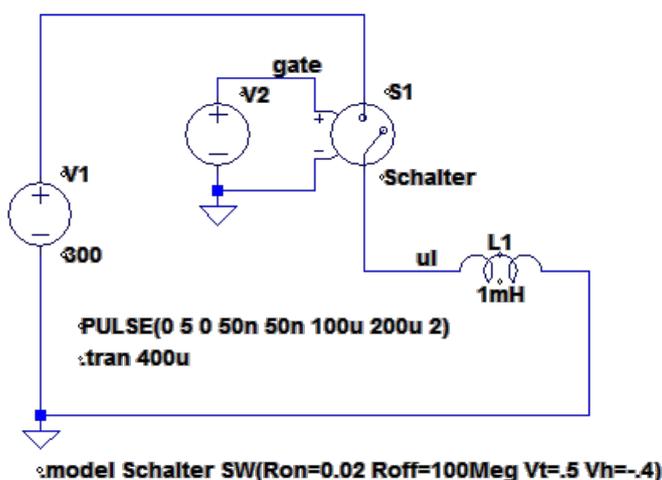


Abwärts, (Buck) Schaltnetzteil - Funktionsweise

- Abwärts, (Buck) Schaltnetzteil - Funktionsweise
 - Schaltung 1 - Induktivität alleine mit idealem Schalter
 - Die gespeicherte magnetische Energie W
 - Warum entsteht beim Anlegen einer Rechteckförmigen Spannung an einer Induktivität eine Rampe?
 - Schaltung 2 - Induktivität alleine mit MOSFET
 - Schaltung 3 - reale Schaltung
 - Es gibt mehrere Möglichkeiten wie man den Arbeits Modus der Schaltung bezeichnet:
 - Schaltung 4 - welche Auswirkung hat der Laststrom auf den Strom in der Speicherinduktivität
 - Lastwiderstand auf 100 Ohm
 - trr Reverse Recovery Time Schaltdiode
 - trr bei CMM:
 - trr bei DCM und BCM:
 - trr und Vorwärtsspannung:
 - trr bei Standard Silizium Dioden:
 - Schaltung 5 - Tastverhältnis kleiner 50:50
 - Was passiert wenn der MOSFET länger AUS als AN ist?
 - Oszillation der Speicherinduktivität mit parasitären Kapazitäten
 - Schaltung 6 - Tastverhältnis $4\mu\text{s}/16\mu\text{s}$ + kleineres L
 - Was passiert wenn die Induktivität verringert wird?
 - MOSFET einschalten bei maximaler Drain Source Voltage - Schalten am "BERG"
 - MOSFET einschalten bei minimaler Drain Source Voltage - Schalten im "TAL"
- Schaltung 7 - Einfache Regelung

Um ein Schaltnetzteil zu erklären, bedarf es kleiner Schritte. Die Schaltungen sind simuliert mit LTSpice und zum nachsimulieren geeignet.

Schaltung 1 - Induktivität alleine mit idealem Schalter



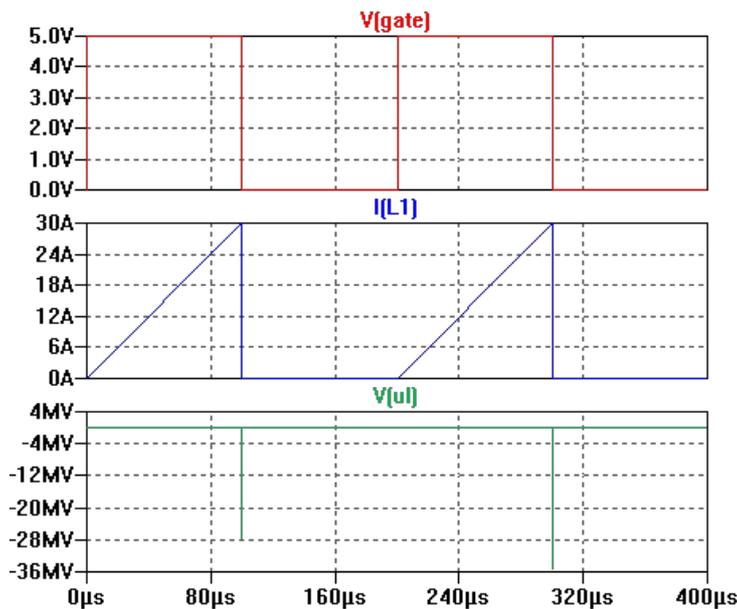


Bild 1, 2

Hier wird eine Spannungsquelle V1 von 300 Volt DC rechteckförmig auf eine ideale 1mH Induktivität L1 geschaltet. Was geschieht?

Um das zu erklären ist eine mathematische Gleichung zu betrachten, um die Verhältnisse an der Induktivität zu verstehen.

$$U_{\text{induktivität}} = L * di/dt$$

- Die Spannung an einer Induktivität ist das Produkt aus zwei Faktoren, der "Induktivität L" und der "Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt".
- Die Spannung an einer Induktivität kann umso größer sein, desto größer ihre Induktivität ist.
- Die Spannung an einer Induktivität kann umso größer sein, desto schneller sich der Strom ändert.
- Die Spannung an einer Induktivität ist gleich Null, sobald einer der beiden Faktoren Null ist.

Mathematisch versteht man solche Pipifax Gleichungen ziemlich schnell, in der realen Welt muss man jedoch auch in der Lage sein diese Gleichung in die wirkliche Schaltung gedanklich hinein zu "transformieren", da beginnt die Kunst der Elektrotechnik.

Ist einer der beiden Faktoren in der Gleichung Null, so ist auch die Spannung an der Induktivität Null - logisch oder? Für den Faktor Induktivität ist diese Aussage leicht verständlich, wenn das L zu null wird ist gar keine Induktivität mehr vorhanden und folglich kann an "Nichts" auch gar keine Spannung entstehen.

Hingegen ist das Verständnis der "Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt" in die Praxis zu übersetzen schon etwas schwieriger:

1. Fließt in einer Induktivität ein Gleichstrom, so entsteht an ihr keine Spannung.
2. Fließt in einer Induktivität gar kein Strom, so entsteht an ihr keine Spannung.
3. Nur in den Momenten wenn sich der Strom innerhalb einer Induktivität ändert, entsteht an ihr eine Spannung.
4. Es ist bedeutungslos ob zuvor ein großer oder kleiner Strom geflossen ist, entscheidend für die Höhe der entstehenden Spannung ist wie schnell sich wieviel Strom ändert (di/dt).

Diese obigen vier Sätze zu verstehen und zu verinnerlichen ist von elementarer Bedeutung !

Wird der Schalter zum Zeitpunkt 0µs schnell geschlossen, so beginnt in der Induktivität ein rampenförmiger Strom anzusteigen, der ein magnetisches Feld in der Induktivität aufbaut und darin magnetische Energie speichert. Diese magnetisch gespeicherte Energie wird zu einem späteren Zeitpunkt (dem Moment der Stromreduzierung) an der Induktivität eine umgepolte Generator Spannung erzeugen, die an einer anderen Stelle Arbeit verrichtet.

Die gespeicherte magnetische Energie W

in der (Einheit $V \cdot A \cdot s$) folgt der Integralgleichung:

$$W(i) = L \cdot \int (i \cdot di)$$

Wichtig: die Energie, die in einer Induktivität durch einen ansteigenden Stromfluß in Form des aufgebauten Magnetfeldes gespeichert worden ist, wird bei einer Stromreduktion immer in eine andere Energieform umgewandelt. Dies geschieht z.B. so:

- die Möglichkeit, daß der Strom in einen Kondensator hineinfließt, diesen lädt und die magnetische Energie dann dort im Kondensator als elektrisches Feld gespeichert wird.
- als weitere Möglichkeit kann die magnetische Energie auch Wärme in einem ohmschen Widerstand generieren
- als weitere Möglichkeit kann die magnetische Energie auch als elektromagnetische Welle abgestrahlt werden
- in der Realität kommen immer alle drei Umwandlungsformen gleichzeitig zum Tragen, ihre Anteile sind jedoch je nach Anwendung mehr oder weniger stark untereinander aufgeteilt.

Wird die Energie des magnetischen Feldes, das in der Induktivität gespeichert ist bei seinem Abbau in einen Kondensator und Lastwiderstand gespeist und aus beiden wird nichts zurück in die Induktivität gespeist, trifft das den Fall der Schaltnetzteile.

Wird die Energie des magnetischen Feldes, das in der Induktivität gespeichert ist bei seinem Abbau in einen Kondensator gespeist und aus dem Kondensator jedoch wieder zurück in die Induktivität gespeist und daher zum Wiederaufbau des magnetischen Feldes benutzt, so sprechen wir von einem Oszillator, einem Schwingkreis - eine Schaltung bei der die zwei Energieformen magnetisches Feld und elektrisches Feld sich gegenseitig ständig austauschen, diese Vorgänge finden sinusförmig statt. Der Hinweis mit der Verwandtschaft zum Oszillator wird an dieser Stelle gegeben, da sich bei vielen Schaltnetzteilen sinusförmige Schwinungen (oft nichtlineare, stark bedämpfte) während der Schaltvorgänge beobachten lassen, die mehr oder weniger stark ausgeprägt und dabei die unterschiedlichsten meist sehr hohen Frequenzen aufweisen, Stichwort hierzu ist z.B. auch "Ringing".

Zurück zur Differential Gleichung: der Strom beim Anlegen der Rechteckfunktion wird begrenzt durch das L, sowie die Summe der R's in der Simulation ($R_{quelle} + R_{switch} + 20m\Omega + R_{Ldefault} + 1m\Omega$).

Bei theoretisch idealem L (wenn das L trotz hoher Stromstärke constant bleiben würde), würde der Strom bei ausreichender Zeitdauer auf noch viel extremere Werte ansteigen. Ersetzt man beispielsweise in der Simulationsdauer μs durch ms so finden wir theoretische Stromstärken im Kilo Ampere Bereich - selber ausprobieren.

Der Spannungspk am L (bei ca. $100\mu s$) von -28 Megavolt ist ein theoretischer Wert. Er wird verständlich bei Betrachtung der Gleichung, zu diesem Zeitpunkt wird der Schalter wieder geöffnet, d.h. der vorherige Strom der durch L geflossen ist (ca. 30A) wird nun schlagartig (innerhalb weniger ns) stark verringert (simulationsbedingter, unstetiger Stromabfall während eines kleinsten Simulationsschrittes), dann fällt der Strom innerhalb von 50ns (Einstellung Falltime der Spannungsquelle) ganz zu Null Ampere. Was hier in der Simulation stattfindet ist also eine extrem schnelle negative Stromänderung (hohes $-di/dt$), entsprechend hoch ist die entstehende simulierte Spannung an der Induktivität.

Würde der Strom stetig (real) ohne Unstetigkeitsstelle (Simulations-Inkrement, für mich schwer zu sagen was hier im Detail in der Simulation exakt gerechnet wird) innerhalb von 50ns von 30A auf 0A abfallen so würde eine Spannung an der Induktivität entstehen von:

$$di/dt = -30A/50ns = -600.000.000A/s$$

$$L = 1mH = 0,001Vs/A$$

$$U = -600.000.000A/s \cdot 0,001Vs/A = 600 kV, \text{ also schon bald eine Million Volt.}$$

In der Praxis kommt dies natürlich nicht vor, da es weder eine solch schnell schaltbare spannungsfeste Hochstrom Induktivität noch den spannungsfesten Schalter dazu gibt. Mag jetzt gern sein, dass irgend ein Leser weiß, wie doch sowas ähnliches mit Spezial Bauteilen und besonderen Aufbauten machbar wäre, so darf er sich gern mit

seinem Wissen dazu melden und es den Lesern beschreiben.

Warum entsteht beim Anlegen einer Rechteckförmigen Spannung an einer Induktivität eine Rampe?

Ist schnell erklärt und wir erinnern uns an diese Differential Gleichung:

$$U_{\text{induktivität}} = L * di/dt$$

Diese läßt sich nach dem Strom i umstellen, zunächst nach dem Differential Quotienten:

$$di/dt = U_{\text{induktivität}} / L$$

Der Differential Quotienten wird integriert und vereinfacht:

$$i/t = \text{Integral von } (U_{\text{induktivität}} / L)$$

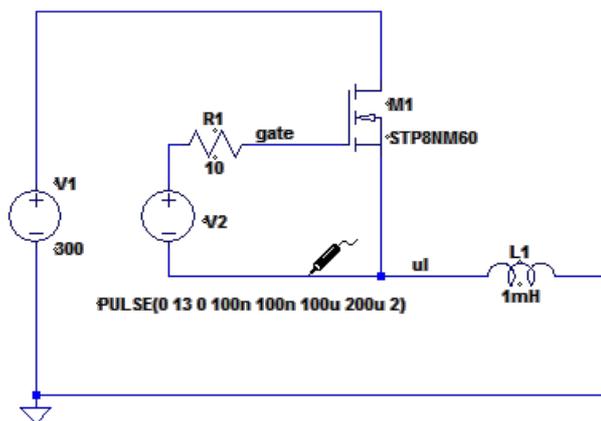
$$i = \text{Integral von } (U_{\text{induktivität}} / L) * t$$

Der konstante Quotient $1/L$ darf vor das Integral gezogen werden:

$$i(t) = 1/L * \text{Integral von } [U_{\text{induktivität}}(t) * dt]$$

Ist nun die angelegte Spannung eine Gleichspannung, die Integration davon ergibt mathematisch eine Gerade, so wie es die Simulation auch zeigt.

