

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln



Eleazar Falco

01. EINFÜHRUNG UND THEORETISCHER HINTERGRUND

Der SEPIC (Single-Ended-Primary-Inductor-Converter) ist eine nicht isolierte Schaltnetzteiltopologie und erzeugt eine Ausgangsspannung, die höher oder niedriger als die Eingangsspannung sein kann. Dies ist eine gängige Anforderung bei batteriebetriebenen Anwendungen sowie solchen mit schwankenden Eingangs- und/oder Ausgangsspannungen, wie z. B. Photovoltaikwandler (PV), Kfz-Elektronik, Offline-LED-Beleuchtung und Batterieladegeräte, um nur ein paar zu nennen.

Die SEPIC-Leistungsstufe (Abbildung 1) besteht aus zwei Drosseln (L_1 und L_2), zwei Kondensatoren (C_{AC} und C_{out}), einem Hauptsteuertransistor (Q_1) und einem Komplementärschalter, der ein Transistor (Q_2) oder eine Diode (D_1) sein kann. In der Abbildung sind sie als einfache Schalter dargestellt, um ihre Funktion hervorzuheben. Dabei ist hervorzuheben, dass die Eingangsstufe der eines Boost-Wandlers ähnelt, was zu einem kontinuierlichen Eingangsstrom führt, was wiederum Anforderungen an EMV-Filter verringert. Die Ausgangsstufe ähnelt der eines Inverswandlers, wodurch ein diskontinuierlicher, pulsierender Strom erzeugt wird. Allerdings weisen die Eingangs- und die Ausgangsspannung beim SEPIC anders als bei einem Inverswandler dieselbe Polarität auf, was für viele Anwendungen ein erheblicher Vorteil ist. Die Eingangs- und die Ausgangsstufe sind durch den AC-Koppelkondensator (C_{AC}) verbunden.

Die besondere Funktionsweise des SEPIC ermöglicht es, dass L_1 und L_2 denselben Magnetkern nutzen und als gekoppelte Induktivität anstelle von zwei separaten Speicherdrosseln aufgebaut werden können. Dieser Ansatz reduziert nicht nur die Anzahl der Bauteile, sondern erfordert auch eine geringere Induktivität in jeder Wicklung für den gleichen AC-Rippelstrom. Zudem ermöglicht die magnetische Kopplung der Wicklungen die Implementierung einer Rippelstromsteuerung, mit der sich die EMV-Filteranforderungen senken lassen. Darüber hinaus kann, wie wir noch sehen werden, eine hohe Streuinduktivität im SEPIC im Gegensatz zum Normalfall sogar von Vorteil sein.

In der vorliegenden Application Note wird der SEPIC-Wandler in der kontinuierlichen wie auch in der diskontinuierlichen Betriebsart (CCM bzw. DCM) analysiert. Dabei sind sowohl die Formeln als auch wichtige Designhinweise betrachtet. Das Verfahren der Rippelstromsteuerung und die wichtige Rolle der Streuinduktivität werden ebenfalls untersucht. Die Analyseergebnisse werden durch SPICE-Simulationen und Messungen an einem realen DC-DC-SEPIC-Wandlerprototyp gestützt.

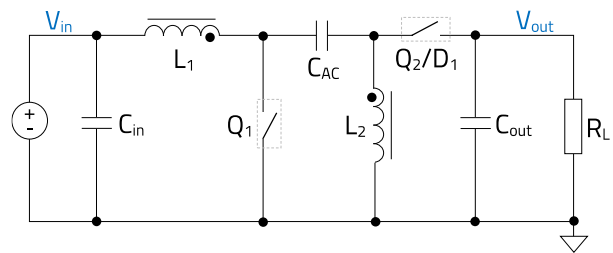


Abbildung 1: SEPIC-Leistungsstufe

02. FUNKTIONSPRINZIP

2.1 Der AC-Koppelkondensator (C_{AC})

Der SEPIC ist ein PWM-gesteuerter Wandler, bei dem das Tastverhältnis des Steuertransistors (Q_1) und indirekt dessen Durchlasszeit (Δt_{on}) die Energiemenge reguliert, die vom Eingang zur Ausgangsstufe und zur Last übertragen wird. Die Energie wird über den Kondensator C_{AC} übertragen, der die Eingangs- und Ausgangsstufen AC-koppelt und jeglichen Gleichstrom dazwischen blockiert. Dadurch wird ein Eigenschutz des Ausgangs vor Kurzschluss gewährleistet. Wenn Q_1 nicht schaltet, sondern nur offengehalten wird, können L_1 und L_2 auf ihre Wicklungswiderstände (R_{L1} und R_{L2}) reduziert werden.

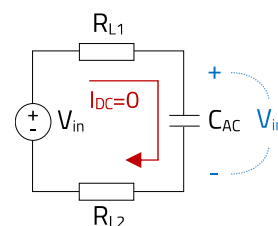


Abbildung 2: Ersatzschaltung mit geöffnet gehaltenem Q_1 (kein Schalten)

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

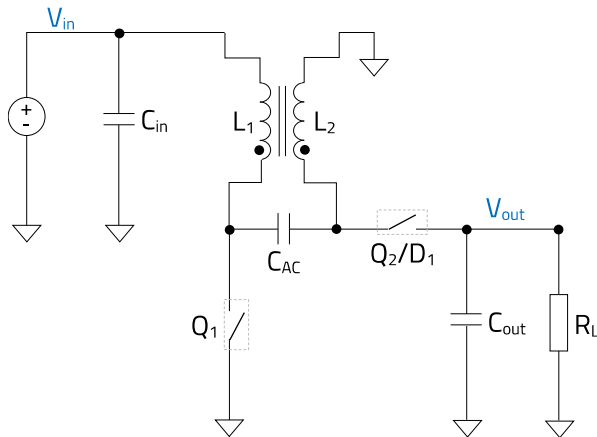


Abbildung 3: Die Rolle von C_{AC} : SEPIC oder Sperrwandler?

Da kein Gleichstrom fließen kann, liegt die DC-Eingangsspannung unabhängig vom Zustand von Q_2/D_1 vollständig an C_{AC} an (Abbildung 2). Im Normalbetrieb schaltet Q_1 , und ein AC-Verschiebungsstrom durchfließt C_{AC} , wobei dessen Amplitude direkt proportional zum C_{AC} -Wert ist.

Abbildung 3 zeigt dieselbe SEPIC-Schaltung wie Abbildung 1, jedoch mit beiden Drosseln magnetisch gekoppelt. Ist das nicht eigentlich ein Sperrwandler? Nun, das kommt darauf an – und zwar insbesondere darauf, wie hoch die Impedanz von C_{AC} bei Schaltfrequenz [$Z_{C_{AC}}(f_{sw})$] im Vergleich zur Impedanz der Streuinduktivität (L_k) der gekoppelten Drossel [$Z_{L_k}(f_{sw})$] (einschließlich der Widerstandselemente) ist.

Wenn C_{AC} klein genug ist, sodass seine Impedanz bei der Schaltfrequenz sehr hoch ist, kann nur ein vernachlässigbarer AC-Verschiebestrom von der Primärseite (Eingangsseite) zur Sekundärseite (Ausgangsseite) fließen. In einem solchen Fall erhöht C_{AC} lediglich die parasitäre Gesamtkapazität zwischen Primär- und Sekundärseite der gekoppelten Speicherdrossel, ohne die Funktionalität des Wandlers zu beeinträchtigen, der als Sperrwandler arbeitet. Die Energie wird vom Eingang zum Ausgang über die Magnetfeldkopplung L_1 und L_2 und nicht über C_{AC} übertragen.

Im anderen Fall wird die Energie über C_{AC} übertragen, sofern C_{AC} groß genug ist, um bei der Schaltfrequenz fast wie ein Kurzschluss zu wirken. Dann arbeitet die Schaltung in Abbildung 3 als SEPIC. Nun überlagert ein kleiner AC-Rippel die DC-Eingangsspannung an C_{AC} . Dabei ist beachtenswert, dass – anders als bei einem Sperrwandler – die magnetische Kopplung von L_1 und L_2 beim SEPIC nicht für die Energieübertragung zwischen der Eingangs- und der Ausgangsstufe gedacht ist.

Wenn bei Verwendung von zwei separaten Speicherdrosseln der Wert von C_{AC} zu niedrig ist, was zu einer hohen Impedanz bei der Schaltfrequenz führt, erfolgt schlicht eine

Entkopplung, und die Eingangs- und Ausgangsstufen werden getrennt. Energie kann nicht übertragen werden, und der Wandler funktioniert schlichtweg nicht.

Ein ungefähre C_{AC} -Mindestwert für das ordnungsgemäße Funktion eines CCM-SEPIC mit separaten Drosseln lässt sich wie folgt berechnen:

$$C_{AC} > \frac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot (1-D) \cdot T_{sw}}{0,1 \cdot (V_{in})^2} \quad (GL.1)$$

In GL.1 ist D das Tastverhältnis des PWM-Signals, das die Durchlasszeit von Q_1 steuert, und T_{sw} die Schaltperiode.

Nur in einem ungünstigen Fall würde GL.1 einen Wert unterhalb des zweistelligen nF-Bereichs aufweisen. Die erforderliche Mindestkapazität der Wechselstromkopplung ist jedoch viel höher, wenn eine gekoppelte Drossel verwendet wird, vor allem eine mit einem hohen Koppelfaktor. Dieser Fall wird in Abschnitt 4.3 behandelt.

2.2 Funktion bei einem vollständigen Schaltzyklus

Abbildung 4 zeigt die Ersatzschaltung eines SEPIC während der Einschaltzeit des Steuertransistors Q_1 (Δt_{on}). Hier ist Q_2/D_1 offen, der Strom durch L_1 baut sich auf und die Drossel speichert Energie aus der Quelle und dem Eingangskondensator. Auch L_2 speichert Energie während Δt_{on} , die in diesem Fall von C_{AC} stammt, während der Laststrom vom Ausgangskondensator gespeist wird. Hierbei ist es auch zu merken, dass an L_1 und L_2 während der Einschaltdauer von Q_1 die gleiche Eingangsspannung anliegt.

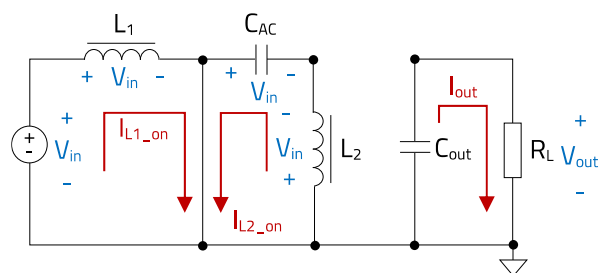


Abbildung 4: Ersatzschaltung während der Einschaltzeit von Q_1 (Δt_{on})

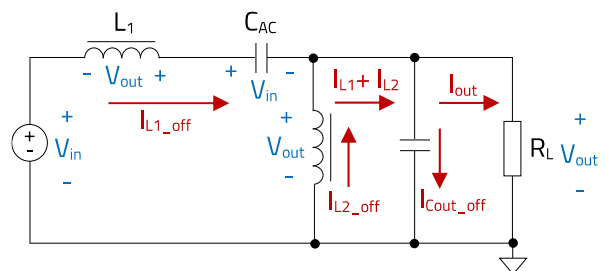


Abbildung 5: Ersatzschaltung während der Ausschaltzeit von Q_1 (Δt_{off})

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Während der Ausschaltzeit von Q_1 (Δt_{off} ; Abbildung 5) leitet Q_2/D_1 , und die beiden Drosseln L_1 und L_2 geben nun die während Δt_{on} gespeicherte Energie ab. Ein Teil dieser Energie wird zum Aufladen von C_{AC} und C_{out} verwendet, der Rest versorgt die Last. Dabei ist die Spannung am C_{AC} der Spannung der Eingangsquelle entgegengesetzt und die Spannung an den Drosseln während Δt_{off} entspricht der Ausgangsspannung des Wandlers, zuzüglich des geringen Spannungsabfalls an Q_2/D_1 , der in dieser vereinfachten Analyse nicht berücksichtigt wird.

Im eingeschwungenen Betrieb muss das durchschnittliche Voltsekundenprodukt über alle Drosseln in einer vollständigen Schaltperiode null sein. Dies lässt sich wie folgt ausdrücken:

$$V_{L(on)} \cdot \Delta t_{on} + V_{L(off)} \cdot \Delta t_{off} = 0 \quad (GL.2)$$

Hierbei sind $V_{L(on)}$ und $V_{L(off)}$ die durchschnittlichen Spannungen an den Drosseln während Δt_{on} bzw. Δt_{off} . GL.2 zeigt auch, warum die Polarität von $V_{L(on)}$ und $V_{L(off)}$ während Δt_{on} , der von Δt_{off} entgegengesetzt sein muss, wie in den Abbildung 4 und Abbildung 5 zu erkennen ist.

Die Einschalt- und Ausschaltzeiten von Q_1 sind:

$$\Delta t_{on} = D \cdot T_{sw} \quad (GL.3)$$

$$\Delta t_{off} = (1-D) \cdot T_{sw} \quad (GL.4)$$

03. SCHALTUNGSANALYSE

In der obigen Analyse der Abbildung 4 und Abbildung 5 wurde davon ausgegangen, dass sich der Strom durch die Drosseln während der gesamten Schaltperiode ständig ändert (d. h. während Δt_{on} ansteigt und während Δt_{off} absinkt). Dies wird als CCM-Betrieb (Continuous Conduction Mode – nicht lückender Betrieb) bezeichnet. Wenn der Laststrom jedoch abnimmt, wechselt der Wandler irgendwann in den diskontinuierlichen Betrieb (Discontinuous Conduction Mode, DCM – lückender Betrieb). Dieser ist beim SEPIC dadurch geprägt, dass der Strom durch die Drosseln für einen Teil von Δt_{off} konstant (und somit die anliegende Spannung null) wird.

Auf dieser Grundlage kann GL.2 in einem CCM-SEPIC wie folgt ausgedrückt werden:

$$V_{in} \cdot \Delta t_{on} = V_{out} \cdot \Delta t_{off} \quad (GL.5)$$

Für einen DCM-SEPIC gilt jedoch $V_{L(off)} \neq V_{out}$, und GL.5 ist nicht gültig. Daher muss man den Betrieb des Wandlers für CCM und DCM getrennt betrachten. Das Schema in Abbildung 6 wird als Bezug für alle in diesem Dokument dargestellten und gemessenen Signalverläufe verwendet, wobei die Konvention

der Spannungspolarität und der positiven Stromrichtung eingehalten wird. Zunächst werden separate Speicherdrosseln bei der Analyse untersucht, während die Auswirkungen der magnetischen Kopplung der Drosseln in Abschnitt 04 analysiert werden.

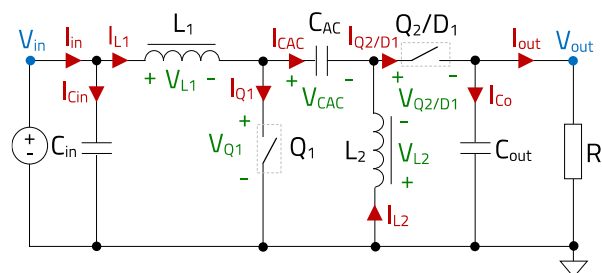


Abbildung 6: SEPIC-Referenzschema für Strom-/Spannungspolaritäten

3.1 CCM-Betrieb (Continuous Conduction Mode)

Aus GL.3, GL.4 und GL.5 ergibt sich das ideale Spannungswandlungsverhältnis des SEPIC im CCM:

$$A_{v_CCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (GL.6)$$

GL.6 stellt eine nichtlineare Beziehung zwischen den Eingangs- und Ausgangsspannungen dar, wie in Abbildung 7 gezeigt wird. Daraus ergibt sich, dass der Wandler die Eingangsspannung für ein Tastverhältnis über 50 % erhöht und sie für ein Tastverhältnis unter 50 % reduziert.

Bislang wurden ideale Bauteile ohne parasitäre Widerstände betrachtet. Bei einem echten Wandler führen diese Widerstandsbeläge jedoch dazu, dass das Tastverhältnis vom idealen Wert, der in GL.6 ermittelt wurde, etwas abweicht.

Beispiele für solche Beläge sind die Wicklungswiderstände von L_1 und L_2 , der ESR von C_{AC} und die Leitungswiderstände von Q_1 und Q_2 (bei Verwendung eines Transistors anstelle einer Diode (D_1)).

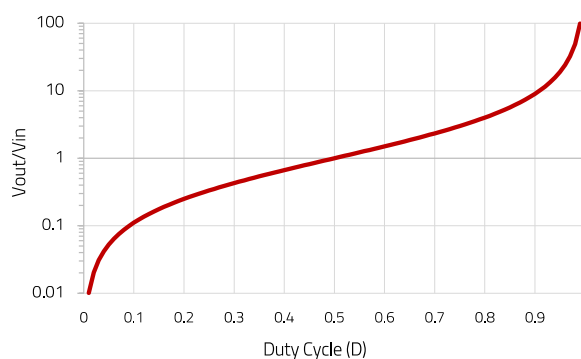


Abbildung 7: Ideales Spannungswandlungsverhältnis des SEPIC

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Auch wenn die Ausgangsspannung einfach auf null gebracht werden kann, indem Q_1 offen gehalten wird, deutet der Ausdruck in GL.6 darauf hin, dass V_{out} unbegrenzt ansteigen würde, wenn sich das Tastverhältnis dem Wert 1 (d.h. 100 %) annähert. In der Realität erreicht die Spannungserhöhung jedoch ein endliches Maximum, wobei eine weitere Erhöhung des Tastverhältnisses stattdessen zu einer Reduzierung der Ausgangsspannung führt, die schließlich bei $D = 100\%$ auf null zusammenbricht. Das maximal erreichbare Spannungswandlungsverhältnis hängt von den Widerstandsbelägen der Bauteile und der Wandlerlast (R_L) ab. Die tatsächliche Spannungsverstärkung des CCM-SEPIC unter Berücksichtigung des Einflusses von Widerstandselementen wie dem Wicklungswiderstand von L_1 (R_{L1}) sowie den Leitungswiderständen von Q_1 (R_{Q1}) und Q_2 (R_{Q2}) ist in GL.7 dargestellt. Dabei wird das ideale Spannungswandlungsverhältnis aus GL.6 nun mit einem Faktor multipliziert, der kleiner als 1 ist und dessen genauer Wert davon abhängt, wie hoch die jeweiligen ohmschen Verluste im Vergleich zum Lastwiderstand sind. Bei einer bestimmten Last (R_L), führen höhere Werte der Widerstandsbeläge zu einer niedrigeren maximal erreichbaren Spannungsverstärkung. In GL.7 werden die Widerstandselemente auf der Grundlage ihrer Durchlasszeit während einer Schaltperiode gewichtet. Bei gleichen Widerstandsbelägen ist R_{L1} der dominierende Faktor, gefolgt von R_{Q1} .

$$A_v = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{D}{(1-D)^2} \cdot \frac{R_{L1}}{R_L} + \frac{D^2}{(1-D)^2} \cdot \frac{R_{Q1}}{R_L} + \frac{D}{1-D} \cdot \frac{R_{Q2}}{R_L}\right)} \quad (\text{GL.7})$$

In Abbildung 8 ist der Ausdruck aus GL.7 unter Berücksichtigung von drei verschiedenen Verhältnissen von $a = R_{L1}/R_L$ dargestellt. Bei einem gegebenen R_L begrenzt ein höherer R_{L1} das maximale Vervielfachungsverhältnis, und dasselbe gilt für R_{Q1} und R_{Q2} .

