

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



1. Einleitung

Stromversorgungsschaltungen unterliegen immer einschränkenden Faktoren wie Kosten, verfügbare Leiterplattenfläche, Bauhöhe und dem Wunsch ihre Komplexität zu reduzieren. Die Mehrzahl der heutigen Systeme ist vom Mixed-Signal-Typ. Abgesehen von den einfachsten Fällen benötigen ihre verschiedenen analogen und digitalen Stromkreise für den Betrieb mehrere unterschiedliche Versorgungsspannungen. Eine Möglichkeit, bei einer Stromversorgung weitere Ausgänge ohne zusätzliche Steuer-ICs hinzuzufügen, besteht darin, die Standardspule eines Abwärtswandlers durch eine Induktivität mit mehreren Wicklungen zu ersetzen. Eine Wicklung erhält ihre Energie vom Abwärtswandler, indem man die in der zweiten Wicklung induzierte Spannung gleichrichtet und filtert kann man auf verschiedene Art und Weisen einen zweiten Ausgang bereitstellen. Abwärtswandler findet man in nahezu jeder Netzteilarchitektur, und eine Spule mit mehreren Wicklungen, die verschiedene Umsetzungsverhältnisse oder sogar mehrere Ausgänge bietet, lässt sich nach Maß fertigen. Im Interesse einer möglichst geringen Komplexität und niedriger Kosten konzentriert sich diese Anwendungsbeschreibung aber auf handelsübliche, 1:1 gekoppelte Induktivitäten. Würth Elektronik eiSos bietet mehrere Baureihen von 1:1 gekoppelten Induktivitäten mit unterschiedlichen Leistungsniveaus und Bauformen an. Viele davon eignen sich für die Erweiterung eines Abwärtswandlers um einen zweiten Ausgang.

2. Die drei am häufigsten verwendeten Topologien

Die Abbildungen 1a, 1b und 1c zeigen die drei am häufigsten verwendeten Topologien für eine Ausgangserweiterung. Abbildung 1a zeigt, wie die sekundäre Spannung V_{OUT2} zur Aufstockung der Spannung am Hauptausgang V_{OUT1} genutzt werden kann. Es entsteht, gegen Systemmasse, eine Gesamtspannung von $2 \times V_{OUT1}$.

Abbildung 1b zeigt, wie der Rückleiter des sekundären Ausgangs mit einem isolierten sekundären Stromkreis verbunden werden kann. Hieraus resultiert eine isolierte Spannung, die zur Speisung von Sensoren oder isolierter Kommunikationsvorrichtungen genutzt werden kann. (Anmerkung: Die meisten 1:1-Induktivitäten sind nicht für die Spannungen in isolierten Wechselstrom- oder Telekommunikationsnetzen ausgelegt. Die Isolation bei 1:1-Induktivitäten dient zur Abschirmung gegen elektrisches Rauschen.) In diesem Fall ist der Durchschnittswert von V_{OUT2} gleich V_{OUT1} .

Abbildung 1c zeigt, wie die Systemmasse zur anderen Seite des Kondensators am sekundären Ausgang verlegt werden kann, um eine negative Spannung zu erzeugen. In diesem Fall ist der Absolutwert von V_{OUT2} gleich V_{OUT1} .

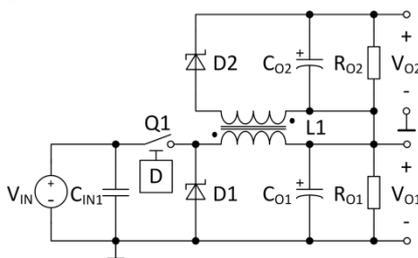


Abbildung 1a: Aufstockung auf $2x V_{OUT}$

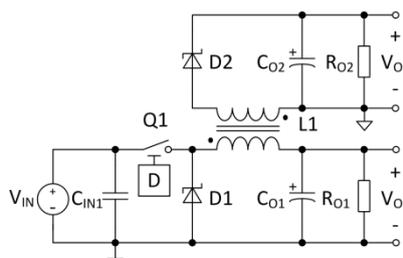


Abbildung 1b: Isolierte V_{OUT2}

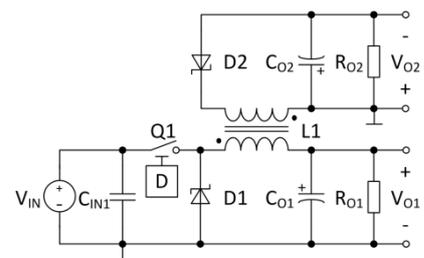


Abbildung 1c: Negative V_{OUT2}

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



In allen drei Fällen kontrolliert der Regelkreis des Abwärtswandlers nur V_{OUT1} . Somit variiert der tatsächliche Wert von V_{OUT2} in Abhängigkeit von der Eingangsspannung, dem Spannungsabfall an der Ausgangsdiode im sekundären Stromkreis, den Lastströmen an Haupt- und Sekundärausgang und dem Tastverhältnis. Aus diesem Grund wird am sekundären Stromkreis häufig ein linearer Regler verwendet, um eine geglättete geregelte sekundäre Ausgangsspannung bereitzustellen.

3. Anwendungsbeispiel

Die nachfolgenden Gleichungen und Überlegungen zum Aufbau, leiten den Anwender durch die Prozedur, die erforderlich ist, um einen nicht-synchronen Abwärtswandler mit einem Steuer-IC und fester Stromobergrenze, um einen sekundären Ausgang zu erweitern. Die meisten Abwärtswandler-ICs mit internen Leistungs-MOSFETs verfügen über eine Vergleichsschaltung, die den durch den Steuer- oder High-Side-MOSFET (Q1 in Abbildung 1) fließenden Strom überwacht, der bei durchleitendem MOSFET gleich dem Strom durch die Primärwicklung der Spule ist. Für hochwertige ICs wird ein unterer Schwellwert für diese Stromobergrenze über den gesamten Betriebstemperaturbereich angegeben. In den meisten Fällen schaltet der IC den MOSFET sofort aus, wenn diese Grenze erreicht wird. Wie unten gezeigt werden wird, entspricht dies der maximalen Ausgangsleistung, die zwischen Hauptausgang und sekundärem Ausgang aufgeteilt werden muss. Im Aufbaubeispiel kommt als IC der TPS54160 von Texas Instruments zum Einsatz. Die Tabelle der elektrischen Eigenschaften im Datenblatt nennt als unteren Schwellwert für die Stromobergrenze über den gesamten vorgesehenen Temperaturbereich hinweg 1,8 A. Die Entwurfsspezifikation lautet:

$V_{IN} = 10 \text{ V bis } 14 \text{ V}$, nominal 12 V . Eingangsbrummspannung $\Delta v_{IN} = 0,2 \text{ V}_{P-P}$

$V_{OUT1} = 5,0 \text{ V}$, $I_{O1} = 400 \text{ mA bis } 500 \text{ mA}$, kont. Ausgangsbrummspannung $\Delta v_{O1} = 60 \text{ mV}_{P-P}$

$V_{OUT2} = 5 \text{ V}$ (laut Definition), $I_{O2-MAX} = 200 \text{ mA}$. Ausgangsbrummspannung $\Delta v_{O2} = 60 \text{ mV}_{P-P}$

Schaltfrequenz, $f_{SW} = 500 \text{ kHz}$

Geschätzter Wirkungsgrad, $\eta = 90 \%$

$P_{OUT} = 3,5 \text{ W}$

Die Auswahl der externen Komponenten bleibt unabhängig von der Verbindungsweise des sekundären Stromkreises gleich. Somit gelten diese Berechnungen für die in den Abbildungen 1a, 1b und 1c dargestellten Fälle.

4. Die 1:1-Induktivität

Die magnetische Energiespeicherung steht im Zentrum jedes Schaltwandlers, ob er nun wie in diesem Beispiel 3,5 Watt liefert oder als mehrphasiger Vollbrückenwandler eine Ausgangsleistung von mehreren Kilowatt bereitstellt. Der Hauptunterschied zwischen dem 1:1 gekoppelten Abwärtswandler und einem normalen Abwärtswandler besteht im Anstieg des Peak-to-Peak-Brummstroms, der in der Haupt- (Primär) Wicklung induziert wird. Verantwortlich dafür ist die zusätzliche gespeicherte und am sekundären Ausgang bereitgestellte Energie. Außerdem verändert der induzierte Strom die Wellenform von einer dreieckigen in eine trapezförmige Welle. Abbildung 2 stellt die Ströme in der primären Wicklung rosa und die in der sekundären Wicklung grün dar. Die Phasenlage der beiden Wicklungen ist so gewählt, dass die sekundäre Wicklung Strom abgibt, solange der Steuer-MOSFET sperrt und die rückführende Diode (D1) eingeschaltet ist. Auf diese Weise ist die am sekundären Stromkreis anliegende durchschnittliche Spannung über einen Schaltzyklus ungefähr gleich V_{OUT1} .