Schaltung 2 - Induktivität alleine mit MOSFET



```
<model Schalter SW(Ron=0.02 Roff=100Meg Vt=.5 Vh=-.4)
```

```
:tran 400u
```

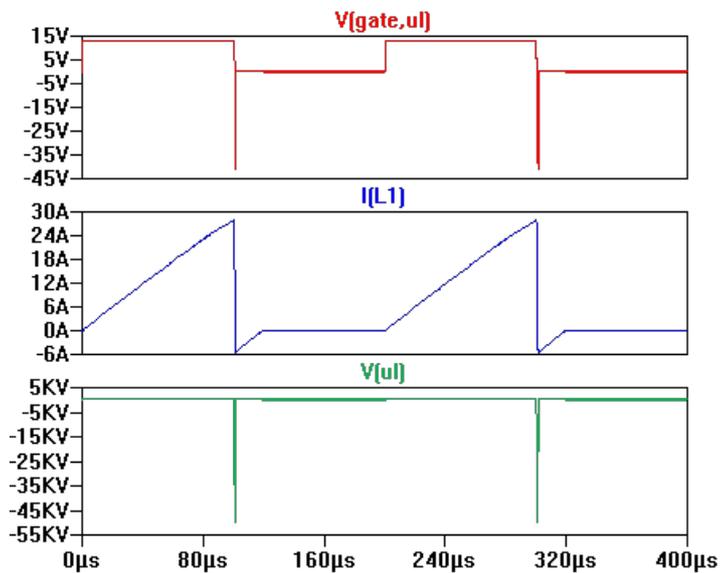


Bild 3, 4

Hier wird nun kein idealer Schalter verwendet sondern ein Modell eines MOSFET. Die parasitären Eigenschaften des simulierten MOSFET bewirken bereits eine Veränderung der Kurvenformen im Vergleich zur Schaltung 1, sind aber immer noch jenseits von gut und böse, in der Simulation gehen die Bauteile zum Glück nicht kaputt.

Schaltung 3 - reale Schaltung

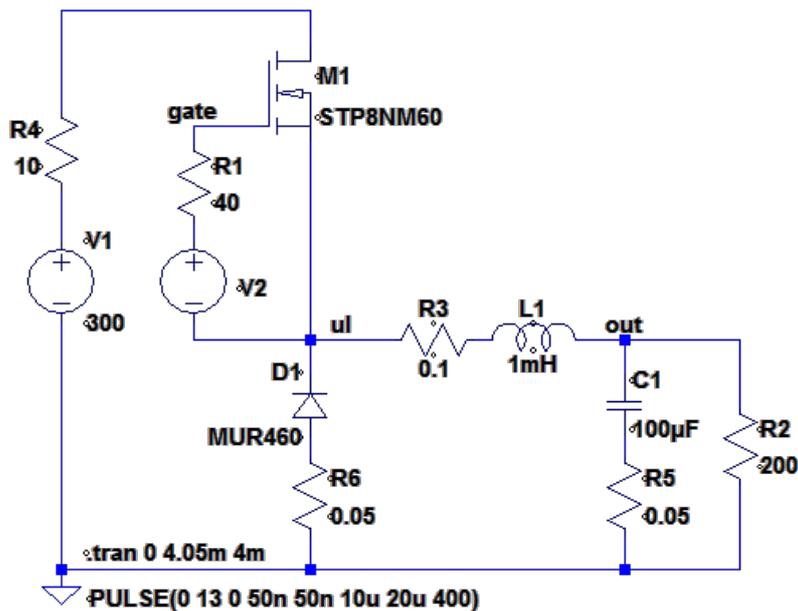


Bild 5

In der Schaltung 3 wurde eine Diode D1 eingebaut. Wenn der MOSFET öffnet und keinen Strom mehr liefert, dann soll der Strom durch L1 nicht sofort abreißen, da sonst ein sehr hoher Spannungsspeak über der Induktivität entstehen würde (siehe Schaltung 1 und 2). Der ansteigende Strom durch L1 darf daher nicht sofort von dem hohen Stromwert (30A aus Schaltung 2) auf Null gehen sondern er sollte wieder langsam fallen mit kleinem $-di/dt$, mit ähnlichem Betrag des Anstiegs.

Dieses "langsam fallen" wird erreicht wenn der Strom zunächst für einen sehr kurzen Moment nach dem Öffnen des MOSFET gleich bleibt; gleich bleiben bedeutet ein DC Strom fließt durch L und das bedeutet nach unserer Gleichung $di/dt = 0$ und damit Spannung Null über der Induktivität. Der Wechsel der Steigung im Strom (math. Wendepunkt) ist immer ein stetiger Vorgang, unetstetige Sprungstellen gibt es bei diesen Vorgängen in der realen Welt nicht.

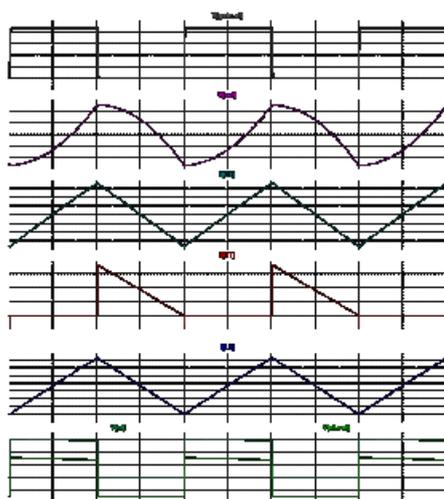
Was bedeutet nun Spannung Null über L? Ganz einfach, die Spannung an den Knoten ul und out sind identisch. Es wird nun ab diesem Moment keine weitere Energie mehr über den MOSFET in die Induktivität hinein gespeist. Nach dem Stopp der Energiezufuhr aus der Spannungsquelle (MOSFET Aus) erfährt die Induktivität eine Reduzierung ihrer Stromstärke, der Strom in der Induktivität fällt ab ($-di/dt$) und das Abfallen des Stroms (Feldabbau) bewirkt eine Umkehrung der Spannung an der Induktivität, ein Indikator für den magnetischen Feldabbau.

Die Umkehr der Spannung (verursacht durch $-di/dt$) an einer Induktivität bedeutet, daß aus der Induktivität aus einem sich aufladenden Energiespeicher ein Energielieferant wird.

Da sich die Spannung an L umgekehrt hat, führt dies nach der Maschenregel in der Output-Masche dazu, dass nun die Diode D1 zu leiten beginnt. Dadurch kann der kleiner werdende Strom (Magnetfeldabbau) in der Induktivität durch die leitende Diode hindurch weiterfließen anstelle durch den MOSFET. Der Induktivität ist es sozusagen "wurscht", ob ihr Strom aus dem MOSFET oder durch die Diode fließt.

Die Diode verhindert den totalen Abriss des Stroms in L und sorgt für einen linearen Stromabfall in L, ansonsten würde ein hoher Teil der Energie aus dem magnetischen Feld schlagartig als elektromatische Welle abgestrahlt werden, was hier aus praktischer Sicht keinen Sinn ergibt, es sei den man mag es nicht wenn der Nachbar immer so laut Radio hört und möchte daher auch ein wenig an seinem Programm mitgestalten.

Man betrachte hierzu den Plot der Schaltung 3, die Schaltung 3 wurde mit bereits höherer Frequenz simuliert als bei Schaltung 1 und 2 um die Effekte einfacher zu sehen.



[Schaltung 3 - klick mich](#)

Bild 6

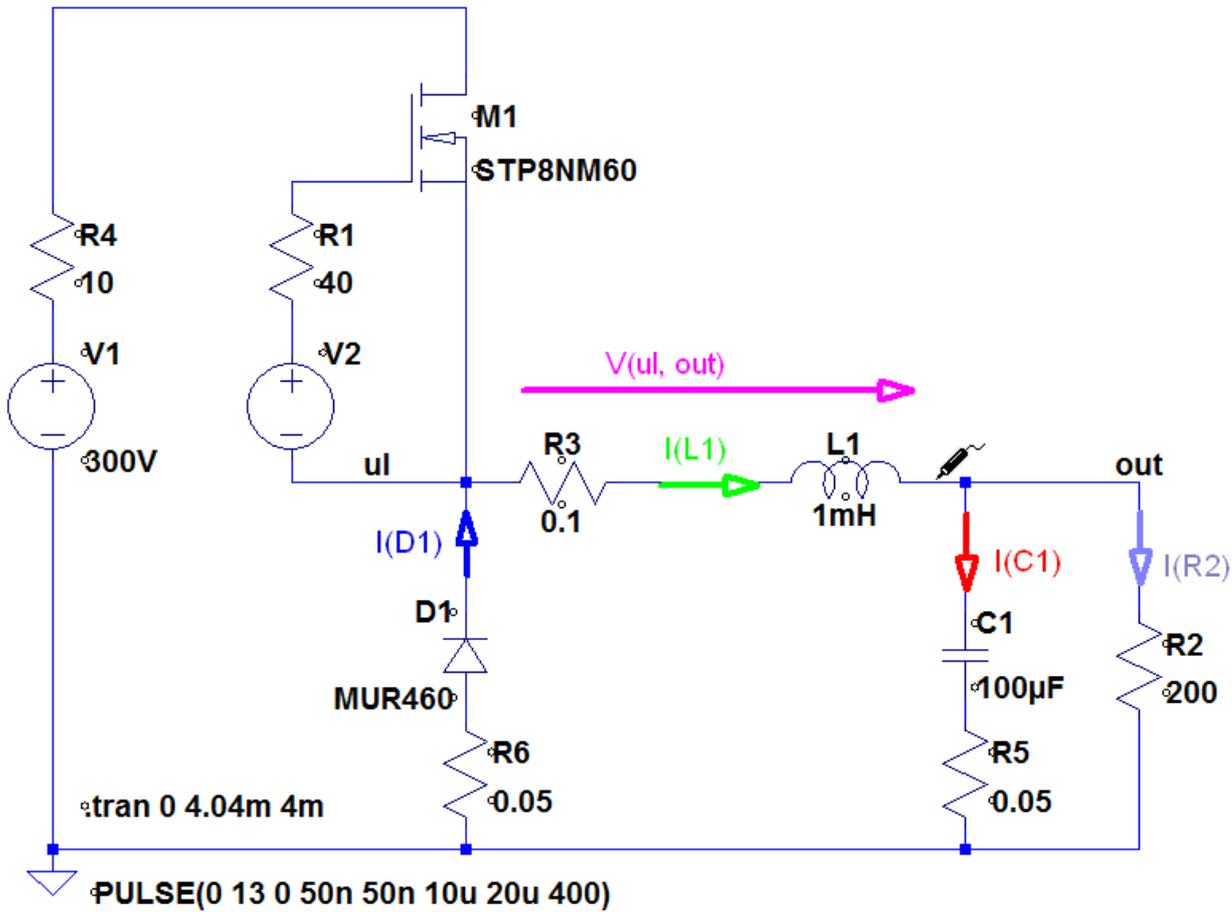
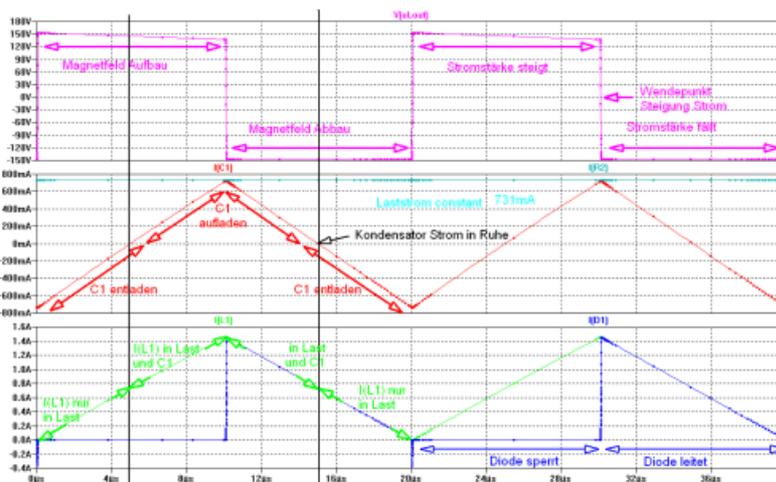


Bild 7

Schaltung 3, dargestellt mit den Strompfeilen, wie sie in der Simulation verwendet werden. Ein im Plot positiver Strom folgt den Pfeilen, ein negativer ist entgegengesetzt.