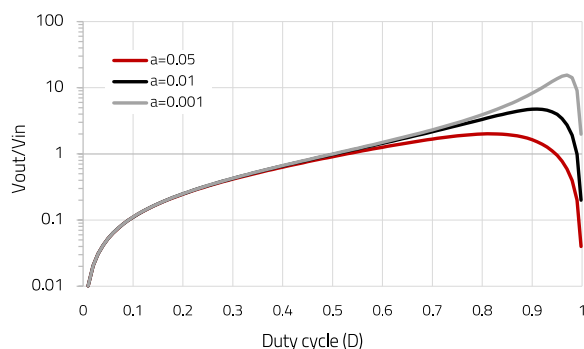


Abbildung 8: Reales Spannungswandlungsverhältnis eines SEPIC für $a = R_{L1}/R_L$

Zusätzliche Widerstandselemente wie der ESR von C_{AC} und – in deutlich geringerem Maße – der DCR von L_2 haben ebenfalls einen Einfluss, ihr Anteil wurde jedoch in GL.7 nicht dargestellt. Auch wenn dieses Szenario nur selten eintritt, ist es wichtig, sich diese Einschränkung bewusst zu machen, wenn der SEPIC in Anwendungen mit großem Ein- und Ausgangsspannungsbereich und/oder hohem Laststrom eingesetzt wird.

Signalverläufe, Formeln und Messungen im CCM

Abbildung 9 zeigt die wichtigsten idealen Signalverläufe des CCM-SEPIC. Die Formeln zur Berechnung von Bauteilwerten sowie zur Abschätzung von Spannung und Strom werden in diesem Abschnitt gegeben. Außerdem sind Versuchsergebnisse eines SEPIC-Wandlerprototyps aufgeführt, der unter den folgenden Bedingungen und mit den nachstehend beschriebenen passiven Bauteilen in der Leistungsstufe betrieben wurde:

$$V_{in} = 18 \text{ V}$$

$$V_{out} = 12 \text{ V}$$

$$I_{out} = 2 \text{ A}$$

$$f_{sw} = 200 \text{ kHz}$$

$$L_1 - L_2: \text{WE-PD 1050 7447714470 (47 } \mu\text{H, 80 m}\Omega\text{)}$$

$$C_{in}: \text{WCAP-CSGP 885012209071 (2,2 } \mu\text{F, 10 m}\Omega\text{)} \\ (\sim 2 \mu\text{F mit Gleichstromvorspannung)}$$

$$C_{AC}: \text{WCAP-CSGP 885012214005 (10 } \mu\text{F, 2,7 m}\Omega\text{)} \\ (\sim 8,8 \mu\text{F mit Gleichstromvorspannung)}$$

$$C_{out}: 2 \times \text{WCAP-CSGP 885012214005 (20 } \mu\text{F, 1,3 m}\Omega\text{)} \\ (\sim 17,5 \mu\text{F mit Gleichstromvorspannung)}$$

Bei allen Ergebnissen in diesem Dokument wurde für Q_1 ein N-MOSFET [NVMF55C682NL (Onsemi)] und für D_1 eine Schottky-Diode [VSSA3L6S (Vishay)] verwendet.

Weitere Informationen zur verwendeten Testplatine sind in 07.A.1 zu finden.

Berechnungen und Ergebnisse zu den Drosseln ($L = L_1 = L_2$) in CCM

Wie bei anderen Schaltwandlern wird der Induktivitätswert (L) so gewählt, dass die Amplitude des Ripplestroms (ΔI_L) über der jeweiligen Drossel begrenzt wird. Die Drosseln im SEPIC (L_1 und L_2) arbeiten unabhängig voneinander, wobei jede von ihnen einen Teil der Energie, die die Last in einem Schaltzyklus benötigt, speichert und dann abgibt. Das bedeutet, dass sie auf Wunsch mit unterschiedlichen Induktivitätswerten ausgewählt werden können.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

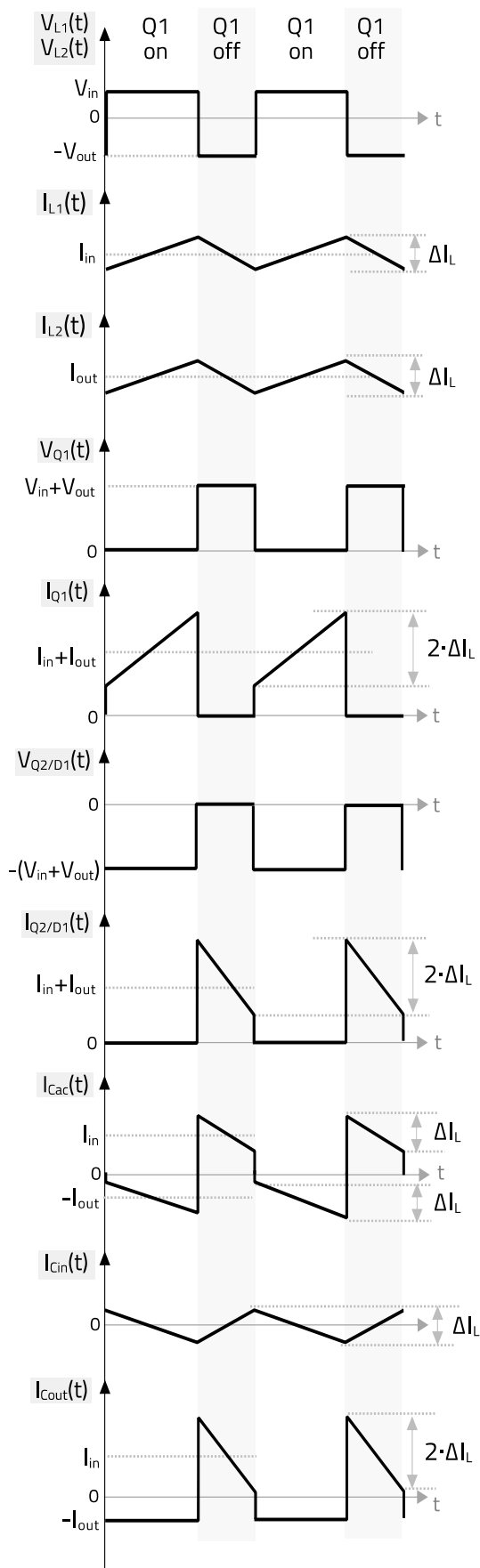


Abbildung 9: Signalverläufe der CCM-SEPIC-Schaltung

In der überwiegenden Mehrzahl der Anwendungen wird jedoch dieselbe Drossel ($L_1 = L_2 = L$) verwendet, um die Kosten dank eines höheren Stückzahlvolumens zu reduzieren. Dies gilt auch für den vorliegenden Fall.

Mithilfe von GL.8 wird die erforderliche Induktivität (L) entsprechend dem Zielrippelstrom der Drossel (ΔI_{L_CCM}) berechnet.

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta I_{L_CCM}} = \frac{V_{in} \cdot D}{f_{sw} \cdot r \cdot I_{L_max}} \quad (GL.8)$$

Der Ripplestrom kann als Faktor des maximalen Gleichstroms der Drossel ($\Delta I_{L_CCM} = r \cdot I_{L_max}$) definiert werden, wobei r zwischen 0,2 und 0,4 liegt und I_{L_max} dem jeweils höheren Wert entspricht: dem maximalen Durchschnittsstrom durch L_1 oder durch L_2 , angegeben als I_{L1_max} bzw. I_{L2_max} .

Der Durchschnittsstrom durch L_1 entspricht dem Eingangsgleichstrom des Wandlers, der wie folgt berechnet wird:

$$I_{L1} = I_{in} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{\eta \cdot V_{in}} \quad (GL.9)$$

In GL.9 ist der Parameter η die Leistungseffizienz des Wandlers bei Vollast, die bei den meisten SEPIC-Wandlern typischerweise zwischen 0,85 und 0,92 liegt, wobei 0,9 eine gute Richtgröße für die erste Berechnung darstellt.

Die Drossel L_2 ist Teil der Ausgangsstufe des Wandlers und ihr Durchschnittsstrom entspricht somit dem Laststrom:

$$I_{L2} = I_{out} \quad (GL.10)$$

Der hier verfolgte Designansatz besteht darin, I_{L1_max} in GL.8 zu verwenden, wenn der Aufwärtsbetrieb dominiert ($I_{in_max} > I_{out_max}$), und umgekehrt I_{L2_max} für einen dominierenden Abwärtsbetrieb einzusetzen.

Die Effektivströme durch L_1 und L_2 berechnen sich wie folgt:

$$I_{L1_RMS} = \sqrt{I_{in}^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{12}} \approx I_{in} \quad (GL.11)$$

$$I_{L2_RMS} = \sqrt{I_{out}^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{12}} \approx I_{out} \quad (GL.12)$$

Die Versuchsergebnisse für die obige Spezifikation sind in Abbildung 10 dargestellt. Aus GL.6 wird $D = 0,4$ berechnet. Um den Ripplestrom der Drossel auf etwa 40 % des Ausgangsstroms von 2 A (d. h. auf 0,8 A) bei $V_{in} = 18 V$ einzustellen, ergibt sich aus GL.8 $L_1 = L_2 = L = 45 \mu H$. Mit den ausgewählten $47 \mu H$ wird eine Ripplestromamplitude von $\Delta I_{L1} \approx \Delta I_{L2} \approx 0,77 A$ berechnet.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

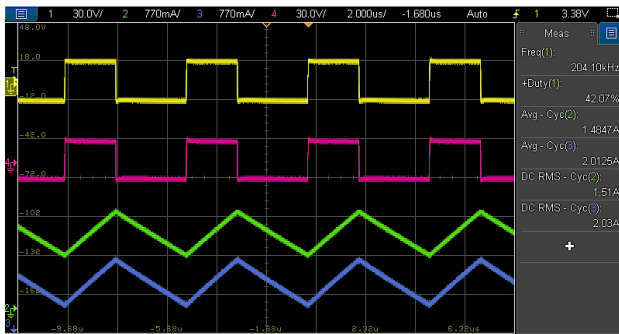


Abbildung 10: Gemessene CCM-Signalverläufe für L_1 , L_2 [I_{L1} (I), I_{L2} (I), V_{L1} (V), V_{L2} (V)]

Die Oszilloskopkanäle 2 (grün) und 3 (blau) zeigen die Ströme durch L_1 und L_2 . Da beide auf 770 mA/div festgelegt sind, kann man direkt sehen, wie der gemessene Ripplestrom der Berechnung entspricht, während die gemessenen Durchschnitts- und Effektivströme praktisch gleich sind, wie bereits erläutert.

Der Gleichstrom durch L_1 (Eingangsstrom) beträgt etwa 1,48 A, was für diese Spezifikation einem Wirkungsgrad von über 90 % entspricht (GL.9). Wie erwartet, ist die Spannung an den Drosseln gleich (Kanal 1 (gelb) für L_1 und Kanal 4 (magentafarben) für L_2 , beide auf einer Skala von 30 V/div). Die Werte auf der Y-Achse entsprechen Kanal 1 und zeigen, dass die Spannung während der Einschaltzeit 18 V und während der Ausschaltzeit 12 V beträgt, was den Ein- und Ausgangsspannungen des Wandlers entspricht. Das gemessene Tastverhältnis beträgt 0,415 und liegt damit nur leicht über dem berechneten Wert von 0,4, dank der geringen Vorwärtsspannung der Ausgangsdiode und dem vernachlässigbar kleinen Einfluss der Widerstandsbeläge, die bei der Berechnung nicht berücksichtigt wurden.

Bei der Analyse des ungünstigsten Falls tritt der maximale Ripplestrom der Drossel bei maximaler Eingangsspannung auf, während die maximalen Effektivströme dann auftreten, wenn der SEPIC bei minimaler Eingangsspannung und maximalem Laststrom betrieben wird.

Berechnungen und Ergebnisse für Q_1 im CCM

Wie in Abbildung 9 zu sehen ist, sperrt der Steuertransistor Q_1 während seiner Ausschaltzeit (Δt_{off}) eine Spannung, die der Summe aus der Ein- und Ausgangsspannungen entspricht:

$$V_{Q1_off} = V_{in} + V_{out} \quad (\text{GL.13})$$

Der Effektivstrom durch Q_1 beträgt:

$$I_{Q1_RMS} = \sqrt{D \cdot \left((I_{in} + I_{out})^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{3} \right)} \approx (I_{in} + I_{out}) \cdot \sqrt{D} \quad (\text{GL.14})$$

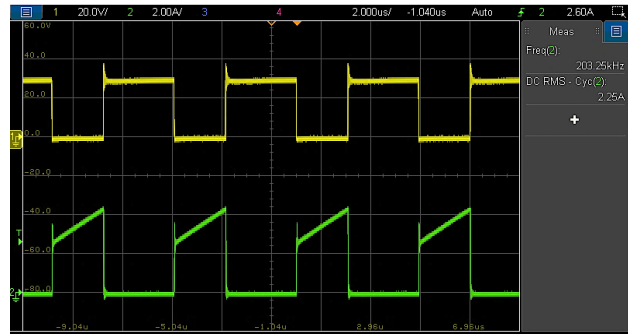


Abbildung 11: Gemessene Signalverläufe für Q_1 des CCM-SEPIC [V_{Q1} (V), I_{Q1} (I)]

In diesem Design ist Q_1 als n-Typ-MOSFET-Transistor ausgeführt. Für die betrachtete Spezifikation betragen die berechneten Werte für Spannung und Effektivstrom 30 V bzw. 2,22 A. Sie stimmen mit den Versuchsergebnissen in Abbildung 11 überein, worauf die Spannung von Q_1 (V_{Q1}) in Kanal 1 (gelb, 20 V/div) und den Strom von Q_1 (I_{Q1}) in Kanal 2 (grün, 2 A/div) gezeigt werden.

Auffällig ist eine Stromspitze, die bei Q_1 beim Einschaltübergang auftritt und zu einem Spannungsüberschwingen mit leichtem Klingeln in der Spannungswellenform führt. Die Ursache hierfür ist die Aufladung der parasitären Kapazitäten, die jeweils zwischen den beiden Schaltknoten des SEPIC (d. h. Knoten über C_{AC}) und der Referenzmasse der Schaltung bestehen. Um die Amplitude und das Klingeln gering zu halten, müssen die Kupferfläche der Schaltknoten sowie die parasitäre Induktivität und damit die Fläche der durch Q_1 , C_{AC} , Q_2/D_1 und C_{out} gebildeten Leiterschleife minimiert werden. Außerdem ist es hilfreich, neben anderen Maßnahmen, die hier nicht näher erläutert werden, Q_1 und D_1 mit sehr geringer Ausgangs- bzw. Sperrschichtkapazität auszuwählen.

Für Betrachtungen des ungünstigsten Falls tritt die maximale Drain-Source-Spannung von Q_1 bei maximaler Ein- und Ausgangsspannung auf, während die maximale Stromamplitude und der maximale Effektivwert bei minimaler Eingangsspannung und Volllast erreicht werden.

Berechnungen und Ergebnisse für Q_2/D_1 im CCM

Während der Ausschaltzeit entspricht die Spannung an Q_2/D_1 der an Q_1 :

$$V_{Q2/D1_off} = V_{in} + V_{out} \quad (\text{GL.15})$$

Der Effektivstrom von Q_2 wird wie folgt berechnet:

$$I_{Q2/D1_RMS} = \sqrt{(1-D) \cdot \left((I_{in} + I_{out})^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{3} \right)} \quad (\text{GL.16})$$

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

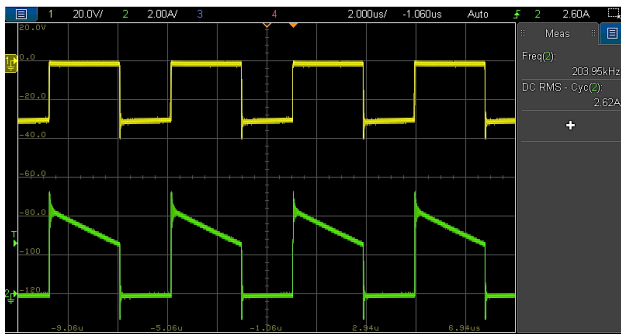


Abbildung 12: Gemessene Signalverläufe für Q_2/D_1 des CCM-SEPIC [V_{Q_2/D_1} (I), I_{Q_2/D_1} (II)]

In diesem Beispiel betragen die berechneten Werte aus GL.15 und GL.16 30 V bzw. 2,7 A, was in enger Übereinstimmung zu den Messergebnissen aus Abbildung 12 steht. In diesem Fall sind die Messbereiche sowie die Spannungs- und Stromkanäle dieselben wie für Q_1 . Man kann deutlich eine Stromspitze beim Ausschaltvorgang von Q_2 sehen, die mit dem Einschalten von Q_1 zusammenfällt. Da die verwendete Diode eine Sperrspannung von 60 V hat, war ein RC-Snubber (100 Ω , 100 pF) über der Diode erforderlich, um das Überschwingen der Spannung zu dämpfen und ihr negatives Unterschwingen auf ungefähr -40 V zu begrenzen.

Die ungünstigsten Betriebsbedingungen für Q_2/D_1 sind dieselben wie für Q_1 , d. h. maximale Ein- und Ausgangsspannungen (plus etwaiges Überschwingen) für die höchste Sperrspannung, und minimale Eingangsspannung und Vollast für den höchsten Effektivstrom.

Berechnungen und Ergebnisse für C_{AC} im CCM

Für einen festgelegten Arbeitspunkt wird der Spannungsripple über C_{AC} wie folgt näherungsweise berechnet (unter Vernachlässigung des ESR und ohne Berücksichtigung des Effekts des AC-Rippels der Drossel):

$$\Delta V_{CAC} = \frac{I_{in} \cdot (1-D)}{f_{sw} \cdot C_{AC}} \quad (GL.17)$$

Wenn der ESR berücksichtigt wird (R_{CAC}), kann der Spannungsripple über C_{AC} wie folgt abgeschätzt werden:

$$\Delta V_{CAC_ESR} \approx \frac{I_{in} \cdot (1-D)}{f_{sw} \cdot C_{AC}} + R_{CAC} \cdot (I_{in} + I_{out} + \Delta I_L) \quad (GL.18)$$

Der durch den ESR verursachte und der durch die Kapazität erzeugte Spannungsripple sind zueinander um 90° phasenverschoben, sodass die genaue Rippelamplitude zwar niedriger als in GL.18 ist, aber dennoch einen guten Ausgangspunkt darstellt.

Wie in Abbildung 9 zu sehen ist, trägt der Kondensator C_{AC} einen Verschiebungsstrom mit hohem Effektivwert, der wie folgt veranschlagt werden kann:

$$I_{CAC_RMS} = \sqrt{(1-D) \cdot (I_{L1_RMS})^2 + D \cdot (I_{L2_RMS})^2} \quad (GL.19)$$

Bei Betrachtung des realen Bauteils (8,8 μ F, 2,7 m Ω) betragen die berechneten Effektivstrom- und Rippelspannungswerte 1,72 A bzw. 500 mV (bei Berechnung mit GL.17). Die Messergebnisse sind in Abbildung 13 dargestellt (V_{CAC} auf Kanal 1 (gelb, 500 mV/div) und I_{CAC} auf Kanal 2 [grün, 2 A/div]), wo eine Rippelspannung von etwas über 500 mV beobachtet wird, was nicht allzu sehr von der Schätzung abweicht. Für den Effektivstrom wurden 1,73 A gemessen, was dem theoretischen Wert ebenfalls nahekommt.

Bei der Analyse des ungünstigsten Falls treten sowohl der maximale Effektivstrom als auch die maximale Rippelspannung bei minimaler Eingangsspannung und Vollast auf.