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



Abbildung 2: Primärer (rosa) und sekundärer (grün) Strom in der 1:1 gekoppelten Induktivität

$$V_{IN} = 12,0 \text{ V}, V_{O1} = 5,0 \text{ V}, V_{O2} \approx V_{O1}, I_{O1} = 500 \text{ mA}, I_{O2} = 100 \text{ mA}$$

Hierbei ist es wichtig, beim sekundären Stromkreis zwischen Durchschnittsstrom und Gleichstrom zu unterscheiden. „Durchschnittsstrom“ I_{S-AVG} bezieht sich auf die durchschnittliche Höhe der trapezförmigen Wellenform. „Gleichstrom“ I_{O2-MAX} meint den durchschnittlich für die Last am sekundären Stromkreis bereitgestellten Strom. Diese beiden Ströme haben nicht den gleichen Wert und ihre Verwechslung kann erhebliche Verwirrung nach sich ziehen. Um es eindeutig zu formulieren: Der Durchschnittsstrom einer trapezförmigen Wellenform entspricht dem Gleichstrom, geteilt durch 1 minus Tastverhältnis. Für den Fall des sekundären Stromkreises in einem 1:1 gekoppelten Abwärtswandler sind für die Worst-Case-Berechnungen die Maximalwerte von Interesse:

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MIN} + V_{D1}} = \frac{5 + 0,5}{10 + 0,5} = 0,54 \quad \text{Gl. 1} \quad I_{S-AVG} = \frac{I_{O2-MAX}}{1 - D_{MAX}} = \frac{0,2 \text{ A}}{0,46} = 0,43 \text{ A} \quad \text{Gl. 2}$$

Die Induktivität pro Wicklung wird auf die gleiche Weise wie bei einem Standard-Abwärtswandler gewählt und basiert auf der Regelung des Peak-to-Peak-Brummstroms in der primären Wicklung, genannt Δi_{P-TRI} :

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT1} + V_{D1}}{V_{IN-MAX} + V_{D1}} = \frac{5 + 0,5}{14 + 0,5} = 0,39 \quad \text{Gl. 3} \quad L_{MIN} = D_{MIN} \frac{V_{IN-MAX} - V_{OUT1}}{\Delta i_{P-TRI} \times f_{SW}} \quad \text{Gl. 4}$$

V_{D1} ist die typische Durchlassspannung der Freilaufdiode D1

5. Brummstrom in der Spule

Eine der wichtigsten Entscheidungen bei der Auslegung des Wandlers ist, wie groß der Brummstrom sein darf. Bei normalen Abwärtswandlern wird die Peak-to-Peak-Welligkeit auf 20 bis 40 % des maximalen Ausgangsgleichstroms festgelegt. Die Spanne von 20 bis 40 % ist ein guter Kompromiss, der durch den Aufbau zahlloser Schaltwandler getestet und bestätigt worden ist. Sie bietet ein ausgewogenes Verhältnis zwischen Baugröße (je größer der zulässige Brummstrom, desto weniger Induktivität und damit kleinere Spulen sind notwendig) und Wirkungsgrad/Rauschen (Eine geringere Welligkeit des Brummstroms führt zu niedrigeren Effektivströmen und reduziert die elektromagnetischen Störungen).

Gl. 4 wählt die Induktivität für den rein dreieckigen Anteil des primären Brummstroms. Doch der gesamte Brummstrom Δi_P ist gleich der Summe des primären dreieckigen und des gesamten sekundären Brummstroms. Aufgrund dieses zusätzlichen Brummstroms liegt die empfohlene Spanne für Δi_{P-TRI} niedriger – zwischen 10 bis 30 % des maximalen Ausgangsstroms des primären Stromkreises I_{O1-MAX} . In diesem Beispiel ist $\Delta i_{P-TRI} = 30 \% = 0,15 \text{ A}$:

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



$$L_{MIN} = 0.39 \frac{14V - 5V}{0.15A \times 500kHz} = 45\mu H$$

Der nächsthöhere Standard-Induktivitätswert beträgt 47 μH . Darum findet dieser als L1 bezeichnete Wert nachfolgend Verwendung. Der dreieckige Anteil des primären Brummstroms ist dann:

$$\Delta i_{P-TRI} = D_{MIN} \frac{V_{IN-MAX} - V_{OUT1}}{L1 \times f_{SW}} = 0.39 \frac{14V - 5V}{47\mu H \times 500kHz} = 0,146A_{p-p}$$

Weit weniger einfach ist leider die Berechnung des Brummstroms im sekundären Stromkreis. Seine Größe ist hochgradig abhängig von der Streuinduktivität der 1:1-Induktivität, dem Laststrom, dem Abfall der Durchlassspannung an der Ausgangsdiode und dem Gleichstromwiderstand der Spulenwicklungen (Abbildung 3).

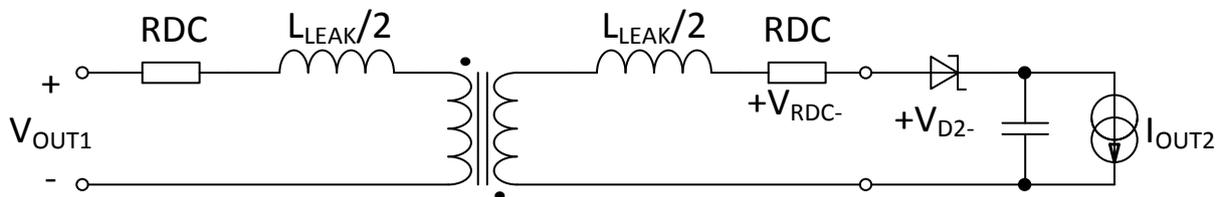


Abbildung 3: 1:1-Induktivität mit parasitären Komponenten erster Ordnung und Spannungsabfällen

Eine genauere Betrachtung insbesondere bei höheren sekundären Ausgangsströmen zeigt, dass Δi_s nicht rein dreieckig, sondern aufgrund der trapezförmigen Wellenform der anliegenden Spannung über die Streuinduktivität hinweg eine Parabel ist. Die hier angebotene Näherungsgleichung basiert auf der Annahme, dass die durchschnittliche Spannung über die Streuinduktivität hinweg konstant und gleich der Durchlassspannung der Ausgangsdiode ist:

$$\Delta i_S = \frac{2 \times V_{D2}}{L_{LEAK} \times f_{SW}} (1 - D_{MIN}) = \Delta i_S = \frac{2 \times 0,5V}{3,1\mu H \times 500kHz} (0,61) = 0,40A_{p-p} \quad \text{Gl. 5}$$

Die Schwierigkeit bei der Anwendung dieses Ausdrucks erwächst aus der präzisen Messung der Streuinduktivität und der genauen Vorhersage (oder Messung) der Diodenspannung V_{D2} . Hersteller geben die Streuinduktivität nicht immer an, doch sie kann gemessen werden, indem man einen Klemmsatz der Induktivität kurzschließt und die Induktivität an den übrigen Anschlüssen misst. In diesem Beispiel erreichte die gemessene Streuinduktivität L_{Leak} den Wert 3,1 μH . Der Wert für die Diodenspannung musste mit 0,5 V geschätzt werden.

Nach Schätzung von Δi_s lässt sich jetzt der gesamte primäre Brummstrom errechnen:

$$\Delta i_P = \Delta i_{P-TRI} + \Delta i_S = 0,146A + 0,40A = 0,55A_{p-p} \quad \text{Gl. 6}$$

Die Gleichung für den Spitzenstrom im primären Stromkreis lautet demnach:

$$I_{P-PEAK} = I_{O1-MAX} + \frac{\Delta i_P}{2} = 0,5A + \frac{0,55A}{2} = 0,77A \quad \text{Gl. 7}$$

Nach Berechnung des Peak-Peak-Brummstroms im sekundären Stromkreis ist auch die Berechnung des sekundären Spitzenstroms möglich:

$$I_{S-PEAK} = I_{S-AVG} + \frac{\Delta i_S}{2} = 0,42A + \frac{0,40}{2} = 0,62A \quad \text{Gl. 8}$$

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



Ein letzter Schritt ist vor der Auswahl der tatsächlichen Induktivität noch zu tun: die Berechnung der Effektivströme im primären und sekundären Stromkreis. Für den primären Stromkreis ist eine schnelle und sehr nahe beim realen Effektivwert liegende Lösung die Verwendung des DC-Ausgangsstroms. Für den sekundären Stromkreis ergibt sich der Effektivwert einer trapezförmigen Welle aus:

$$I_{S-RMS} = I_{S-AVG} \sqrt{1 - D_{MAX}} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_S}{I_{S-AVG}} \right)^2} = 0,33 A_{RMS} \quad \text{Gl. 9}$$

6. Die passende Induktivität

Zusammenfassend sollte die gewünschte Spule eine Induktivität von 47 μH pro Wicklung besitzen, ohne Sättigung einen Spitzenstrom von 0,74 A unterstützen und ohne Überhitzung Effektivströme von 0,5 A in einer Wicklung und 0,32 A in der anderen Wicklung transportieren können. Bei 1:1 gekoppelten Induktivitäten ist es besonders wichtig, die Datenblätter sorgfältig zu lesen und die Bedingungen zu erfassen, unter denen die Nennwerte für Sättigung und effektive Strombelastbarkeit gelten. Qualitätshersteller geben diese Bedingungen ausdrücklich an. Die Würth Elektronik WE-DD Baureihe von gekoppelten Induktivitäten beinhaltet auch die 744 878 470, deren elektrische Eigenschaften nachfolgend angegeben sind:

Bestellnummer	L [μH]	I _R [A]	I _{SAT} [A]	R _{DC-TYP} [Ω]
744878470	47	0,9	1	0,6

I_R bei 40 °K über Umgebungstemperatur, wenn in **beiden** in Reihe geschalteten Wicklungen der angegebene Nennstrom fließt. I_{SAT} Induktivitätsabfall von 10 % typisch, wenn bei **einer** Wicklung der angegebene Sättigungsstrom vorliegt.