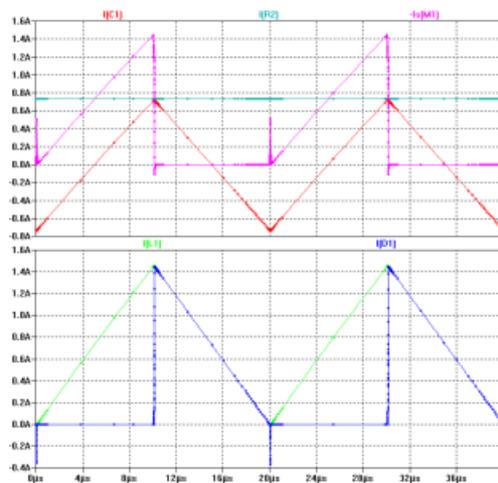


Bild 8, 9

Der linke Plot zur Schaltung 3 mit Details zu den Strömen, für das Verständnis sollte man sich entsprechend Zeit lassen. Es war auch mühselig genug das Diagramm zu erstellen.

Der rechte Plot zeigt noch zusätzlich den Strom aus der Source des MOSFET heraus, an diesem Diagramm wird schön deutlich, wie im Abschaltmoment des MOSFET der Strom der Induktivität durch die Schaltdiode übernommen wird.

Es gibt mehrere Möglichkeiten wie man den Arbeits Modus der Schaltung bezeichnet:

- Wenn der Strom in der Induktivität ständig $>0A$ bleibt arbeitet die Schaltung im nicht-lückenden Betrieb, im *Continuous Conduction Mode (CCM)*.
- Wenn der Strom in der Induktivität auch $0A$ sein kann arbeitet die Schaltung im lückenden Betrieb, im reinen *Discontinuous Mode (DCM)*.
- *Mostly Discontinuous Mode (MDCM)* ist ein Mischbetrieb aus *CCM* oder *DCM*, mit meist *DCM* je nach Last.
- Wenn der Strom in der Induktivität im Umkehrpunkt von der fallenden Rampe zur steigenden Rampe genau $0A$ ist, so arbeitet die Schaltung in einem Sonderfall an der Grenze zwischen *CCM* und *DCM*, man sagt auch das ist der *Boundary Conduction Mode (BCM)* oder auch *Transition Conduction Mode (TCM)*, "Transition" oder "Boundary" steht in der Wortwahl hier für "Übergang" von nicht-lückend in lückend. Die obige Schaltung 3 trifft genau diesen Fall.

Die Namen sind alles Wortspielereien.

Schaltung 4 - welche Auswirkung hat der Laststrom auf den Strom in der Speicherinduktivität

Lastwiderstand auf 100 Ohm

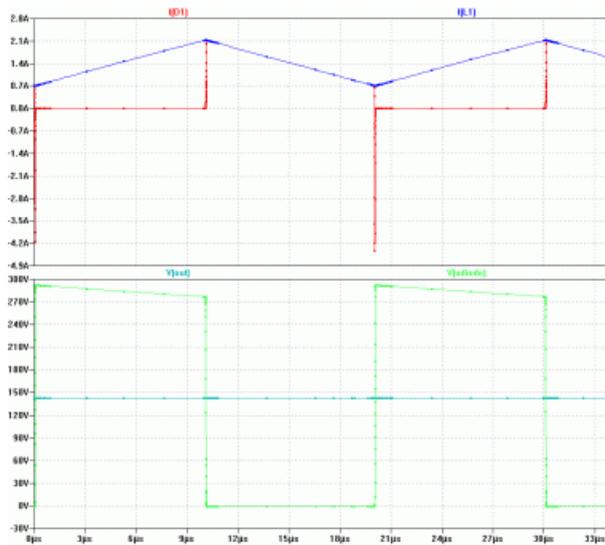
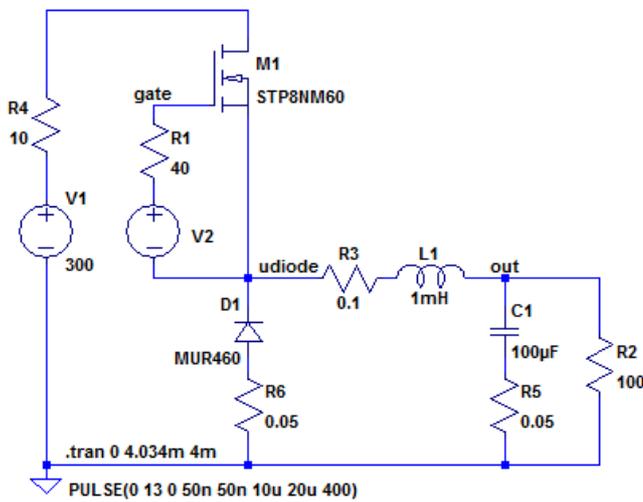


Bild 10, 11

Schaltung 4 zeigt die Schaltung im Continuous Mode, der Wendepunkt der Stromrampe liegt im positiven Strombereich. Die erhöhte Last hat den Strom weiter ins positive gehoben.

trr Reverse Recovery Time Schaltdiode

Der rote Strompeak in $I(D1)$ entsteht weil die Diode nicht schnell genug vom leitenden in den nicht-leitenden Zustand schalten kann, die Zeit die die Diode hierfür benötigt ist die "Reverse Recovery Time". Schaltdioden haben eine besonders kurze Reverse Recovery Time t_{rr} , meist 35-75ns, die t_{rr} ist bei normalen Silizium Dioden um Größenordnungen höher. In der Diode fließen die Minoritätsladungsträger als Stromimpuls in Sperrrichtung ab, diese Ladungsträgermenge muss zuerst abgebaut werden bevor sich ein brauchbarer Sperrzustand einstellen kann. Da der MOSFET schnell eingeschaltet wird zieht es die Kathode der Diode rasant schnell nach oben in ihren Sperrzustand hinein. Während dieser Zeit wird die Diode von allen freien Ladungsträgern ausgeräumt, damit sie wieder sauber sperren kann. Dieser Ausräumvorgang der Ladungsträger (auf beiden Seiten des PN-Übergangs) innerhalb kürzester Zeit verursacht den hohen Strompeak, der von der Kathode zur Anode in Sperrrichtung fließt. Würde man die Diode viel langsamer in den Sperrzustand schalten, würde genau die gleiche Ladungsmenge von der Kathode zur Anode fließen, man würde nur nichts davon als Peakstrom mitbekommen, da diese Ladungsmenge sich über einen viel größeren Zeitraum verteilen wäre.

trr bei CCM:

für den CCM, den Continuous Conduction Mode sollte die t_{rr} so niedrig als möglich sein, ≤ 35 ns Typen sind hierfür geeignet, je höher der Continuous Strom der Diode ist, der auf Null geschaltet ist, desto kleiner sollte t_{rr} sein, kommt noch einen hohe Schaltspannung hinzu, z.B. 400V, wird es noch wichtiger.

trr bei DCM und BCM:

für DCM, MDCM und BCM, also alle Discontinuous Conduction Mode darf die t_{rr} größer sein, da hier erst im bereits stromlosen Zustand auf Reverse Betrieb der Diode umgeschaltet wird.

t_{rr} und Vorwärtsspannung:

eine kleinere t_{rr} erkauft man sich mit dem Nachteil einer vergleichsweise höheren Vorwärtsspannung verglichen mit den Dioden, die eine längere t_{rr} aufweisen. Der interessierte Leser soll sich bitte verschiedene Datenblätter von 35ns, 75ns und Standard Silizium Dioden ansehen, er wird feststellen, dass low t_{rr} Dioden eine etwas höhere Vorwärtsspannung aufweisen (@ gleichem Strom).

In Anwendungen mit höheren Spannungen ist der Nachteil der etwas höheren Vorwärtsspannung von Lowest t_{rr} Dioden nicht so schlimm wie bei niederen DC/DC Spannungen, betrachtet man die Wirkungsgrade.

DC/DC Converter mit kleineren Spannungen können schon die super schnellen Schottky Power Dioden nutzen, die nur kleine maximale Reverse Spannungen zulassen. Für noch bessere Wirkungsgrade nutzen manche DC/DC Controller einen geschalteten MOSFET als Schaltdiode, der über den kleinen $r_{ds(on)}$ nur wenig Spannungsabfall verursacht.

Mittlerweile werden die Schaltdioden sogar klassifiziert in unterschiedliche Kategorien, in Dioden mit hartem und weichem Recovery Verhalten, in den Datenblättern stehen die Details und ihre Wirkungen z.B. bezüglich EMV.

t_{rr} bei Standard Silizium Dioden:

Standard Silizium Dioden, deren t_{rr} ist riesig verglichen zu Schaltdioden, insbesondere für den CCM Betrieb wären sie vollkommen unbrauchbar. Bei fast allen Standard Silizium Dioden, z.B. einer 1N4007 (1000 Volt max. reverse voltage), ist die t_{rr} gar nicht spezifiziert, sie liegt aber schon im μs Bereich und kann sogar ziemlich weit variieren. Manchmal bei den Glas Passivierten Standard Silizium Dioden findet sich die t_{rr} noch spezifiziert, bei einer 1N4007G-T konnte ich die Angabe von $2\mu s$ finden.

Wer mehr über die Reverse Recovery Ursache wissen möchte, der soll sich gern tagelang die Physik eines PN-Übergangs anschauen, für die Betrachtung aus Sicht der Schaltungstechnik sind die physikalischen Vorgänge innerhalb der Diode von begrenzter Bedeutung. Ich habe die Erfahrung gemacht sich z.B. intensiv mit diesen PN-Übergängen zu beschäftigen ist zwar eine schöne und interessante Sache, deren Inhalte ich meist rasch wieder vergesse, da einem in der Praxis der Schaltungs- und Messtechnik dieses Wissen nicht sonderlich weiter bringt. Gleichungen, die sich nur im Innern des PN-Übergangs aufhalten, sind für "Außen" von wenig Wert, aber solche Leute soll es auch geben, schließlich helfen sie mit, dass es so schöne Bauteile gibt.

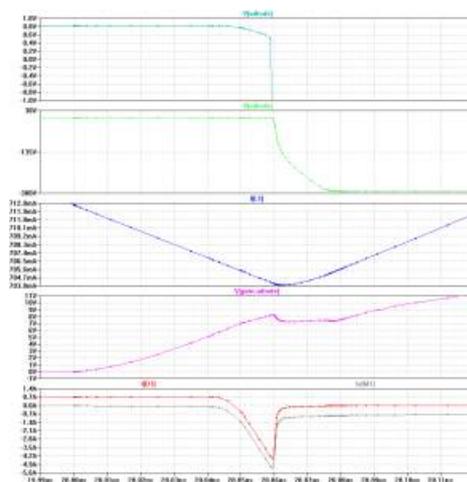


Bild 12

Die Diode zeigt einen Strompeak, der in Rückwärtsrichtung durch die Diode abfließt. Während der Ladungsausräumung aus dem PN Übergang hat die Diode noch eine positive Spannung von Anode nach Kathode, aber trotzdem fließen in ihr bereits Ströme, gar heftige in der Richtung Kathode nach Anode.

Aus der Energie Betrachtung heraus gesehen ist die Diode während mancher Zeitpunkte der Reverse Recovery Time sogar ein Generator und kein Verbraucher mehr, da noch bei positiver Diodenspannung der Strom in der Diode das Vorzeichen wechselt. Der Ladungsträger Abfluß aus dem niederohmigen PN-Übergang findet nur dann

rasch statt wenn auch ein niederohmiger Strompfad diesen auch erlaubt, in unserem Fall ist das der durchgeschaltete MOSFET und der brutale "Druck" der 300V, die hier volle Kanne den Strom zur Masse bläßt.

Dieser schnelle hohe Strompeak ist vom Gedanken her von parasitärer Natur, ein übler Bursche - man will den Durchlaßstrom einer Diode stoppen, was passiert? - als Dankeschön gibt es erst mal einen starken Stromfluß in die Sperrichtung, das ist genau das Gegenteil ist von dem was man eigentlich gern hätte.