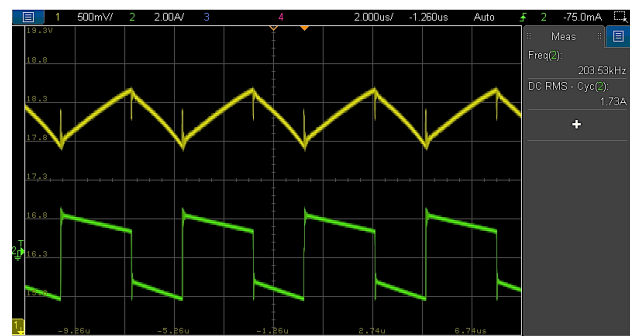


Abbildung 13: Gemessene Signalverläufe für C_{AC} des CCM-SEPIC [V_{CAC} (I), I_{CAC} (II)]

Berechnungen und Ergebnisse für C_{in} im CCM

Die erforderliche Eingangskapazität wird wie folgt berechnet, um den Spannungsripple am Wandlereingang (ΔV_{in}) zu begrenzen (unter Vernachlässigung des ESR):

$$C_{in} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{in}} \quad (GL.20)$$

Wenn die Impedanz des Eingangskondensators bei der Schaltfrequenz [$Z_{Cin}(f_{sw})$] höher ist als sein ESR (R_{Cin}), wird der Ausdruck in GL.20 verwendet. Ist sie dagegen niedriger, dann wird der kapazitive Anteil vernachlässigt, und der Eingangsspannungsripple wird wie folgt näherungsweise berechnet:

$$\Delta V_{R_{Cin}} \approx R_{Cin} \cdot \Delta I_L \quad (GL.21)$$

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Der Effektivstrom durch den Eingangskondensator beträgt:

$$I_{C_{in_RMS}} = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (GL.22)$$

GL.22 zeigt, dass C_{in} einen deutlich niedrigeren Effektivstrom als C_{AC} oder C_{out} trägt, sodass für dieselbe Rippelamplitude eine wesentlich geringere Kapazität erforderlich ist.

Bei Auswahl des geeigneten Bauteils ($2 \mu F$, $10 m\Omega$) betragen die berechneten Effektivwerte für Strom und Rippelspannung am betrachteten Arbeitspunkt $0,23 A$ bzw. $240 mV$ (bei Berechnung nach GL.20). Die Messungen sind in Abbildung 14 dargestellt [V_{Cin} auf Kanal 1 (gelb, $200 mV/div$) und I_{Cin} auf Kanal 2 (grün, $770 mA/div$)]. Der gemessene Rippelstrom übereinstimmt mit dem von der Eingangsinduktivität L_1 ($770 mA$, GL.11). Auch der gemessene Spannungsrippel liegt nahe am berechneten Wert.

Im ungünstigsten Fall treten die maximalen Werte für Spannung und Strom bei minimaler Eingangsspannung auf, unabhängig vom Laststrom.

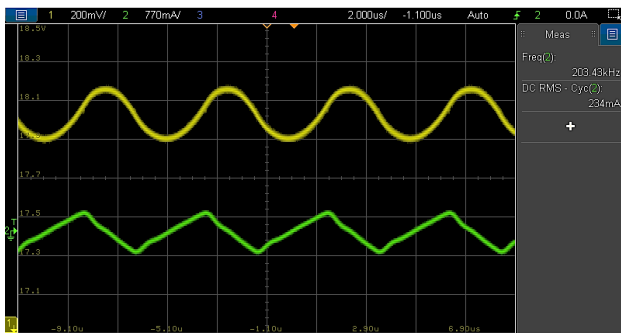


Abbildung 14: Gemessene Signalverläufe für C_{in} des CCM-SEPIC [V_{Cin} (I), I_{Cin} (II)]

Berechnungen und Ergebnisse für C_{out} im CCM

Die Ausgangskapazität, die erforderlich ist, um den gewünschten Ausgangsspannungsrippel (für vernachlässigbaren ESR) zu erreichen, ergibt sich wie folgt:

$$C_{out} = \frac{I_{out} \cdot D \cdot T_{sw}}{\Delta V_{out}} \quad (GL.23)$$

Bei der Betrachtung des ESR (R_{Cout}) lässt sich der Ausgangsspannungsrippel näherungsweise wie folgt berechnen:

$$\Delta V_{R_{Cout}} \approx R_{Cout} \cdot (I_{in} + I_{out} + \Delta I_L) \quad (GL.24)$$

Der Verschiebeeffektivstrom durch den Eingangskondensator beträgt:

$$I_{C_{out_RMS}} = \sqrt{D \cdot (I_{out})^2 + (1-D) \cdot \left(I_{in}^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{3} \right)} \quad (GL.25)$$

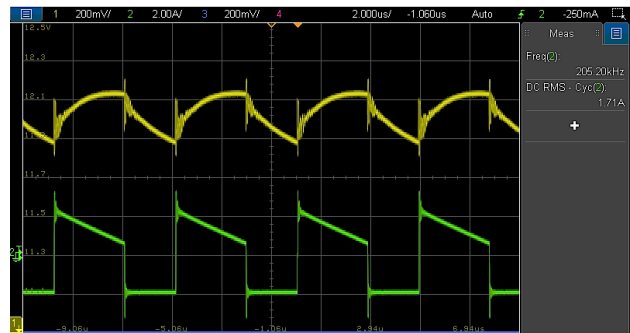


Abbildung 15: Gemessene Signalverläufe für C_{out} des CCM-SEPIC [V_{Cout} (I), I_{Cout} (II)]

Bei effektiven Werten von $17,5 \mu F$ und $1,3 m\Omega$ entsprechend der Bauteilauswahl betragen die berechneten Werte für Effektivstrom und Spannungsrippel im betrachteten Beispiel $1,72 A$ bzw. $230 mV$. Diese stehen im Einklang mit den Versuchsergebnissen in Abbildung 15 (V_{Cout} auf Kanal 1 (gelb, $200 mV/div$) und I_{Cout} auf Kanal 2 [grün, $2 A/div$]).

Auch hier sieht man parasitäre Schaltspitzen, gefolgt von einem kurzen Klingeln an den Schaltübergängen. Dieses Klingeln wird durch die parasitäre Induktivität der Stromschleifen durch C_{out} beeinflusst, was in diesem Fall durch die Leitungsschleife, die für die Tastkopfmessung verwendet wird, noch verstärkt wird. Durch die Beibehaltung einer niedrigen Ausgangsimpedanz über einen breiten Frequenzbereich können die Spitzenwerte dieses Klingelns auf der Ausgangsspannungsschiene reduziert und ihre negativen Auswirkungen auf die EMV begrenzt werden. Bei Bedarf kann dies unter anderem beispielsweise durch Parallelschaltung mehrerer MLCC-Kondensatoren mit demselben Wert und kleinerem Gehäuse (d. h. geringer Gehäuseinduktivität) und/oder durch Verwendung eines zusätzlichen, ausreichend gedämpften Tiefpass-LC-Filters am Ausgang erreicht werden.

3.2 Grenze zwischen CCM und DCM

Als der Laststrom des Wandlers sinkt, sinken auch die durchschnittlichen Ströme durch L_1 und L_2 und erreichen eventuell einen Wert, welcher der Summe der Spitze-Spitze-Rippelstromamplitude entspricht. Dieser Arbeitspunkt stellt die Grenze zwischen CCM- und DCM-Betrieb in einem SEPIC dar, wie nachfolgend gezeigt wird:

$$I_{L1} + I_{L2} = \Delta I_L \quad (GL.26)$$

Ausgehend von der in Abbildung 6 dargestellten positiven Stromrichtung der Drosseln kehrt sich bei einer Spannungsabwärts wandlung ($V_{out} < V_{in}$) die Stromrichtung durch L_1 für einen Teil der Schaltperiode um, bevor die Grenze zwischen CCM und DCM erreicht wird.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

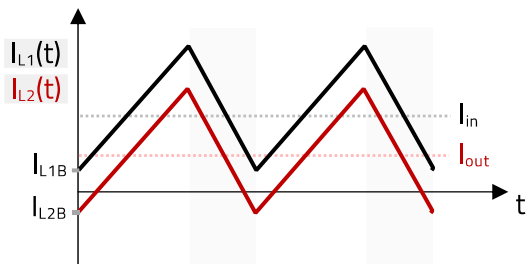


Abbildung 16: Grenze zwischen CCM und DCM des SEPIC für $V_{out} > V_{in}$

Umgekehrt, kehrt sich bei einer Spannungserhöhung ($V_{out} > V_{in}$) die Stromrichtung durch L_2 um. Dieser Fall ist in Abbildung 16 dargestellt.

Anders ausgedrückt, wird der CCM-DCM-Übergangspunkt erreicht, wenn die minimalen Momentanströme durch die Drosseln (jeweils am Anfang und am Ende eines Schaltzyklus) gleichgroß, aber gegenläufig werden ($I_{L1B} = -I_{L2B}$). Dieser Strompegel (I_{LB}) wird wie folgt berechnet:

$$I_{L1B} = -I_{L2B} = I_{LB} = \frac{I_{OB}}{2} \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 \right) \quad (GL.27)$$

Wobei in GL.27 für $V_{out} > V_{in}$, I_{L1B} positiv und I_{L2B} negativ ist, während für $V_{out} < V_{in}$, I_{L1B} negativ und I_{L2B} positiv ist. Dadurch wird auch die Spulenstromrichtung angedeutet. In GL.27 ist I_{OB} der Laststrom an der Grenze zwischen CCM und DCM (der kritische Laststrom oder Grenzlaststrom). Er wird wie folgt berechnet:

$$I_{OB} \approx \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1-D)}{L \cdot f_{sw}} \quad (GL.28)$$

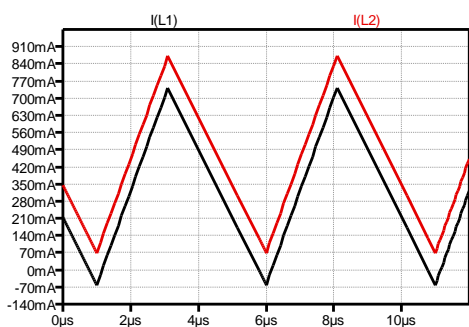


Abbildung 17: L_1 -, L_2 -Ströme für $I_{out} = 0,47$ A (CCM-Grenze) (LTspice™)

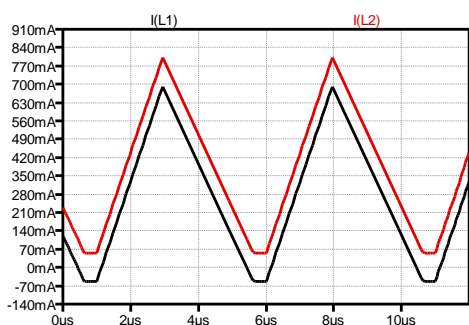


Abbildung 18: L_1 -, L_2 -Ströme für $I_{out} = 0,4$ A (DCM) (LTspice™)

Unter Berücksichtigung der SEPIC-Spezifikation aus dem obigen Beispiel ergibt sich bei $V_{in} = 18$ V ($D \approx 0,41$) aus GL.28 ein Grenzlaststrom von $I_{OB} \approx 0,47$ A, während der minimale Spulenstrom an der Grenze (I_{LB}) bei etwa 75 mA (nach GL.27) liegt.

Die Ergebnisse der SPICE-Simulation in den Abbildung 17 und Abbildung 18 für $I_{out} = 0,47$ A (CCM-DCM-Grenze) und $I_{out} = 0,4$ A (DCM) bestätigen den berechneten Übergangspunkt, wobei der L_1 -Strom in diesem Fall die Richtung wechselt, da eine Spannungsabwärts wandlung erfolgt.

Als der Ausgangsstrom unter dem Übergangspunkt fällt, betragen die minimalen Momentanströme von L_1 und L_2 70 mA und weisen eine entgegengesetzte Richtung auf. In diesem Zeitintervall sind die Ströme der Drosseln nicht null und deren Pegel weichen von den in GL.27 berechneten Werten leicht ab. Der Wandler geht im DCM-Betrieb.

3.3 DCM-Betrieb (Discontinuous Conduction Mode)

Wenn der Laststrom unter den kritischen Wert (I_{OB}) fällt, müsste der Strom durch den Komplementärschalter (Q_2/D_1) die Richtung umkehren. Bei Verwendung eines bidirektionalen Schalters für Q_2 – wie z. B. eines MOSFETs – ist dies kein Problem: Der Wandler arbeitet dann im so genannten FCCM-Modus (Forced Continuous Conduction Mode). Wenn jedoch ein unidirektionaler Schalter wie eine Diode als Komplementärschalter (D_1) verwendet wird (Abbildung 19), kann die Stromrichtung nicht wechseln, und der Wandler arbeitet im DCM für $I_{out} < I_{OB}$. Dies wird auch als nicht-synchroner Betrieb bezeichnet.

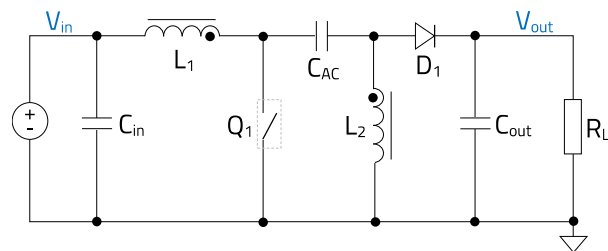


Abbildung 19: Nicht-synchrone SEPIC-Leistungsstufe

Anders als bei Wandlern mit nur einer Drossel leiten bei einem SEPIC die beiden Drosseln L_1 und L_2 auch im DCM-Betrieb während der gesamten Schaltperiode Strom, solange $V_{in} \neq V_{out}$, wie aus den Ergebnissen in Abbildung 18 hervorgeht.

Abbildung 20 zeigt die Stromverlauf von L_1 und L_2 im DCM für eine Spannungsaufwärts wandlung. Der Schaltzyklus kann in drei Zeitintervalle unterteilt werden: Δt_1 , Δt_2 und Δt_3 .

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

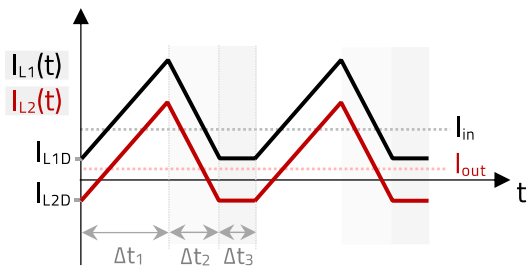


Abbildung 20: L_1 - und L_2 -Ströme des DCM-SEPIC (Beispiel $V_{out} > V_{in}$)

Das erste Intervall Δt_1 entspricht Δt_{on} , der Einschaltzeit von Q_1 , in der sich der Strom durch die jeweilige Wicklung aufbaut.

Die beiden anderen Intervalle (Δt_2 und Δt_3) entsprechen der Ausschaltzeit von Q_1 (Δt_{off}). Hier ist das zweite Intervall Δt_2 durch einen abnehmenden Strom durch die jeweilige Drossel gekennzeichnet, während sie Energie abgeben. Im dritten Intervall (Δt_3) bleiben die Ströme der Drosseln konstant auf den Pegeln $I_{L1D} = I_{LD}$ und $I_{L2D} = -I_{LD}$, wobei I_{LD} wie folgt berechnet wird:

$$I_{L1D} = -I_{L2D} = I_{LD} = \frac{V_{out}}{2 \cdot R_L} \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 \right) \quad (GL.29)$$

Wie bereits bei GL.27 erwähnt, gibt das Vorzeichen des Ergebnisses in GL.29 an, welcher Spulenstrom negativ wird und somit die Richtung während Δt_3 umkehrt, basierend auf der Konvention in Abbildung 6.

Während Δt_3 fließt der Strom I_{LD} in der durch C_{in} , L_1 , C_{AC} und L_2 gebildeten Schleife, da D_1 in Sperrrichtung vorgespannt und Q_1 im ausgeschalteten Zustand ist. Dies ist in Abbildung 21 dargestellt, die die Ersatzschaltung während Δt_3 zeigt, wobei die Drosseln durch ihre Widerstandsbeläge ersetzt wurden.

Dieser Umlaufstrom I_{LD} verursacht eine gewisse Ladungsverschiebung und somit einen Energieaustausch zwischen den Kondensatoren C_{in} und C_{AC} . Bei einer Aufwärtswandlung fließt der Strom in der Schleife im Uhrzeigersinn (rote gestrichelte Linie), wobei C_{in} eine gewisse Ladung an C_{AC} abgibt, während bei einer Abwärtswandlung der Strom gegen den Uhrzeigersinn fließt (schwarze gestrichelte Linie) und C_{AC} eine gewisse Ladung an C_{in} abgibt. Für $V_{in} = V_{out}$ ist der Umlaufstrom I_{LD} null. In allen Fällen versorgt der Ausgangskondensator die Last während Δt_3 .

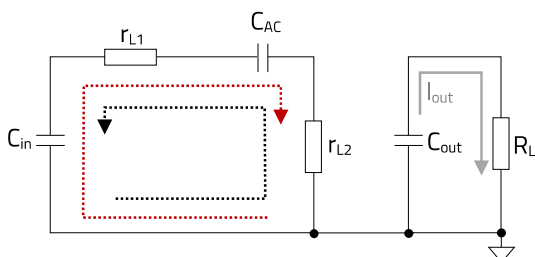


Abbildung 21: Umlaufstrom I_{LD} während Δt_3 in einem DCM-SEPIC

Spannungswandlung im DCM

Im DCM wird wie im CCM das Prinzip des Voltsekundengleichgewichts der Drossel über eine volle Schaltperiode im eingeschwungenen Zustand angewendet, um einen analytischen Ausdruck für die Ausgangsspannung zu erhalten. Allerdings sind im DCM nur die Zeitintervalle Δt_1 und Δt_2 relevant, da die Induktionsspannung während Δt_3 null ist. Danach gilt:

$$V_{in} \cdot \Delta t_1 = V_{out} \cdot \Delta t_2 \quad (GL.30)$$

In GL.30 ändert sich das Zeitintervall Δt_2 nicht nur mit D und f_{sw} (wie im CCM), sondern auch mit dem Lastwiderstand (R_L) und der Induktivität (L) wie nötig um das Voltsekundengleichgewicht aufrechtzuerhalten:

$$\Delta t_2 = \sqrt{\frac{L}{R_L \cdot f_{sw}}} \quad (GL.31)$$

Da $\Delta t_1 = \Delta t_{on} = D/f_{sw}$, lässt sich die Spannungswandlung im DCM aus GL.30 und GL.31 wie folgt berechnen:

$$A_{v_DCM} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = D \cdot \sqrt{\frac{R_L}{L \cdot f_{sw}}} \quad (GL.32)$$

Sind L und f_{sw} im Design definiert, muss das Tastverhältnis an den sich ändernden Laststrom angepasst werden, um die Ausgangsspannung konstant zu halten. Diese Aufgabe erledigt einen gut-entwickelten Regelkreis automatisch.

In Abbildung 22 ist das Spannungswandlungsverhältnis des DCM-SEPIC als Funktion des Tastverhältnisses für $L_1 = L_2 = 10 \mu H$, $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$ und drei verschiedene Lasten dargestellt: $R_L = 100 \Omega$, 250Ω und $1 \text{ k}\Omega$. Dabei sind die angesprochenen Abhängigkeiten zu erkennen.

