \quad (8)$$

$$\Delta V_{FB} = 0,8 \text{ V} - 0,7926 \text{ V} = 0,007353 \text{ V} \quad (9)$$

Stel dat we nemen $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$:

$$V_{FB} = \frac{\frac{3,3 \text{ V}}{62 \text{ k}\Omega}}{\frac{20 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} + 1} = 0,804878 \text{ V} \quad (10)$$

$$\Delta V_{FB} = 0,8 \text{ V} - 0,804878 \text{ V} = -0,004878 \text{ V} \quad (11)$$

Onze voorkeur gaat dus uit naar $R_2 = 19,6 \text{ k}\Omega$.

3.2 Diodestroom

Een deel van de opgave bestaat ook uit het bepalen van de diodestroom. Om deze te bepalen hebben we een extra *sense resistor* geplaatst van $0,1 \Omega$. We berekenen voor deze weerstand het maximaal vermogen dat deze zou kunnen dissiperen:

$$P_{sense\ resistor} = R \cdot I_{D,max}^2 = 0,1 \Omega \cdot (1,2 \text{ A})^2 = 144 \text{ mW} \quad (12)$$

Aangezien dit een relatief hoog vermogen is kiezen we er ook voor om deze *sense resistor* te overbruggen (kortsluiten) met een jumper als we geen metingen uitvoeren. Zo zal de weerstand geen vermogen dissiperen in normale werking en ons een hogere efficiëntie opleveren.

3.3 Praktische verschillen

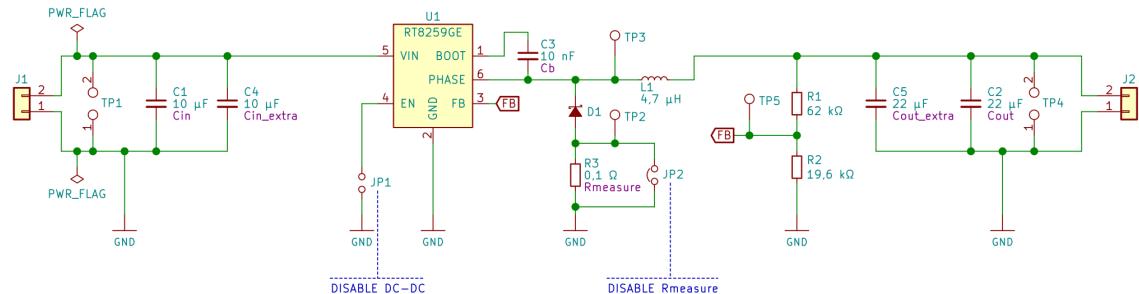
Bij het kiezen van praktische componentenwaarden zijn er hier en daar kleine verschillen ten opzichte van de theoretische berekeningen. Zo kozen we voor een diode met een voorwaartse diodespanning $V_D = 0,43 \text{ V}$. Hierdoor vinden we een andere waarde voor de spoel:

$$L = \frac{1}{1,4 \text{ MHz}} \frac{(3,3 \text{ V} + 0,43 \text{ V})}{(9 \text{ V} + 0,43 \text{ V})} \frac{(9 \text{ V} - 3,3 \text{ V})}{400 \text{ mA}} = 4,026 \mu\text{H} \quad (13)$$

4 Praktisch realisatie

4.1 Schema

Op figuur 3 zien we het getekende schema. Dit wijkt slechts weinig af van het schema uit de datasheet zoals afgebeeld op figuur 1.



Figuur 3: Het (in KiCad) getekende schema.

We hebben een jumper (JP1) toegevoegd om de DC-DC converter indien nodig uit te schakelen. Verder hebben we R3 toegevoegd (met een waarde van $0,1\ \Omega$), dewelke een stroommeetweerstand is om de diodestroom te meten. Deze kan uitgeschakeld worden via jumper JP2 waarmee we deze kortsluiten.

C4 en C5 zijn footprints voor extra in- en uitgangscondensatoren. Verder zijn er veel *testpoints* toegevoegd om op verschillende plaatsen gemakkelijk te meten. Tot slot dienen de ‘power flags’ voor de DRC (Design Rule Check) controle.

4.2 Keuze componenten

Bij de keuze van onze componenten hebben we volgende eigenschappen in acht genomen om een zo optimaal mogelijke werking te verkrijgen:

- Tolerantie feedbackweerstanden: 0,5%
- Tolerantie condensatoren: 10%
- Materiaal condensatoren: X7R
(stabiel i.f.v. temperatuur en spanning, minder verliezen)
- Spanningswaarde condensatoren: minstens werkspanning $\times 2$

4.3 PCB layout

De PCB layout is systematisch opgesteld om een optimaal design te bekomen. Hierbij zijn de nota's uit de datasheet [1] nauwgezet gevuld:

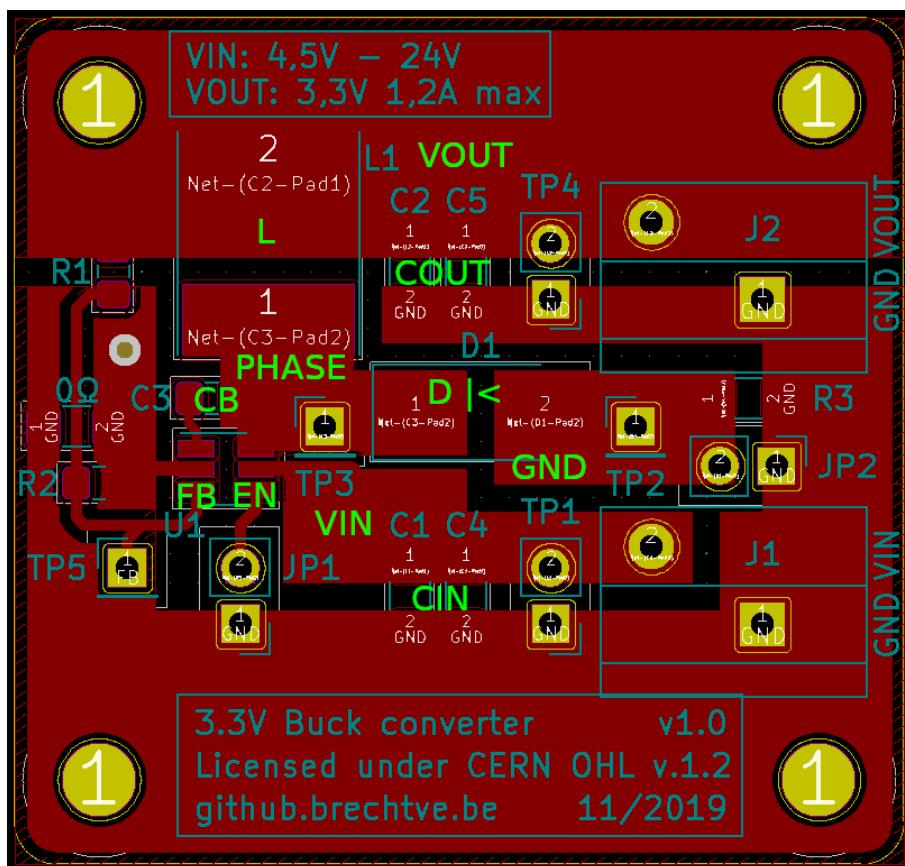
- *Keep the traces of the main current paths as short and wide as possible.*
- *Put the input capacitor as close as possible to the device pins (VIN and GND).*
- *LX node is with high frequency voltage swing and should be kept at small area. Keep sensitive components away from the LX node to prevent stray capacitive noise pickup.*
- *Place the feedback components to the FB pin as close as possible.*
- *Connect GND to a ground plane for noise reduction and thermal dissipation.*
- *The GND pin of the chip is the voltage reference for the regulated output voltage. For this reason, care must be taken in its layout. This node should be placed outside of the D1 to C1 ground path to prevent switching current spikes from inducing voltage noise into the part.*

Alles begint bij de locatie van de chip (mosfet), om zo vervolgens de belangrijkste componenten er zo dicht mogelijk rond te zetten. Alle ‘banen’ zijn zo kort mogelijk gehouden, waarbij deze eigenlijk grote vlakken zijn. ‘*Thermal clearance*’, waarbij de padjes die in bijvoorbeeld een GND vlak zitten niet rechtstreeks verbonden zijn maar via ‘spaken’ (**spokes**) naar het vlak gaan, zijn uitgeschakeld. Hierdoor wordt solderen iets moeilijker, aangezien de grotere vlakken hebben meer tijd nodig om op te warmen, maar we bekomen een beter design.