Der I_{SAT} Nennwert gilt für die Kombination der Ströme in beiden Wicklungen. Ein vorteilhafter Aspekt von 1:1 gekoppelten Abwärtswandlern besteht jedoch darin, dass wenn der Strom in einer Wicklung seine Spitze erreicht, der Strom in der anderen Wicklung den niedrigsten Wert aufweist und daher der primäre Spitzenstrom I_{P-PEAK} den Worst-Case beschreibt.

7. Grenzwerte für den maximalen sekundären Strom

Es gibt zwei Bedingungen, die den maximalen Strom begrenzen, den der sekundäre Ausgang eines 1:1 gekoppelten Abwärtswandlers liefern kann. Die erste leitet sich aus dem Schwellwert für die Stromobergrenze des Steuer-ICs ab. Im Beispiel mit I_{LIM} = 1,8 A gilt:

$$I_{O2-LIMIT} = (1 - D_{MIN})(2 \times I_{LIM} - 2 \times I_{O1-MAX} - \Delta i_{P-TRI}) = 0,62 \times (3,6\text{A} - 1,0\text{A} - 0,15\text{A}) = 1,52\text{A} \quad \text{Gl. 10}$$

Diese Bedingung ist am wahrscheinlichsten erfüllt, wenn beide Ausgänge den maximalen Laststrom liefern und die Eingangsspannung sich am Maximum befindet.

Die zweite Einschränkung leitet sich aus dem Übergang zwischen dem Betrieb mit kontinuierlichem Stromfluss (Continuous Conduction Mode, CCM), bei dem der Strom in der primären Wicklung niemals null erreicht, und dem lückenden Betrieb (Discontinuous Conduction Mode, DCM), bei dem der primäre Strom vor Ende des Schaltzyklus auf null abfällt. Diese Begrenzung gilt für nicht-synchrone Abwärtswandler und manche synchrone Abwärtswandler, wenn deren Steuer-ICs keine Polaritätsumkehr des Spulenstroms zulassen. Sobald der Wandler in den DCM gelangt, ist die Durchschnittsspannung an der primären Wicklung niedriger als V_{OUT1}. V_{OUT2} tendiert je nach bereitgestelltem Laststrom dazu, abzufallen oder sogar ganz zusammenzubrechen. Für alle Schaltregler kann der CCM/DCM-Übergangspunkt als der Punkt beschrieben

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



werden, an dem der durchschnittliche Spulenstrom halb so groß wie der Brummstrom ist. Betrachtet man nun wieder Abbildung 2, wird deutlich, dass diese Bedingung höchstwahrscheinlich dann erfüllt ist, wenn der primäre Laststrom niedrig und der sekundäre Laststrom hoch ist.

Dies in eine brauchbare Gleichung zu fassen, ist schwierig, weil der sekundäre Brummstrom eine hohe Variabilität aufweist und von der nicht-linearen Beziehung der Durchlassspannung der Diode am sekundären Ausgang relativ zum Durchlassstrom abhängig ist. Am besten lässt sich durch Labortests herausfinden, wann ein Wandler in den DCM wechselt. Ein Stromastkopf zeigt den genauen Punkt, an dem der Strom im primären Stromkreis null erreicht. Wenn kein Stromastkopf verfügbar ist, können alternativ auch ein Spannungstastkopf und ein Multimeter verwendet werden. Abbildung 4 zeigt die Spannung am Schalterknoten des primären Stromkreises (mit dem Regel-FET, primäre Induktivität und Diode verbunden sind) unmittelbar nach dem Erreichen des DCM. Der Spannungstastkopf zeigt das Einsetzen einer gedämpften Schwingung vor dem Ende von jedem Schaltzyklus. Am Multimeter ist der schnelle Abfall von V_{O2} nach Erreichen des DCM abzulesen.

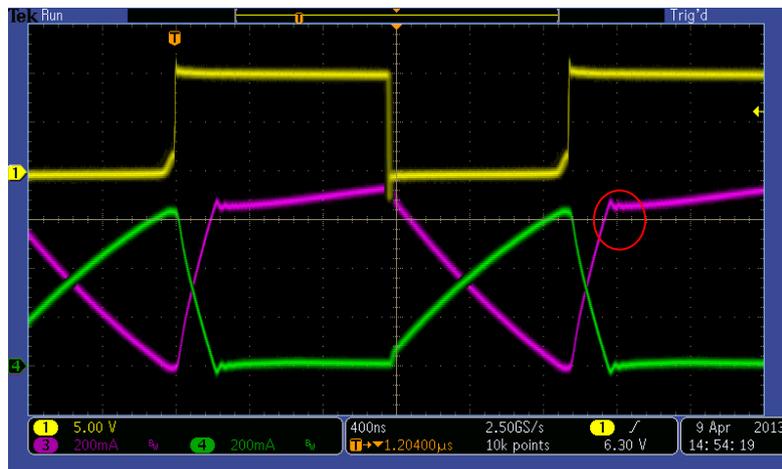


Abbildung 4: Spannung am primären Schalterknoten (gelb). Der rote Kreis markiert den Eintritt in den DCM.

$$V_{IN} = 10,0 \text{ V}, V_{O1} = 5,0 \text{ V}, V_{O2} \approx 3,0 \text{ V}, I_{O1} = 500 \text{ mA}, I_{O2} = 200 \text{ mA}$$

Ist der gewünschte sekundäre Laststrom I_{O2-MAX} höher als der niedrigere dieser beiden Grenzwerte, gibt es mehrere Lösungsmöglichkeiten:

1. Die Stromwelligkeit lässt sich reduzieren, indem man die Induktivität, die Schaltfrequenz oder beides vergrößert. Diese Maßnahme ist bei beiden Begrenzungen wirksam.
2. Strombegrenzung: Ein anderer Steuer-IC mit einem höheren Schwellwert für die Stromobergrenze oder ein Regler mit externen Leistungs-MOSFETs und einem einstellbaren Schwellwert wären hier einsetzbar.
3. DCM-Begrenzung: Die Umstellung auf einen synchronen Abwärtswandler, der die Polaritätsumkehr des Stroms in der Induktivität und einen Fluss unter null zulässt, erlaubt dem Wandler, eine durchschnittliche Spannung von V_{OUT1} an den Wicklungen der 1:1-Induktivität auch bei $I_{O1} = \text{null}$ aufrecht zu erhalten. Verschiedene Halbleiterhersteller haben kompakte, kostengünstige synchrone Abwärtswandler genau für diese Anwendung auf den Markt gebracht.

Der sekundäre Ausgang muss außerdem einen Mindeststrom bereitstellen, um zu verhindern, dass V_{OUT2} bei geringer oder fehlender Last ansteigt. Grund für diesen Anstieg ist die allmähliche Energieübertragung aus der Streuinduktivität der Spule an die Kondensatoren am sekundären Ausgang. Eine Messung der Streuinduktivität und der Versuch einer Berechnung der Mindestlast sind im Allgemeinen nicht praktikabel. In diesem Beispielfall hat sich ein Labortest mit einem Potentiometer als schnell und effektiv erwiesen. Um den

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



Absolutwert von V_{OUT2} unter 5,5 V zu halten, wird ein Maximalwiderstand von 1,1 k Ω benötigt und in der Stückliste erscheint hierfür ein 1 k Ω -Widerstand.

8. Genauigkeit der sekundären Ausgangsspannung

Ein Nachteil bei der Nutzung gekoppelter Induktivitäten zur Schaffung sekundärer Ausgänge liegt darin, dass nur die primäre Ausgangsspannung von der Rückkopplungsschleife geregelt wird. Abhängig von der Toleranz der Bezugsspannung und der Rückkoppelwiderstände weist die Spannung am Hauptausgang V_{OUT1} eine typische Schwankung von $\pm 1\%$ bis $\pm 4\%$ um den Durchschnittswert V_{OUT1} auf. V_{OUT2} ist jedoch unreguliert und verändert sich mit Änderungen von Eingangsspannung und Tastverhältnis. V_{OUT2} zeigt eine größere Verschiebung bezüglich der Lastströme sowohl des primären als auch des sekundären Stromkreises. Grund dafür sind die Spannungsabfälle an den Dioden und über dem Gleichstromwiderstand der Spulenwicklungen sowie der Leiterbahnen auf der Platine. Abbildung 5 zeigt eine 1:1-Induktivität, die als idealer Transformator mit einem Koppelfaktor von 1 behandelt wird, dessen Primärwicklung mit einer Spannung V_{OUT1} gespeist wird. Die vergleichende Betrachtung der Spannungsabfälle von primärem zum sekundären Stromkreis zeigt, dass V_{OUT2} direkt proportional zu I_{O1} und umgekehrt proportional zu I_{O2} ist.