Der Strompeak ist in der Schaltung unerwünscht, er verschlechtert die EMV Eigenschaften, kann parasitäre Schwingkreise anregen und belastet den MOSFET mit einem Stromstoß. Bei der Verwendung einer ungeeigneten Diode, kann dieser Strompeak viel zu stark und zu lange anliegen, schlecht für den MOSFET, die Verlustleistung, die EMV Abstrahlung und es kann sogar den Controller zum Abschalten überreden, so dass gar nichts mehr geht.

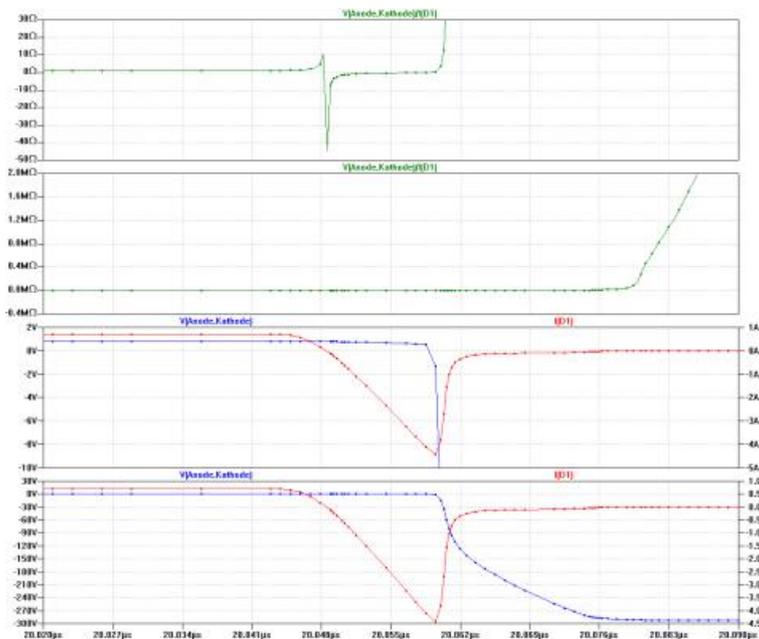


Bild 13

Hier die Verhältnisse im Detail, die Simulation zeigt interessante Ereignisse. Dargestellt auch der Widerstand der Diode (nicht der Differentielle, sondern nur die Absolutwerte Spannung/Strom).

Der Widerstand der Diode ist extremst nichtlinear, er steigt vom leitenden Zustand (niederohmig) zu Beginn des Schaltvorgangs an und verläuft dank abnehmendem Strom, bei fast konstanter Spannung gegen einen unendlichen Widerstand. (Die Simulation hat eine endliche Schrittweite und interpoliert die Werte, jeder dicke Punkt auf den Linien ist eine numerische Rechenstelle).

Sobald der Diodenstrom das Vorzeichen ins negative wechselt ist die Diodenspannung aber noch immer vorhanden und der Strom steigert sich weiter in die negative Richtung, dadurch entsteht ein negativer absoluter Widerstand.

Mathematisch betrachtet wechselt der Widerstand während seines positiven unendlichen Wertes unendlich schnell auch noch sein Vorzeichen auf unendlich negativ - eine interessante Sache, ja was gilt denn jetzt?, Verbraucher mit unendlichem Widerstand oder Generator mit unendlichem Innenwiderstand? Energetisch betrachtet geht der Zustand der Diode in diesem Moment über von einem unendlich hohem Widerstand in einen Generator mit unendlich hohem Innenwiderstand.

Wir können für diesen Moment in dem der Diodenstrom Null ist keine Antwort im Sinne unserer Mathematik geben. Es ist eine Division durch Null, eine Division durch Null ist in der Mathematik nicht definiert, findet hier jedoch statt. Mit welchem Begriff soll man denn die Diode bezeichnen in dem unendlich kleinen Moment wenn der Strom genau null ist aber trotzdem noch Spannung anliegt? vielleicht wäre **Verator** (**Ver**braucher-**Gen**erator) ein hübscher Name?

Ein Mathematiker sagt Division durch Null ist für ihn nicht definiert, er macht sich das Leben logisch und sagt, was er nicht eindeutig rechnen kann läßt er per Definition einfach nicht zu. Was mit der Mathematik nicht erklärbar ist, war hingegen energetisch einfacher zu erklären; der Zustand der Diode ging in diesem Moment über von einem unendlich hohem Widerstand in einen Generator mit unendlich hohem Innenwiderstand.

Ein Philosoph oder die Feinstoffliche Welt könnte jetzt hierzu sagen: "wir erleben wie aus einem unendlich großen

Nichts unendlich schnell wieder ein unendlich kleines Stückchen Energie entsteht - Division durch Null, ist das bereits Schöpfung?".

Zurück zur Zeitachse: im weiteren Verlauf sinkt der Strom weiter ins negative und die Diodenspannung bleibt lange noch positiv, das bedeutet Generatorbetrieb mit zunehmend kleiner werdendem Innenwiderstand.

In dem Moment in dem die Spannung über der Diode auf Null fällt fließt aber immer noch ein negativer Strom, in diesem Moment ist der Widerstand der Diode $0V/-4.5A = 0 \text{ Ohm}$, in diesem Fall spielt die Mathematik mit. Echt Cool - ein toller Null Ohm Widerstand.

Jetzt endlich, nachdem die Spannung an der Diode negativ wird darf sie beginnen zu sperren, allerdings tut sie das noch miserabel und steigert ihren Widerstand monoton aus den Null Ohm heraus gegen den hohen Widerstand im gesperrten Zustand.

Man oh man es ist schon interessant zu beobachten was die Diode so alles anstellt während ihrer Reverse Recovery Time, eine heftige Achterbahnfahrt. Logisch wäre es auch den differentiellen Widerstand der Diode zu betrachten, aber ich wußte jetzt im Stehgreif nicht den Befehl in der Simulation dafür, außerdem im Wendepunkte des Stromes hätte man auch hier wieder eine Division durch Null gehabt. Die Dinge schaltungstechnisch zu verstehen ist nicht leicht, das dauert bis man es versteht, ich arbeite daran die Denkfehler bei dieser Sache nach und nach zu reduzieren.

Bleibt natürlich ganz klar die Frage, wie real sind die hier benutzten Modelle der Simulation? Vergleiche mit echten Messungen werden das irgendwann zeigen, zum jetzigen Zeitpunkt ist das egal - es hat Spaß gemacht diesen Effekt in der Simulation etwas genauer zu betrachten und die Gedanken festzuhalten, egal wie real diese Simulation auch ist.

Schaltung 5 - Tastverhältnis kleiner 50:50

Was passiert wenn der MOSFET länger AUS als AN ist?

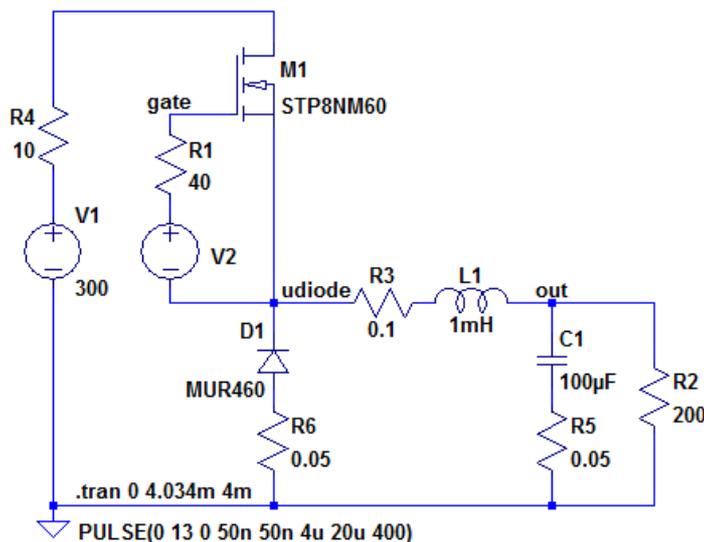


Bild 14

Das Tastverhältnis oder auch Pulsweiten Verhältnis der Rechteckspannung am MOSFET Gate entscheidet darüber auf welche Ausgangsspannung die Eingangsspannung herabgesetzt wird. Bei einem Pulsweitenverhältnis von MOSFET 50% AN und 50% AUS ist die Ausgangsspannung etwa die Hälfte der Eingangsspannung, so wie bisher in den Schaltungen 1-4.

Das Pulsweiten Verhältnis wurde hier auf $4\mu\text{s}$ AN / $16\mu\text{s}$ AUS gestellt.

Bei konstanter Eingangsspannung läßt sich die Ausgangsspannung über das Pulsweitenverhältnis steuern, zum

besseren Verständnis sind die bisherigen Schaltungen 1-5 nur als Steuerungen ausgelegt. Der Schritt zu einer Regelung wäre auch kein großer mehr.

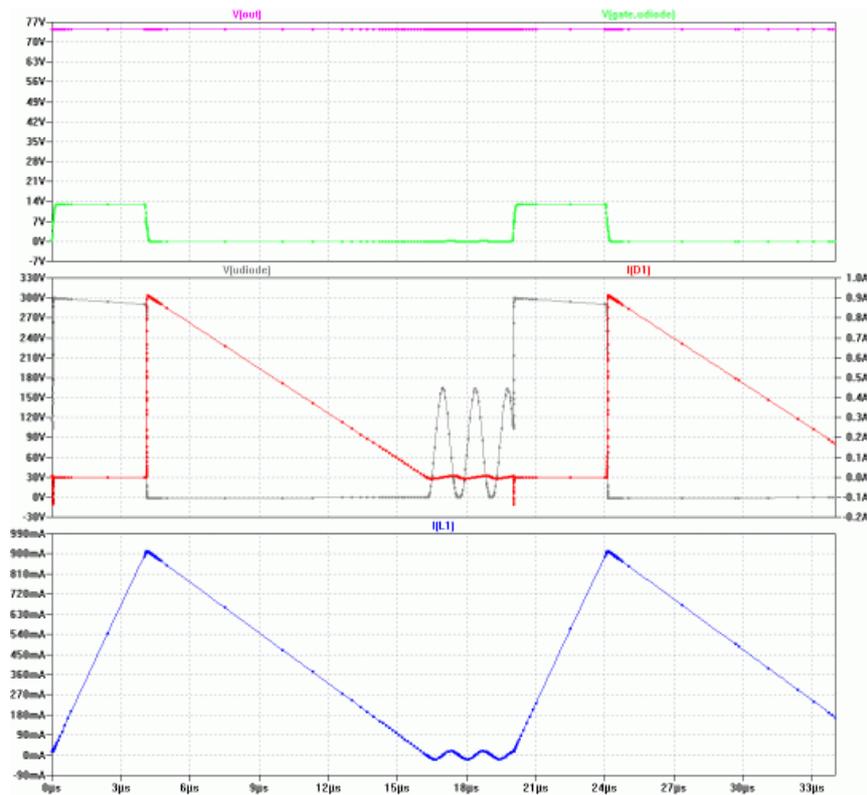


Bild 15

Zu sehen ist das Pulsweiten Verhältnis $4\mu\text{s}/16\mu\text{s}$ als Gate Spannung am MOSFET. Die Ausgangsspannung beträgt ca. 74,5V.

$$V_{out} = \text{AN Zeit} / \text{AUS Zeit} * V_{in}$$

$$V_{out} = 4\mu\text{s}/20\mu\text{s} * 300\text{V} \text{ (Gleichung im CCM)}$$

$$V_{out} = 60\text{V}$$

$$V_{out} = 4\mu\text{s}/16\mu\text{s} * 300\text{V} \text{ (DCM)}$$

$$V_{out} = 75\text{V, das ist richtige Ergebnis.}$$

Die Ausgangsspannung ist als Gleichung leicht berechenbar, wenn die Schaltung im Continuous Conduction Mode (CCM) oder (BCM) laufen würde. Egal, ich habe jetzt aber keine Lust das für den CCM zu plotten, diese PWM Gleichungen finden sich in jedem Buch zum Thema.