Een heel belangrijke vereiste bij het ontwerp van DC-DC convertoren is om de schakelkring (mosfet, spoel, diode) zo klein mogelijk te houden. Deze componenten bevinden zich rond het ‘PHASE’ vlak (en ook het ‘VOUT’ vlak). Deze vlakken zijn in het fluogroen aangeduid op onderstaande figuur. Ook condensator ‘COUT’ is zo dicht mogelijk bij dit ‘PHASE’ vlak geplaatst. ‘CIN’ is zo dicht mogelijk bij de chip (mosfet) en het ‘VIN’ vlak geplaatst.

‘CB’, de *bootstrap* condensator, is zo dicht mogelijk bij de chip geplaatst. Het doel van deze condensator is om een zogenaamde ‘*floating supply*’ of ‘zwevende voeding’ te creëren over de schakeldriver, om zo de gate van de schakelaar boven de voedingsspanning te krijgen. R1 en R2, die de feedbackspanning voorzien, zijn ook zo dicht mogelijk bij de ‘FB’ pin geplaatst.

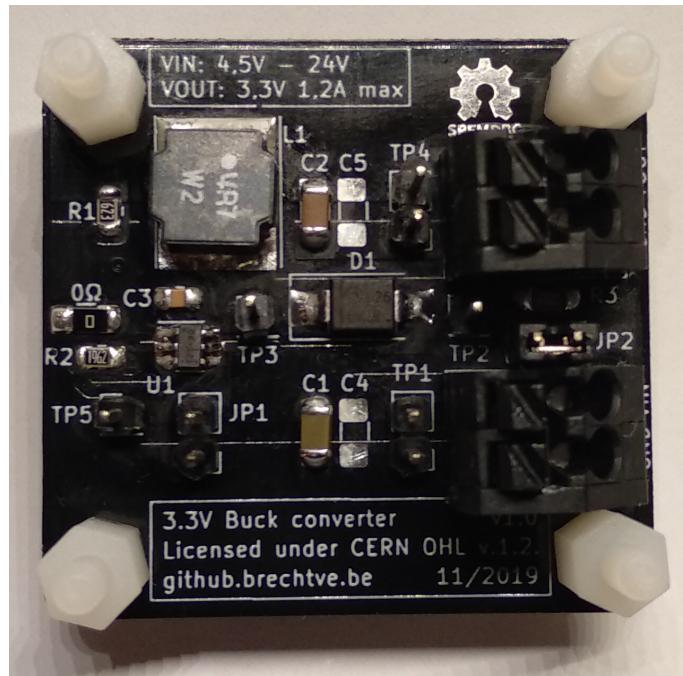
De GND aansluiting van de chip, die zich links boven de FB pin bevindt is, zoals de nota’s in de datasheet beschrijven, mooi weggehouden van de GND connectie tussen de diode en de uitgangscondensator. Via een $0\ \Omega$ weerstand springen we over een feedback-trace om zo de connectie naar het GND vlak te maken. Hierdoor kunnen we alle mogelijke connecties op de bovenkant van de PCB maken. Voor de volledigheid hebben we hier ook een *via* voorzien die warmte-afvoer en een stabiele connectie naar het GND vlak op de onderzijde van de PCB voorziet.



Figuur 4: PCB layout (bovenste koperlaag & silkscreen).

Tot slot zijn J1 en J2 kroonstenen met veercontacten, waardoor het mogelijk is om op een snelle manier en zonder schroevendraaier er draden mee te verbinden. Ook werden er vier standaard M3 gaten voorzien om de PCB ergens te monteren indien nodig.

Op figuur 5 is de bestukte (en werkende) PCB te zien, waarbij de extra condensatoren C4 en C5 bewust niet bestukt zijn.

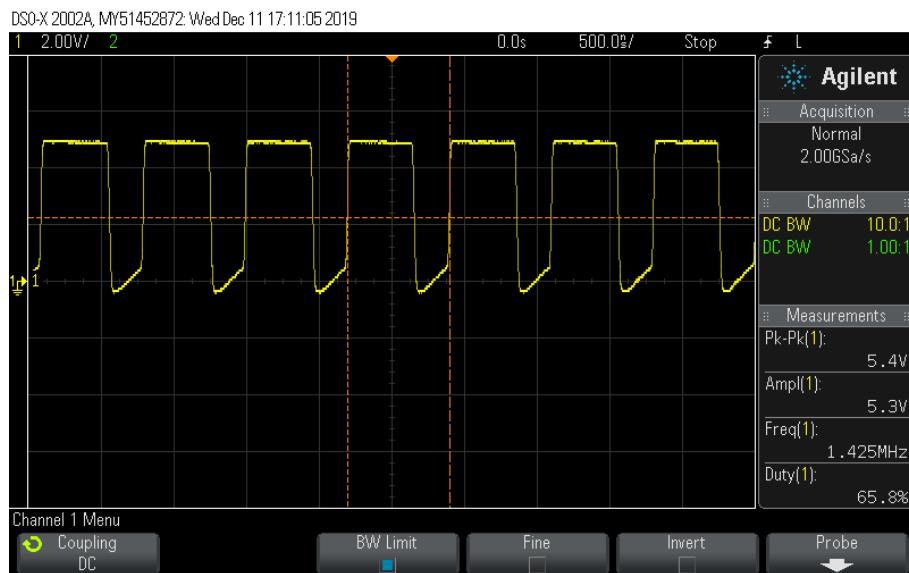


Figuur 5: De bestukte PCB.