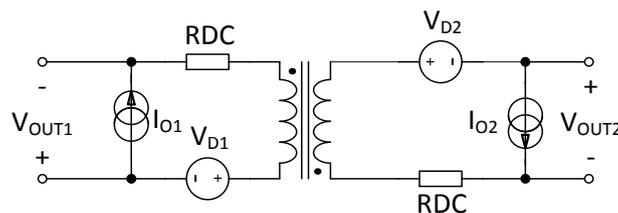


Abbildung 5: Primäre und sekundäre Spannungsabfälle wirken sich auf V_{OUT2} aus

Die Gleichung erster Ordnung für V_{OUT2} lautet dann:

$$V_{OUT2} = V_{OUT1} + I_{O1} \times DCR + V_{D1} - I_{O2} \times DCR - V_{D2} \quad \text{Gl. 11}$$

In den meisten Auslegungsleitfäden geht man bei einer Schottky-Diode von einer Durchlassspannung von 0,5 V aus. Will man jedoch V_{OUT2} mit einiger Genauigkeit voraussagen, ist ein Blick in die Datenblätter der Schottkys angebracht, oder noch besser, man misst den tatsächlichen Spannungsabfall. In der Praxis wirkt sich auf die Toleranz auch der Kopplungskoeffizient zwischen den beiden Wicklungen aus. Jeder Versuch, V_{OUT2} mit einer Abweichung von weniger als $\pm 10\%$ vorherzusagen, ist wahrscheinlich Zeitverschwendung, insbesondere wenn man den Effekt von Lasttransienten auf V_{OUT1} oder V_{OUT2} berücksichtigt. Selbst wenn sich in diesem Beispiel der Wandler exakt am richtigen Arbeitspunkt befände, damit sich die positiven und negativen Terme von Gl. 11 gegenseitig auslöschen, würde eine Lasttransiente ΔI eine Verschiebung von $\Delta I \times DCR$ bewirken. Zusammenfassend: Die Nutzung von V_{OUT2} ohne einen linearen Regler ist nur für Lasten praktikabel, die geringe oder keine Lasttransienten aufweisen und die einen ziemlich großen Toleranzbereich verkraften.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



Tabelle 1 zeigt die Toleranz von V_{OUT2} für dieses Beispiel unter verschiedenen Last- und Eingangsbedingungen:

V_{IN} [V]	I_{O1} [mA]	I_{O2} [mA]	V_{OUT2} [V]	V_{IN} [V]	I_{O1} [mA]	I_{O2} [mA]	V_{OUT2} [V]	V_{IN} [V]	I_{O1} [mA]	I_{O2} [mA]	V_{OUT2} [V]
10,0	50	25	4,65	12,0	50	25	4,84	14,0	50	25	4,89
10,0	100	25	4,95	12,0	100	25	5,02	14,0	100	25	5,05
10,0	200	25	5,03	12,0	200	25	5,13	14,0	200	25	5,16
10,0	500	25	5,25	12,0	500	25	5,37	14,0	500	25	5,41
10,0	50	50	3,55	12,0	50	50	4,14	14,0	50	50	4,41
10,0	100	50	4,51	12,0	100	50	4,74	14,0	100	50	4,85
10,0	200	50	4,75	12,0	200	50	4,89	14,0	200	50	4,98
10,0	500	50	4,93	12,0	500	50	5,12	14,0	500	50	5,23
10,0	50	100	1,67	12,0	50	100	2,38	14,0	50	100	2,93
10,0	100	100	3,07	12,0	100	100	3,79	14,0	100	100	4,15
10,0	200	100	4,00	12,0	200	100	4,40	14,0	200	100	4,58
10,0	500	100	4,23	12,0	500	100	4,62	14,0	500	100	4,81
10,0	200	200	2,22	12,0	200	200	3,02	14,0	200	200	3,50
10,0	500	200	3,28	12,0	500	200	3,69	14,0	500	200	4,02

Tabelle 1: Sekundärspannung vs. Eingangsspannung, primäre Last und sekundäre Last

9. Ausgangskondensatoren

Für die Kondensatoren zur Glättung der Spannung an den Wandlerausgängen gilt die gleiche Auswahlphilosophie wie für die Induktivität, wobei ein Schwerpunkt auf dem Erhalt einer gegebenen maximalen Peak-to-Peak-Brummspannung anstelle eines maximalen Brummstroms liegt. Für den primären Ausgang ist die Brummspannung eine Funktion der Impedanz des Ausgangskondensators bei der gegebenen Schaltfrequenz und dem Peak-to-Peak-Brummstrom. Die folgenden Gleichungen gehen davon aus, dass die eine Hälfte der Impedanz auf den kapazitiven Blindwiderstand und die andere auf den Reihenersatzwiderstand (equivalent series resistance, ESR) zurückzuführen ist.

$$C_{O1-MIN} = \frac{\Delta i_p}{\Delta v_{O1} \times f_{SW} \times 4} = \frac{0,57A}{60mV \times 500kHz \times 4} = 4,7\mu F \quad \text{Gl. 12}$$

$$ESR1_{MAX} = \frac{\Delta v_{O1}}{2 \times \Delta i_p} = \frac{60mV}{2 \times 0,57A} = 53m\Omega \quad \text{Gl. 13}$$

In diesem Beispiel erfüllt ein Tantal-Kondensator mit 220 μF und einem ESR von 40 m Ω beide Anforderungen und verfügt über reichliche Kapazitätsreserven, um auf Lasttransienten reagieren zu können. Allgemeine Praxis bei Verwendung eines Tantal-, Aluminium- oder anderen Kondensators mit hohem ESR am Eingang oder Ausgang eines Schaltwandlers ist, einen 100 nF Mehrschicht-Keramikkondensator parallel zu schalten, um hochfrequentes Rauschen zu reduzieren.

Am sekundären Ausgang muss C_{O2} sowohl als Filter wirken als auch V_{OUT2} aufrechterhalten, während der Regel-FET durchschaltet. Dies erfordert für die Bereitstellung der gleichen Leistung eine höhere Kapazität und gleichzeitig eine höhere effektive Strombelastbarkeit. Glücklicherweise stellt V_{OUT2} nur maximal 200 mA bereit. Die Mindestkapazität und der maximale ESR errechnen sich wie folgt:

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



$$C_{O2-MIN} = \frac{I_{S-AVG} \times D_{MAX}}{\Delta v_{O2} \times f_{SW}} = \frac{0,42A \times 0,54}{60mV \times 500kHz} = 7,4\mu F \quad \text{Gl. 14}$$

$$ESR1_{MAX} = \frac{\Delta v_{O2}}{I_{A-AVG}} = \frac{60mV}{0,42A} = 142m\Omega \quad \text{Gl. 15}$$

Hierbei ist die Berechnung des Effektivstroms ebenso wichtig:

$$I_{CO2-RMS} = I_{O2-MAX} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}} = 0,42A \sqrt{\frac{0,54}{0,46}} = 0,21A_{RMS} \quad \text{Gl. 16}$$

Kondensatoren aus Tantal oder Aluminium sind verwendbar, doch angesichts eines starken Effektivstroms eignen sich MLCCs am besten. Für dieses Beispiel wird ein 22 μF Kondensator für eine Nennspannung von 10 V mit X5R-Dielektrikum und Baugröße 1210 verwendet. Sein ESR beträgt etwa 3 m Ω und die effektive Strombelastbarkeit liegt bei rund 3 A. Ein wichtiger zu berücksichtigender Aspekt bei MLCCs ist ihr Kapazitätsverlust unter einem DC-Bias. Die Kapazität dieses speziellen Kondensators sinkt bei Nutzung mit 5 V Gleichstrom auf etwa 16 μF .

10. Eingangskondensatoren

Die Eingangsbrummspannung wird häufig übersehen, spielt aber bei leitungsgebundenen elektromagnetischen Störungen eine entscheidende Rolle. Die Eingangskondensatoren von Abwärtswandlern müssen einem diskontinuierlichen, starken Effektivstrom widerstehen, weil sie den Großteil des Wechselstroms bei durchgeschaltetem Regel-FET an den Wandler leiten. Wie bei den Kondensatoren am sekundären Ausgang müssen nach Festlegung der Mindestkapazität und des maximalen Reihenersatzwiderstands der oder die Kondensatoren in Bezug auf ihre effektive Strombelastbarkeit betrachtet werden.

$$C_{IN-MIN} = (I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX}) \frac{D_{MAX} (1 - D_{MAX})}{\Delta v_{IN-MAX} \times f_{SW}} = 0,7A \frac{0,54 \times 0,48}{0,2V \times 500kHz} = 1,75\mu F \quad \text{Gl. 17}$$

$$I_{IN-PK} = \frac{P_{O-MAX}}{V_{IN-MIN} \times \eta} + \frac{\Delta i_P}{2} = \frac{3,5W}{10V \times 0,95} + \frac{0,55A}{2} = 1,02A \quad \text{Gl. 18}$$

$$ESR_{IN-MAX} = \frac{\Delta v_{IN}}{I_{IN-PK}} = \frac{200mV}{1,02A} = 197m\Omega \quad \text{Gl. 19}$$

Der Effektivstrom durch den Eingangskondensator wird wie folgt berechnet:

$$I_{CIN-RMS} = (I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX}) \sqrt{D_{MAX} (1 - D_{MAX})} = 0,7A \sqrt{0,52 \times 0,46} = 0,35A_{RMS} \quad \text{Gl. 20}$$

MLCCs sind auch hier aufgrund ihres niedrigen Reihenersatzwiderstands und der hohen effektiven Strombelastbarkeit erste Wahl. An dieser Stelle wird ein für 25 V ausgelegter 10 μF Kondensator mit X5R-Dielektrikum verwendet. Bei einem Bias von 14 V liegt seine tatsächliche Kapazität bei ca. 7 μF .