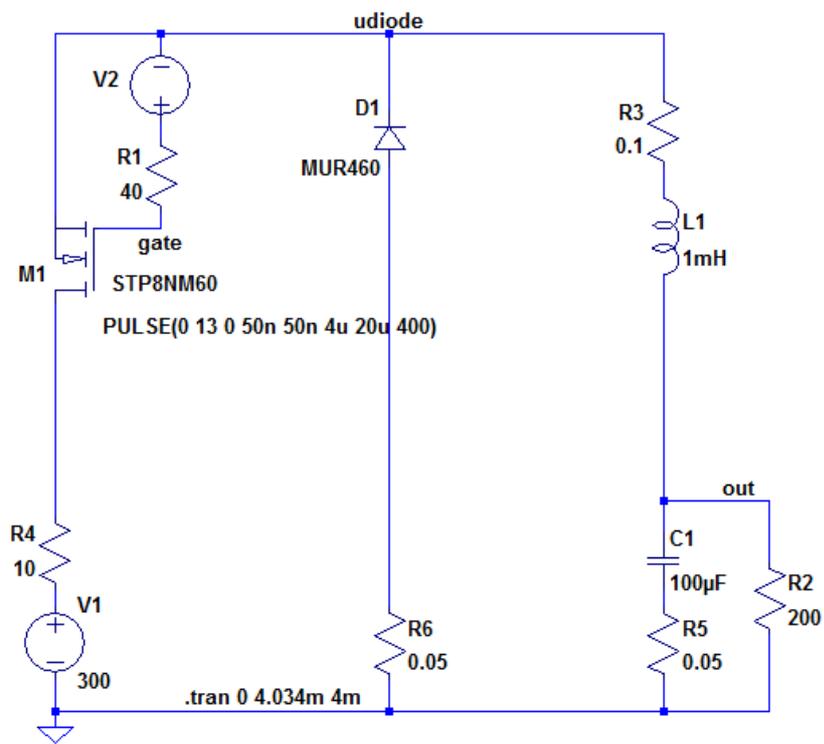
Im Discontinuous Conduction Mode (DCM) sind die Gleichungen dazu komplizierter.

Letztendlich läuft alles auf Gleichungen hinaus, die die Flächen unter den Stromkurven berechnen. In der Praxis sind diese Gleichungen meist egal, da die Ausgangsspannung geregelt ist, wichtig sind die PWM Gleichungen für die Abschätzung der Maximalbereiche der Schaltungen, min. max. der Input- und Output Voltage Range.

Nicht berücksichtigt in diesen Gleichung sind der Spannungsverlust am durchgeschalteten Widerstand des MOSFET und am R4 Widerstand mit 10 Ohm.

Oszillation der Speicherinduktivität mit parasitären Kapazitäten

Woher kommt diese Oszillation? - die Antwort steht schon in der Überschrift. Wo sitzt der Schwingkreis? - um den Schwingkreis leichter zu finden reicht eine AC-Betrachtung, wir zeichnen die Schaltung um, in eine Schaltung die gültig ist für den Zeitbereich in dem die Oszillation stattfindet:



=>

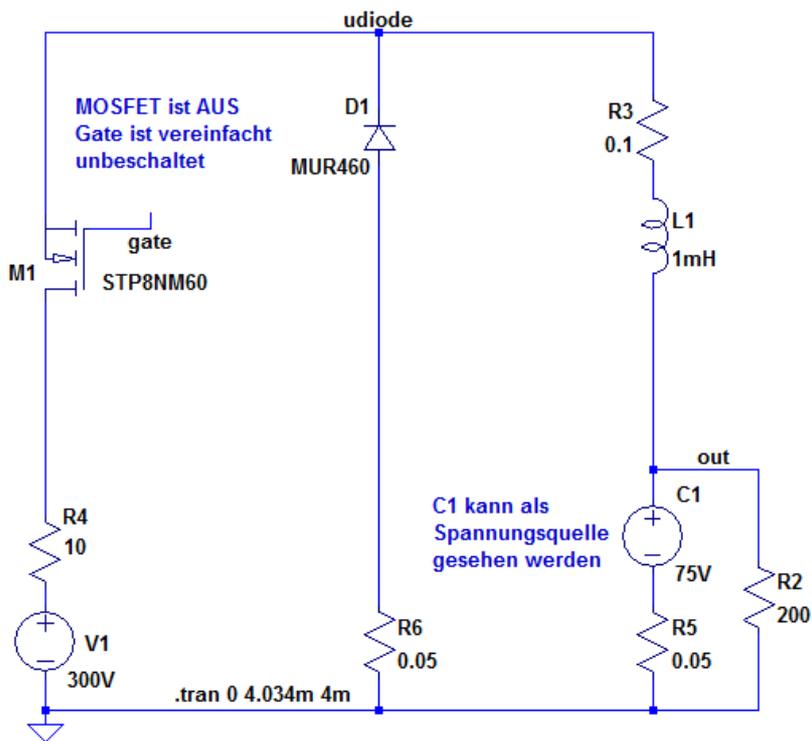
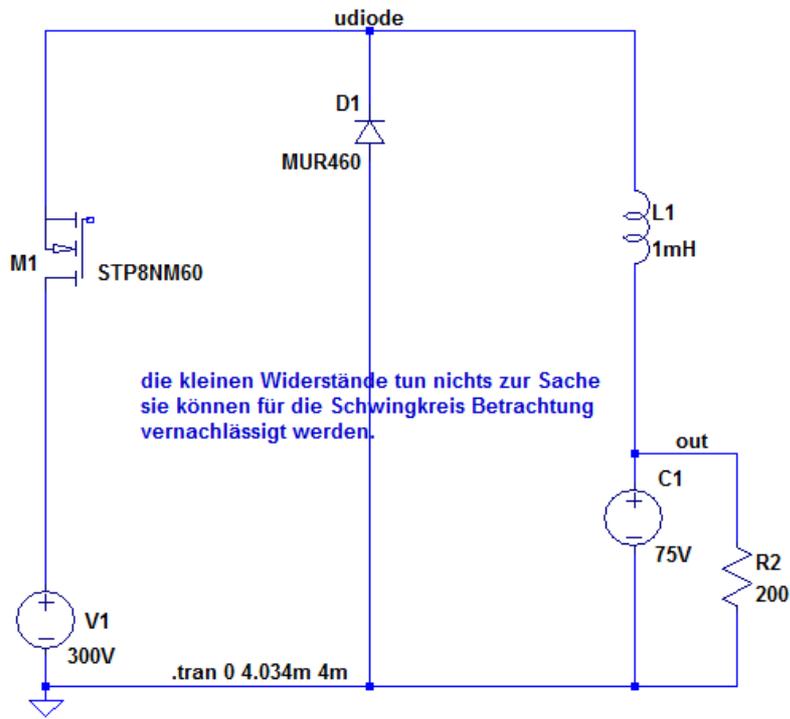


Bild 16, 17



=>

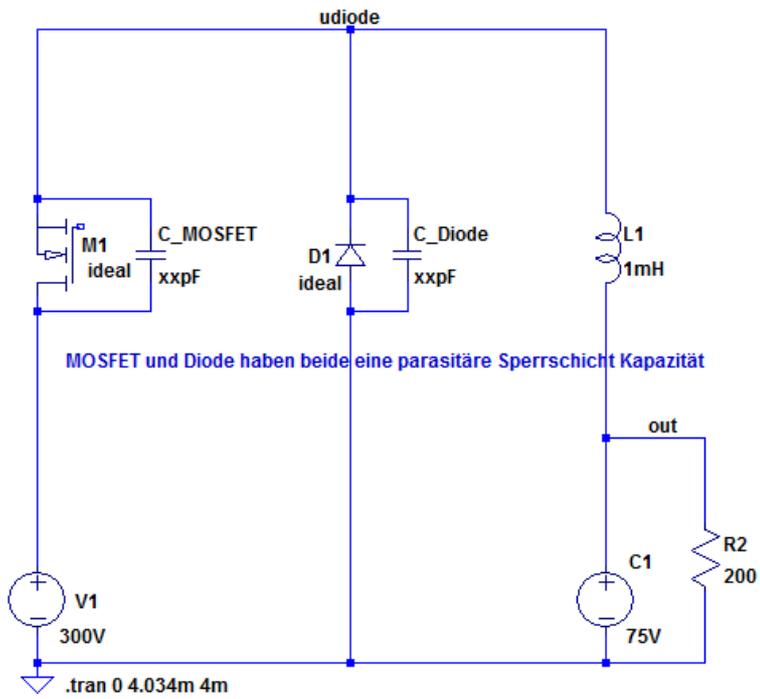
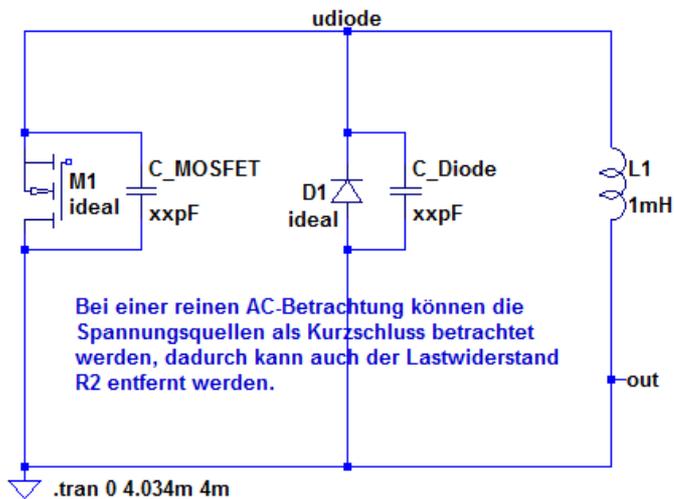


Bild 18, 19



=>

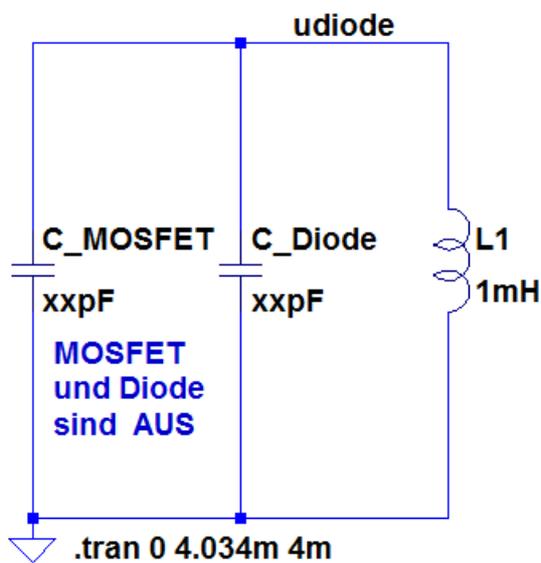


Bild 20, 21

Stark vereinfacht, unter AC Betrachtung und unter Weglassung der Dämpfung (R's) erhalten wir den Parallelschwingkreis im Bild 21. Die beiden oszillierenden Energiespeicher sind die Speicherinduktivität 1mH und die Parallelschaltung der parallelgeschalteten parasitären Sperrschichtkapazitäten der Diode und des MOSFET.

Nach den Regeln eines Parallelschwingkreis oszilliert die Schaltung nach einer Anregung mit dieser Frequenz:

$$f = 1 / 2 * \pi * \text{sqrt} (L * C)$$

Eine Betrachtung, in der diese Vorgänge auch gemessen werden findet sich [hier](#).

Die Anregung des Schwingkreis findet statt in dem stromlosen Moment der Induktivität, in dem ihr di/dt zu Null wird, dadurch ist auch ihre Spannung Null und lediglich ihr ohmscher Widerstand ist wirksam, die Diode ist dabei stromlos im Moment der Anregung. Durch die stromlose Induktivität werden schnell die 75V des Ausgangskondensators C1 auf die Diode in Sperrrichtung geschaltet, der Schwingkreis beginnt zu oszillieren, er oszilliert um den Mittelwert 75V. Die Phasenverschiebung aus dem oszillierenden Strom in der Induktivität und der Diodenspannung beträgt 90° .

Würde man die Schwingung lange genug auslaufen lassen, so würde sie auf die DC Spannung von Kondensator C1 hinlaufen. (R2=200 Ohm jedoch würde gleichzeitig C1 entladen).