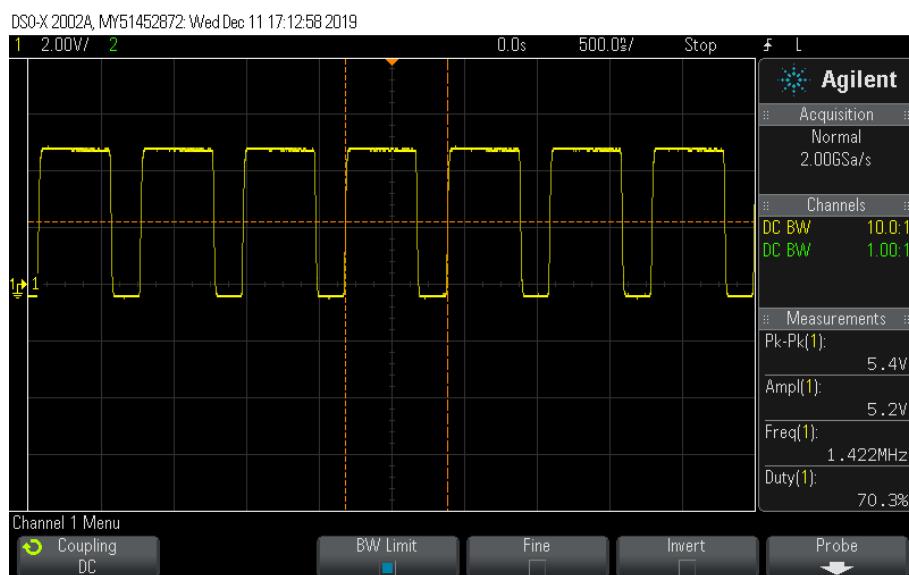
5 Praktische metingen

5.1 Schakelspanning

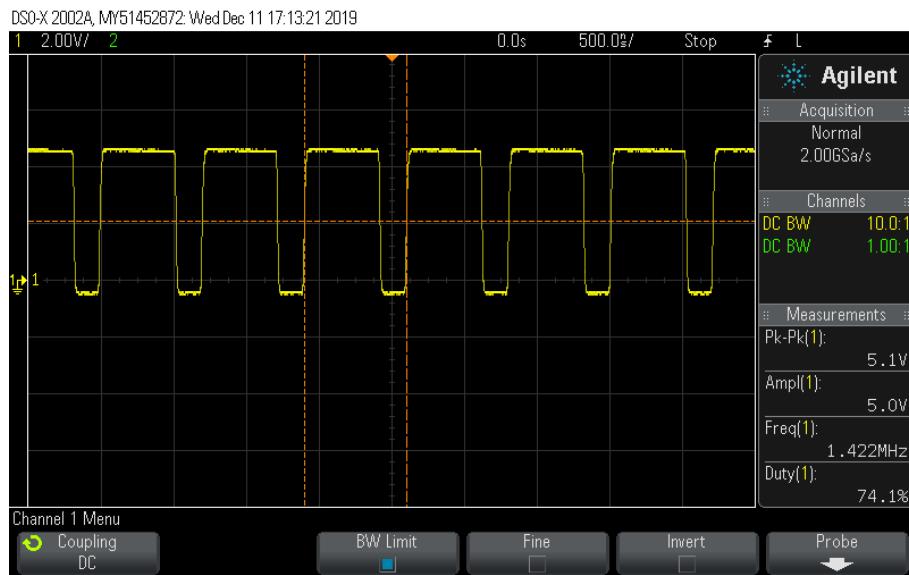
Om de schakelspanning te meten hebben we gebruik gemaakt van een vergelijkbare opstelling als op figuur 17. Hierbij hebben we echter de oscilloscoop verbonden met TP3 in plaats van de uitgang, wat overeen komt met (te zien op figuur 4) de schakelpin van de chip, die op zijn beurt verbonden is met de spoel en diode. Het resultaat zien we op volgende figuren.



Figuur 6: 5V ingangsspanning, onbelast.



Figuur 7: 5V ingangsspanning, 500 mA belasting.



Figuur 8: 5V ingangsspanning, 1000 mA belasting.

Bij elke figuur zien we dat de schakelfrequentie inderdaad overeen komt met $1,4 \text{ MHz}$, zoals beschreven in de datasheet. De schakelspanning komt overeen met de aangelegde ingangsspanning van ongeveer $5,4 \text{ V}$. We zien dat er ongeveer $0,4 \text{ V}$ invers over de diode komt te staan indien de mosfet uitgeschakeld is. Dit komt overeen met zijn inverse diodespanning.

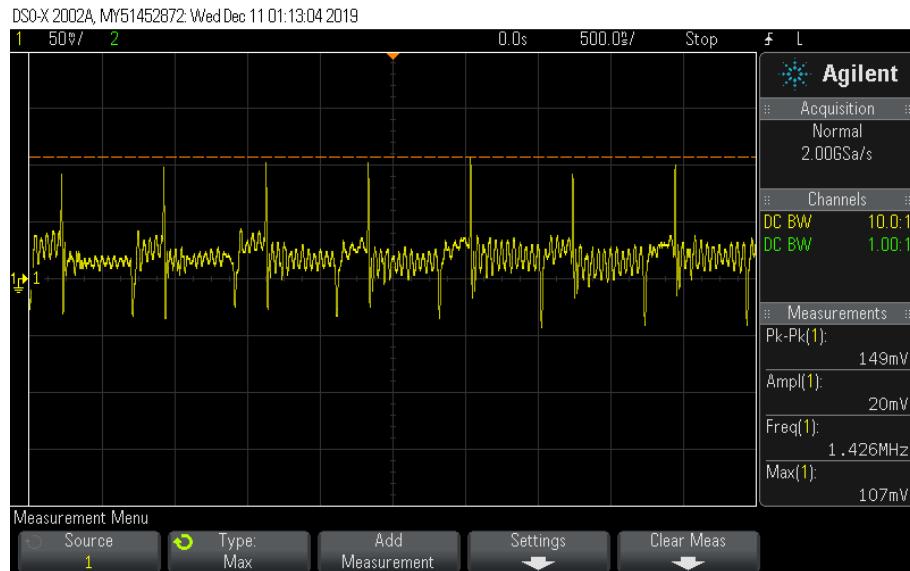
In volgende tabel hebben we nog eens de duty-cycle met elkaar vergeleken bij de verschillende belastingen. De datasheet vertelde ons dat deze maximaal 80% zou bedragen, wat waarschijnlijk zal kloppen daar we normaal gezien 1200 mA maximaal mogen trekken maar dit voor veiligheidsredenen niet hebben gedaan.

Tabel 2: Duty cycle bij verschillende belastingen.

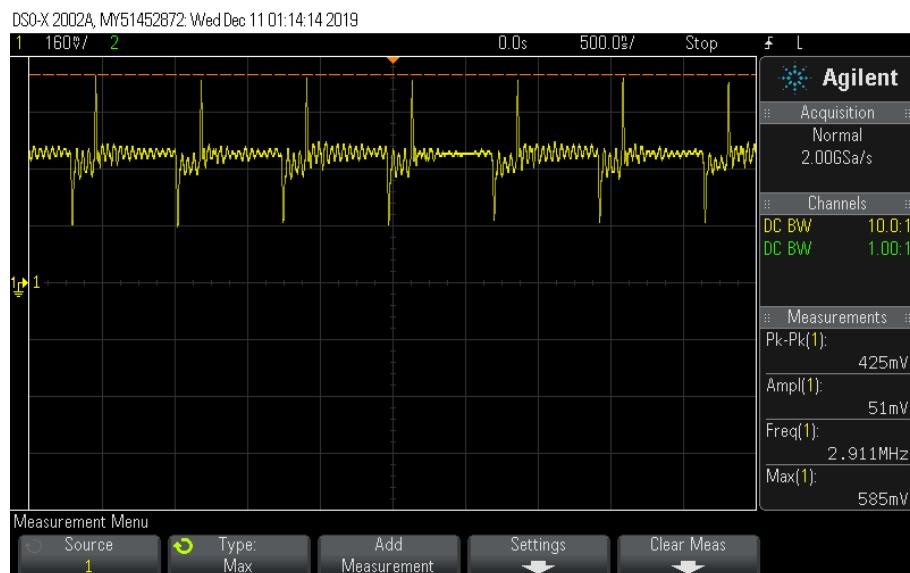
Belasting	Duty cycle
0 mA	65,8%
500 mA	70,3%
1000 mA	74,1%

5.2 Diodestroom

Zoals eerder vermeld hebben we een $0,1 \Omega$ stroommeetweerstand voorzien in serie met de diode en GND, die we via een jumper al dan niet kunnen uitschakelen. Indien we nu deze jumper wegnemen en met de oscilloscoop op TP2 meten bekomen we onderstaande figuren.



Figuur 9: 5V ingangsspanning, 100 mA belasting.