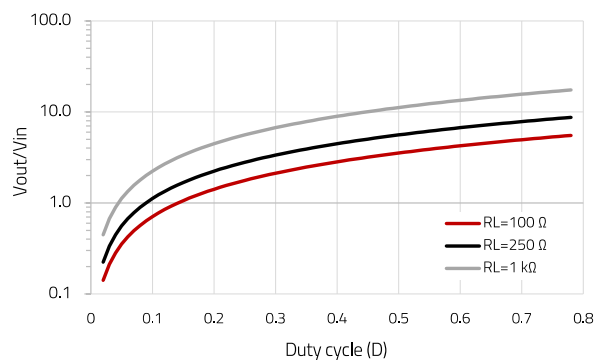


Abbildung 22: Spannungswandlungsverhältnis eines DCM-SEPIC vs. D (bei R_L)

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Signalverläufe, Formeln und Messungen im DCM

Die idealen Spannungs- und Stromverläufe des DCM-SEPIC sind in **Error! Reference source not found.** für eine Aufwärtswandlung dargestellt (bei einer Abwärtswandlung sind die I_{LD} -Pegel genau entgegengesetzt zu den in **Error! Reference source not found.**)

Für den Fall eines SEPIC, der ausschließlich für den Betrieb im DCM ausgelegt ist, sind nachfolgend Formeln zur Berechnung der Bauteilwerte zusammen mit Versuchsergebnissen angegeben.

Es wird dieselbe SEPIC-Testplatine wie im CCM-Fall verwendet, wenn auch mit einigen Änderungen bei den Spezifikationen und Bauteilen, wie folgt:

$$V_{in} = 18 \text{ V}$$

$$V_{out} = 12 \text{ V}$$

$$I_{out} = 0,7 \text{ A}$$

$$f_{sw} = 200 \text{ kHz}$$

L_1 und L_2 : WE-LHMI 7030 74437346100 (10 μH , 80 m Ω)

C_{in} und C_{AC} : WCAP-CSGP 885012214005 (10 μF , 2,7 m Ω)
(~ 8,8 μF mit Vorspannung)

C_{out} : 2 x WCAP-CSGP 885012214005 (20 μF , 1,3 m Ω)
(~ 17,5 μF mit Vorspannung)

Berechnungen und Ergebnisse zu den Drosseln (L_1 und L_2) im DCM

Anders als beim CCM ist beim DCM die Amplitude des Ripplestroms höher als der durchschnittliche Drosselstrom. Die Induktivität $L = L_1 = L_2$ wird wie folgt ausgewählt, um die maximale Ripplestromamplitude (ΔI_{L_max}) zu erreichen:

$$L = \frac{V_{out} \cdot I_{out_max}}{\Delta I_{L_max}^2 \cdot f_{sw}} \quad (GL.33)$$

Bei konstanten Werten für V_{in} und V_{out} bleibt der Ripplestrom der Drossel (ΔI_{L_DCM}) nicht wie beim CCM konstant, sondern sinkt mit dem Laststrom (d. h. mit höherem R_L):

$$\Delta I_{L_DCM} = \frac{V_{out}}{\sqrt{L \cdot f_{sw} \cdot R_L}} \quad (GL.34)$$

Bei DCM kann der Anteil der AC-Ripplestromamplitude an den Effektivströmen von L_1 und L_2 nicht mehr vernachlässigt werden und wird wie folgt berechnet:

$$I_{L1_rms} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{3} + \Delta I_L \cdot I_{LD} \right) \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) + I_{LD}^2} \quad (GL.35)$$

$$I_{L2_rms} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{3} - \Delta I_L \cdot I_{LD} \right) \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) + I_{LD}^2} \quad (GL.36)$$

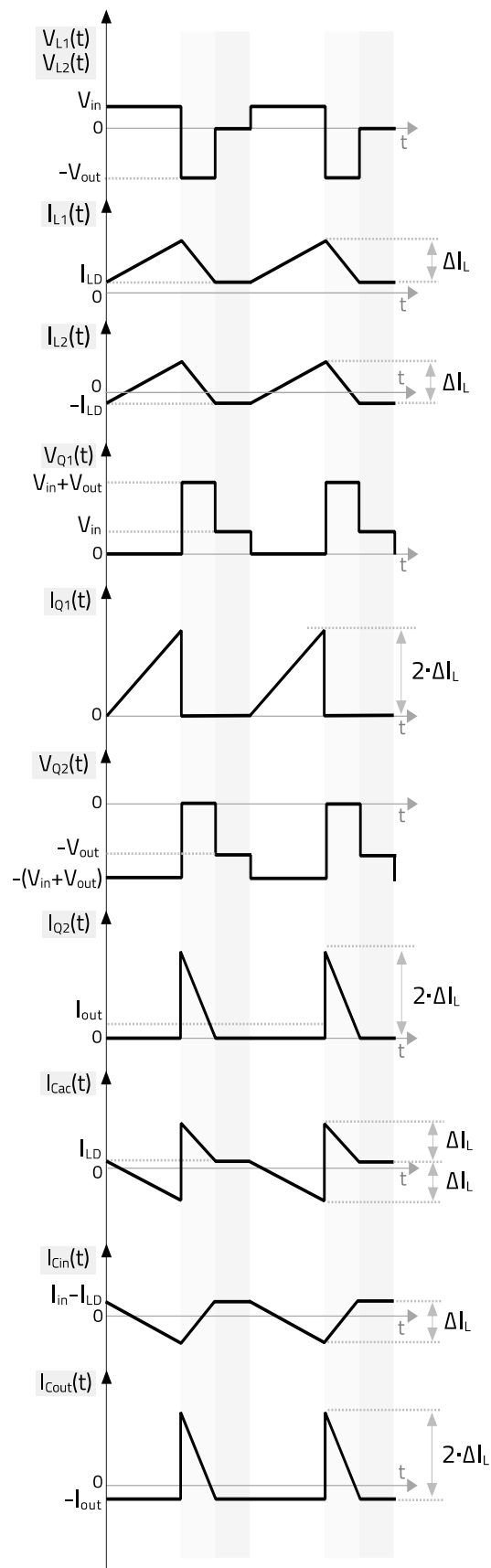


Abbildung 23: Ideale Signalverläufe der DCM-SEPIC Schaltung für $V_{out} > V_{in}$

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

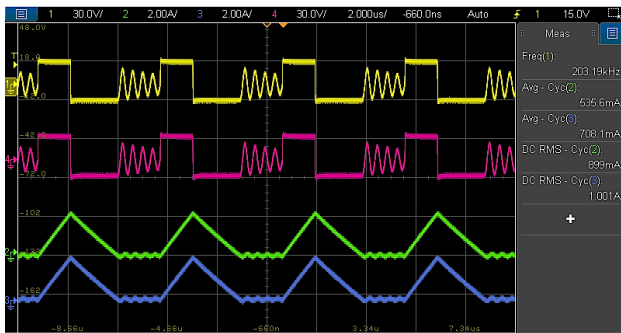


Abbildung 24: Gemessene Signalverläufe für L_1 , L_2 des DCM-SEPIC [I_{L1} (I), V_{L1} (I), I_{L2} (I), V_{L2} (I)]

Für $L_1 = L_2 = L = 10 \mu\text{H}$ und bei einem gemessenen Tastverhältnis von 0,24 ergibt sich aus GL.35 $\Delta I_L \approx 2,1 \text{ A}$. Die Versuchsmessungen in Abbildung 24 zeigen $I_{L1} = I_{in} \approx 0,54 \text{ A}$, was einem Wirkungsgrad von etwa 87 % entspricht. Aus GL.29 ergibt sich $I_{LD} = 110 \text{ mA}$ und aus GL.35 und GL.36 $I_{L1_RMS} \approx 0,9 \text{ A}$ sowie $I_{L2_RMS} \approx 1 \text{ A}$.

Die Versuchsergebnisse in Abbildung 24 stimmen mit den Berechnungen überein. Die Skalierung für Spannungen beträgt 30 V/div und für Drosselströme 2 A/div.

Es ist zu beachten, dass während Δt_3 die durchschnittliche Spannung über den Drosseln null beträgt, es jedoch eine große Überlagerungsschwingung gibt, die in den idealen Signalverläufen in **Error! Reference source not found.** nicht gezeigt wird.

Dies ist typisch für den DCM-Betrieb und wird durch die schwach gedämpften Schwingkreis verursacht, der sich aus den Drosseln und der konzentrierten parasitäre Kapazität zwischen den Schaltknoten des SEPIC (beide Anschlüsse über C_{AC}) und der Bezugsmasse der Schaltung ergibt. Diese parasitäre Kapazität wird am meisten durch die Ausgangskapazität von Q_1 und die Sperrschichtkapazität von D_1 beeinflusst.

Man kann sehen, wie die Schwingungsfrequenz deutlich höher als die Schaltfrequenz ist. Im vorliegenden Fall wird sie bei 2,4 MHz gemessen, weswegen ihr EMV-Einfluss bewertet werden sollte. Bei Problemen kann sie einfach mit einem RC-Snubber abgeschwächt werden, was jedoch zu Lasten der Effizienz geht. In diesem Fall verhindern ein 1,5-nF-Kondensator und ein 100- Ω -Widerstand über Q_1 die Schwingung, wie in Abbildung 25 dargestellt. Dies führt zu einem Wirkungsgradverlust von etwa 2 % bei einem Laststrom von 0,7 A.

Ebenfalls in Abbildung 25 wird ein absoluter I_{LD} -Wert von etwa 100 mA gemessen (wo die Skalierung für Drosselströme auf 100 mA/div festgelegt ist), was der Berechnung aus GL.29 entspricht.

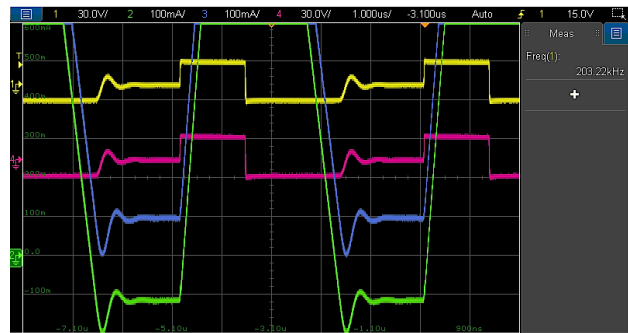


Abbildung 25: Gemessene Signalverläufe für L_1 , L_2 des DCM-SEPIC mit Schwingungsdämpfung und vergrößertem I_{LD} -Detail [I_{L1} (I), V_{L1} (I), I_{L2} (I), V_{L2} (I)]

Auch wenn I_{LD} der Vollständigkeit halber in den in diesem Abschnitt gezeigten DCM-Gleichungen enthalten ist, ist sein Wert in den meisten Fällen im Vergleich zu den Ripple- und Durchschnittsströmen eher niedrig, und sein Einfluss kann vernachlässigt werden – so wie in diesem Beispiel.

Die in diesem Abschnitt nachfolgend gezeigten Messungen entsprechen den Ursprungsbedingungen ohne Schwingungsdämpfung.

Berechnungen und Ergebnisse für Q_1 im DCM

Wie im CCM wird auch im DCM die Summe der Eingangs- und Ausgangsspannungen über Q_1 ermittelt, und zwar diesmal während Δt_2 (**Error! Reference source not found.**):

$$V_{Q1_max} = V_{in} + V_{out} \quad (GL.37)$$

Der Effektivstrom durch Q_1 im DCM beträgt:

$$I_{Q1_RMS} = \sqrt{4 \cdot D \cdot \frac{(\Delta I_L)^2}{3}} \quad (GL.38)$$

Für die betrachtete Spezifikation ergeben sich berechnete Werte für Spannung und Effektivstrom von 30 V bzw. 1,15 A. Versuchssignalverläufe und Messungen sind in Abbildung 26 dargestellt und stehen im Einklang mit den berechneten Werten.

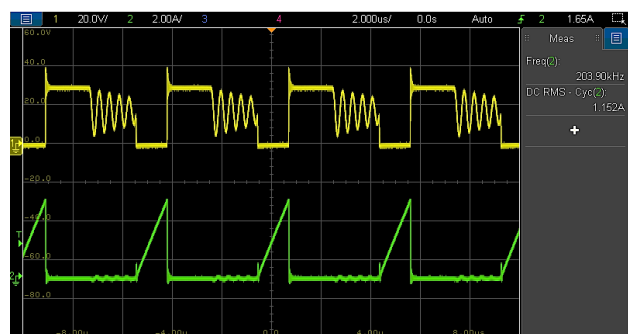


Abbildung 26: Gemessene Signalverläufe für Q_1 des DCM-SEPIC [V_{Q1} (I), I_{Q1} (I)]

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Berechnungen und Ergebnisse für D_1 im DCM

Die Spannung über D_1 ist dieselbe wie im CCM:

$$V_{Q2_max} = V_{in} + V_{out} \quad (GL.39)$$

Der Effektivstrom von D_1 im DCM beträgt:

$$I_{Q2_RMS} = \sqrt{4 \cdot D \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \frac{(\Delta I_L)^2}{3}} \quad (GL.40)$$

Die in GL.39 und GL.40 berechneten Werte betragen 30 V bzw. 1,4 A und entsprechen damit weitgehend den Messergebnissen in Abbildung 27.

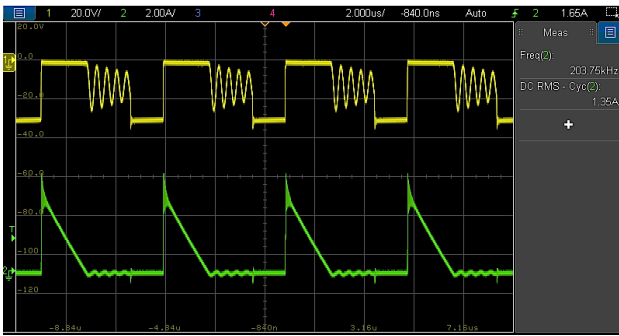


Abbildung 27: Gemessene Signalverläufe für D_1 des DCM-SEPIC [V_{D1} (I), I_{D1} (I)]

Berechnungen und Ergebnisse für C_{AC} im DCM

Der analytische Ausdruck zur Ermittlung des exakten Spannungsrippels über C_{AC} im DCM ist ziemlich komplex, sogar wenn man seinen ESR vernachlässigt. Als Ausgangspunkt kann C_{AC} mit GL.41 berechnet und dann bei einer Simulation genauer angepasst werden:

$$C_{AC} \sim \frac{1}{\Delta V_{AC} \cdot f_{sw}} \cdot \left(D \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \left(\frac{\Delta I_L - I_{LD}}{2} \right) + (1-D) \cdot I_{LD} \right) \quad (GL.41)$$

Der Effektivstrom durch C_{AC} ist wie folgt:

$$I_{C_{AC}_rms} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{3} - \Delta I_L \cdot I_{LD} \right) + D \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{3} + \Delta I_L \cdot I_{LD} \right) + I_{LD}^2} \quad (GL.42)$$



Abbildung 28: Gemessene Signalverläufe für C_{AC} des DCM-SEPIC [$V_{C_{AC}}$ (I), $I_{C_{AC}}$ (I)]

Abbildung 28 zeigt die C_{AC} -Messungen für dieses Beispiel.

Wiederum stimmt der Effektivstrom von 0,9 A mit dem Ergebnis aus GL.42 überein. Für den ausgewählten Kondensator (8,8 μ F, 2,5 m Ω) beträgt die gemessene Rippelspannung etwa 0,3 V. Für diese Rippelspannung würde die Näherung in GL.41 eine Kapazität von etwa 5 μ F als Ausgangspunkt vorgeben.

Berechnungen und Ergebnisse für C_{in} im DCM

Eine Annäherung zur Ermittlung der Eingangskapazität im DCM ist mit GL.43 gegeben (wobei der ESR vernachlässigt wird):

$$C_{in} \approx \frac{(I_{in} - I_{LD}) \cdot (1-D)}{\Delta V_{in} \cdot f_{sw}} \quad (GL.43)$$

Der Effektivwert für den Verschiebestrom des Eingangskondensators beträgt:

$$I_{C_{in}_rms} = \sqrt{D \cdot \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \cdot \left(\frac{(\Delta I_L)^2}{3} - \Delta I_L \cdot (I_{in} - I_{LD}) \right) + (I_{in} - I_{LD})^2} \quad (GL.44)$$

Die Messungen sind in Abbildung 29 dargestellt. Der berechnete Effektivstrom beträgt 0,68 A und entspricht der Versuchsmessung. Bei 8,8 μ F beträgt der gemessene Spannungsrippl etwa 0,2 V. Die erforderliche Kapazität, mit der sich derselbe Spannungsrippl auf der Grundlage von GL.43 ergeben würde, beträgt etwa 12,5 μ F.

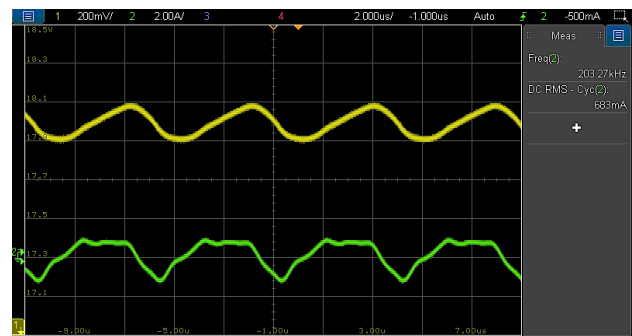


Abbildung 29: Gemessene Signalverläufe für C_{in} des DCM-SEPIC [$V_{C_{in}}$ (I), $I_{C_{in}}$ (I)]

Berechnungen und Ergebnisse für C_{out} im DCM

Die Beziehung zwischen der Ausgangskapazität und dem Ausgangsspannungsrippl im DCM lautet (bei vernachlässigbarem ESR):

$$C_{out} \approx \frac{I_{out}}{\Delta V_{out} \cdot f_{sw}} \cdot \left(1 - D \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \quad (GL.45)$$

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Der Effektivwert des Verschiebungsstroms für C_{out} beträgt:

$$I_{Cout_rms} = \sqrt{2 \cdot D \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \cdot \left(\frac{2 \cdot (\Delta I_L)^2}{3} - I_{out} \cdot \Delta I_L \right) + I_{out}^2} \quad (GL.46)$$

Die berechneten Werte für Effektivstrom und Rippelspannung betragen 1,21 A bzw. 130 mV, was im Großen und Ganzen den Messungen in Abbildung 30 entspricht. Wenn man die parasitären Schaltspitzen ignoriert, ist ein Spannungsripple von etwa 180 mV zu beobachten, der nicht allzu weit von dem aus GL.45 erhaltenem Wert entfernt ist.

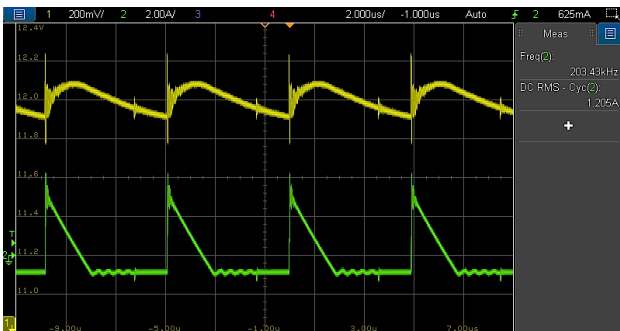


Abbildung 30: Gemessene Signalverläufe für C_{out} des DCM-SEPIC [V_{Cout} (I), I_{Cout} (II)]

04. KOPPELN DER WICKLUNGEN

4.1 Rippelstromamplitude: entkoppelt vs. gekoppelt

Im SEPIC ist die Spannung an jeder Drossel zu jedem Zeitpunkt gleich. Dies bildet die Grundlage dafür, dass die Wicklungen der Drosseln denselben Magnetkern teilen können.