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



11. Dioden

Die Auswahl der rückführenden Diode für den primären Ausgang (D1) und der Ausgangsdiode im sekundären Stromkreis (D2) erfolgt nach der Berechnung des durchschnittlich geleiteten Stroms und seiner Multiplikation mit der Durchlassspannung zur Ermittlung der Verlustleistung. Welche Dioden letztlich Verwendung finden, ist von den Möglichkeiten zur Temperaturregelung abhängig. Schottky-Dioden finden, sofern verfügbar, bevorzugt Verwendung, weil sie eine niedrige Durchlassspannung und praktisch keine Sperrverzögerungszeit besitzen. Diese beiden Eigenschaften machen sie effizienter und vermindern ihr elektrisches Rauschen im Vergleich zu PN-Dioden. Aus Sicherheitsgründen und um einen Spielraum beim Umgang mit Rauschen und Transienten zu gewährleisten, sollte die Sperrspannung der Dioden so gewählt werden, dass sie mindestens 20 % über der höchsten Spannung im System liegt, die bei Abwärtswandlern und gekoppelten Abwärtswandlern V_{IN-MAX} entspricht. 20 % über 14 V entsprechen 16,8 V, darum werden Dioden verwendet, die für eine Nennspannung von 20 V oder höher ausgelegt sind. Die Verlustleistung wird mit folgenden Gleichungen ermittelt:

$$P_{D1-MAX} = I_{O1-MAX} \times V_{D1} (1 - D_{MIN}) = 0,5A \times 0,5V (1 - 0,38) = 0,16W \quad \text{Gl. 21}$$

$$P_{D2-MAX} = I_{O2-MAX} \times V_{D2} = 0,2A \times 0,5V = 0,1W \quad \text{Gl. 22}$$

Die SMA-Ausführung nach Industriestandard mit einem typischen Wärmeleitwiderstand von 95 °C/W ist eine kostengünstige Wahl, und viele verschiedene Hersteller bieten Dioden für Nennspannungen von 20 V an.

12. Regelkreiskompensation

Die Spitzenstrommodus-Regelung (Peak Current Mode, PCM) ist für die Kontrolle eines Abwärtswandlers mit gekoppelten Induktivitäten aus verschiedenen Gründen eine gute Wahl. Bei geeigneter Auslegung vereinfacht diese Regelungsmethode den Aufbau der Kompensationseinrichtung des Fehlerverstärkers. Wie der Name nahelegt, regelt der PCM den Spitzenstrom der primären Induktivität von Schaltzyklus zu Schaltzyklus. Fügt man zu einem Abwärtswandler eine zweite Wicklung und eine zweite Last hinzu, verändert sich die Regelung-Ausgang-Übertragungsfunktion der aus Tastverhältnis-Modulator und Ausgangsfilter gebildeten Leistungsstufe. Das grundlegende Ziel der Kompensation des Regelkreises bleibt jedoch das gleiche. Es besteht darin, eine hohe Verstärkung bei Gleichstrom (für die bestmögliche Stabilität der Spannung am primären Ausgang), eine große Bandbreite (für schnelle Reaktionen auf Lasttransienten) und eine hohe Phasenreserve (für stabile Reaktionen auf Last- und Eingangstransienten) bereitzustellen. Es gibt viele Layout Philosophien für die Kompensation von Regelkreisen. Diese Anwendungsbeschreibung konzentriert sich auf eine einfache Methode, aus der sich ein konventioneller und sehr stabiler Aufbau ergibt.

13. Definition der Leistungsstufe

Die Parameter für die Entwicklung eines linearen Kleinsignalmodells der Leistungsstufe eines 1:1 gekoppelten Abwärtswandlers sind nachfolgend mit ihren für dieses Layoutbeispiel geltenden Werten aufgeführt:

$V_{IN-MIN} = 10 \text{ V}$ $V_{OUT} = 5,0 \text{ V}$ $I_O = I_{O1-MAX} + I_{O2-MAX} = 0,5 \text{ A} + 0,2 \text{ A} = 0,7 \text{ A}$ $f_{sw} = 500 \text{ kHz}$ $L1 = 47 \text{ } \mu\text{H}$,
Widerstand Leistungsstufe, $R_L = R_{DS(on)} \text{ des Steuer-MOSFET} + \text{DCR pro Wicklung}$ $L1 = 200 + 600 = 800 \text{ m}\Omega$
Ausgangsgesamtkapazität, $C_O = C_{O1} + C_{O2} = 220 \text{ } \mu\text{F} + 16 \text{ } \mu\text{F} = 236 \text{ } \mu\text{F}$
ESR der Ausgangskondensatoren, $R_c = 40 \text{ m}\Omega$ Widerstand Stromabtastung, $R_{SN} = 167 \text{ m}\Omega$

Application Note



Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern

Verstärkung Stromabtastung, $G_I = 1$ Referenzspannung, $V_{FB} = 0,8 \text{ V}$ Max Einschaltdauer, $D_{MAX} = 0,54$
Lastwiderstand, $R_O = V_{OUT} / I_O$ Steigungskompensationsrampe, $V_M = 0,417 \text{ V}$

Die Steigungskompensationsrampe dient zur Korrektur des Fehlers zwischen dem Strom zum Zeitpunkt seiner Abtastung (am Höhepunkt) und dem Durchschnittswert dieses Stroms. Ohne diese zusätzliche Rampe zeigen PCM-Schaltwandler eine subharmonische Oszillation für Tastverhältnisse von 50 % und mehr. Weil der Brummstrom der Induktivität bei einem gekoppelten Abwärtswandler höher als bei einem normalen Abwärtswandler ist, benötigt man eine höhere Steigungskompensationsrampe.

Nur sehr wenige Steuer-ICs für Abwärtswandler erlauben eine Einstellung dieser Rampe. Daher ist es wichtig, die ideale Steigungskompensationsrampe vorab zu ermitteln, um möglichen Problemen vorzubeugen.

Für PCM ist die ideale Kompensationsrampe gleich der Steigung des Stroms während der Sperr-Zeit des Regel-FET. Zur Vereinfachung wird angenommen, dass es sich um eine dreieckige Wellenform handelt, die jedoch den gleichen Peak-to-Peak-Wert wie der tatsächliche trapezförmige Wellenverlauf von Δi_P besitzt. Die ideale Kompensationsrampe ergibt sich dann aus:

$$V_{SL-IDEAL} = \Delta i_P \times R_{SN} \times G_I = 0,55 \text{ A} \times 0,167 \Omega \times 1 = 0,092 \text{ V} \quad \text{Gl. 23}$$

(Anmerkung: Δi_S steigt bei fallender V_{IN} . Der Wert von 0,75 A stammt aus Labortests.)

Die beim TPS54160 verwendete, unveränderliche Rampe von 0,417 V ist höher als die ideale Rampe, was die Gefahr harmonischer Oberwellen in diesem Beispiel eliminiert. Es soll angemerkt sein, dass V_M nicht folgenlos zu hoch werden kann. Ist dieser Wert wesentlich größer als die aktuell abgetastete Rampe, nimmt der Wandler mehr die Eigenschaften eines Spannungsmodus-Typs an und erfordert eine sorgfältigere Kompensation im Umfeld des Fehlerverstärkers, um eine angemessene Phasenreserve sicherzustellen.

$L1_{EFF}$ dient zur Korrektur der Differenz zwischen der Rampe der dreieckigen Wellenform des Spulenstroms bei einem Standard-Abwärtswandler und der trapezförmigen Wellenform des Spulenstroms bei einem gekoppelten Abwärtswandler.

$$L1_{EFF} = \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{\Delta i_P \times f_{SW}} \times D_{MAX} = \frac{10 \text{ V} - 5 \text{ V}}{0,55 \text{ A} \times 500 \text{ kHz}} \times 0,52 = 9,45 \mu\text{H} \quad \text{Gl. 24}$$

A_{FB} ist die von den Ausgangsteiler-Widerständen verursachte Reduzierung der Verstärkung. K_M ist die Modulatorverstärkung. Sie steht für das Gleichgewicht zwischen der abgetasteten Stromrampe (der erste Term im Nenner) und der Kompensationsrampe (zweiter Term im Nenner).

$$A_{FB} = 20 \times \log \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right) = -15,9 \text{ dB} \quad \text{Gl. 25}$$

$$K_M = \frac{1}{(0,5 - D_{MAX}) R_{SN} \frac{1}{L1_{EFF} \times f_{SW}} + \frac{V_M}{V_{IN-MIN}}} = 24,6 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad \text{Gl. 26}$$

Die DC-Verstärkung der Leistungsstufe A_{PS} kann wie folgt definiert werden:

$$A_{PS} = \frac{K_M \times R_O}{R_O + R_L + R_{SN} + K_M \times R_{SN} \times G_I} = 14,3 \text{ dB} \quad \text{Gl. 27}$$

Die frequenzabhängigen Terme der Leistungsstufe sind der Lastpol ω_C , ESR-Nullstelle ω_Z und der aus der Abtastfunktion des Induktorstroms mit Eckfrequenz ω_L abgeleitete Doppelpol.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



$$\omega_c = \frac{1}{C_o} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{K_M R_{SN} G_I} \right) = 1,63 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad \text{Gl. 28} \quad \omega_z = \frac{1}{R_o C_o} = 106 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad \text{Gl. 29}$$

$$\omega_L = \frac{\frac{R_o R_C}{R_o + R_C} + R_L + R_{SN} + K_M R_{SN} G_I}{L I_{EFF}} = 534 \frac{\text{krad}}{\text{s}} \quad \text{Gl. 30}$$