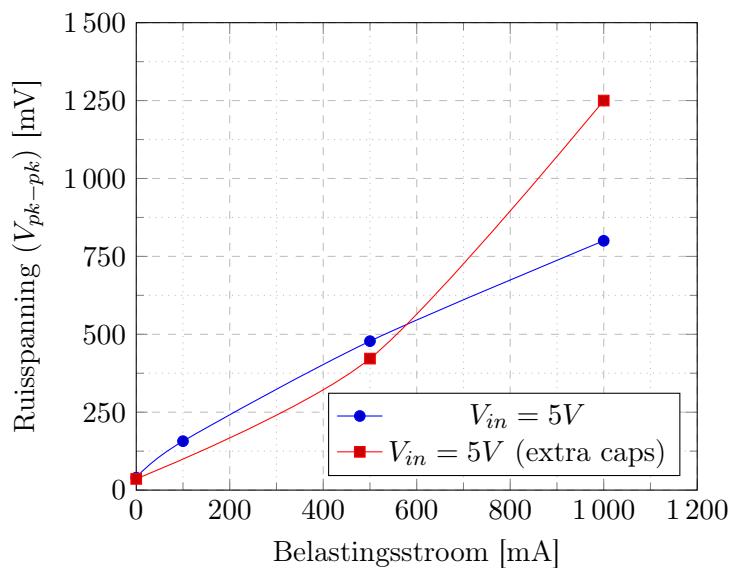
Figuur 10: 5V ingangsspanning, 500 mA belasting.

5.3 Ingangruisspanning

Vervolgens hebben we de ruisspanning aan de ingang bij een voedingsspanning van 5V gemeten bij verschillende belastingen, het resultaat hiervan is te vinden op volgende figuur. De meting is in twee fasen gebeurt. Eén maal waarbij condensatoren C4 en C5 niet bestukt zijn en één maal waarbij deze de waarden hebben van de al-aanwezige in- en uitgangscondensatoren. Bij deze metingen ('extra caps') hebben we dus de capaciteitswaarde aan de in- en uitgang verdubbeld.

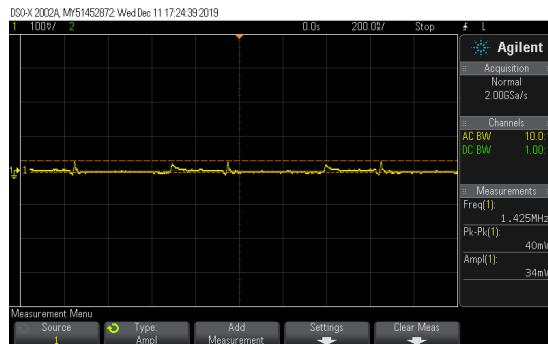
Ingangsruis bij verschillende ingangsspanningen en belastingen

$$(V_{out} = 3,32 \text{ V})$$

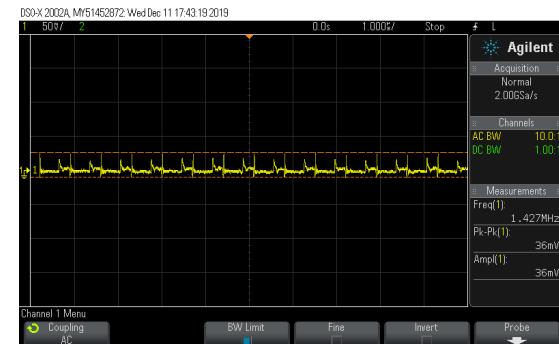


Hierbij hebben we gezien dat de ingangsruisspanning eigenlijk is gestegen, waardoor we deze extra condensatoren later opnieuw verwijderd hebben.

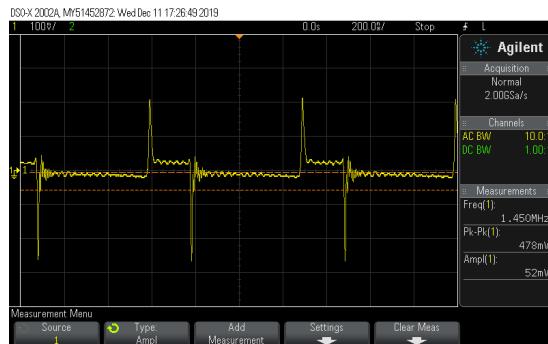
5.3.1 Scoopbeelden bij 5V ingangsspanning



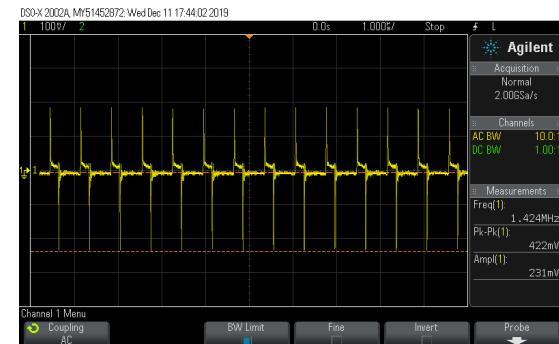
Figuur 11: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$.



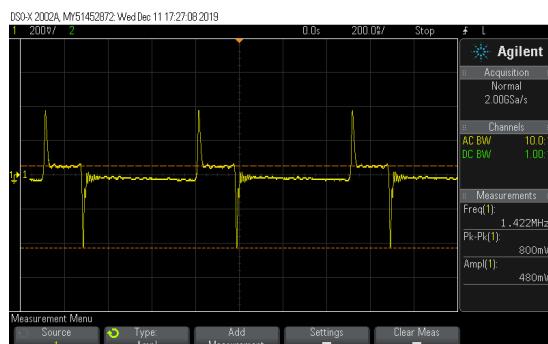
Figuur 12: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere x & y-as).



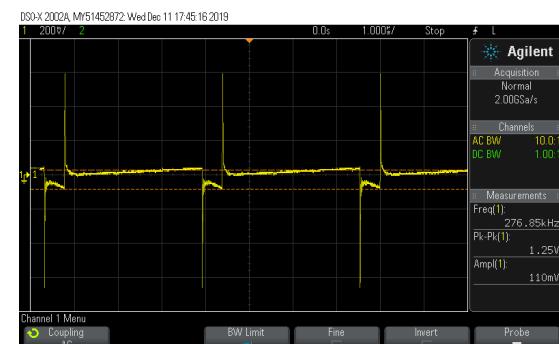
Figuur 13: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$.



Figuur 14: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere x-as).



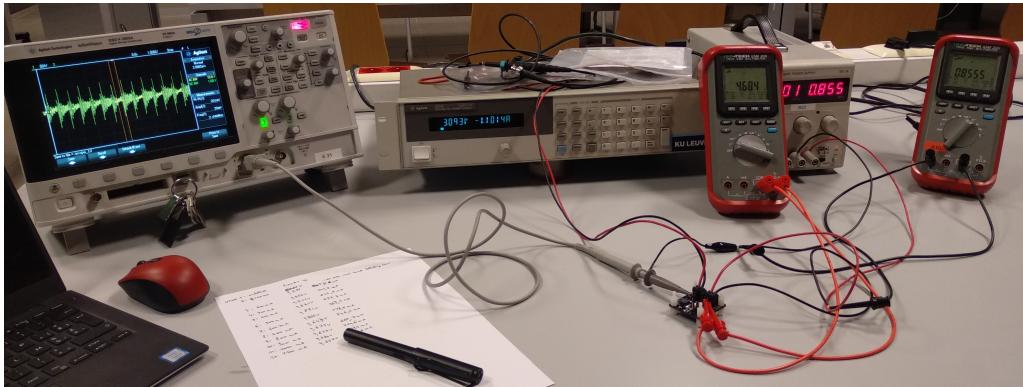
Figuur 15: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$.



Figuur 16: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere x-as).