Die magnetische Kopplung der Drosseln in einem SEPIC kann wie im Schaltplan in Abbildung 31 dargestellt werden (alternativ zu der Darstellung in vorigen Abbildung 3). Hier sind die Polaritäten der positiven Bezugsspannung und die Stromrichtungen für jede Wicklung (L_1 und L_2) während der Einschaltdauer von Q_1 (Δt_{on}) dargestellt.

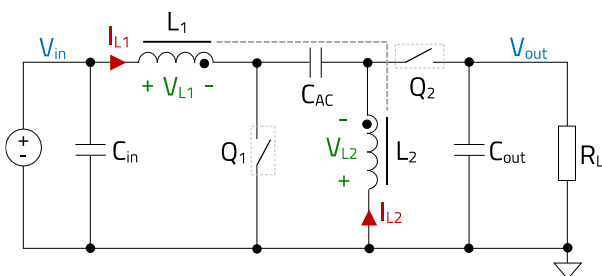


Abbildung 31: Schaltbild eines SEPIC mit magnetisch gekoppelten Wicklungen

Wichtig sind insbesondere die durch jeweils einen Punkt markierten Wicklungsanfänge, die der Konvention bei Transformatoren folgen. Beide müssen wahlweise entweder mit C_{AC} (empfohlen) oder mit den DC-Knoten verbunden sein.

Im SEPIC wird jede Drossel im eingeschwungenen Zustand (Idealfall) von identischen Rechteckspannungssignalen gespeist. Während Δt_{on} wird die Eingangsspannung an die Drossel angelegt und der Strom nimmt mit einer Steigung erster Ordnung zu. Daher kann der allgemeine Ausdruck für Spannung und Strom einer Drossel in GL.47 durch den aus GL.48 ersetzt werden, der den Spannungsripple der Drossel als Funktion erster Ordnung der konstanten Voltsekundenprodukt in Beziehung setzt, die während Δt_{on} an ihre Induktivität „L“ angelegt wird.

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (GL.47)$$

$$V_{in} \cdot t_{on} = L \cdot \Delta I_L \quad (GL.48)$$

Basierend auf dem Ampereschen Gesetz stehen die Amplituden der Stromstärke und der erzeugten magnetischen Flusswelligkeit in der folgenden Beziehung zueinander:

$$\Delta \Phi_{L_uncoupled} = \frac{L}{N} \cdot \Delta I_{L_uncoupled} \quad (GL.49)$$

Dabei ist N die Windungszahl der Wicklung. Nach dem Faraday'schen Gesetz hängt die Änderung des magnetischen Flusses ($\Delta \Phi_L$) während Δt_{on} mit der Voltsekundenprodukt zusammen, das an der jeweiligen Drosselwicklung anliegt (vgl. E50).

$$\Delta \Phi_{L_uncoupled} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{N} \quad (GL.50)$$

In Abbildung 32 sind die Wicklungen beider Drosseln um denselben Magnetkern (in diesem Beispiel ein Toroid) herum aufgebaut.

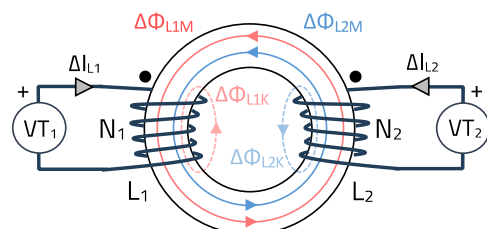


Abbildung 32: Voltsekundengesteuerte gekoppelte Wicklungen der Drossel (Idealfall)

Hierbei wird der Idealfall herangezogen, sodass beide Wicklungen die gleiche Windungszahl $N_1 = N_2 = N$ und die gleiche Bauform aufweisen und zudem von gleichwertigen

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Voltsekundenquellen ($VT_1 = VT_2 = VT = V_{in} \cdot \Delta t_{on}$) angesteuert werden.

Die Anordnung der Wicklungen mit unterschiedlicher Polarität bewirkt, dass der in einer Wicklung erzeugte Magnetfluss mit dem aus der anderen Wicklung gekoppelten Magnetfluss in Phase ist, wodurch sich die Werte im Kern effektiv addieren. Vernachlässigt man den Streufluss (wobei $\Delta\Phi_{L1K} + \Delta\Phi_{L2K} \ll \Delta\Phi_{L1M} + \Delta\Phi_{L2M}$ gilt), dann setzt sich der Gesamtmagnetfluss, der von einer Wicklung eingeschlossen wird, nun aus beidem zusammen: dem von der Wicklung selbst erzeugten und dem von der anderen Wicklung erzeugten Magnetfluss:

$$\Delta\Phi_{L1_coupled} = \Delta\Phi_{L2_coupled} \approx \Delta\Phi_{L1M} + \Delta\Phi_{L2M} \quad (GL.51)$$

Allerdings wird immer noch dasselbe Voltsekundenprodukt an jede Wicklung angelegt, so als ob sie entkoppelt wären. Um GL.50 zu erfüllen, muss die Magnetflussänderung im Kern für gekoppelte Wicklungen dieselbe sein wie für entkoppelte:

$$\Delta\Phi_{L1M} + \Delta\Phi_{L2M} = \Delta\Phi_{L_uncoupled} \quad (GL.52)$$

Da beide Wicklungen in diesem Beispiel identisch sind, gilt:

$$\Delta\Phi_{L1M} = \Delta\Phi_{L2M} = \frac{\Delta\Phi_{L_uncoupled}}{2} \quad (GL.53)$$

Gemäß GL.49 ist die Bedingung in GL.53 erfüllt, wenn der Ripplestrom der gekoppelten Wicklungen halb so groß ist wie im entkoppelten Fall:

$$\Delta I_{L1M} = \frac{L}{N} \cdot \frac{\Delta I_{L1_uncoupled}}{2} \quad (GL.54)$$

$$\Delta I_{L2M} = \frac{L}{N} \cdot \frac{\Delta I_{L2_uncoupled}}{2} \quad (GL.55)$$

Wenn man also die Wicklungen koppelt und dabei die Anzahl der Windungen beibehält, wie es bei separaten Drosseln der Fall ist, ergibt sich bei gleichen Betriebsbedingungen die Hälfte der Ripplestromamplitude (unter Berücksichtigung des vernachlässigbaren Streuflusses). Dies bedeutet auch, dass bei gleicher Ripplestromamplitude eine gekoppelte Drossel im Vergleich zu separaten Drosseln nur die Hälfte der Induktivität jeder Wicklung benötigt.

Für die folgende Versuchsergebnisse betrachtet man die CCM-SEPIC-Spezifikation wie auf Seite 4 angegeben, jedoch mit einem Laststrom von 1 A und einer C_{AC} von ungefähr $35 \mu F$ [$4 \times$ WCAP-CSGP 885012214005 ($35,2 \mu F$, $0,6 m\Omega$)]. Abbildung 33 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe von L_1 und L_2 bei Verwendung von zwei separaten Spulen ($2 \times 47 \mu H$ WE-PD 1050 7447714470).

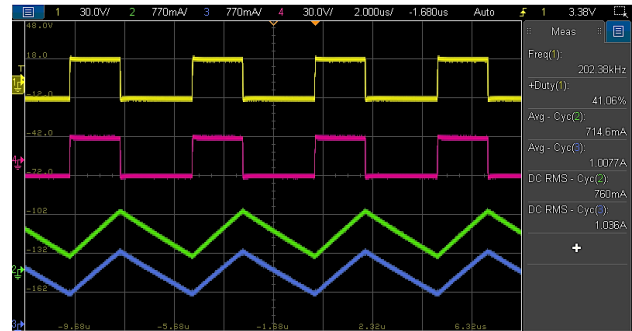


Abbildung 33: CCM-SEPIC-Messungen mit zwei separaten $47\text{-}\mu H$ -Drosseln (WE-PD-744770147) bei $I_{out} = 1A$ [I_{L1} (I), V_{L1} (I), I_{L2} (I), V_{L2} (I)]

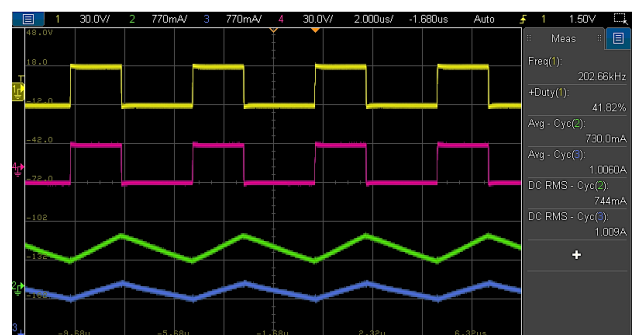


Abbildung 34: CCM-SEPIC-Messungen mit einer gekoppelten $47\text{-}\mu H$ -Drossel (MCRI-7448991470) mit $k = 0,995$ bei $I_{out} = 1A$ [I_{L1} (I), V_{L1} (I), I_{L2} (I), V_{L2} (I)]

Abbildung 34 zeigt stattdessen die Ergebnisse mit einer gekoppelten Spule mit derselben Wicklungsinduktivität und einem sehr hohen Kopplungsfaktor von $k = 0,995$ (WE-MCRI 7448991470).

Beide Messungen verwenden die gleichen Spannungs- und Stromskalen für einen direkten Vergleich. Die Spannungsverläufe sind gleich und bei einer Skala von 770 mA/div halbiert sich die Gesamtamplitude des Ripplestroms (d. h. $\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$) bei Verwendung der gekoppelten Drossel mit hohem Kopplungsfaktor, wie erwartet. Allerdings ist in Abbildung 34 zu erkennen, dass der Ripplestrom in jeder Wicklung nicht exakt gleich ist: Bei L_1 ist er etwas höher als die Hälfte seines entkoppelten Wertes, bei L_2 hingegen etwas niedriger. Dies ist ein Beispiel für eine „unbeabsichtigte“ Ripplestromsteuerung (siehe nächster Abschnitt 4.2) in Verbindung mit den Auswirkungen eines Umlaufstroms. Dies wird in Abschnitt 4.3 behandelt.

Abbildung 35 zeigt ein Schaltungsmodell für die Konfiguration mit gekoppelter Drossel aus der obigen Abbildung 32, die der üblichen Transformatorschaltung („T-Modell“) entspricht. Hier wird die Wirkung des Streuflusses der jeweiligen Wicklung in Form von Wicklungsstreuinduktivitäten einbezogen, wobei Wicklung 1 (L_1) der Primärseite und Wicklung 2 (L_2) der Sekundärseite zugeordnet ist.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

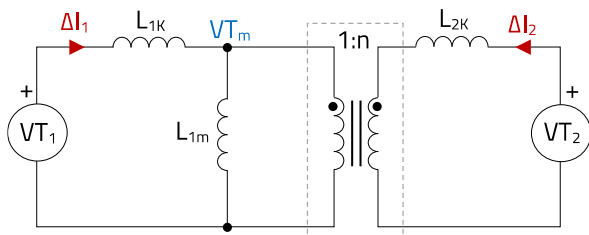


Abbildung 35: Spannungsgesteuerte gekoppelte Drosselwicklungen: „T-Modell“-Schaltung

Zu beachten in Abbildung 35:

L_{1K} : Streuinduktivität der Wicklung 1 aufgrund von $\Delta\Phi_{L1K}$

L_{1m} : Magnetisierungsinduktivität der Wicklung 1 aufgrund von $\Delta\Phi_{L1m}$

L_{2K} : Streuinduktivität der Wicklung 2 aufgrund von $\Delta\Phi_{L2K}$

$n = N_2/N_1$: Übersetzungsverhältnis

Die Elemente der Sekundärseite können nach entsprechender Skalierung durch das Übersetzungsverhältnis auf die Primärseite übertragen werden. Die entsprechende Schaltung ist in Abbildung 36 dargestellt. Hier treiben die beiden „Voltsekunden“-Quellen über ihre jeweiligen Wicklungsstreuinduktivitäten eine gemeinsame Last L_{1m} an.

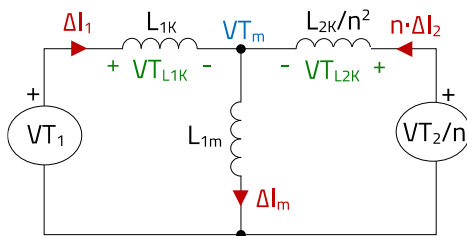


Abbildung 36: Ersatzschaltung für eine gekoppelte Drossel

Durch Überlagerung kann der separate Beitrag jeder Quelle zur Voltsekunde über L_{1m} berechnet werden. Dies wird in GL.56 und GL.57 für VT_1 bzw. VT_2 gezeigt. Die Gesamtvoltsekundenprodukt über L_{1m} ist die Summe dieser Beiträge (VT_m) gemäß GL.58.

$$VT_{m1} = \frac{1}{1 + \frac{(L_{2K} + n^2 \cdot L_{1m}) \cdot L_{1K}}{L_{2K} \cdot L_{1m}}} \cdot VT_1 \quad (GL.56)$$

$$VT_{m2} = \frac{1}{n + \frac{(L_{1K} + L_{1m}) \cdot L_{2K}}{n \cdot L_{1K} \cdot L_{1m}}} \cdot VT_2 \quad (GL.57)$$

$$VT_m = VT_{m1} + VT_{m2} \quad (GL.58)$$

Der Ripplestrom auf jeder Wicklung im eingeschwungenen Betrieb kann auf der Grundlage des Gesamtvoltsekundenproduktes, das während Δt_{on} an der

jeweiligen Streuinduktivität der Wicklung auftritt, wie folgt ermittelt werden:

$$\Delta I_1 = \frac{VT_{L1K}}{L_{1K}} = \frac{VT_1 - VT_m}{L_{1K}} \quad (GL.59)$$

$$\Delta I_2 = \frac{n \cdot VT_{L2K}}{L_{2K}} = \frac{(VT_2 - n \cdot VT_m)}{L_{2K}} \quad (GL.60)$$

Der Idealfall von $n = 1$, identischen Wicklungen ($L_{1K} = L_{2K} = L_K$) und gleich großen Voltsekundenprodukten, die an der jeweiligen Wicklung anliegen ($VT_1 = VT_2 = V_{in} \cdot \Delta t_{on}$), wird noch einmal betrachtet. Dies sind dieselben Bedingungen wie im obigen Beispiel, jedoch unter Berücksichtigung der Auswirkungen des Streuflusses. Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 37 dargestellt.

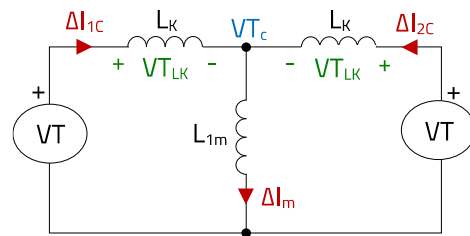


Abbildung 37: Ersatzschaltung für eine gekoppelte Drossel (identische Wicklungen)

Unter diesen Bedingungen ist der Anteil der einzelnen Quellen an VT_c in GL.56 und GL.57 gleich:

$$VT_{c1} = VT_{c2} = VT \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{k_1}} = VT \cdot \frac{k_1}{1 + k_1} \quad (GL.61)$$

In GL.61 ist k_1 der Kopplungskoeffizient in Bezug auf die Primärwicklung, definiert als:

$$k_1 = \frac{L_{1m}}{L_K + L_{1m}} \quad (GL.62)$$

In diesem Fall, bei identischen Wicklungen, hat k_1 denselben Wert wie der Gesamtkopplungsfaktor k , und L_{1m} entspricht der wechselseitigen Induktivität. Dies gilt jedoch nicht in anderen Fällen.

Der Ripplestrom in einer der gekoppelten Wicklungen ist dann:

$$\Delta I_{1c} = \frac{VT}{L_{1m}} \cdot \frac{k_1}{(1 + k_1)} \quad (GL.63)$$

Bei entkoppelten Drosseln ist die zweite Wicklung nicht angeschlossen. Der Ripplestrom durch die erste Wicklung (ΔI_{1U}) kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$\Delta I_{1U} = \frac{VT}{L_K + L_{1m}} = VT \cdot \frac{k_1}{L_{1m}} \quad (GL.64)$$

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

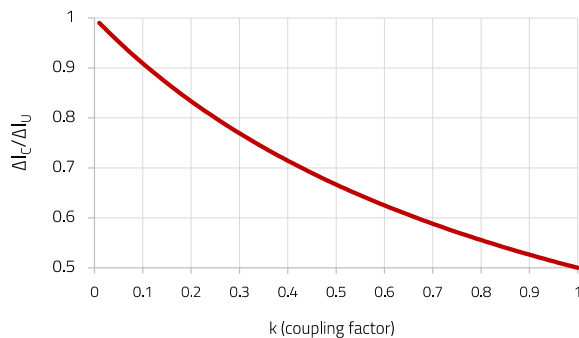


Abbildung 38: SEPIC: Ripplestromverhältnis vs. Kopplungsfaktor

Aus GL.63 und GL.64 lässt sich das Ripplestromverhältnis zwischen dem gekoppelten und dem entkoppelten Fall ermitteln:

$$\frac{\Delta I_{1C}}{\Delta I_{1U}} = \frac{1}{1+k_1} \quad (\text{GL.65})$$

Dieses nichtlineare Ripplestromverhältnis als Funktion des Kopplungsfaktors ist in Abbildung 38 dargestellt.

Es ist zu bemerken, dass bei vernachlässigbarer Streuinduktivität ($k_1 \sim 1$) das Ripplestromverhältnis 0,5 beträgt und die Ripplestromamplitude beim Koppeln der Wicklungen halbiert wird – genau wie im vorherigen Idealfall, bei dem der Streufluss ignoriert wurde. Wenn jedoch das Kopplungsverhältnis abnimmt (d. h. die Streuinduktivität zunimmt), erhöht sich die Amplitude des Ripplestroms und nähert sich dem gleichen Wert wie im entkoppelten Fall, wenn k_1 gegen 0 strebt.

Eine LTSpice™-Simulation wird basierend auf dem SEPIC-Aufbau in Abbildung 39 ausgeführt. Hier entspricht der Kopplungsfaktor k dem in der LTSpice™-Anweisung verwendeten k_1 (identische Wicklungen). Die Spezifikation gilt für einen CCM-SEPIC, der eine Wandlung von 18 V auf 12 V wie im obigen Beispiel vornimmt, jetzt jedoch mit einem Laststrom von 4 A, einer Schaltfrequenz von 500 kHz und unter Verwendung von 10- μ H-Drosseln. Die Kapazitäten C_{AC} und C_{out} betragen jetzt 100 μ F bzw. 40 μ F.

Aus $D = 0,42$ und $T_{sw} = 2 \mu s$ berechnet sich eine Einschaltdauer von Q_1 von $\Delta t_{on} = 0,85 \mu s$, und das an die einzelnen Wicklungen angelegte Voltsekundenprodukt liegt bei 15,3 V μs . Dies wäre der Wert, der den VT-Quellen in der in Abbildung 37 gezeigten Schaltung zugewiesen würde.