Die Regler-Ausgang-Übertragungsfunktion lässt sich nun im LaPlace-Bereich formulieren:

$$G_{PS}(s) = A_{PS} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_L} + \frac{s^2}{(\pi \times f_{SW})^2} \right)} \quad \text{Gl. 31}$$

Die Frequenzen der Pol und der Nullstellen in Hertz werden berechnet, indem man jede der Einzelgrößen durch (2π) teilt:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 260\text{Hz} \quad f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 17\text{kHz} \quad f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = 85\text{kHz}$$

Stellt man Verstärkung und Phase grafisch dar, lassen sich intuitiv die für den Fehlerverstärker erforderliche Verstärkung und der Phasengang abschätzen. Abbildung 6 zeigt die Verstärkung von $G_{PS}(s)$:

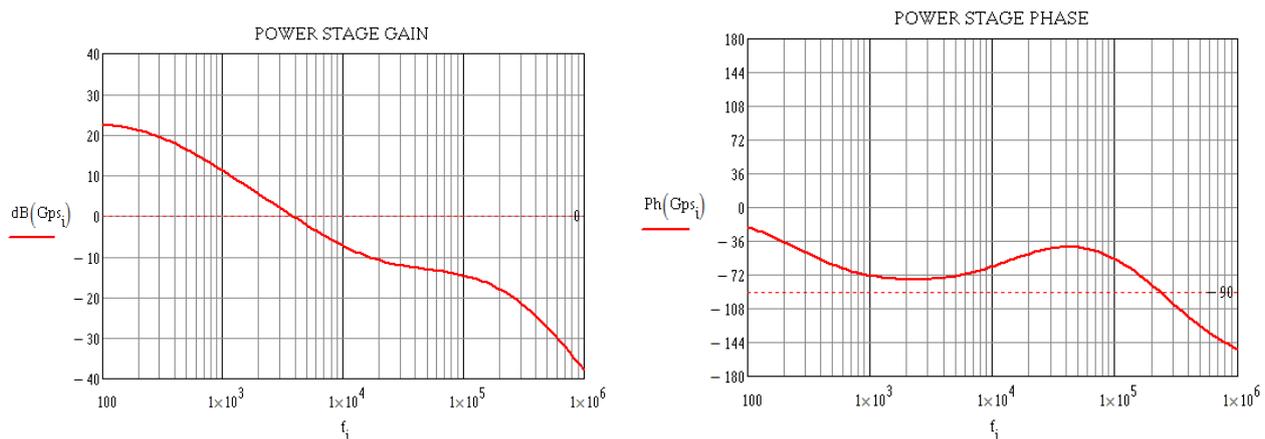


Abbildung 6: Verstärkung und Phase der Leistungsstufe

Aus der grafischen Perspektive gesehen, besteht das Ziel der Fehlerverstärkerkompensation darin, eine vollständige Regelkreisverstärkung zu schaffen, die auf einem hohen Niveau beginnt und mit einer Rampe von -20 dB/Dekade ausläuft. Die Bandbreite oder „Durchtrittsfrequenz“ ist als der Punkt definiert, an dem die Gesamtregelkreisverstärkung gleich 0 dB ist. Im Allgemeinen wird die Bandbreite bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung einer hohen Phasenreserve so groß wie möglich gemacht. Die Phasenreserveumkehr ist definiert als die Differenz zwischen der Phase des Regelkreises, wenn die Verstärkung null dB beträgt, und -360°, wo das negative Feedback positiv wird und einen instabilen Regelkreis impliziert. (In der Praxis sind meist ein instabiles Tastverhältnis und Schwankungen der Ausgangsspannung das Resultat). Eine

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



Mindestphasenreserve von 45° stellt ein Einschwingverhalten mit geringer bzw. ohne Überschwingung oder Oszillation sicher und lässt weiterhin eine Bandbreite von bis zu einem Fünftel der Schaltfrequenz zu. In der Theorie könnte die Bandbreite bis zur Hälfte der Schaltfrequenz betragen, aber in der Praxis ist ein Fünftel eine gute Obergrenze.

In diesem Beispiel ist die Kompensation vom Typ II. Sie besteht aus einem Pol bei 0 Hz, um eine hohe DC-Verstärkung bei niedrigen Frequenzen sicherzustellen, einem Pol, dessen Frequenz beliebig festgelegt werden kann, und einer Nullstelle, dessen Frequenz ebenfalls nach Wunsch festlegbar ist. Ein geeigneter Startpunkt besteht darin, die Frequenz der Kompensationsnullstelle f_{z1} gleich dem Lastpol f_c zu setzen und die Frequenz des Kompensationspols f_{p1} gleich der ESR-Nullstellenfrequenz f_z zu setzen. Pol und Nullstelle des Kompensators löschen effektiv Nullpunkt und Pol der Leistungsstufe aus und lassen nur den Pol am Ursprung übrig. Auf diese Weise werden die hohe Verstärkung und eine kontinuierliche -20 dB/Dekade-Rampe bis zur Frequenz des Sampling-Doppelpols aufrechterhalten.

Die letzte noch zu bestimmende Variable ist die Verstärkung der Kompensation zwischen f_{z1} und f_{p1} , häufig „Mittenbandverstärkung“ genannt. Ein geeigneter Ausgangspunkt ist, den Gesamtregelkreis so einzustellen, dass er 0 dB kreuzt, und die Bandbreite in diesem Bereich flacher Verstärkung zu definieren. Dies ist möglich, indem man die Verstärkung der Leistungsstufe bei der gewünschten Übergangsfrequenz ermittelt und die Verstärkung der Kompensation dann auf die gleiche Größe, aber mit umgekehrtem Vorzeichen setzt, um so zu erzwingen, dass die Gesamtbandbreite an diesem Punkt null ist.

Zur Festlegung von Polstellen, Nullstellen und Mittenbandverstärkung nutzt der TPS54160 einen Transkonduktanzverstärker mit zwei externen Kondensatoren und einem externen Widerstand. Abbildung 7 zeigt den Fehlerverstärker und die externen Komponenten:

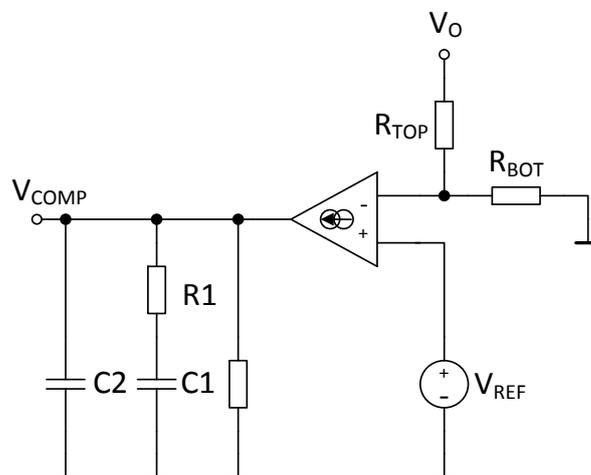


Abbildung 7: Transkonduktanz-Fehlerverstärker

Die Transkonduktanz des Fehlerverstärkers kann dem Datenblatt des Steuer-ICs entnommen werden. Beim TPS54160 beträgt sie $g_M = 97 \mu\text{S}$. Mittenbandverstärkung sowie Pol- und Nullstellen-Frequenzen ergeben sich aus:

$$A_{MID} = g_M \times R1 \quad \text{Gl. 32} \quad f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C1} \quad \text{Gl. 33} \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi \times R1 \times C2} \quad \text{Gl. 34}$$

Mit Bezug auf Abbildung 6 beträgt die Verstärkung von $G_{PS}(S)$ bei einem Zehntel der Schaltfrequenz oder 50 kHz rund -14 dB. An dieser Stelle soll auf ein Detail hingewiesen werden, das manchmal unbeachtet

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



bleibt: die Reduzierung der Verstärkung durch die Feedbackteiler-Widerstände A_{FB} , definiert in Gl. 25. Dieser Term kann der Leistungsstufe oder dem Fehlerverstärker hinzu addiert werden. Es macht keinen Unterschied, sobald der Regelkreis geschlossen ist. Das vorliegende Beispiel geht davon aus, dass A_{FB} ein Bestandteil des Fehlerverstärkers ist, und weil dies eine DC-Verstärkung ist, wirkt sie sich auf die Mittenbandverstärkung aus:

$$A_{FB} = 20 \log \left(\frac{0,8V}{5V} \right) = 15,7 dB \quad A_{MID} = 10^{\frac{A_{0dB} \times (-1) + A_{FB}}{20}} = 10^{\frac{-14 \times (-1) + 15,9}{20}} = 31,3 \frac{V}{V} \quad \text{Gl. 35}$$

Nach Berechnung der Mittenbandverstärkung können $R1$, $C1$ und $C2$ berechnet werden:

$$R1 = \frac{31,3V/V}{97 \mu S} = 322 k\Omega \quad C1 = \frac{1}{2\pi \times 322 k\Omega \times 260 Hz} = 1,9 nF \quad C2 = \frac{1}{2\pi \times 315 k\Omega \times 18 kHz} = 28 pF$$