5.4 Uitgangsruisspanning

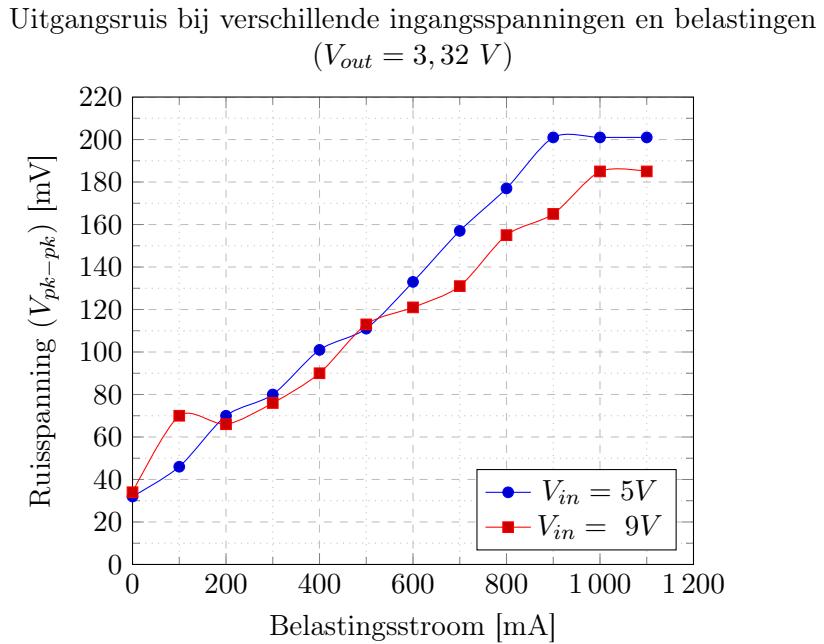
Op figuur 17 zien we de meetopstelling om de uitgangsruisspanning te meten. We hebben getracht om zo kort mogelijke meetkabels te gebruiken en indien mogelijk deze te *twisten*.



Figuur 17: Meetopstelling.

Voor de volledigheid hebben we bij elke belastingsstroom ook de ingangsspanning- en stroom van de multimeters afgelezen en genoteerd. Deze zijn echter niet opgenomen in het verslag, daar deze gegevens eigenlijk al te vinden zijn in verdere paragrafen. Bij nader inzien hadden we dus beter deze meters niet bij deze meting laten zitten zodat we de extra ingekoppelde ruis aan de ingang via hun aansluitdraden konden vermijden.

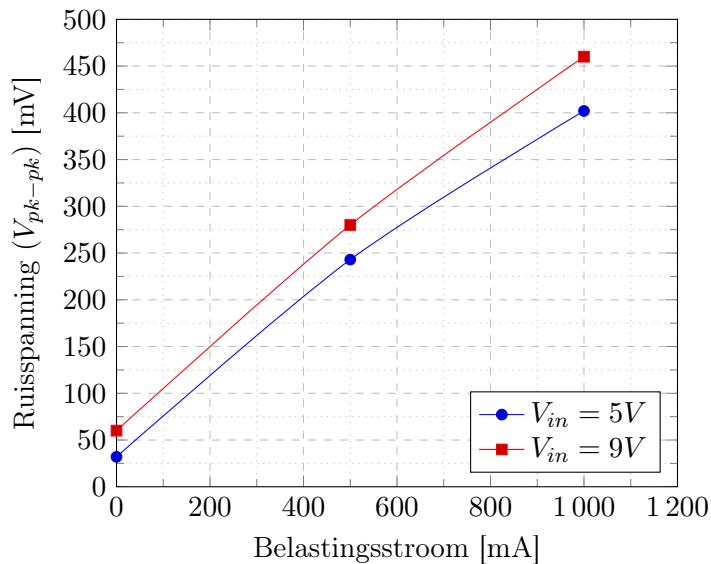
Indien we bij verschillende ingangsspanningen en belastingen nu de ruisspanning noteren bekomen we volgende grafiek.



Hierbij kunnen we opmerken dat we bij de sprong van een belasting van 0 mA naar 100 mA relatief meer ruis inkoppelen dan bij de volgende sprongen. Dit is te wijten aan het feit dat we opeens de belasting met lange draden aansluiten die op hun beurt ruis inkoppelen.

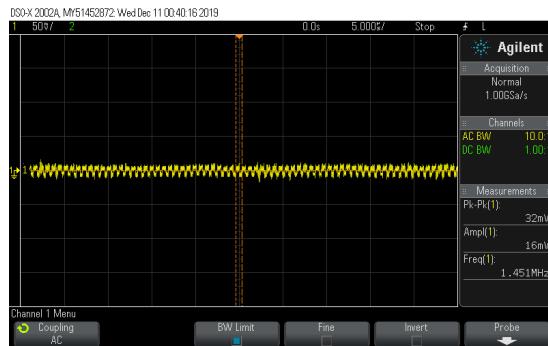
Vervolgens hebben we getracht de uitgangsruisspanning te verkleinen door het toevoegen van een extra uitgangscondensator. Deze heeft ook een waarde van $22\mu F$ en staat parallel met de oorspronkelijke uitgangscondensator, waardoor we nu een nieuwe capaciteitswaarde bekomen van $44\mu F$. De resultaten hiervan zijn te vinden op onderstaande grafiek.

Uitgangsruis bij verschillende ingangsspanningen en belastingen
extra condensatoren ($V_{out} = 3,32 V$)

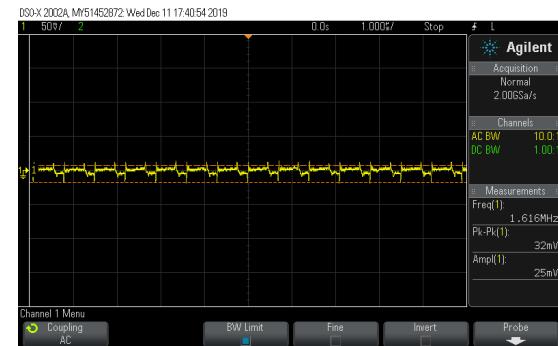


We merken hier op dat het toevoegen van een extra condensator geen vermindering bij de piekwaarden van de uitgangsruisspanning heeft opgeleverd. In tegendeel, de uitgangsruisspanning ondergaat zelf meer dan een verdubbeling indien we beide grafieken met elkaar vergelijken. Dit was tegen onze verwachtingen in en heeft onder andere te maken met extra toegevoegde ESR (Equivalent Series Resistance) van deze condensator. Hierna hebben we deze toegevoegde condensatoren opnieuw verwijderd. Op volgende afbeeldingen kunnen we wel zien dat er minder fluctuaties in de ruissignalen zelf zijn.

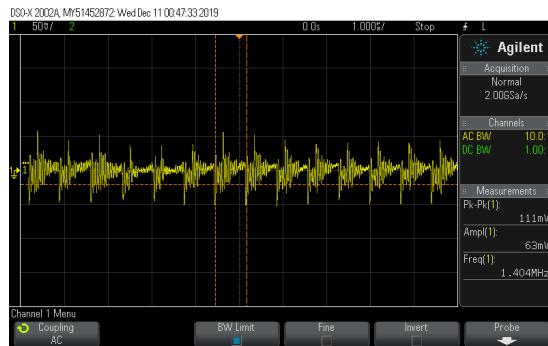
5.4.1 Scoopbeelden bij 5V ingangsspanning



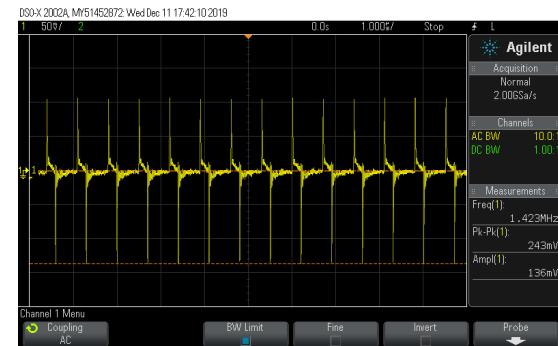
Figuur 18: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$ (andere x-as).



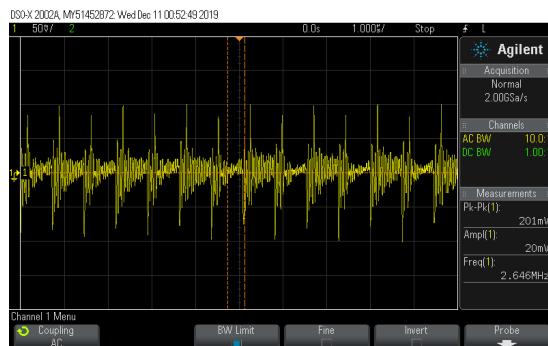
Figuur 19: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$ (extra condensatoren).