Die Simulationsergebnisse für $k = 0$ (entkoppelt), $k = 0,4$ und $k = 0,9$ sind in Abbildung 40 dargestellt, wobei sich Ripplestromamplituden von 1,5 A (entkoppelt), 1,1 A bzw. ca. 0,78 A ergeben. Bei $\Delta I_{1U} = 1,5 A$ ergeben sich aus GL.65 für $k = 0,4$ und $k = 0,9$ die berechneten Werte 1,09 A und 0,8 A,

was sich gut mit den simulierten Ergebnissen in Abbildung 40 deckt.

```
.model Q1 SW(Ron=10m Roff=100meg Vt=2 Vh=1)
.tran 0 {20m+6.5u} {20m+1.5u} 100n
.step param k1 list 0 0.4 0.9
K L1 L2 {k1}
```

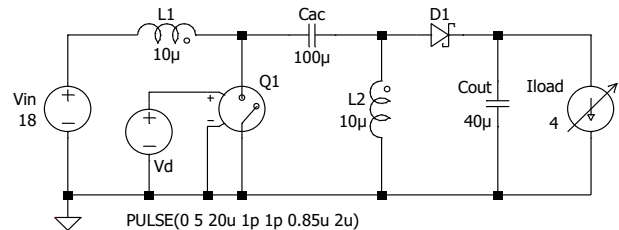


Abbildung 39: SEPIC-Schaltung mit gekoppelter Drossel (LTSpice™-Simulation)

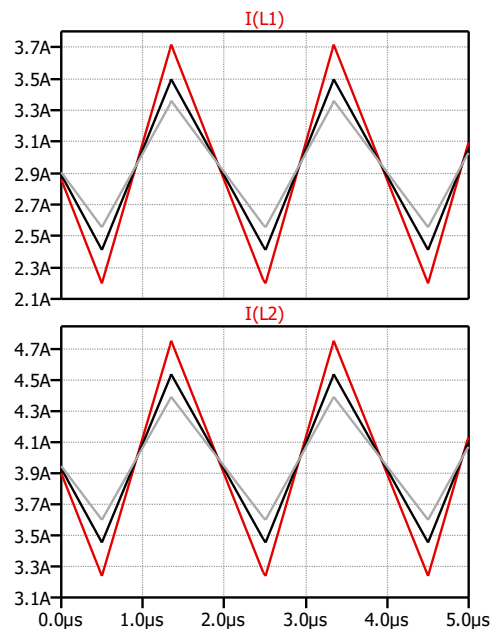


Abbildung 40: LTSpice™-Ergebnisse [$k = 0$ (rot), $k = 0,4$ (schwarz), $k = 0,9$ (grau)]

4.2 Ripplestromsteuerung

Im obigen Beispiel hatten beide Wicklungen bei einem festgelegten Kopplungsfaktor die gleiche Ripplestromamplitude. Dies liegt daran, dass beide Seiten von L_{1m} in Abbildung 37 gleich sind, sodass man sagen kann, dass die Wicklungen im „Gleichgewicht“ sind.

Wenn jedoch, wie in Abbildung 36 gezeigt, ein „Ungleichgewicht“ der Wicklungen entsteht, beispielsweise durch ein anderes Windungsverhältnis als genau „1“, einen abweichenden Streufluss pro Windung und/oder eine anderes angelegtes Voltsekundenprodukt, dann ist der resultierende Ripplestrom in den Wicklungen jeweils unterschiedlich.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

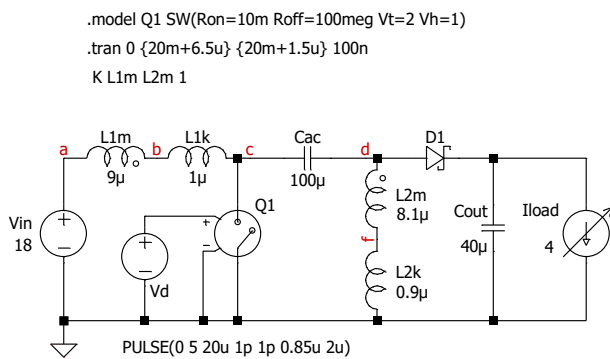


Abbildung 41: LTspice™-Aufbau mit diskreten Induktivitäten ($k = 0,9$, $n = 0,95$)

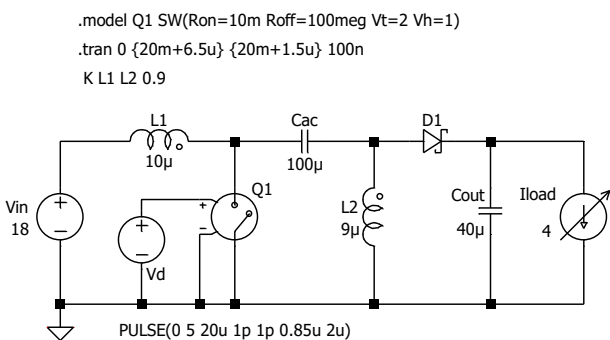


Abbildung 42: LTspice™-Aufbau mit K-Anweisung ($k = 0,9$, $n = 0,95$)

Die Beispielspezifikation von Abbildung 39 mit symmetrischer Wicklungskonstruktion, gleichen angelegten Voltsekundenprodukten und einem Kopplungsfaktor von 0,9 wird hier noch einmal betrachtet. Jedoch wird jetzt das Übersetzungsverhältnis geringfügig von 1 auf 0,95 reduziert. Da beide Wicklungen strukturell symmetrisch sind, wird derselbe Streufluss pro Windung erzeugt. Das bedeutet, dass die Streuinduktivitäten der Wicklungen auch durch das Windungsverhältnis „skaliert“ werden können.

Bei einer Gesamtinduktivität der Eingangswicklung von $L_1 = 10 \mu\text{H}$ und $k = 0,9$ beträgt die resultierende Magnetisierungsinduktivität (L_{1m}) $9 \mu\text{H}$, während die Streuinduktivität (L_{1k}) sich auf $1 \mu\text{H}$ beläuft. Für die zweite Wicklung L_2 beträgt die magnetische Induktivität (L_{2m}) $8,1 \mu\text{H}$ und die Streuinduktivität (L_{2k}) $0,9 \mu\text{H}$ nach einer Skalierung durch das Windungsverhältnis.

Der entsprechende Simulationsschaltplan von Abbildung 41 wird mit diskreten Magnetisierungs- und Streuinduktivitäten erstellt, damit die Spannung an allen diesen Elementen betrachtet werden kann. Die alternative Konfiguration unter Verwendung der Gesamtwicklungsinduktivitäten und der Kopplungsfaktor-Anweisung ist in Abbildung 42 dargestellt, wobei beide Ansätze zum selben Ergebnis führen (die Auswirkungen der Wicklungswiderstände werden in dieser Analyse vernachlässigt).

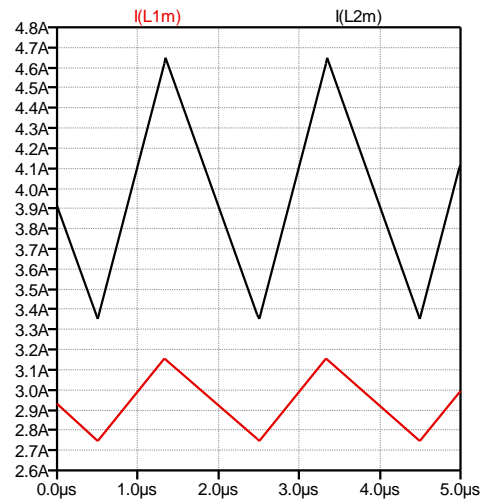


Abbildung 43: Ergebnisse der LTspice™-Simulation [L_{1m} (rot), L_{2m} (schwarz)]

Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 43 dargestellt. Die Ripplestromamplitude beträgt etwa 0,4 A für L_1 und etwa 1,3 A für L_2 , während die Gleichstrompegel gegenüber Abbildung 40 unverändert bleiben. Die Berechnungen für ΔI_1 und ΔI_2 aus GL.59 und GL.60 ergeben 0,41 A bzw. 1,28 A, was den Simulationsergebnissen weitgehend entspricht.

Im Vergleich zum „Gleichgewichtsfall“ hat das leichte „Ungleichgewicht“, das durch eine geringfügig unterschiedliche Anzahl von Windungen (in diesem Fall $N_2 < N_1$) verursacht wird, dazu geführt, dass der Ripplestrom von L_1 sinkt und der von L_2 steigt. Man spricht davon, dass ein Teil des Ripplestroms von einer Wicklung zur anderen „umgelenkt“ wird.

In Abbildung 44 sind die resultierenden Voltsekundenprodukte und Ripplestromamplituden basierend auf dem T-Modell der obigen Abbildung 35 für diesen Beispielfall dargestellt, wie sie sich aus den vorherigen Gleichungen GL.56 bis GL.58 ergeben.

Die Voltsekundenwerte können auch intuitiver ausgedrückt werden, indem man die Spannungen, die während der Einschaltdauer von Q_1 über denselben Elementen auftreten, einfach durch $\Delta t_{on} = 0,85 \mu\text{s}$ teilt.

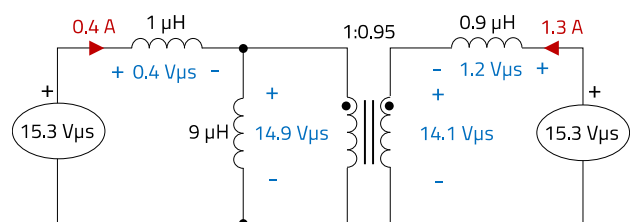


Abbildung 44: Berechnete Voltsekunden und Rippleströme ($k = 0,9$, $n = 0,95$)

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

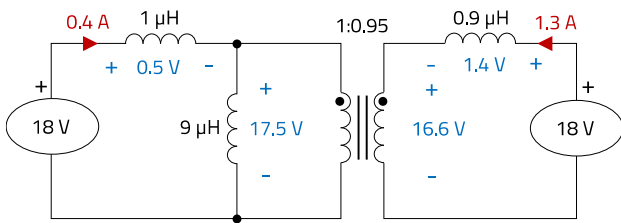


Abbildung 45: Berechnete Spannungen während $t_{on} = 0,85 \mu s$ ($k = 0,9$, $n = 0,95$)

Diese sind in Abbildung 45 zusammen mit den Momentanspannungen über den Magnetisierungs- und Streuinduktivitäten während Δt_{on} aufgeführt.

Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 46 für zwei Schaltzyklen dargestellt, wobei der Schaltplan in Abbildung 41 als Referenz für die gemessenen Spannungen dient: V(a,b) über L_{1m} , V(f,d) über L_{2m} , V(b,c) über L_{1k} und $-V(f)$ über L_{2k} .

Die simulierten Spannungspegel während Δt_{on} liegen bei etwa 17,45 V für L_{1m} , 16,55 V für L_{2m} , 0,5 V für L_{1k} und 1,4 V für L_{2k} , was den in Abbildung 45 dargestellten berechneten Werten entspricht.

Es ist zu beachten, dass bei gleicher Spannung an jeder Wicklung (in diesem Fall 18 V) die Spannungsdifferenz zwischen den primären und sekundären Magnetisierungsinduktivitäten während der Einschaltzeit ($\sim 0,9$ V) durch die Spannungsdifferenz zwischen den Streuinduktivitäten „ausgeglichen“ werden muss, da die an jeder Wicklung anliegende Voltsekunde gleich ist. Diese Bedingung kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$V_{Lm1_on} - V_{Lm2_on} = V_{Lk2_on} - V_{Lk1_on} \quad (GL.66)$$

Im „ausgewogenen“ Fall wären beide Seiten von GL.66 null, und der Ripplestrom in den Wicklungen wäre gleich. Ein Ungleichgewicht führt zu unterschiedlichen Spannungen an den Streuinduktivitäten, die wiederum unterschiedliche Ripplestromamplituden nach GL.59 und GL.60 erzeugen.

Diese Analyse ist in diesem Sonderfall korrekt, da wir geometrisch symmetrische Wicklungen betrachten, bei denen die Streuinduktivität nur durch das Windungsverhältnis skaliert wird. Allerdings könnte die gekoppelte Drossel selbst bei einem exakten Windungsverhältnis von „1“ und bei gleichem Kopplungsfaktor so konstruiert werden, dass der Streufluss pro Windung auf jeder Wicklung unterschiedlich ist, was zu einem Ungleichgewicht der Streuinduktivität und zu unterschiedlichen Rippleströmen auf den Wicklungen führt. Es ist anzumerken, wie Wicklungsungleichgewichte durch das Windungsverhältnis, die Streuinduktivität und des angelegte Voltsekundenproduktes oder eine Kombination dieser Faktoren separat eingebracht werden können.

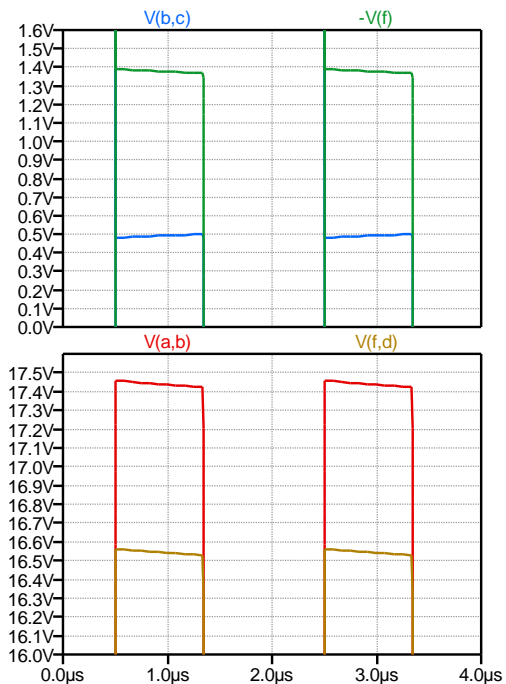


Abbildung 46: Simulationsergebnisse: Spannungen über L_{1k} (blau), L_{2k} (grün), L_{1m} (rot), L_{2m} (braun) während $\Delta t_{on} = 0,85 \mu s$, angezeigt für zwei Schaltzyklen (LTspice™) ($k = 0,9$, $n = 0,95$)

Zwar ist eine gewisse Unausgewogenheit bei einem realen Design nicht zu vermeiden, sie kann aber auch absichtlich herbeigeführt werden, um die Ripplestromamplitude von einer Wicklung zur anderen umzulenken. Dies wird als „Ripplestromsteuerung“ bezeichnet.

In unserem SEPIC-Beispiel führte eine Reduzierung des Übersetzungsverhältnisses von 1 auf 0,95 mit $k = 0,9$ zu einer deutlichen Verringerung des Ripplestroms in der Wicklung L_1 und einer Erhöhung in L_2 . Würde das Windungsverhältnis jedoch weiter reduziert werden, dann könnte der Ripplestrom in L_1 vollständig aufgehoben werden. Die Ersatzschaltung für eine gekoppelte Drossel in Abbildung 47 ist dieselbe wie in der obigen Abbildung 35, zeigt aber jetzt die magnetisierende Induktivität von L_2 anstelle von L_1 an:

$$L_{2m} = n^2 \cdot L_{1m} \quad (GL.67)$$

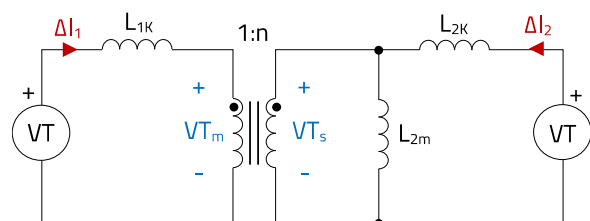


Abbildung 47: T-Modell-Schaltung mit gekoppelter Drossel (Alternativversion)

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Bei Berücksichtigung strukturell symmetrischer Wicklungen:

$$L_{2k} = n^2 \cdot L_{1k} \quad (GL.68)$$

In GL.62 wurde der Kopplungskoeffizient von L_1 definiert, folglich ist der Kopplungskoeffizient von L_2 :

$$k_2 = \frac{L_{2m}}{L_{2k} + L_{2m}} \quad (GL.69)$$

Die Ripplestromamplitude über L_1 kann auf null reduziert werden, wenn das Voltsekundenprodukt über L_{1k} null ist, was zu folgender Bedingung führt:

$$V_{T_m} = V_T \quad (GL.70)$$

In der Schaltung in Abbildung 47 ist die Spannung V_{T_m} wie folgt angegeben:

$$V_{T_m} = \frac{V_{T_s}}{n} = \frac{V_T}{n} \cdot \frac{L_{2m}}{L_{2k} + L_{2m}} = \frac{V_T}{n} \cdot k_2 \quad (GL.71)$$

Aus GL.70 und GL.71 folgt $\Delta I_{L1} = 0$ A, wenn:

$$n = k_2 \quad (GL.72)$$

Bei symmetrischem Wicklungsaufbau gilt dann:

$$k = k_1 = k_2 \quad (GL.73)$$

In unserem SEPIC-Beispiel ist $k = 0,9$, und basierend auf dieser Analyse sollte der Eingangsripplestrom für $n = 0,9$ null sein. Abbildung 48 zeigt den Simulationsschaltplan und Abbildung 49 die Simulationsergebnisse, die einen Ripplestrom von null an L_1 bestätigen.

Wobei die Gleichstrompegel gegenüber den vorherigen Ergebnissen in den Abbildung 40 und Abbildung 43 unverändert bleiben, aber L_2 nun den gesamten Ripplestrom mit einer Amplitude von etwa 1,85 A führt.

Die Eliminierung des Eingangsstromrippels des Wandlers wirkt sich positiv auf die leitungsgebundene EMV aus. Dies ist auch der Hauptvorteil der Ripplestromsteuerung in einem SEPIC-Wandler.

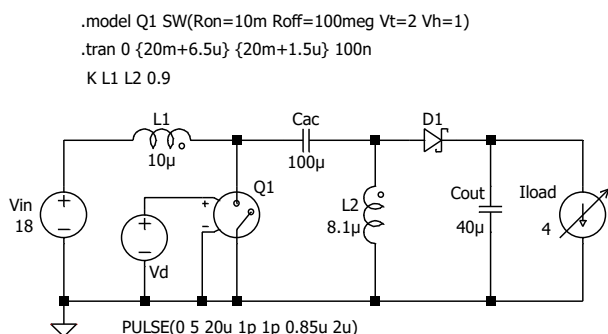


Abbildung 48: LTspice™-Aufbau mit K-Anweisung ($k = 0,9$, $n = 0,9$)

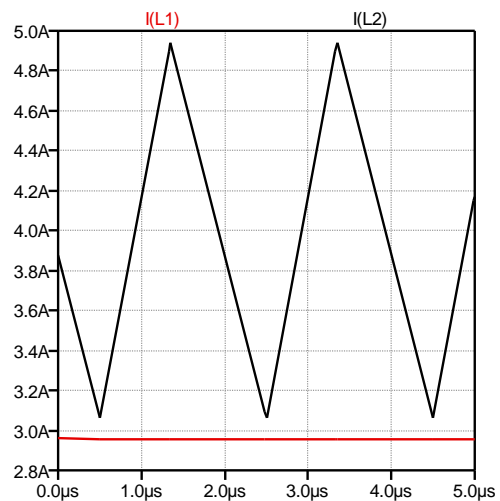


Abbildung 49: LTspice™-Ergebnisse [I_{L1} (rot), I_{L2} (schwarz)] ($k = 0,9$, $n = 0,9$)

In den bislang betrachteten Beispielen wurde das Windungsverhältnis höher als der Kopplungsfaktor bzw. gleich hoch wie dieser eingestellt. Aber was würde passieren, wenn das Windungsverhältnis jetzt von 0,9 auf 0,85 reduziert? Der entsprechende Schaltplan mit berechneten Voltsekundenprodukten und Rippleströmen (nach GL.56 bis GL.60) ist in Abbildung 50 dargestellt.