Das komplette Ersatzschaltbild findet sich hier:

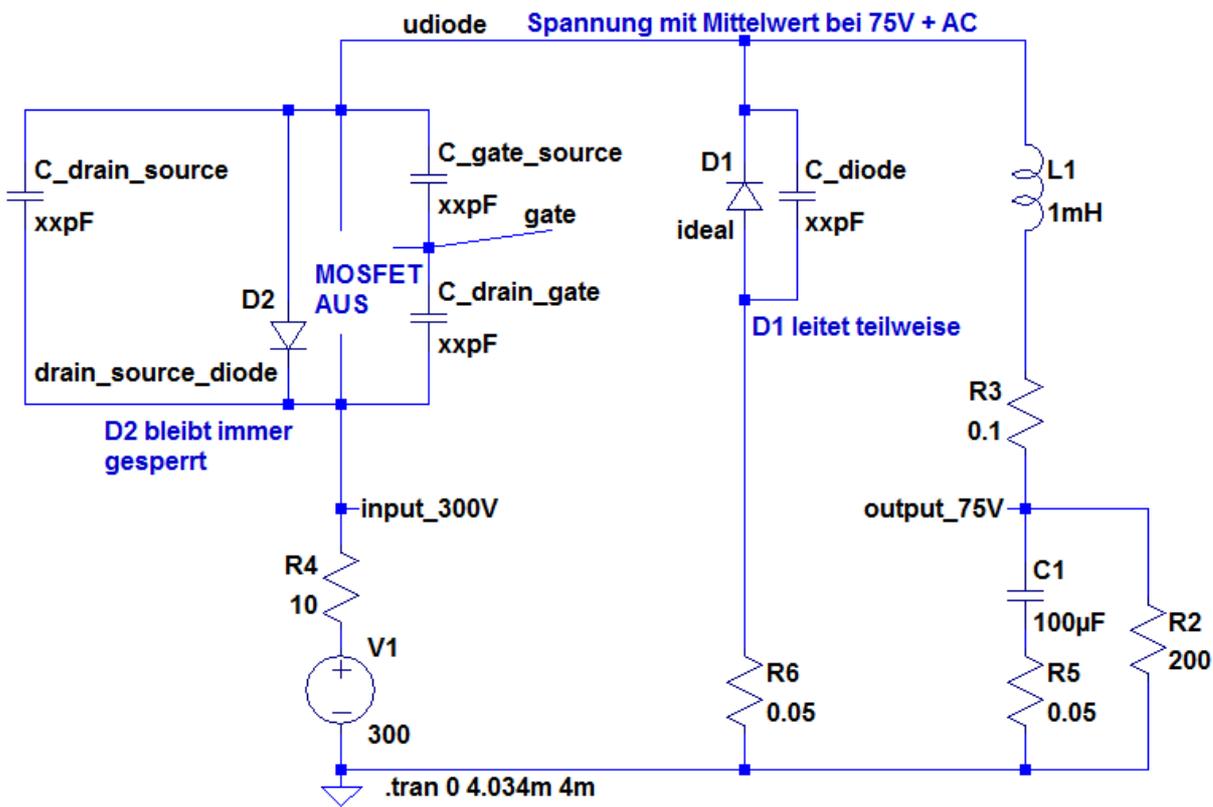


Bild 22

Die Details der Oszillation in diesem Diagramm:

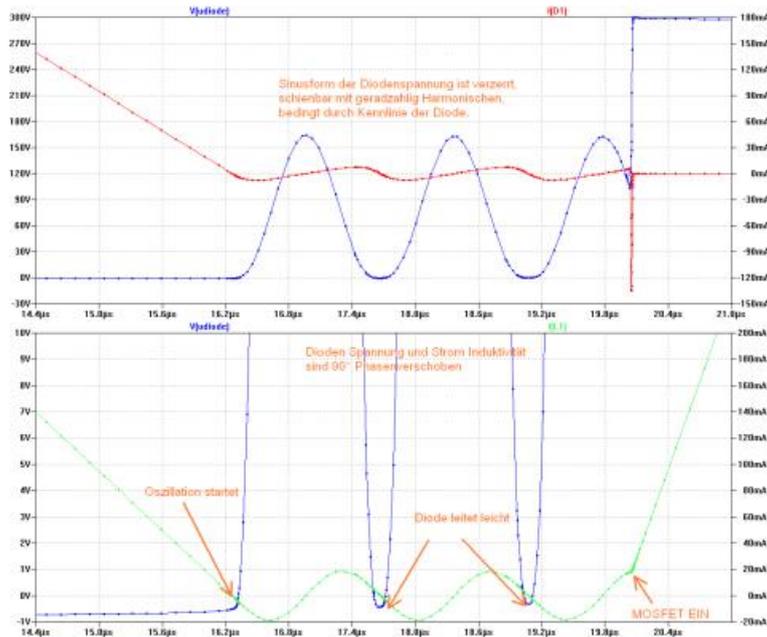


Bild 23

Der negative Strompeak bei ca. 20µs der in die Diode hineinfließt hat hier seine Ursache nicht in der Reverse Recovery Time, der Stromfluß während der Reverse Recovery Time sieht anders aus, ein Zoom kann davon überzeugen.

Zu diesem Peak Zeitpunkt hat die Diode bereits schon lange eine hohe negative Spannung im Sperrzustand, sie hat hier nicht das Problem der Ladungsträger Ausräumung im PN Übergang. Ja was ist es denn dann?: es ist der Strom der Peakförmig in die Sperrschichtkapazität hinfließt, die Diode wird durch das Wiedereinschalten des MOSFET schnell von ca. 120V auf 300V gerissen, die Sperrschichtkapazität muss in dieser kurzen Zeit geladen werden.

Die Diodenspannung ist auch nicht schön sinusförmig, sie ist eindeutig verzerrt und so wie die Kurvenform aussieht ist das ein typisches Bild für geradzahlige Harmonische, in diesem Fall ist die negative Halbwelle oft bauchförmig

ausgeprägt. Ungeradzahlige Harmonische Verzerrungen; davon wären beide Halbwellen immer gleichförmig betroffen. Ungeradzahlige Harmonische $\times 3$, $\times 5$, $\times 7$ sind spiegelbildlich zum Ursprungspunkt (0, 0) im Koordinatensystem, Geradzahlige $\times 2$, $\times 4$ hingegen sind spiegelbildlich zur Y-Achse, also Y-Achsensymmetrisch.

Die Diode kommt während der negativen Scheitel der Diodenspannung etwas in einen leitenden Zustand hinein, dies ergibt eine zusätzliche Dämpfung des Schwingkreises für diese kleinen Zeitbereiche, eine nichtlineare Dämpfung durch den kurzen Eintritt der Diode in die leitenden I vs. U Kennlinienbereiche, das moduliert die Parameter Dämpfung und Amplitude des Schwingkreises, die Resonanzfrequenz hingegen ist von der Dämpfung unabhängig.

Hinzu kommt aber auch noch, die Sperrschicht Kapazität des Dioden PN Übergangs ist auch stark nicht linear, die Sperrschicht Kapazität fällt mit zunehmender Reverse Spannung der Diode exponentiell ab, dies moduliert an diesen Stellen die Resonanzfrequenz. Die Sperrschicht Kapazitäten des MOSFET werden vergleichsweise relativ konstant sein, da der MOSFET während der Oszillation ein recht hohe Drain-Source Spannung führt.

Alles sehr interessante Vorgänge. Es muss nicht alles richtig sein, was hier alles geschrieben steht, Denkfehler seien mir erlaubt.

Schaltung 6 - Tastverhältnis $4\mu\text{s}/16\mu\text{s}$ + kleineres L

Was passiert wenn die Induktivität verringert wird?

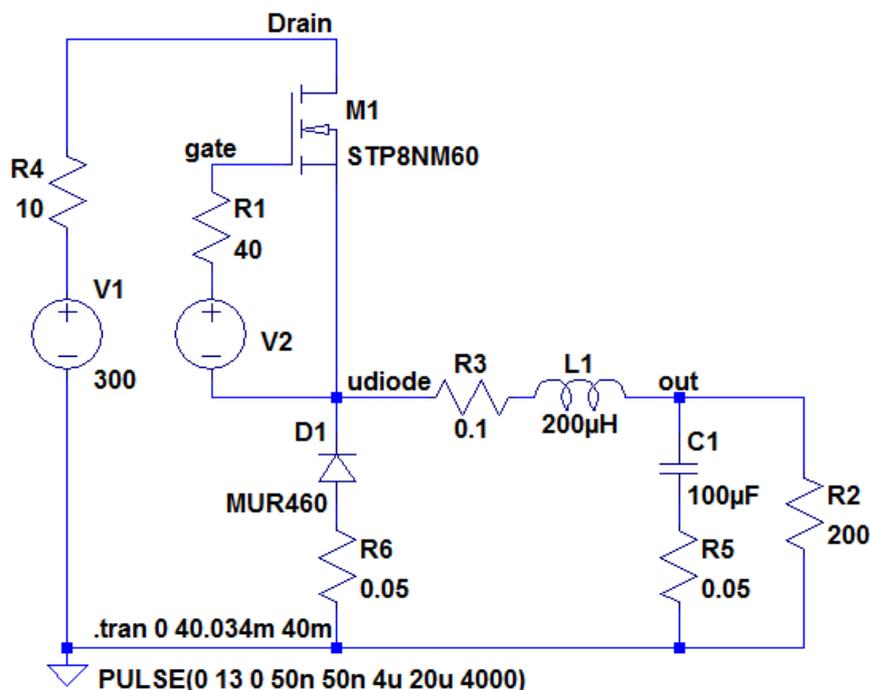


Bild 24 - Schaltung 6

In der Schaltung 6 wurde die Induktivität auf $200\mu\text{H}$ reduziert, die $4\mu\text{s}/16\mu\text{s}$ PWM die einen DCM bewirkt wurde beibehalten.

Der Plot wird hier eingeschaltet nach dem Ablauf von 4000 Perioden, bei kleinerer Induktivität benötigte es mehr Perioden bis die Ausgangsspannung einen eingeschwungenen DC Wert annimmt, nach 400 (wie in Schaltung 5) waren die 131 Volt noch nicht erreicht. Ich habe die Periodenanzahl einfach verzehnfacht.

MOSFET einschalten bei maximaler Drain Source Voltage - Schalten am "BERG"

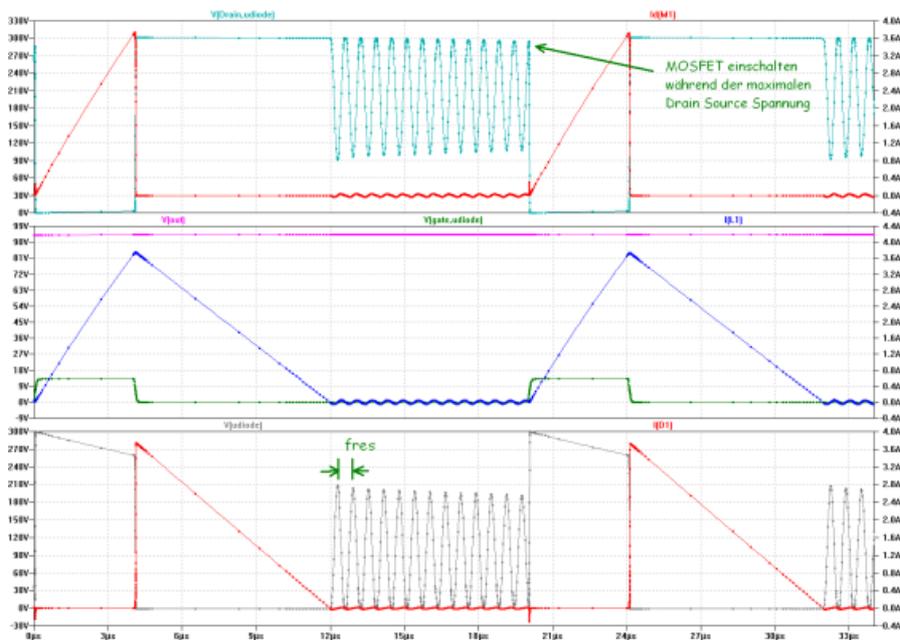


Bild 25 - Schaltung 6

Nach Erwartung steigt der Rampenstrom in der $200\mu\text{H}$ Induktivität mit höherer Steilheit an als in der 1mH Induktivität, er fällt aber auch wieder mit höherer Steilheit ab.

Die Resonanzfrequenz des parasitären LC Schwingkreises ist angestiegen, da L kleiner wurde. Man sieht jetzt auch besser, dass dieser Schwingkreis bedämpft ist.

Wann wird hier der MOSFET wieder eingeschaltet? - exakt nach $20\mu\text{s}$, nachdem eine neue Periode am MOSFET Gate beginnt. Das MOSFET Einschalten geschieht ohne Rücksicht auf die Spannungs- und Stromverhältnisse an den Bauteilen. Warum sage ich das?, es hat einen Grund das zu sagen. Zur Demonstration wird in diesem Plot der MOSFET zu einem denkbar ungünstigen Zeitpunkt wiedereingeschaltet, genau zu dem Zeitpunkt wenn die MOSFET Drain-Source Spannung sehr hoch ist. Warum ist das ungünstig? Zwei Antworten:

- zum einen macht es einen Unterschied ob die Dioden Sperrschicht Kapazität mit Vollgas auf 300V aufgeladen werden soll innerhalb kürzester Zeit oder ob sie nur z.B. auf 120V aufgeladen werden soll. Der Strom in die Diode hinein ist dann unterschiedlich hoch.
- zum anderen, ist es ungünstig den MOSFET bei hoher Drain-Source Spannung zu schalten, da er bei diesem Schaltvorgang mit hoher Spannung dann die höchsten Stromwärme Schaltverluste erleidet. Besser ist es den MOSFET erst in einem Tal der Sinusspannung wieder einzuschalten.