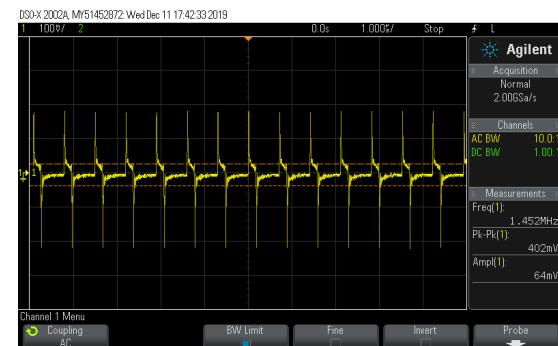
Figuur 20: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$.



Figuur 21: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$ (extra condensatoren).

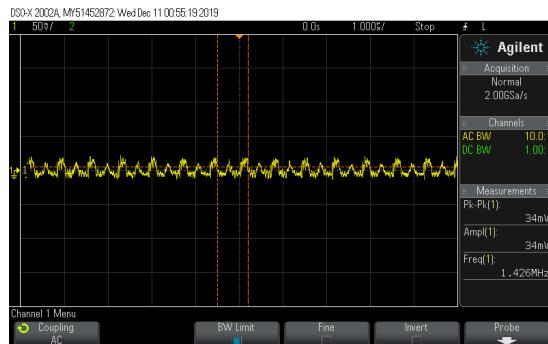


Figuur 22: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$.

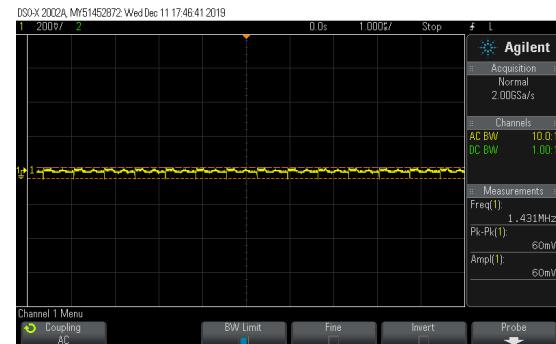


Figuur 23: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere y-as).

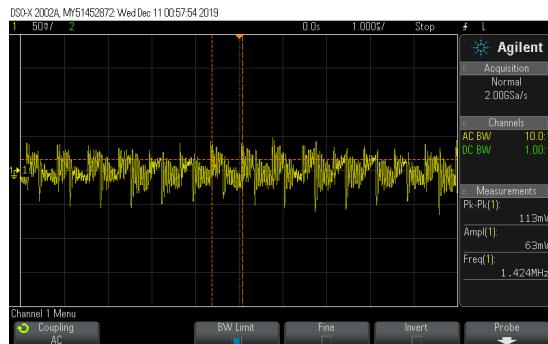
5.4.2 Scoopbeelden bij 9V ingangsspanning



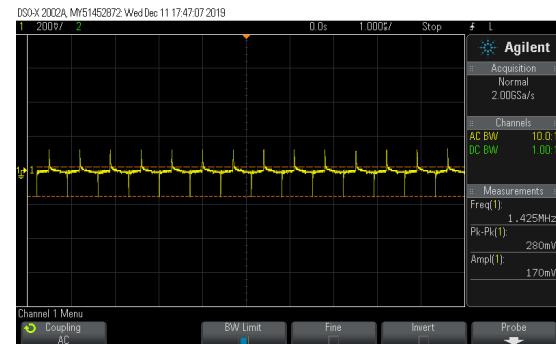
Figuur 24: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$.



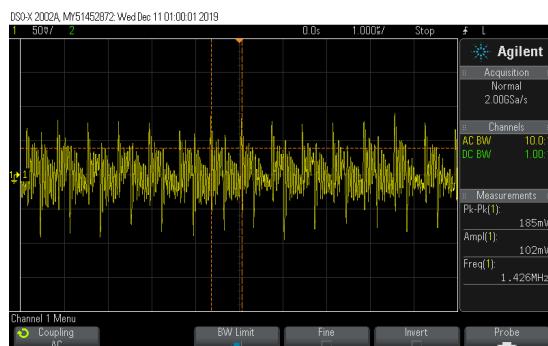
Figuur 25: V_{out} bij $I_{out} = 0 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere y-as).



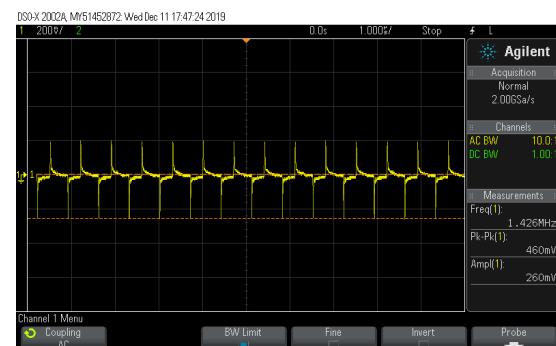
Figuur 26: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$.



Figuur 27: V_{out} bij $I_{out} = 500 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere y-as).



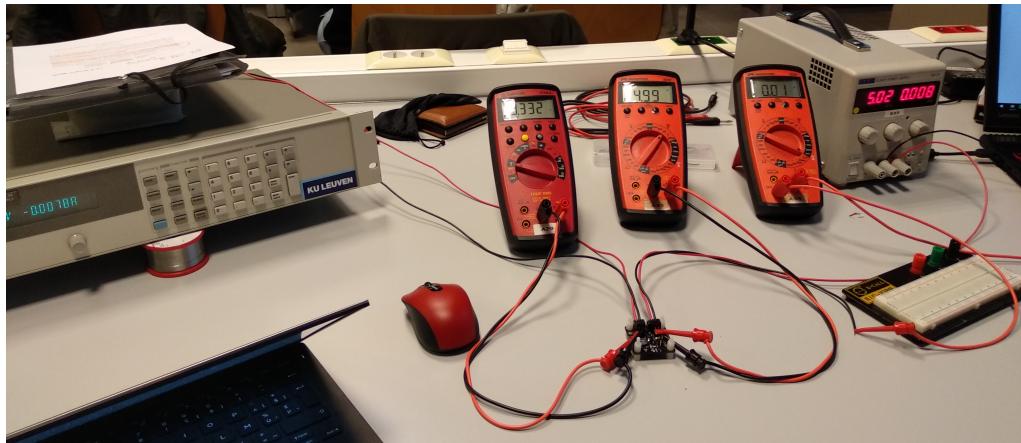
Figuur 28: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$.



Figuur 29: V_{out} bij $I_{out} = 1000 \text{ mA}$ (extra condensatoren, andere y-as).