Der nächstgelegene 1 %-Widerstandswert ist 316 k Ω und die nächstgelegenen 10 %-Kondensatorwerte lauten 1,8 nF bzw. 27 pF. Sie werden in die Kompensationsübertragungsfunktion eingesetzt:

$$G_{EA}(s) = g_M A_{FB} \frac{s \times R1 \times C1 + 1}{s(s \times R1 \times C1 \times C2 + C1 + C2)} \quad \text{Gl. 36}$$

Abbildung 8 zeigt Verstärkung und Phase des Fehlerverstärkers:

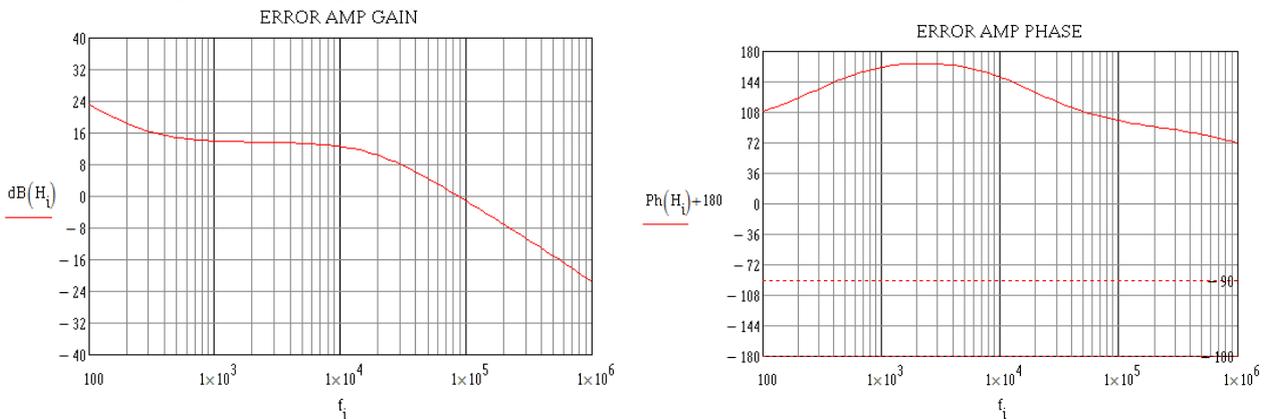


Abbildung 8: Verstärkung und Phase des Fehlerverstärkers

Der letzte Schritt besteht darin, den Regelkreis zu schließen, indem man die Übertragungsfunktionen von Leistungsstufe und Fehlerverstärker miteinander multipliziert. Das abschließende Verstärkungsdiagramm zeigt die Bandbreite, das abschließende Phasendiagramm die Phasenreserve:

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern

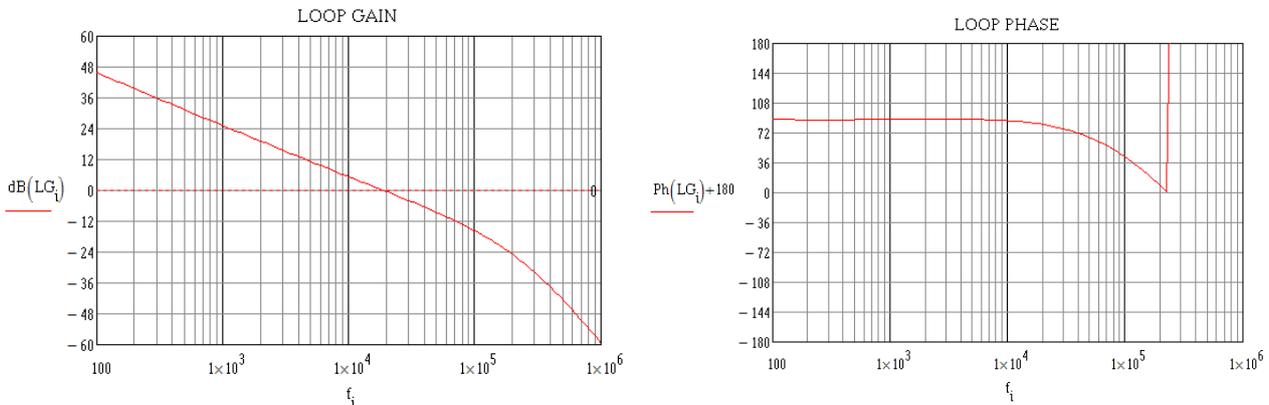


Abbildung 9: Verstärkung und Phase des Gesamtregelkreises

Die tatsächliche Bandbreite beträgt 20 kHz, die Phasenreserve 79°, was für einen etwas langsamen, aber sehr stabilen Regelkreis spricht. Bandbreite und Phasenreserve erfüllen wegen der relativ niedrigen Frequenz des Kompensationspols nicht perfekt die Vorhersagen. Dies ist typisch für Wandler, die Ausgangskondensatoren mit einem hohen ESR nutzen, wie z. B. Aluminium-Elektrolyt- und Tantal-Kondensatoren. Die Frequenz des Kompensationspols kann bei Bedarf bis auf die Hälfte der Schaltfrequenz gesteigert werden. Tatsächlich liegt bei Wandlern mit rein keramischen Ausgangskondensatoren die ESR-Nullpunktfrequenz typisch im MHz-Bereich, und in solchen Fällen wird als Kompensationspolfrequenz die halbe Schaltfrequenz empfohlen. Hebt man die Mittenbandverstärkung bzw. die Kompensationspolfrequenz an, vergrößert dies die Bandbreite des Regelkreises, vermindert aber gleichzeitig die Phasenreserve. Es können mehrere Iterationen von Steigerung der Bandbreite und Überwachung der Phasenreserve durchgeführt werden, bis die Phasenreserve auf 45° abgefallen ist. An diesem Punkt ist die maximale empfohlene Bandbreite erreicht.

14. L-C-EingangsfILTER mit Dämpfung

Abwärtswandler, Aufwärtswandler und Sperrwandler sind die drei Haupttopologien, die einen diskontinuierlichen Strom von der Eingangsquelle ziehen. Auch wenn hochwertige Eingangskondensatoren den hohen AC-Strom bereitstellen, steuert die Quelle in bestimmten Maße einen Wechselstrom bei, und das Resultat sind leitungsgebundene elektromagnetische Störungen in den Eingangsleitungen. Je länger die Leitungen, die Leiterbahnen auf der Platine und die Kabelstränge sind, die diese DC-DC-Wandler mit hohem Brummstrom mit ihren Eingangsquellen verbinden, desto wahrscheinlicher werden leitungsgebundene elektromagnetische Störungen zu Störstrahlungen, bei denen die Leitungen unerwünschter Weise zu Sendeantennen werden. Ein nahe dem DC-DC-Wandler platzierter L-C-EingangsfILTER ist eine gute Methode, leitungsgebundene elektromagnetische Störungen zu reduzieren, und durch Filterung, ehe das Rauschen die Eingangsleitungen „kontaminieren“ kann, wird auch die Störstrahlung vermindert.

Nicht jedes Labor hat Zugriff auf spezielle Geräte zur Messung von und Tests auf leitungsgebundene elektromagnetische Störungen wie beispielsweise die Spezialantennen und Absorberhallen zur Erfassung von Störstrahlungen. Das folgende Verfahren basiert auf der Korrelation von Stromwellenformen im Zeitbereich, die mit einem gängigen Oszilloskop vorhergesagt und gemessen werden können, mit Gegentaktstörungen im Frequenzbereich.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



15. Schätzung der Rauschamplitude

Die folgende Gleichung kann zur Schätzung der Amplitude der ersten Harmonischen der Gegentaktstörungen auf Grundlage der Eingangswellenform verwendet werden:

$$A_{1ST} = 20 \times \log \left(\frac{\frac{I_{IN-AVG}}{\pi^2 C_{IN} f_{SW}} \sin(\pi \times D_{MAX})}{1 \mu V} \right) \quad \text{Gl. 37}$$

Abbildung 10 zeigt den Eingangsstrom des Beispielstromkreises bei maximaler Last und minimaler Eingangsspannung, also dem Worst-Case in Sachen elektromagnetische Störungen.

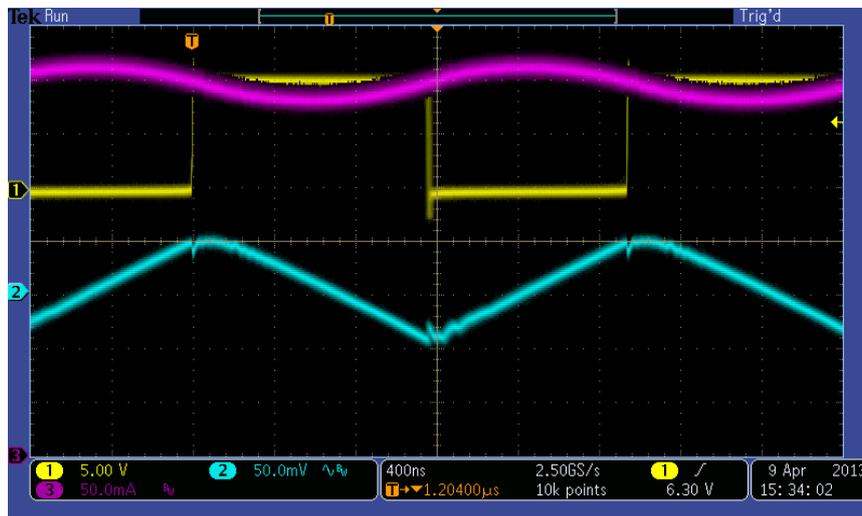


Abbildung 10: Primärer Schalterknoten (gelb), Δv_{IN} (AC-gekoppelt, blau), I_{IN} (rosa)

$$V_{IN} = 10V, I_{O1} = 500 \text{ mA}, I_{O2} = 180 \text{ mA}$$

Der durchschnittliche Eingangsstrom oder der durchschnittliche Effektivwert des Eingangsstroms mit trapezförmiger Wellenform lässt sich wie folgt berechnen:

$$I_{IN-AVG} = \frac{I_{IN}}{D_{MAX}} \quad \text{Gl. 38} \quad I_{IN} = \frac{V_{OUT} (I_{O1} + I_{O2})}{V_{IN-MIN} \times \eta} = \frac{5V(0,5A + 0,2A)}{10V \times 0,9} = 0,39A \quad \text{Gl. 39}$$