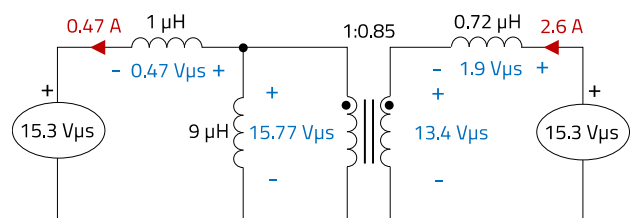


Abbildung 50: Berechnete Voltsekunden und Rippleströme ($k = 0,9$, $n = 0,85$)

Es ist zu sehen, wie das Voltsekundenprodukt, welches über L_{1m} ($15,77$ Vµs) auftritt, jetzt höher ist als das gesamte angelegte Voltsekundenprodukt über der Wicklung ($15,3$ Vµs). Aus diesem Grund muss das Voltsekundenprodukt über der Streuinduktivität negativ sein, um dies auszugleichen, was bedeutet, dass die Spannung über L_{1k} während der Einschaltzeit die Polarität umkehrt. Dies führt wiederum dazu, dass der Ripplestrom über L_1 seine Richtung umkehrt und nun in Phase mit dem von L_2 ist. Die Spannung über L_{2k} ist nun auch angestiegen, was zu einem noch höheren Ripplestrom durch L_2 ($2,6$ A) führt.

Die Simulationsergebnisse bestätigen die Analyse. Die LTspice™-Schaltung ist in Abbildung 51 und die Ergebnisse in Abbildung 52 dargestellt.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

```
.model Q1 SW(Ron=10m Roff=100meg Vt=2 Vh=1)
.tran 0 {20m+6.5u} {20m+1.5u} 100n
K L1 L2 0.9
```

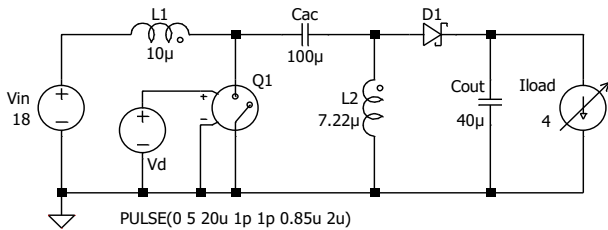


Abbildung 51: LTspice™-Aufbau mit K-Anweisung ($k = 0,9, n = 0,85$)

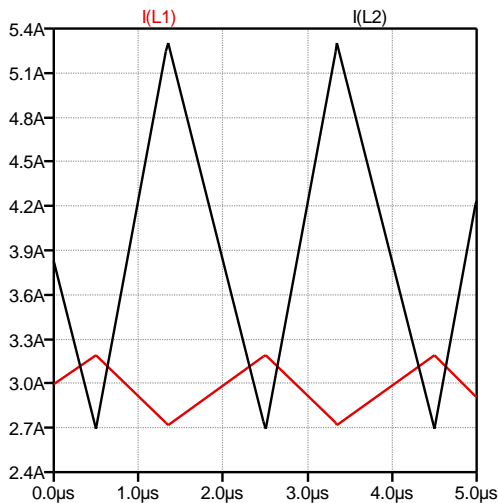


Abbildung 52: LTspice™-Ergebnisse [I_{L1} (rot), I_{L2} (schwarz)] ($k = 0,9, n = 0,85$)

Die kombinierte Gesamtamplitude des Ripplestroms ($|\Delta I_{L1}| + |\Delta I_{L2}|$) beträgt jetzt etwa 3,1 A und ist damit wesentlich höher als die 1,7 A aus dem vorherigen Fall mit $n = 0,95$ (Abbildung 43). Dies zeigt, wie wichtig es ist, die Toleranz des eingeführten Ungleichgewichts bei der Implementierung der Ripplestromsteuerung in einem SEPIC niedrig zu halten.

Dessen ungeachtet kann jedoch in gewissem Umfang ein Einsatz von EMV-Filtern erforderlich sein, um ungünstige Gleichgewichtsschwankungen zu vermeiden.

Die Bedingung für einen Nullripplestrom für L_1 , die in GL.72 angegeben ist, lässt sich auch wie folgt ausdrücken:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{L_{2m}}{L_{2k} + L_{2m}} \quad (\text{GL.74})$$

GL.74 ermöglicht einen tieferen Einblick, da hier eine Funktion der verschiedenen physikalischen Parameter dargestellt wird, die bei der Konstruktion des magnetischen Bauteils angepasst werden können, um den Nullripplezustand zu erreichen. Es ist bemerkenswert, wie der Ripplestrom in einer der Wicklungen (in diesem Fall L_1) durch einfache Anpassung der Eigenschaften der anderen Wicklung (in unserem Beispiel L_2) reduziert oder sogar eliminiert werden kann.

Daher wäre für eine zuverlässige Implementierung der Ripplestromsteuerung eine speziell angefertigte gekoppelte Drossel erforderlich, die auf eine bestimmte Wandlerspezifikation zugeschnitten ist. PFC-Stufen (Blindleistungskompensation) und leistungsstarke DC-DC-Wandler in SEPIC-Topologie werden normalerweise mit kundenspezifischen magnetischen Bauteilen gefertigt, und zwar nicht nur zur Leistungssteigerung, sondern auch aufgrund des Mangels an geeigneten Standardteilen. Dies ermöglicht die kostengünstige Implementierung einer Ripplestromsteuerung in einigen derartigen Anwendungen. Aufgrund der hohen Ausgangsleistung erfordern sie auch größere EMV-Filter, deren Größe und Kosten durch den Einsatz dieses Verfahrens reduziert werden können.

Im Gegensatz dazu sind für DC-DC-SEPIC-Designs im mittleren und niedrigen Leistungsbereich Standardteile weit verbreitet. Da der Eingangsstrom des Wandlers nicht diskontinuierlich ist, rechtfertigt der kleine EMV-Filter, der möglicherweise am Eingang erforderlich ist, nicht immer die zusätzlichen Kosten und die Komplexität eines kundenspezifischen magnetischen Bauteils. Daher wird die Ripplestromsteuerung in solchen Anwendungen in der Regel nicht eingesetzt.

4.3 Die günstige Wirkung der Streuinduktivität

Im vorangegangenen Abschnitt wurde die wichtige Rolle der Streuinduktivität bei der Implementierung der Ripplestromsteuerung beschrieben. Sie ist einer der Parameter, die angepasst werden können, um ein „Ungleichgewicht“ in der Wicklung absichtlich zu erzeugen. Darüber hinaus zeigen jedoch GL.59 und GL.60, wie eine höhere Streuinduktivität das System auch weniger anfällig für Toleranzen des oder der verwendeten Ungleichgewichtsparameter machen könnte, wodurch die ungünstigste Ripplestromschwankung kleiner gehalten wird.

Es ist anzumerken, dass in den vorherigen Ergebnissen der Abbildung 40 und Abbildung 43 für $k = 0,9$ die Ripplestromamplitude auf jeder Wicklung für $n = 1$ gleich war: 0,8 A. Für $n = 0,95$ betrug die Ripplestromamplituden $\Delta I_{L1} = 0,4$ A und $\Delta I_{L2} = 1,3$ A. Daraus ergibt sich eine Ripplestromdifferenz von 0,4 A für L_1 und 0,5 A für L_2 zwischen den Fällen $n = 1$ und $n = 0,95$ bei $k = 0,9$. Wird nun ein niedrigerer Kopplungsfaktor von $k = 0,7$ berücksichtigt, zeigen dieselben Berechnungen und Simulationen eine Ripplestromamplitude an jeder Drossel von 0,9 A für $n = 1$, während sich für $n = 0,95$ $\Delta I_{L1} = 0,8$ A und $\Delta I_{L2} = 1,1$ A ergeben.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Dies führt zu einer Ripplestromänderung von nur 0,1 A für L_1 und 0,2 A für L_2 bei $k = 0,7$, was weniger ist als beim höheren Kopplungsfaktor von $k = 0,9$.

Zusätzlich zu diesem Vorteil trägt eine hohe Streuinduktivität dazu bei, den negativen Auswirkungen des Spannungsrippels über C_{AC} entgegenzuwirken, der andernfalls die Leistung und Zuverlässigkeit des Wandlers erheblich beeinträchtigen könnte. Um dies zu verstehen, wird die von C_{in} , L_1 , C_{AC} und L_2 gebildete Schaltungsschleife betrachtet, die in Abbildung 53 hervorgehoben ist. Sie enthält lediglich induktive, kapazitive und einige parasitäre Widerstandselemente wie die Wicklungswiderstände und die ESR-Werte der Kondensatoren.

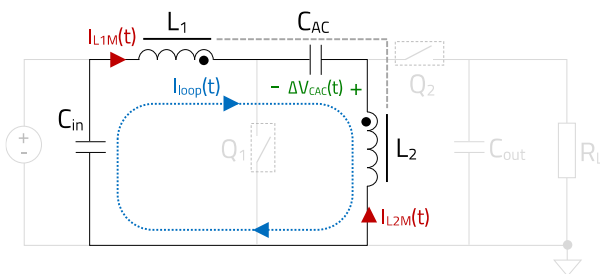


Abbildung 53: SEPIC-Schaltungsschleife, gebildet durch C_{in} , C_{AC} , L_1 und L_2

Zur Vereinfachung der Analyse wird der Eingangsspannungsrippel im Vergleich zur Ripplespannung über dem AC-Kopplungskondensator (ΔV_{CAC}), der einen viel höheren Effektivstrom aufrechterhält, als vernachlässigbar angesehen.

Diese Ripplespannung erzeugt einen Wechselstrom $I_{loop}(t)$ in der Schaltungsschleife. Auf einer Wicklung überlagert sich dieser Schleifenstrom mit dem entsprechenden dreieckförmigen Magnetisierungsstrom [$I_{LxM}(t)$]. Unter Berücksichtigung der Konvention für die positive Stromrichtung wie in Abbildung 53 beträgt der gesamte Momentanstrom durch jede Wicklung dann:

$$I_{L1}(t) = I_{L1M}(t) + I_{loop}(t) \quad (GL.75)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L2M}(t) - I_{loop}(t) \quad (GL.76)$$

Betrachtet man $\Delta V_{in} \ll \Delta V_{CAC}$, kann der Eingangskondensator für die AC-Analyse durch einen Kurzschluss ersetzt werden. Bei der gekoppelten Drossel werden ein Windungsverhältnis von $n = 1$, symmetrische Wicklungen und eine Gesamtstreuinduktivität berücksichtigt, die niedriger ist als die Magnetisierungsinduktivität (d. h. es liegt ein hoher Koppelfaktor vor).

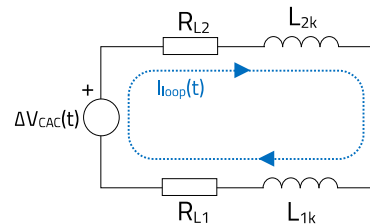


Abbildung 54: SEPIC-Ersatzschaltungsschleife bei gekoppelten Drosseln ($n = 1$)

Damit kann die in Abbildung 53 hervorgehobene Schaltungsschleife durch die Ersatzschaltung in Abbildung 54 näherungsweise dargestellt werden.

Es ist zu beachten, dass bei einem gegebenen ΔV_{CAC} die einzigen Elemente, die zur Begrenzung der Schleifenstromamplitude zur Verfügung stehen, nur die Streuinduktivitäten (L_{1k} und L_{2k}) und die Wicklungswiderstände (R_{L1} und R_{L2}) sind.

Betrachtet man als Beispiel $\Delta V_{CAC} = 0,5 \text{ V}$ und Wicklungswiderstände von jeweils $50 \text{ m}\Omega$. Wenn die gekoppelte Drossel eine vernachlässigbare Streuinduktivität hätte, dann betrüge die Amplitude des resultierenden Schleifenstroms 5 A! Dieser Strom verursacht zusätzliche Leistungsverluste in den Widerstandselementen der Schleife, was zu einer Verschlechterung von Wirkungsgrad und Wärmebilanz führt, ohne dass er zur Energieübertragung vom Eingang zum Ausgang des Wandlers beitragen würde. Um seine negativen Auswirkungen zu vermeiden, sollte seine Amplitude (im ungünstigsten Fall) auf demselben oder einem niedrigeren Niveau gehalten werden als der dreieckige Magnetisierungsripplestrom. Aber wie lässt sich das erreichen?

Unter Berücksichtigung vernachlässigbarer Wicklungswiderstände (da dies das Ziel zur Verbesserung des Wirkungsgrads ist) wird der Schleifenstrom allein durch die Gesamtstreuinduktivität (L_{LK}) näherungsweise wie folgt bestimmt:

$$I_{loop}(t) \approx \frac{1}{L_{LK}} \cdot \int_0^t \Delta V_{CAC}(t) \cdot dt \quad (GL.77)$$

Hierbei gilt:

$$L_{LK} = L_{1k} + L_{2k} \quad (GL.78)$$

Es ist zu merken, dass $\Delta V_{CAC}(t)$ eine Funktion der Stromwellenform über C_{AC} ist, die wiederum durch die Kombination von $I_{loop}(t)$ und der in Abbildung 9 dargestellten „idealen“ trapezförmigen Stromwellenform (hier als $I_{CAC_ID}(t)$ bezeichnet) gebildet wird.

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

Unter Berücksichtigung der Bedingung, dass der Schleifenstrom nicht dominiert und somit den idealen Kondensatorstrom nicht verzerrt (d. h. $\Delta I_{loop} < \Delta I_{CAC_ID}$, was ebenfalls dem angestrebten Konstruktionsfall entspricht), kann die folgende Annäherung vorgenommen werden:

$$\Delta V_{CAC}(t) \approx \frac{1}{C_{AC}} \cdot \int_0^t I_{CAC_ID}(t) \cdot dt \quad (GL.79)$$

Damit kann die obige Gleichung GL.77 nun wie folgt ausgedrückt werden:

$$I_{loop}(t) \approx \frac{1}{C_{AC} \cdot L_{LK}} \cdot \iint_0^t I_{CAC_ID}(t) \cdot dt \quad (GL.80)$$

Wobei der Schleifenstrom dem Doppelintegral eines Ausdrucks erster Ordnung entspricht, was zu einem Polynom dritter Ordnung und damit auch zu einer anderen Wellenform als der dreieckige Magnetisierungsstrom führt. Bei einer vorgegebenen Magnetisierungsinduktivität wird die Amplitude des „idealen“ trapezförmigen Kondensatorstroms nur durch die Betriebsbedingungen des Wandlers festgelegt. Daher müssen in GL.80 C_{AC} und/oder L_{LK} erhöht werden, um die Amplitude des Schleifenstroms zu reduzieren. Ein höherer C_{AC} bedeutet höhere Kosten und eine größere benötigte Leiterplattenfläche, während ein höherer L_{LK} quasi „kostenlos“ ist, da er durch eine einfache Änderung der Wicklungsanordnung der gekoppelten Drossel erreicht werden kann. Dies bedeutet außerdem, dass die Verwendung einer gekoppelten Drossel mit höherer Streuinduktivität (d. h. niedrigerem Kopplungsfaktor) es dem Wandler ermöglicht, bei gleicher Schleifenstromamplitude mit einer geringeren AC-Kopplungskapazität betrieben zu werden.

Auf Grundlage dieser Analyse wird im Folgenden eine Annäherung für den Betrag der AC-Koppelkapazität (C_{AC}) angegeben, der erforderlich ist, um eine Schleifenstromamplitude einzustellen, die etwa der halben Magnetisierungsstromamplitude entspricht:

$$C_{AC_min} \approx \frac{I_{out_max} \cdot L \cdot D_{max} \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_{LK} \cdot V_{in}(min)} \quad (GL.81)$$

Wobei $L = L_1 = L_2$ die Gesamtwicklungsinduktivität ist. Die folgende Spezifikation für einen CCM-SEPIC- wird betrachtet:

$$V_{in} = 10 \text{ V}$$

$$V_{out} = 12 \text{ V}$$

$$I_{out} = 1 \text{ A}$$

$$f_{sw} = 200 \text{ kHz}$$

L: WE-MCRI 1090 7448990470 (47 μH , 220 m Ω)

C_{in} : 3 \times WCAP-CSGP 885012209073 (30 μF , 1,5 m Ω)

($\sim 27 \mu\text{F}$ mit Gleichstromvorspannung)

C_{AC} : 2 \times WCAP-CSGP 885012209073 (20 μF , 2,2 m Ω)

($\sim 18 \mu\text{F}$ mit Gleichstromvorspannung)

C_{out} : 2 \times WCAP-CSGP 885012214005 (20 μF , 1,3 m Ω)

($\sim 17,5 \mu\text{F}$ mit Gleichstromvorspannung)

Hier wird dieselbe gekoppelte 47- μH -Drossel (WE-MCRI 7448990470) wie in den vorherigen Ergebnissen aus Abbildung 34 verwendet, mit Datenblattwerten von $k = 0,995$ und $L_K = 370 \text{ nH}$. Jedoch wird jetzt die Eingangsspannung auf 10 V verringert, was zu einem Tastverhältnis von $D = 0,55$ führt. Basiert auf die Bedingung von GL.81, C_{AC} sollte gegen 17 μF sein, und einen Wert von 18 μF wird hier verwendet.

Abbildung 55 zeigt die Versuchsergebnisse für diese Konfiguration, wobei die Wicklungsströme auf der Grundlage von GL.75 und GL.76 und der Konvention in Abbildung 53 (I_{L1} (grün) bei 300 mA/div und I_{L2} (blau) bei 150 mA/div) gemessen wurden. Bemerkenswert ist, wie die ansonsten rein dreieckigen Wicklungsströme aufgrund des Einflusses des Schleifenstroms nun geringfügig verzerrt erscheinen. Dies reicht jedoch immer noch nicht aus, um die Effektivströme von den durchschnittlichen Stromstärken zu unterscheiden, und der Wandler funktioniert immer noch wie im Normalfall.

Aus GL.75 und GL.76 ergibt sich der Schleifenstrom wie folgt:

$$I_{loop}(t) = \frac{I_{L1}(t) - I_{L2}(t)}{2} \quad (GL.82)$$

In den Ergebnissen in Abbildung 55 wird I_{L2} von I_{L1} mithilfe der mathematischen Funktion des Oszilloskops subtrahiert (violette Wellenform, vertikale Skala bei 200 mA/div). Nach GL.82 entspricht diese Wellenform dem Schleifenstrom, jedoch mit dem Doppelten seiner tatsächlichen Amplitude. Bei einem gemessenen Wert von etwa 300 mA beträgt die tatsächliche Schleifenstromamplitude somit 150 mA.

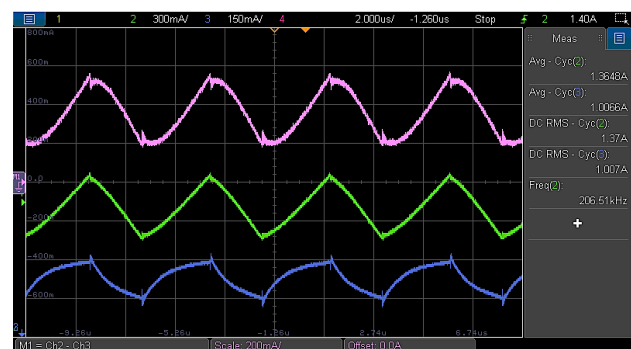


Abbildung 55: CCM-SEPIC-Messungen mit WE-MCRI-7448991470 ($L_K = 370 \text{ nH}$) und $C_{AC} = 15 \mu\text{F}$ bei $I_{out} = 1 \text{ A}$ [I_{L1} (I), I_{L2} (I), $I_{L1} - I_{L2}$ (I)]

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

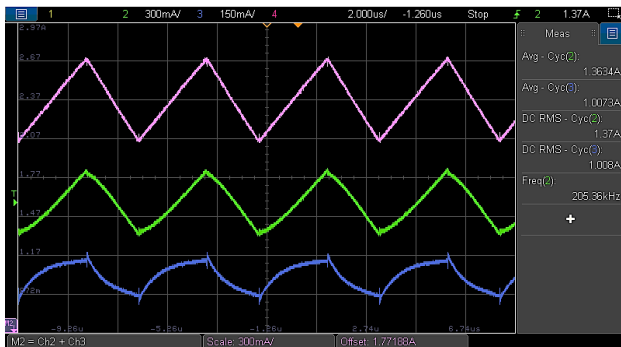


Abbildung 56: CCM-SEPIC-Messungen mit WE-MCRI-7448991470 ($L_K = 370 \text{ nH}$) und $C_{AC} = 15 \mu\text{F}$ bei $I_{out} = 1 \text{ A}$ [I_{L1} (I), I_{L2} (I), $I_{L1} - I_{L2}$ (I)]

Ebenso wird der Magnetisierungsstrom in einer Wicklung auf Grundlage der Definition in GL.75 und GL.76 wie folgt angegeben:

$$I_{LXM}(t) = \frac{I_{L1}(t) + I_{L2}(t)}{2} \quad (\text{GL.83})$$

In Abbildung 56 werden beide Wicklungsströme mithilfe der mathematischen Funktion des Oszilloskops addiert. Das Ergebnis entspricht dem dreieckigen Magnetisierungsstrom (violette Wellenform, vertikale Skala bei 300 mA/div). Aber auch hier ist dies das Doppelte der tatsächlichen Amplitude, wie in GL.83 angegeben. Nach der Division durch 2 ergibt sich eine Amplitude von etwa 300 mA. Dies ist doppelt so hoch wie die gemessene Schleifenstromamplitude, was eine gute Annäherung aus GL.81 bestätigt.