Anmerkungen: die Schaltungen 1-6 sind kein geregelter Current Mode Controller, der bei einem bestimmten Strom einfach die Rampe wieder abschaltet und den Strom wieder fallen lässt, -nein-, alle bisher gezeigten sind eine Steuerung, ein Vorläufer von einem Voltage Mode Controller. Zum Verständnis des Verhaltens der Induktivitäten, Dioden usw. sind diese Steuerungen aber viel besser geeignet als sofort von "Null auf Hundert" z.B. mit einem Current Mode Controller einzusteigen. Die verschiedenen Regelverfahren verstehen zu wollen ohne zuerst die Bauteile/Effekte verstanden zu haben macht nach meiner Meinung keinen Sinn, es verwirrt nur total.

MOSFET einschalten bei minimaler Drain Source Voltage - Schalten im "TAL"

Nun wurde die Induktivität der Schaltung 6 von $200\mu\text{H}$ auf $210\mu\text{H}$ erhöht, alles andere bleibt gleich.

Es wurde durch leichte Variation der Induktivität erreicht dass sich die Resonanzfrequenz leicht ändert, dadurch konnte nach Ablauf der fixen $20\mu\text{s}$ Gate Periode ein Zeitpunkt gefunden werden, bei dem der MOSFET in einem Tal wieder eingeschaltet wird.

Dies entspricht dem Verfahren eines **Valley Detection Switching** Controllers, das sind Verfahren, die mittlerweile in modernen Controller IC's ihre Anwendung finden. Zielsetzung ist hierbei ein verbessertes EMV Verhalten und eine weitere Reduzierung der Schaltverluste im MOSFET, beides im Hinblick z.B. auf Green Line Anforderungen nach geringster Ruheverlustleistung (Stand-By) der Schaltungen ohne Last. In diesen IC's wird automatisch zu dem richtigen Zeitpunkt nach einem Valley zum Wiedereinschalten des MOSFET gesucht, dadurch

entsteht als Nebenprodukt auch noch ein weiterer kleiner Jitter der Schaltfrequenz, was für die EMV Messungen günstig ist, da die abgestrahlte Energie durch den Jitter auf ein breiteres Frequenzband verteilt wird mit kleineren Amplituden. Ein Standard Spektrumanalyzer kann ein Spread Spektrum nicht mehr korrekt messen, alles was auf Mittelwertbildende Methoden basiert, sieht weniger von diesem Spektrum.

Manche moderne DC/DC Converter IC's quetschen heutzutage beachtliche Wirkungsgrade immer weiter aus. Reduzierte Stand-By Leistungen sind voll und ganz zu begrüßen, begrüßen tue ich aber nicht die wahren Ursachen:

Teiber dieser Technologien ist nicht unwesentlich der "FAULE MENSCH", der für alles eine Fernbedienung möchte und sich nicht mehr bewegen kann um den Hauptschalter seiner Geräte selber an- und aus zu schalten, wenn überhaupt noch einer dran ist. Schließlich möchte er auch jedes Gerät immer in der Steckdose belassen können. Oft ist das die Art von Mensch, die später dann schon im noch jungen Alter die Ärzte besucht und diese um die Heilung seiner Zivilisationschäden bemüht und irgendwann feststellen wird, daß nur noch alles schlimmer geworden ist, die Vorbereitungen für die "Holzkiste" oder die "Blumenvase mit dem Deckel" gehen alle ihren Gang.

Treffen sich zwei Planeten, sagt der eine zum anderen: "Du, ich habe Homo Sapiens", sagt der andere: "das ist nicht schlimm, das geht wieder weg".

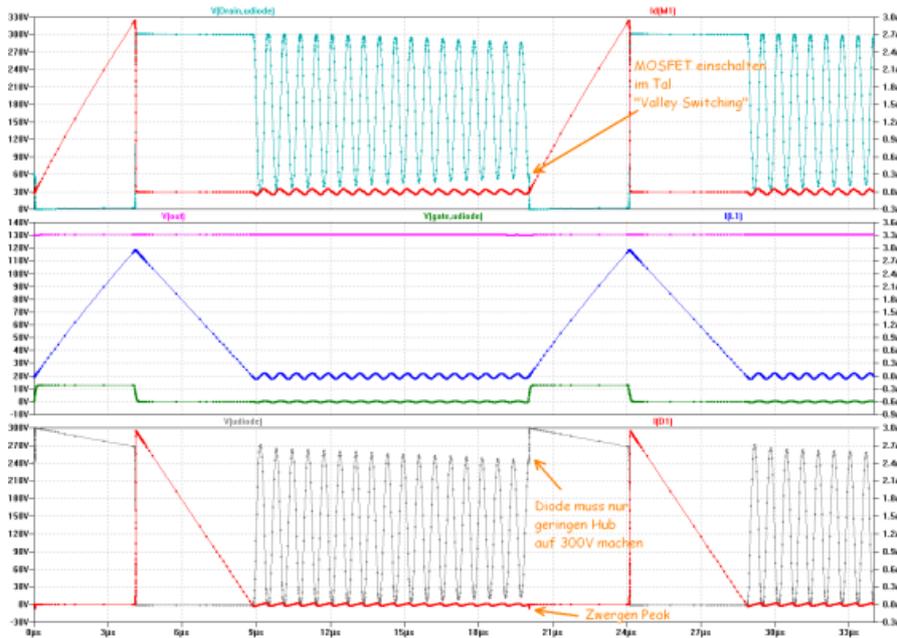


Bild 26 - Schaltung 6

Schaltung 7 - Einfache Regelung

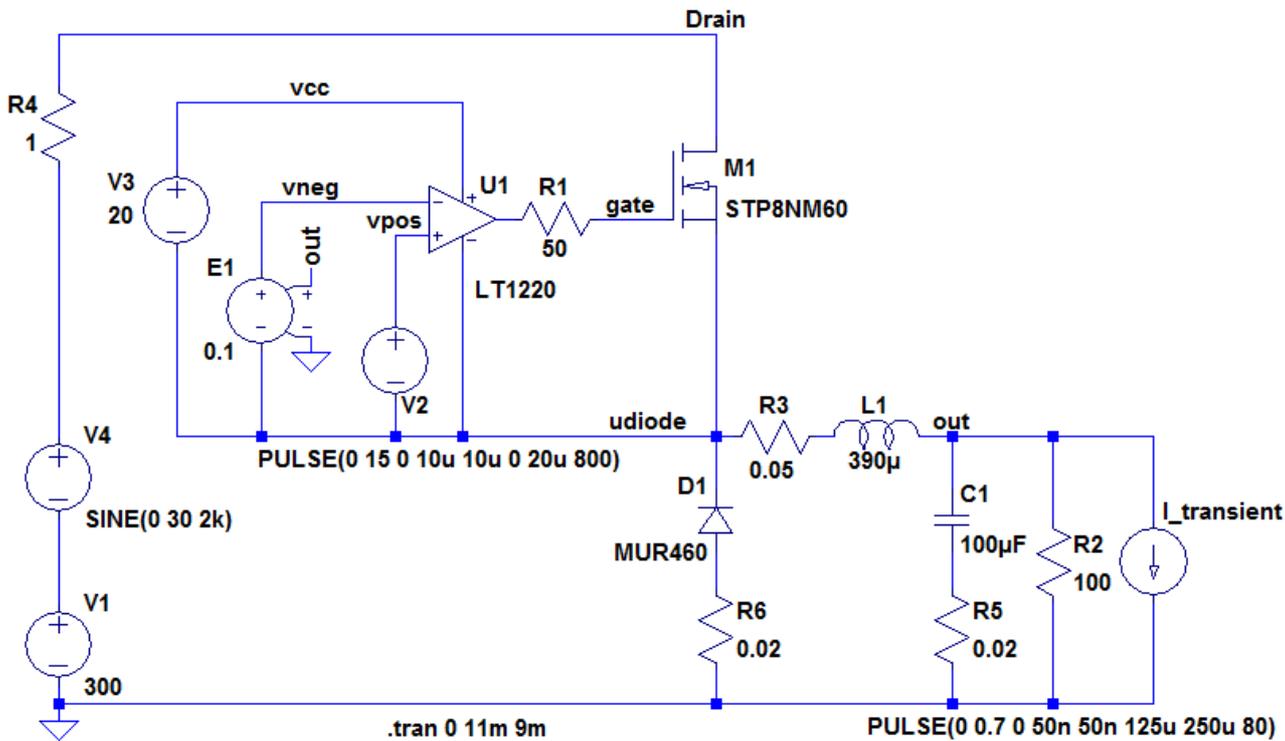


Bild 27 - Schaltung 7

Schaltung 7 zeigt einen 100 Watt Abwärtsregler mit einer einfachen Spannungsregelung

Der schnelle Operationsverstärker U1 wurde hier als Komparator mißbraucht; in einer Schaltung sollte man besser einen schnellen Komparator/Transistorschaltung zur Ansteuerung des Gate verwenden, aber das spielt hier für die Simulation jetzt keine Rolle.

Die Spannungsquelle E1 ist eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle, die so funktioniert: die Spannung "out" am Eingang wird mit dem Faktor 0.1 multipliziert und steht am Knoten "vneg" als Ausgang zur Verfügung. In der Simulation ist das eine prima einfache Sache, in der Realität diesen 10% Feedback auf das hochliegende Potential zu bekommen, hingegen gar nicht so einfach.

Die Spannungsquelle V4 ist eine Sinusquelle mit einer Amplitude von 30 Volt und 2kHz in Serie zur 300 Volt DC Versorgung. V4 simuliert eine schnell schwankende Drain Spannung, um zu zeigen wie der Regelkreis diese Schwankung ausregelt.

Die Stromquelle I_transient ist eine rechteckförmige Stromquelle von +/-700mA mit einer Frequenz von 4kHz (1/250μs) und einem Puls ON-OFF Verhältnis von 50%.

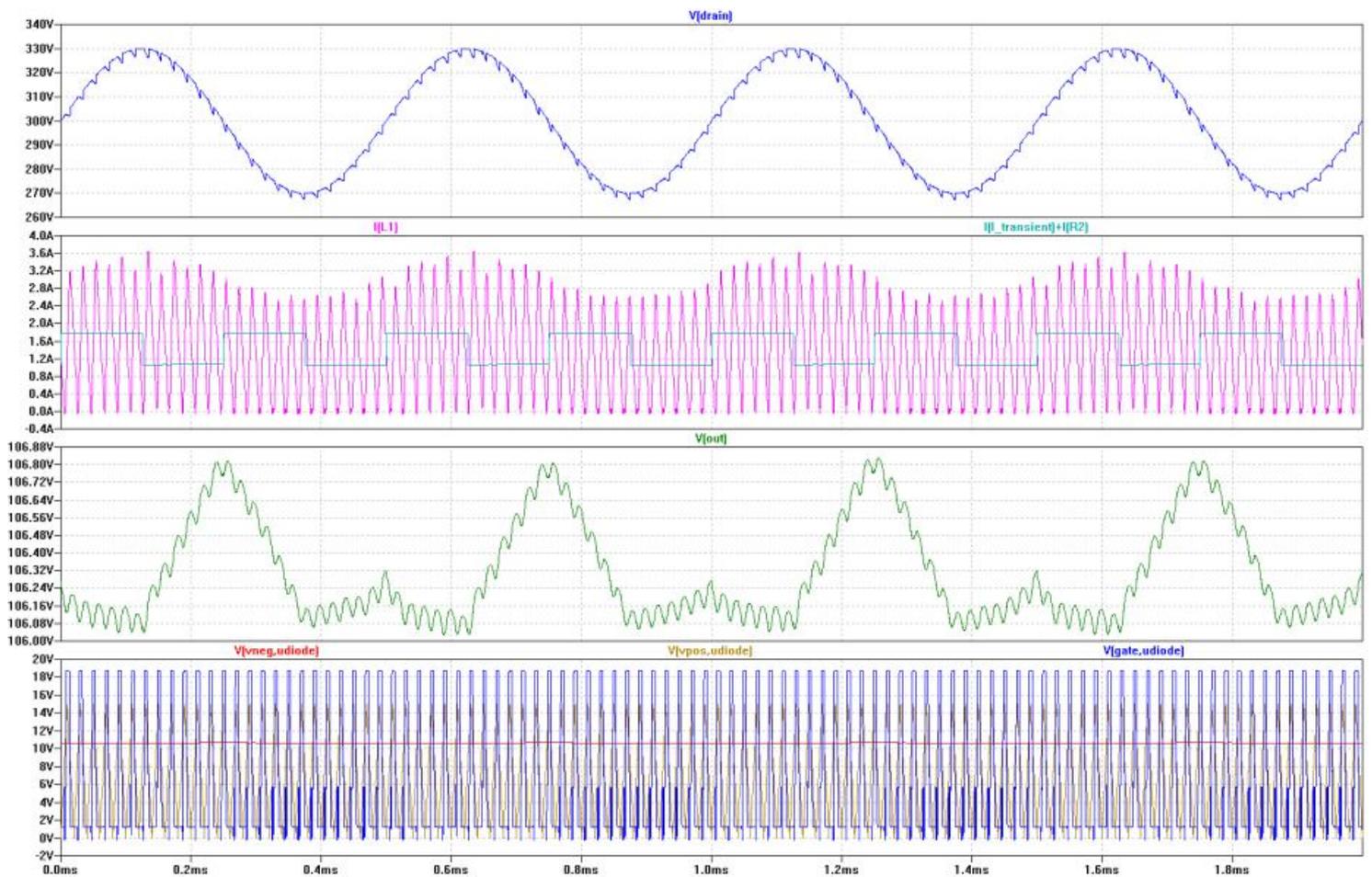


Bild 28 - Schaltung 7

Die Ausgangsspannung bleibt konstant auf etwa 106.4 Volt trotz der gleichzeitigen Störung von Versorgung und den Lastsprüngen.