5.5 Efficiëntie

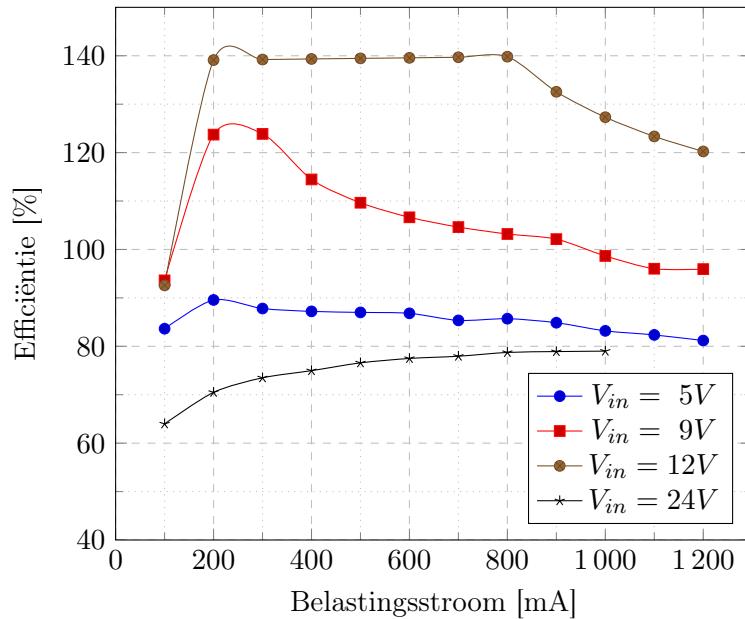
Om de efficiëntie van onze spanningsomzetter te bepalen hebben we eerst gebruik gemaakt van een opstelling zoals te zien op figuur 30. Van rechts naar links zien we eerst onze voeding waarmee we een ingangsspanning aan onze schakeling geven. De multimeter hiernaast geeft de ingangsstroom weer. De twee multimeters in het midden van de figuur geven de in- en uitgangsspanning weer. Deze zijn via korte (en *twisted*) draden rechtstreeks aan onze in- en uitganspinnen verbonden om zo minder last te hebben van spanningsval over kabels of bijvoorbeeld de ingangsstroom-meter. Als belastingsstroom gebruiken we de ingestelde waarde op de regelbare belasting (*constant current mode*), te zien op de figuur links.



Figuur 30: Meetopstelling 1.

Bij verschillende ingangsspanningen en uitgangsbelastingen hebben we dan telkens de in- en uitgangsspanning- en stroom genoteerd om zo de in- en uitgangsvermogens te bepalen. Indien we het ingangsvermogen delen door het uitgangsvermogen bekomen we de efficiëntie. Deze efficiënties zijn dan uiteindelijk in volgende grafiek gegoten.

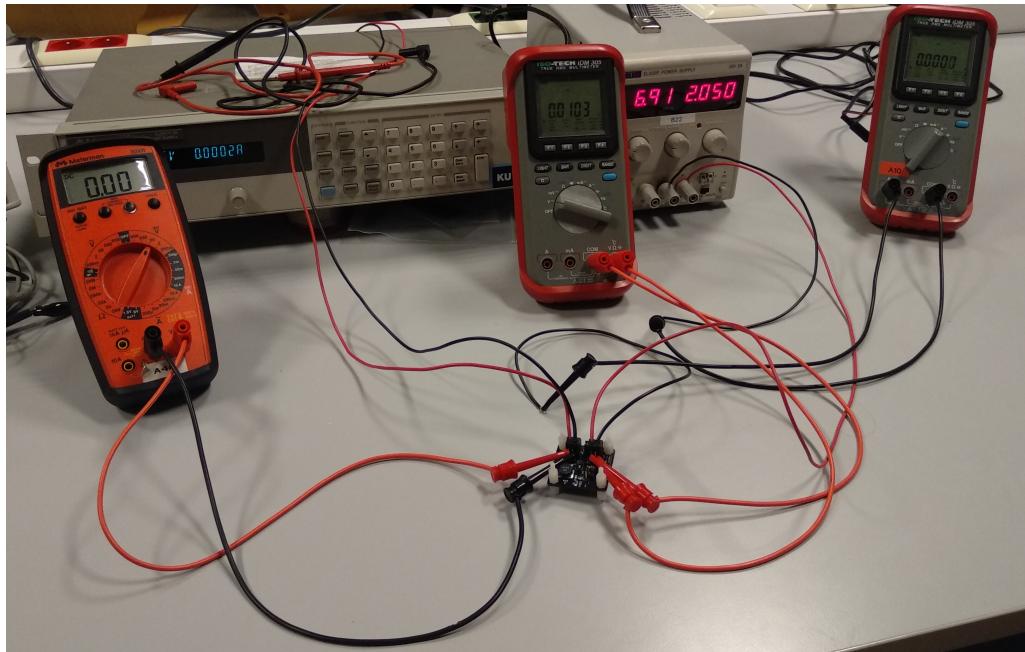
Efficiëntie bij verschillende ingangsspanningen en belastingen
($V_{out} = 3,333 V$ – Meetopstelling 1)



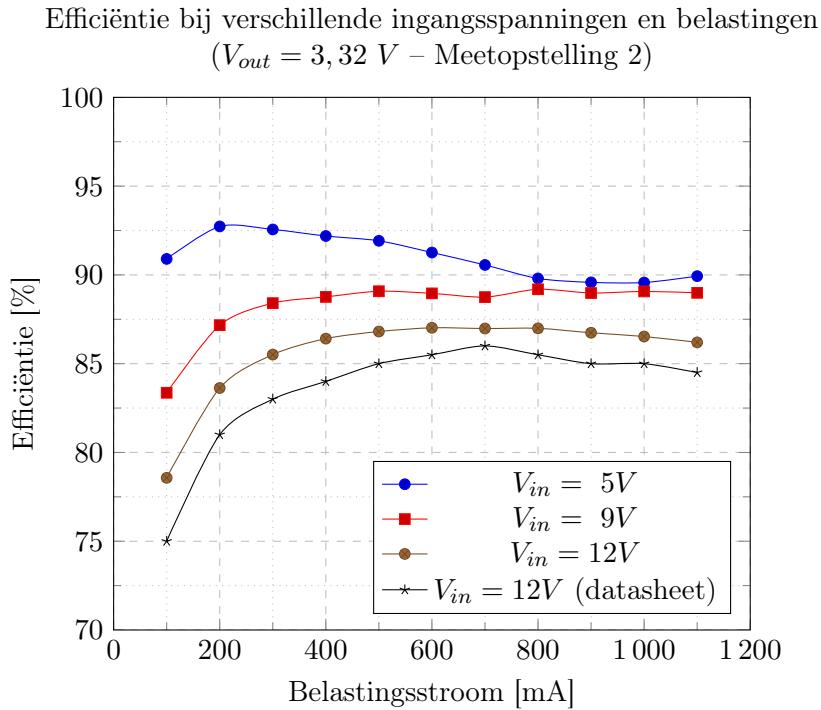
Op bovenstaande grafiek zien we niet alleen vreemde efficiënties (meer dan 100%) maar ook dat we geen meetwaarden hebben bij een ingangsspanning van 24 V bij een belastingsstroom van 1100 mA en 1200 mA. Dit komt omdat we bij deze stroom zijn moeten veranderen van meetbereik op de ingangsstroom-multimeter, waardoor we bij het verstekken van de draden helaas onze chip hebben opgeblazen.

Mogelijk kwam dit omdat bij een ander stroombereik, en dus een andere interne shuntweerstand, er een andere spanning over de multimeter kwam te staan waardoor we een te hoge spanning op onze spanningsomzetter kregen en hij hierdoor kapot ging.

Na het veranderen van de stuurchip hebben we ook onze meetopstelling veranderd, waarbij deze er vervolgens uit zag zoals op figuur 31. Hierbij maakten we gebruik van andere multimeters die via de netspanning gevoed konden worden. Hierdoor bekwamen we een accuratere spanning en stroom (van de anderen waren hun batterijen bijna leeg), zodat onze efficiëntie-grafiek die hierna volgt veel beter overeen kwam met de waarden uit de datasheet.



Figuur 31: Meetopstelling 2.



Voor een ingangsspanning van $12 V$ was de efficiëntie ook te vinden in de datasheet. Deze is voor de volledigheid op bovenstaande figuur weergegeven. Door een betere componentkeuze ten opzichte van deze gekozen in de datasheet te maken (hogere toleranties, diode met lagere voorschakelweerstand, ...) hebben we een efficiëntie bekomen die duidelijk hoger ligt als deze uit de datasheet. Men vermeldde hier verder dat we met deze chip een efficiëntie van tot 92% konden bereiken, en rond een ingangsspanning van $5 V$ is dit zeker het geval.