Wenn C_{AC} jetzt auf $1,5 \mu\text{F}$ reduziert wird (d. h. um den Faktor 10), erhält man die Ergebnisse aus Abbildung 57. Die nun höhere Rippelspannung über C_{AC} erzeugt eine höhere Schleifenstromamplitude, die die Signalformen und Amplituden der gemessenen Wicklungsströme dominiert.

Es ist anzumerken, dass die Skala für beide Ströme auf 2 A/div gesetzt ist (d.h. deutlich höher als in den vorherigen Messungen in Abbildung 55 und Abbildung 56/Abbildung 56), und jetzt ein beträchtlicher Unterschied zwischen dem durchschnittlichen und dem Effektivwert des Stroms gemessen wird.

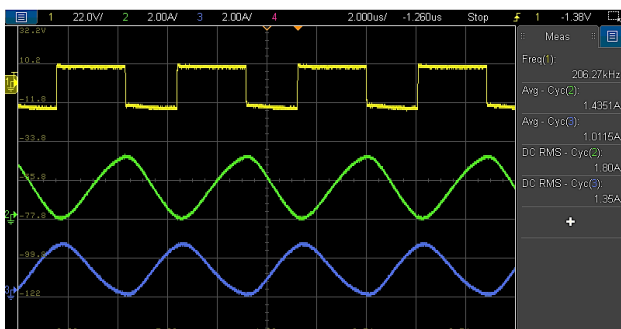


Abbildung 57: CCM-SEPIC-Messungen mit WE-MCRI-7448991470 ($L_K = 370 \text{ nH}$) und $C_{AC} = 1,5 \mu\text{F}$ bei $I_{out} = 1 \text{ A}$ [V_{L1} (I), I_{L1} (I), I_{L2} (I)]

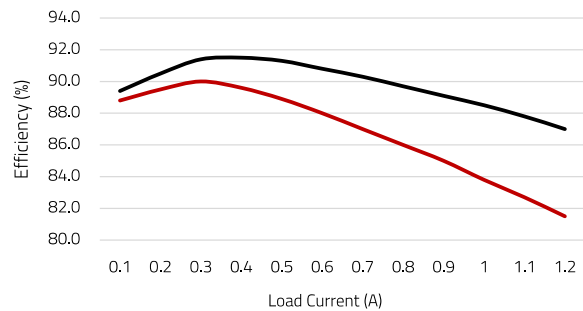


Abbildung 58: Ergebnisse für den CCM-SEPIC-Wirkungsgrad mit WE-MCRI-7448991470 ($L_K = 370 \text{ nH}$) bei $C_{AC} = 1,5 \mu\text{F}$ (rot) und $C_{AC} = 15 \mu\text{F}$ (schwarz)

Dies hat wichtige Auswirkungen auf die Wärmebilanz und den Wirkungsgrad, wie in Abbildung 58 zu sehen ist, in der die Wirkungsgradkurven für C_{AC} -Werte von $15 \mu\text{F}$ und $1,5 \mu\text{F}$ mit derselben gekoppelten Drossel (WE-MCRI 7448990470) verglichen werden. Der Wirkungsgradverlust steigt allmählich mit dem Laststrom an und überschreitet vier Punkte über 1 A! Die bislang verwendete WE-MCRI-Drossel mit hohem Kopplungsfaktor ist mit einer bifilaren Wicklungsanordnung ausgestattet (linke Seite von Abbildung 59), die zu einer sehr engen magnetischen Kopplung führt.

Wird die Wicklungskonfiguration jedoch so verändert, dass die Primär- und Sekundärwicklungen wie auf der rechten Seite von Abbildung 59 gezeigt „gestapelt“ werden, erhöht sich die Streuinduktivität, während die anderen elektrischen Eigenschaften (z. B. Magnetisierungsinduktivität, Gleichstromwiderstand, Nenn- und Sättigungsstrom usw.) unverändert bleiben.

Betrachtet man in diesem Fall dasselbe WE-MCRI-Bauteil mit $47 \mu\text{H}$, dann führt das Stapeln der Wicklungen zu einer Erhöhung der Gesamtstreuinduktivität von $0,37$ auf $24 \mu\text{H}$ (Nennwert) bei einer Verringerung des Kopplungsfaktors auf $k = 0,7$.

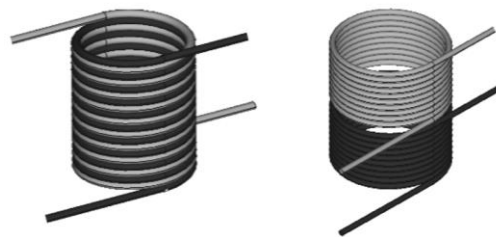


Abbildung 59 WE-MCRI-Wicklungsvarianten: bifilar (links) und gestapelt (rechts)

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

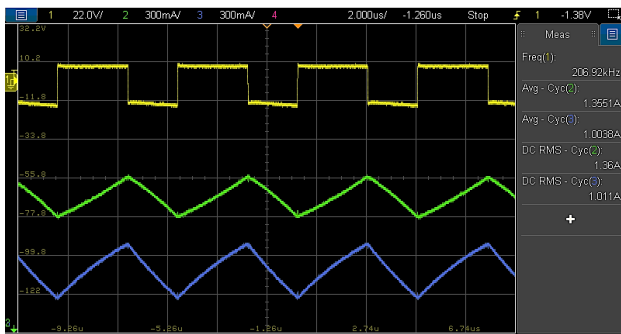


Abbildung 60: CCM-SEPIC-Messungen mit WE-MCRI ($L_k = 24 \mu\text{H}$) und $C_{AC} = 1,5 \mu\text{F}$ bei $I_{out} = 1\text{A}$ [V_{L1} (I), I_{L1} (II), I_{L2} (II)]

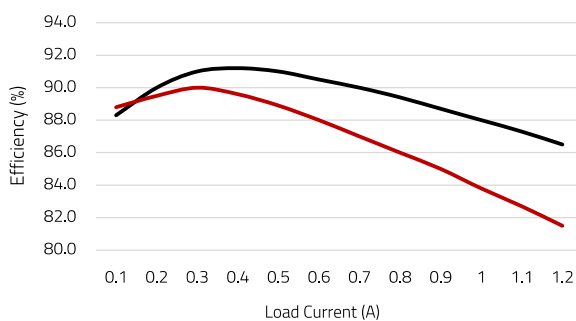


Abbildung 61: Ergebnisse für den CCM-SEPIC-Wirkungsgrad mit $C_{AC} = 1,5 \mu\text{F}$ und WE-MCRI $47 \mu\text{H}$ mit $k = 0,995$ (rot) und $k = 0,7$ (schwarz)

In Abbildung 60 sind die Versuchsergebnisse dargestellt, die mit dem deutlich niedrigeren $C_{AC} = 1,5 \mu\text{F}$ und der WE-MCRI-Drossel mit niedrigem Kopplungsfaktor erzielt wurden.

Wie bereits erwähnt, reduziert die viel höhere Streuinduktivität die Schleifenstromamplitude beträchtlich, und der dreieckige Magnetisierungsstrom „dominiert“ nun die gemessenen Wicklungsströme, wobei die Durchschnitts- und Effektivwerte fast gleich sind, wie im Normalfall.

Infolgedessen treten keine Wirkungsgradverluste auf, wenn die AC-Kopplungskapazität bei Verwendung der Drossel mit niedrigem k -Wert erheblich reduziert wird, verglichen mit dem Fall, in dem in diesem Beispiel das Bauteil mit hohem k -Wert verwendet wird, wie in Abbildung 61 dargestellt. Auch hier ist ein Wirkungsgradunterschied von über vier Punkten bei einem Laststrom von über 1 A festzustellen.

Dies ist ein weiterer positiver Effekt einer höheren Streuinduktivität im SEPIC, die dazu beiträgt, die Größe der AC-Koppelkapazität zu reduzieren, ohne die Leistung des Wandlers zu beeinträchtigen.

05. SEPIC-ENTWURF MIT REDEXPERT™

REDEXPERT™ ist ein kostenloses Online-CAD-Tool von Würth Elektronik, das Entwicklern dabei hilft, die Bauteilwahl für verschiedene Anwendungen zu beschleunigen. Ein Modul, das Bestandteil des Tools ist, dient der Auswahl der Magnetspulen für eine **SEPIC-Topologie**, sei es mit separaten Speicherdrosseln oder mit einer gekoppelten Induktivität (Abbildung 62).

Sobald die Spezifikation des Wandlers zusammen mit der angestrebten Ripplestromamplitude der Drossel eingegeben wurde, erstellt das Tool eine Liste geeigneter Komponenten, deren Parameter und Kennlinien verglichen und anhand verschiedener Kriterien weiter gefiltert werden können. Unter anderem zeigt das Tool auch die Gleich- und Wechselstromverluste jedes Bauteils von Modellen, die auf realen Messungen basieren.

Weitere REDEXPERT™-Module, die für das SEPIC-Design relevant sind, sind beispielsweise das Modul zum Entwerfen von EMV-Filtern am Eingang oder das Modul zum Auswählen von Kondensatoren.

Über [diesen Link](#) können Sie REDEXPERT™ aufrufen.

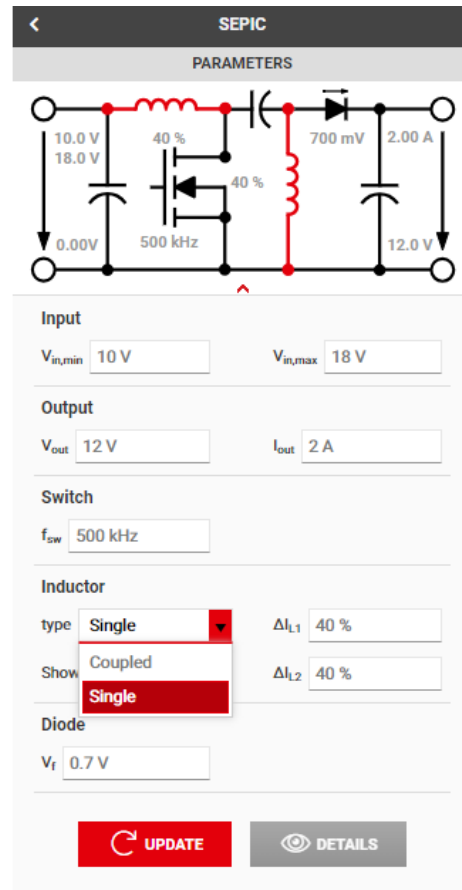


Abbildung 62: REDEXPERT™-Modul zur Auswahl von SEPIC-Magnetspulen

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

06. WE-MAGNETSPULEN FÜR SEPIC

Würth Elektronik bietet eine große Auswahl an serienmäßigen magnetischen Bauteilen für den Einsatz in Schaltnetzteilen wie dem SEPIC-Wandler, seien es eigenständige Speicherdrosseln oder gekoppelte Drosseln mit niedrigen und hohen Kopplungsfaktoren. Darüber hinaus bietet Würth Elektronik auch einen Service für das Design kundenspezifischer magnetischer Bauelemente an.

6.1 Speicherdrosseln

Das Angebot an **Speicherdrosseln** von Würth Elektronik ist enorm. Hierzu gehören geschirmte, halbgeschirmte und ungeschirmte Elemente mit verschiedenen Konstruktionen, elektrischen Eigenschaften, Kernmaterialien und Bauformen. Mit REDEXPERT™ kann die optimale Drossel für jede Spezifikation und Anforderung einfach ermittelt werden, und Sie können direkt kostenlose Muster zur Begutachtung bestellen.

Ein Highlight ist die **MXGI-Drossel** (Abbildung 63), die neueste Ergänzung der ständig wachsenden Produktpalette, die für extrem niedrige DC- und AC-Verluste optimiert wurde. Zum Zeitpunkt der Verfassung dieses Dokuments deckt die Serie einen Induktivitätsbereich von 0,16 bis 10 μH mit Nennströmen von 5,2 bis 24,2 A ab. Derzeit werden zwei Miniaturbauformen angeboten: 4020 (4,1 mm \times 4,1 mm \times 2,1 mm) und 5030 (5,4 mm \times 5,4 mm \times 3,1 mm).



Abbildung 63: Neue WE-MXGI-Speicherdrossel

6.2 Gekoppelte Speicherdrosseln

Würth Elektronik bietet auch verschiedene Serien **gekoppelter Speicherdrosseln** an. Zu diesen gehört die **WE-MCRI** (Abbildung 64) mit einem Windungsverhältnis von 1:1, die einen Kern aus Eisenpulver mit sanfter Sättigung aufweist. Sie deckt einen Induktivitätsbereich von 1 bis 47 μH ab und wird mit hohen ($k \sim 0,995$) sowie niedrigen Kopplungsfaktoren angeboten (derzeit sind kostenlose Muster zur Begutachtung erhältlich).

Würth Elektronik garantiert für jede Induktivität innerhalb der neuen Low-k-MCRI-Serie eine Kopplungsfaktorspanne, die Entwicklern dabei hilft, eine Worst-Case-Betrachtung bei SEPIC-, Čuk- und Zeta-Wandlern durchzuführen.

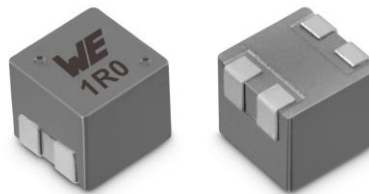


Abbildung 64: Gekoppelte Speicherdrossel MCRI 1090 (hoher und niedriger Kopplungsfaktor)

6.3 Angepasste magnetische Bauteile

Das **Produktmanagement für kundenspezifische magnetische Bauteile** bei Würth Elektronik unterstützt Entwickler von Stromversorgungen bei Konzeption, Gestaltung, Optimierung, Musterbau und Produktion individuell angepasster gekoppelter Speicherdrosseln und Transformatoren für viele unterschiedliche Topologien und Anwendungen, einschließlich des SEPIC.

Exemplarisch zeigt Abbildung 65 eine kundenspezifische gekoppelte Speicherdrossel (750318760), die für einen 200-W-SEPIC-Wandler entwickelt wurde und im PMP22270-Referenzdesign von Texas Instruments verwendet wird.

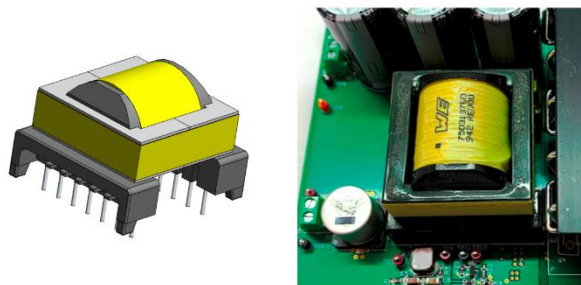


Abbildung 65: Beispiel: Kundenspezifische WE-Drossel für einen 200-W-SEPIC

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

07. ZUSAMMENFASSUNG

Im SEPIC ist die korrekte Dimensionierung des AC-Koppelkondensators für den ordnungsgemäßen Betrieb des Wandlers von entscheidender Bedeutung. Es wurden Empfehlungen für die Dimensionierung sowie die Auswahl weiterer Bauteile für den CCM- und den DCM-Betrieb gegeben. Es wurde gezeigt, wie die Verwendung einer gekoppelten Speicherdrossel anstelle von zwei entkoppelten Speicherdrosseln einige Vorteile mit sich bringen kann, wie z. B. eine niedrigere Induktivität bei gleicher Ripplestromamplitude oder geringere Anforderungen an EMV-Eingangfilter, wenn eine als „Ripplestromsteuerung“ bezeichnete Technik implementiert wird, was beides zu potenziellen Kosteneinsparungen führt. Zudem, es wurde gezeigt wie die Verwendung einer gekoppelten Speicherdrossel mit hoher Streuinduktivität den Betrieb mit einer wesentlich geringeren AC-Kopplungskapazität ermöglicht, ohne den Wirkungsgrad und Wärmebilanz des Wandlers zu beeinträchtigen.

Unabhängig davon, ob der Wandler mit entkoppelten oder gekoppelten Speicherdrosseln und mit hohem oder niedrigem Kopplungsfaktor realisiert wird, können Entwickler das breite Produktportfolio von Würth Elektronik und die Möglichkeiten der kundenspezifischen magnetischen Bauteile für Netzteilentwicklungen, einschließlich des SEPIC, in Anspruch nehmen.

A Anhang

A.1 SEPIC-Versuchsplatine

Die nicht-synchrone SEPIC-Versuchsplatine, die für die Messungen im vorliegenden Dokument verwendet wurde, ist in Abbildung 66 dargestellt. Der Schaltkreis basiert auf dem LT3757A-Schaltregler von Analog Devices und wurde zur Funktionsbewertung des Wandlers entwickelt. Obwohl die großen Lötflächen, die für die Kondensatoren und Drosseln der Leistungsstufe verwendet werden, das Testen von Bauteilen unterschiedlicher Größe und Bauform (im Bild nicht bestückt) ermöglichen, erhöhen sie auch unerwünschte parasitäre Elemente wie Schleifeninduktivitäten und Schaltknotenkapazitäten, sodass dieses Layout keineswegs EMV-optimiert ist.

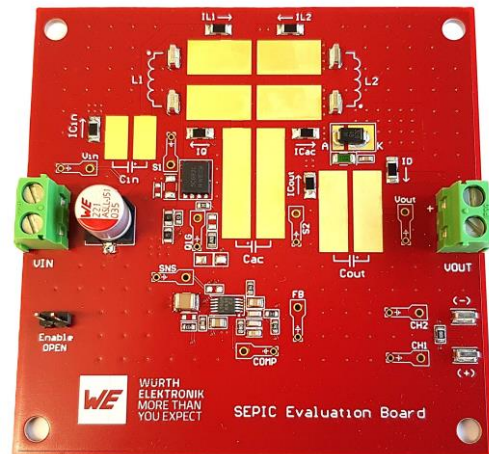


Abbildung 66: DC-DC-SEPIC-Prototypplatine für Messungen

APPLICATION NOTE

ANP135 | Der SEPIC mit gekoppelten und entkoppelten Speicherdrosseln

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht. Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten

werden hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfälle ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt. Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS



Application Notes
www.we-online.com/app-notes



REDEXPERT Design Plattform
www.we-online.com/redexpert



Toolbox
www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.com/produkte

KONTAKTINFORMATION



appnotes@we-online.de
Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg
Germany
www.we-online.com