Die Zacken in der Drain Spannung entstehen durch den Spannungsabfall am 1 Ohm Widerstand R4. Bei der größten Drain Spannung ist auch der Strom in der Speicherinduktivität L1 am größten. Alle sich verändernden Größen sind in der Ausgangsspannung beobachtbar. Die Speicherinduktivität ist hier so gewählt, dass die Schaltung im CCM als sowohl auch im DCM Mode arbeitet, stellenweise bleibt der Strom $>0A$.

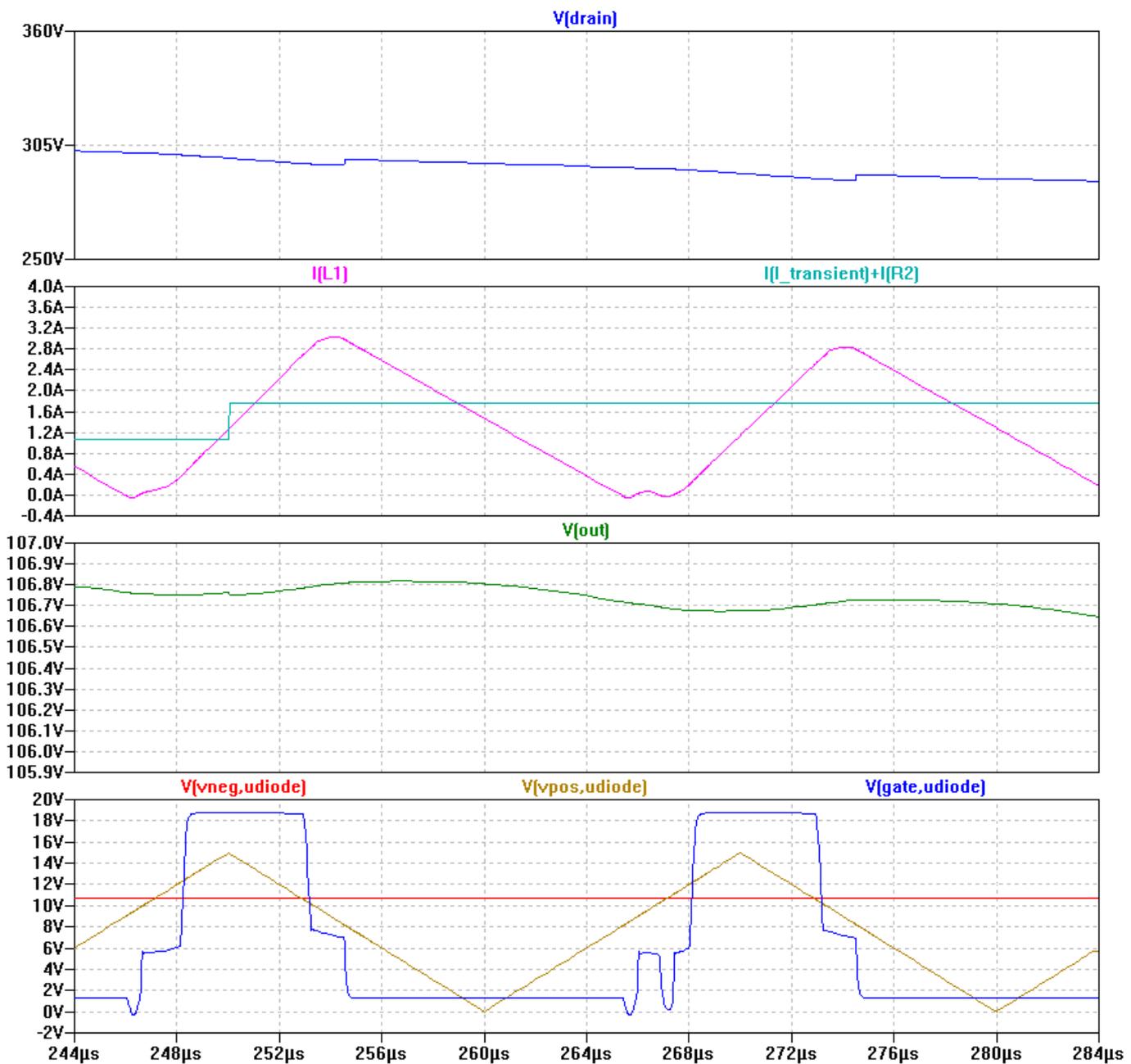


Bild 29 - Schaltung 7

Die Funktionsweise der Regelung ist einfach:

Am positiven Eingang des Komparators wird hier eine konstante Dreiecksspannung angelegt, 15V Spitze, 50% steigend und 50% fallend.

Am negativen Eingang des Komparatos werden 10% der zu regelnden Ausgangsspannung gegengekoppelt. Wird nun beispielsweise die Ausgangsspannung kleiner, so sinkt die Spannung am Komparator Eingang ab und der MOSFET wird proportional dazu etwas länger eingeschaltet. Dadurch kann länger Strom in die Last fließen, der Ausgangskondensator länger aufgeladen werden und die Speicherinduktivität steht länger unter Spannung, sie kann mehr Energie aufmagnetisieren.

Die Höhe der Ausgangsspannung ist einstellbar über die Rampenform und den Anteil der gegengekoppelten Ausgangsspannung, als auch geringfügig vom Induktivitätswert der Speicherinduktivität und dem sich einstellenden Betriebsmodi CCM oder DCM.

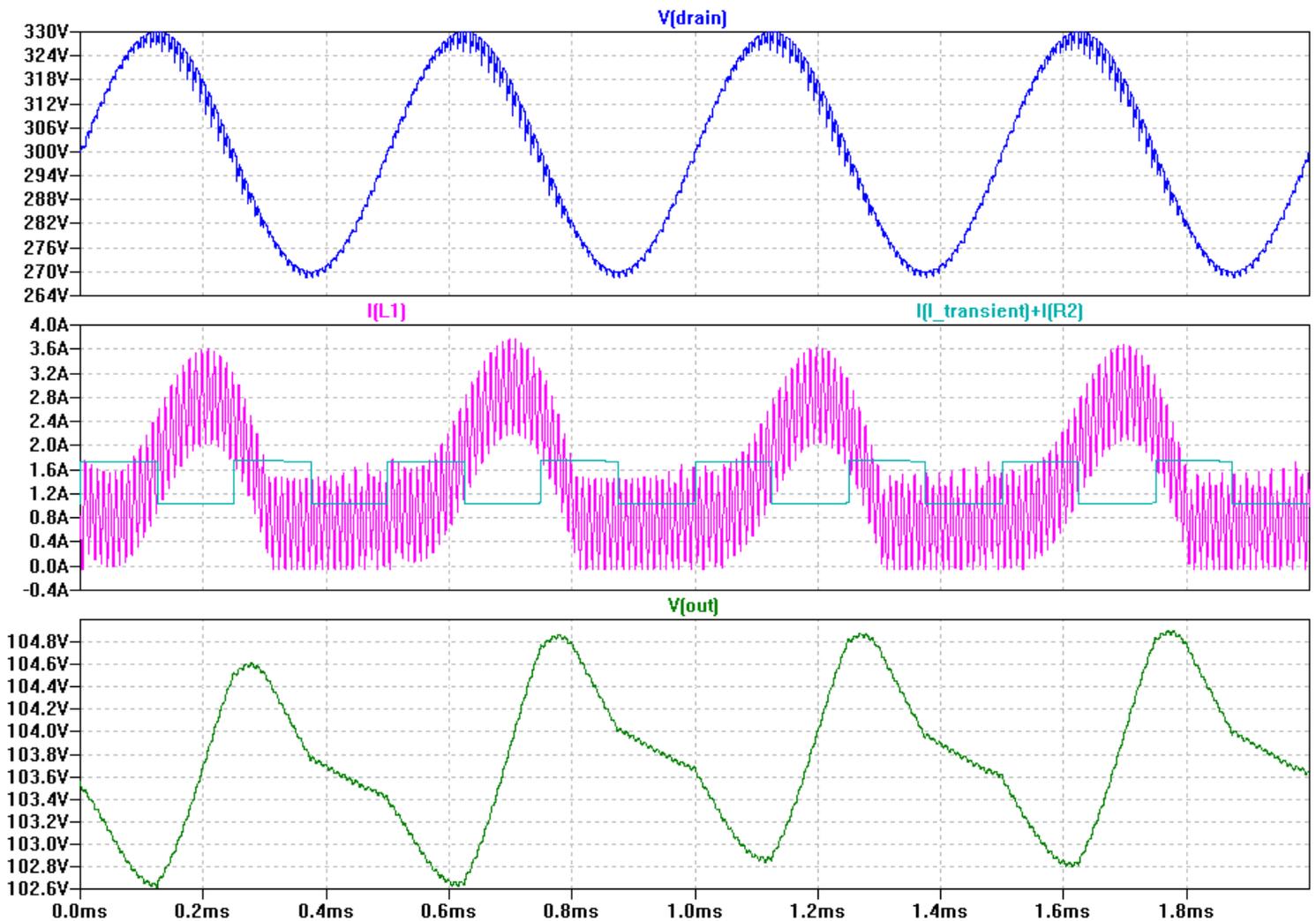


Bild 30 - Schaltung 7

Im Bild 30 wurde hier die Dreiecksspannung in der Frequenz verdoppelt:

von PULSE (0 15 0 10u 10u 0 20u 800)
auf PULSE (0 15 0 5u 5u 0 10u 1600)

Die Ausgangsspannung bleibt dadurch fast unverändert, der Strom in L1 geht nun jedoch stellenweise länger in den CCM Mode hinein.

Durch Verändern des Flächeninhalts der Dreiecksspannung läßt sich die Ausgangsspannung einstellen. Der interessierte Leser kann dies durch eigene Simulationen austesten. Die ganzen Abhängigkeiten als Gleichungen zu verfassen wird zunehmend schwierig, besonders dann wenn CCM und DCM miteinander gemischt auftreten. Die gezeigte Regelung ist stabil und auch schnell, da sie auf jeden einzelnen Cycle reagieren kann, die Propagation Delay Zeit des Komparators und des MOSFET addiert sich als Totzeit. Im DCM Mode arbeitet die Schaltung präziser und anscheinend stabiler als im CCM, sollte man mal näher untersuchen warum das so ist.

Anstatt einer Dreiecksspannung ist auch eine ansteigende Rampenfunktion möglich, der MOSFET schaltet dann wieder aus bei der steilen abfallenden Rampe. Das MOSFET ON-OFF PWM Verhältnis ist immer ein Ergebnis der Zustände am Komparator.

Die Regelung von DC/DC Konvertern läßt sich noch verändern, in dem beispielsweise ein zusätzlicher Operationsverstärker eingefügt wird, der einen Soll-Ist Wert Vergleich von einer konstanten DC Spannungsreferenz mit der DC Ausgangsspannung durchführt, diese Regelabweichung über einen Frequenzgang verstärkt und auf ein Stellglied gibt, das z.B. "vneg" am Komparator verstellt oder die Dreiecksspannung "vpos" verändert.

Beispielsweise läßt sich auch auf einen maximalen Strom aus der MOSFET Source hin regeln, sobald dieser beim Aufmagnetisieren einen vorgegebenen Peak Wert erreicht, schaltet der MOSFET wieder ab. Um damit eine Regelung zu erreichen wird beispielsweise die Schaltfrequenz/PWM verändert. Durch die Strominformation lassen

sich auch leicht Output Power Limits einstellen und Überströme in der Induktivität vermeiden, vorteilhaft z.B. über Temperatur oder beim Aufstarten usw. Es existieren mittlerweile viele Möglichkeiten und Kombinationen, alle mit Vor- und Nachteilen.

Wem das viel Spaß macht, der soll DC/DC Controller entwickeln.

Bericht wird irgendwann fortgesetzt.

[Tutorial](#)



[Impressum](#)