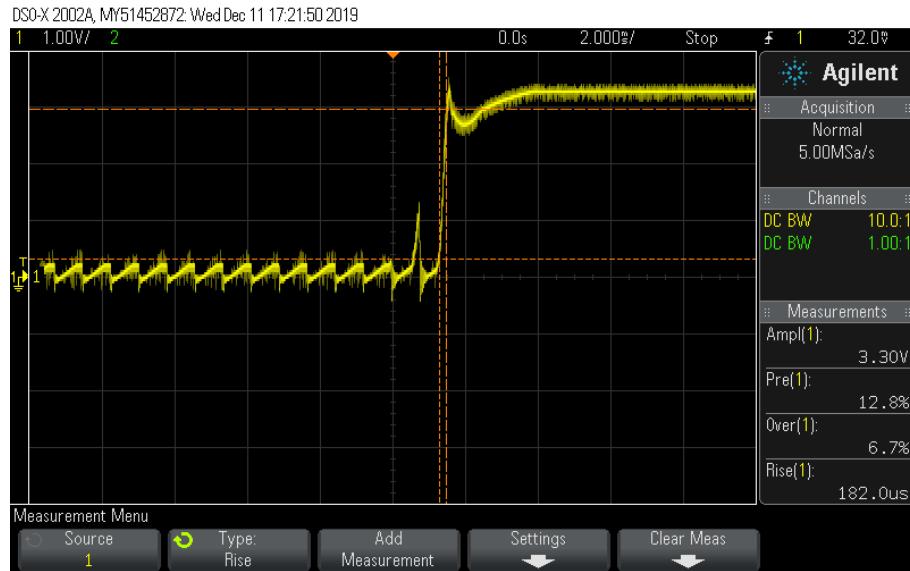
Tenslotte bepalen we ook nog het verliesvermogen. Dit is het vermogen dat de spanningsomzetter verbruikt indien hij onbelast is. We meten zijn ingangsspanning- en stroom en berekenen zo het vermogen. Dit is voor verschillende ingangsspanningen weergegeven in onderstaande tabel.

Tabel 3: Onbelast verbruik ($V_{out} = 3,32 V$).

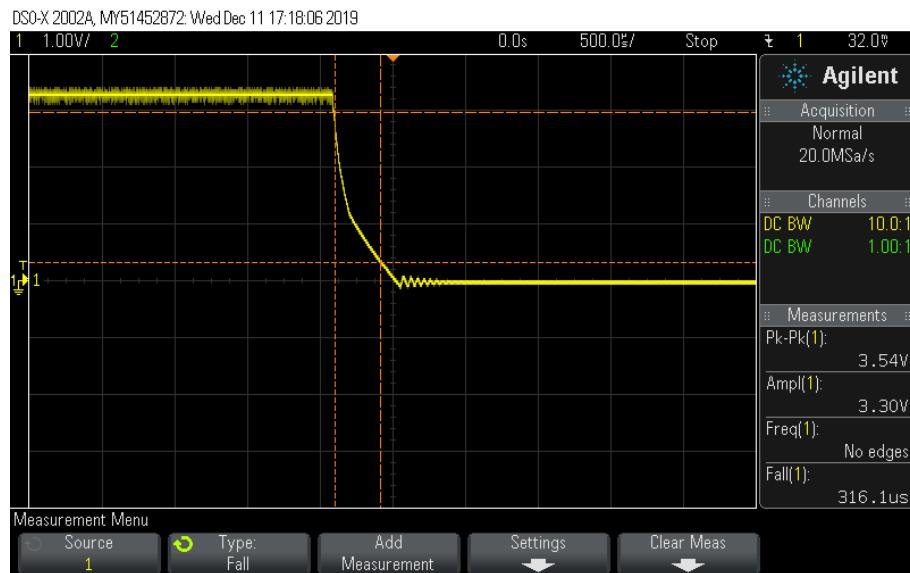
V_{in}	I_{in}	$P_{verlies}$
5,024 V	2,9 mA	14,570 mW
9,0 V	3,984 mA	35,856 mW
12,017 V	4,4 mA	52,875 mW

5.6 Startup – shutdown

Voor de volledigheid hebben we nog eens de *startup* en *shutdown* perioden bepaald indien we gebruik maken van JP1 om de spanningsomzetter aan en uit te zetten. We hebben deze bepaald bij een ingangsspanning van 5 V, terwijl deze in de datasheet gemeten staan bij een ingangsspanning van 12 V. Toch komen de profielen vrij goed overeen.



Figuur 32: 5V ingangsspanning, belasting 500 mA, *startup* (*rise*).



Figuur 33: 5V ingangsspanning, belasting 500 mA, *shutdown* (*fall*).

6 Besluit

6.1 Wat hebben we verwezenlijkt?

In een drietal labozittingen en enkele extracuriculaire uren hebben we een werkende buck convertor gerealiseerd. Hij kan een constante uitgangsspanning van ongeveer 3,32 V aanhouden bij ingangen die kunnen variëren tussen 5 en 9 Volt. Onze implementatie kan bovendien nog hogere spanningen aan tot 24 V. De voorwaarde om een constante uitgangsstroom van 500 mA te kunnen leveren is ook voldaan en heeft zelf marge tot 1200 mA. Verder hebben we ook opgemerkt dat de uitgangsspanning uiterst stabiel blijft. Zelf bij een ingangsspanning van 24 V en een uitgangsstroom van 1100 mA blijven we een constante uitgangsspanning behouden van 3,32 V.

Om de gevraagde meetresultaten te bekomen zoals bijvoorbeeld de schakelspanning, diodestroom, uitgangsspanning en de rimpel hierop, hebben we eerst een aantal belangrijke berekeningen gedaan om de gekozen componentenwaarden te staven. We hebben onder andere de waarde van de spoel, in- en uitgangscondensator en feedbackweerstanden bepaald.

Verder kunnen we ook een besluit nemen over de rimpel op de uitgangsspanning en factoren die deze rimpel kunnen beïnvloeden. We stellen vast dat de rimpel van de uitgangsspanning toeneemt bij toenemende uitgangsstroom. Bij een lage belasting merken we een rimpel van 20 mV op. Naarmate de belasting toeneemt verkrijgen we een rimpel van 51 mV.

Tenslotte is het ook zeker nog het vermelden waard dat we een hogere efficiëntie bekomen hebben dan vooropgesteld in de datasheet, mede door een keuze van betere componenten.

6.2 Wat kan er beter?

Om nauwkeurigere resultaten te bekomen kan het altijd aangeraden zijn om met betere en juistere apparatuur te werken. Zo hadden de gebruikte multimeters bij bepaalde metingen niet het ideale bereik. Hierdoor hebben we tijdens een reeks opeenvolgende metingen moeten veranderen van bereik waardoor de waarden deels van elkaar afwijken en moeilijker objectief met elkaar te vergelijken zijn. Ook zal nog kortere kabels juistere metingen kunnen geven hebben.

Om een nog hogere efficiëntie te behalen raadde men in de datasheet ook nog aan om een externe *bootstrap* diode te voorzien tussen een 5 V pin en de B00T pin indien de ingangsspanning lager is dan 5,5 V (wat bij bepaalde metingen van ons bij een ingangsspanning van 5 V dus het geval is) of de duty-ratio hoger is dan 65%. Zoals in paragraaf 5.1 is besproken ('Schakelspanning') is dit bij deze voedingsspanning van 5 V ook altijd het geval. Deze diode zou *low-cost* mogen zijn (type 1N4148 of BAT54), maar daar we geen 5 V ter beschikking hebben, hebben we dit dus ook niet kunnen toepassen.

Referenties

- [1] Richtek, *RT8259*,
https://www.richtek.com/assets/product_file/RT8259/DS8259-03.pdf
- [2] Brecht (Fescron) Van Eeckhoudt, *Project-LabAnalogDesign2*,
<https://github.com/Fescron/Project-LabAnalogDesign2>