Das maximale Tastverhältnis wurde in Gl. 1 mit 0,52 definiert. Der Effektivwert des Stroms ist demnach $0,39 / 0,52 = 0,75 \text{ A}$. Die Gesamteingangskapazität C_{IN} beträgt $7 \mu\text{F}$. Die geschätzte Amplitude der ersten Harmonischen ist:

$$A_{1ST} = 20 \times \log \left(\frac{\frac{0,75A}{\pi^2 \times 7 \mu\text{F} \times 500\text{kHz}} \sin(\pi \times 0,52)}{1 \mu V} \right) = 86,6 \text{ dB} \mu\text{V}$$

Der Grenzwert für das durchschnittliche Gleichtaktrauschen ist in vielen Normen für leitungsgebundene elektromagnetische Störungen, wie z. B. IEC55022 im Bereich von 500 kHz mit 46 dB angegeben. Somit ist die benötigte Dämpfung gleich der Amplitude A_{1ST} minus dieses Grenzwerts. In diesem Beispiel beträgt die notwendige Dämpfung demnach $A_{TT} = 86,6 - 46 = 41 \text{ dB}$.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



16. Auswahl von L und C

Entweder die Induktivität oder die Kapazität des Eingangsfilters muss frei gewählt werden. In diesem Beispiel wird zuerst die Induktivität festgelegt. Induktivitätswerte zwischen 1 und 10 μH stellen einen guten Kompromiss zwischen Größe, Kosten und der resultierenden Resonanzfrequenz des L-C-Eingangsfilters dar. Die effektive Strombelastbarkeit der Induktivität muss größer als der Eingangsstrom I_{IN} sein und die Spitzenstrombelastbarkeit muss größer als die Summe aus durchschnittlichem Strom und der Hälfte des AC-Ripple sein:

$$I_{\text{SAT-MIN}} \geq I_{\text{IN-PK}} = I_{\text{IN-AVG}} + \frac{\Delta i_P}{2} = 0,75\text{A} + \frac{0,55\text{A}}{2} = 1,02\text{A} \quad \text{Gl. 40}$$

Die Würth Elektronik WE-TPC 2828 Serie 744 025 002 ist eine abgeschirmte 2,2 μH Drossel in Kompaktbauform (2,8 x 2,8 x 2,8 mm) mit einem Gleichstromwiderstand von 60 m Ω und Strombelastbarkeiten von $I_{\text{RMS}} = 1,8\text{A}$ und $I_{\text{SAT}} = 2,4\text{A}$, was sich für dieses Beispiel gut eignet. Mit der gewählten Induktivität gibt es zwei Gleichungen für die Auswahl der erforderlichen Kapazität. Die erste basiert auf der Resonanzfrequenz des Filters, die auf maximal einem Zehntel der Schaltfrequenz gehalten werden sollte:

$$C_{F-MIN1} = \frac{C_{\text{IN}}}{C_{\text{IN}} \times L_F \left(\frac{2\pi f_{\text{SW}}}{10} \right)^2 - 1} = \frac{7\mu\text{F}}{7\mu\text{F} \times 2,2\mu\text{H} \left(\frac{2\pi \times 500\text{kHz}}{10} \right)^2 - 1} = 13,5\mu\text{F} \quad \text{Gl. 41}$$

Das Ergebnis von Gl. 41 kann negativ sein. Dies würde darauf hinweisen, dass es mit der gewählten Induktivität nicht möglich ist, eine Filterresonanzfrequenz zu erzielen, die zehnmal niedriger als die Schaltfrequenz ist. Der Induktivitätswert kann bei Bedarf erhöht werden, der Preis dafür ist jedoch ein niedrigerer Wirkungsgrad bzw. eine größere Induktivität aufgrund des höheren Gleichstromwiderstands und höherer Kernverluste, die mit einer höheren Induktivität einhergehen. Die Festlegung der Resonanzfrequenz auf ein Zehntel oder weniger als die Schaltfrequenz ist nur ein Leitwert, keine unabänderliche Vorgabe.

Die zweite Gleichung ist ein solches hartes Limit. Sie sagt die benötigte Mindestkapazität voraus, um sicherzustellen, dass die Spannungswelligkeit am Eingang zum Wandler unter dem von A_{TT} definierten Grenzwert liegt:

$$C_{F-MIN2} = \frac{1}{L_F} \left(\frac{10^{\frac{A_{\text{TT}}}{40}}}{2\pi f_{\text{SW}}} \right)^2 = \frac{1}{2,2\mu\text{H}} \left(\frac{10^{\frac{41}{40}}}{2\pi \times 500\text{kHz}} \right)^2 = 5,0\mu\text{F} \quad \text{Gl. 42}$$

Der gewählte Kondensator sollte größer als der höhere der beiden Werte C_{F-MIN1} und C_{F-MIN2} sein. Mehrschicht- Keramikkondensatoren (MLCCs) sind hier die beste Wahl. Bei der Verwendung von MLCCs muss der Kapazitätsverlust bei einem DC-Bias berücksichtigt werden. Abhängig von Baugröße und Nennspannung sind wahrscheinlich zwei oder mehr parallel geschaltete 10 μF Kondensatoren erforderlich, um eine Kapazität von echten 14 μF oder mehr bereitzustellen. Vor Wahl des endgültigen Wertes für C_F muss jedoch noch die Dämpfung des Eingangsfilters betrachtet werden.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



17. Filterdämpfung

Jedes Mal, wenn ein L-C-Filter in einen Schaltregler einspeist, besteht das Potenzial für eine Oszillation (häufig als „Klingeln“ bezeichnet), die ihre Ursache in der Ausgangsimpedanz des Filters und der Eingangsimpedanz des Schaltreglers hat. Geeignet ausgelegte Schaltregler halten über einen Eingangsspannungsbereich hinweg einen hohen Stromwirkungsgrad aufrecht. Eine Folge daraus ist, dass bei ansteigender Eingangsspannung der Eingangsstrom abfällt und umgekehrt. Das Resultat ist effektiv eine negative Eingangsimpedanz. Wenn $|-Z_{IN}|$ kleiner gleich Z_{OUT} des L-C-Filters ist, besteht die Wahrscheinlichkeit für eine Oszillation in der Eingangsleitung, und ein solches Verhalten ist niemals von Vorteil.

Selbst wenn es keine Eingangsinduktivität gibt, besitzen die Eingangsleitungen eine parasitäre Induktivität. Verwenden Wandler dann reine MLCC-Eingangskondensatoren mit ihrem sehr geringen Reihenersatzwiderstand, besteht ein hohes Potenzial für Oszillationen. Im vorliegenden Beispiel gibt es eine diskrete Induktivität, deren Induktivitätswert und Gleichstromwiderstand bekannt sind. Mit diesen Größen ist die Auswahl eines Dämpfungskondensators C_D möglich, der parallel zu C_{IN} geschaltet wird, siehe Abbildung 11.

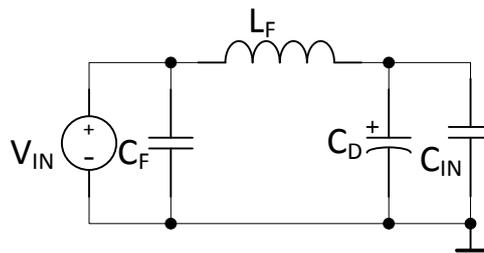


Abbildung 11: L-C-Filter mit Dämpfungskondensator

C_D unterbindet nicht nur jegliche Oszillationen, sondern reduziert außerdem die Brummspannung am Eingang, senkt die Amplitude von A_{1ST} und A_{TT} ab und reduziert wiederum die für C_F benötigte Kapazität. Die beiden folgenden Gleichungen definieren die Mindestkapazität und den Mindest-ESR, die für C_D benötigt werden, um den von L_F und C_{IN} gebildeten Filter entscheidend zu dämpfen:

$$C_D \geq C_{IN} \times 4 = 7 \mu F \times 4 = 28 \mu F \quad \text{Gl. 43}$$

$$ESR \geq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} - DCR = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2,2 \mu H}{7 \mu F}} - 0,06 \Omega = 0,22 \Omega \quad \text{Gl. 44}$$

Ein negativer Wert für den Reihenersatzwiderstand würde darauf hinweisen, dass der Gleichstromwiderstand der Induktivität bereits genügend Dämpfungswiderstand bereitstellt. In der Regel wählt man für C_D einen Aluminium-Elektrolyt-Kondensator. Viele verschiedene Hersteller bieten zu vernünftigen Preisen SMD-Aluminiumkondensatoren mit einer Nennspannung von 16 V oder 25 V und 33 μF an. Für die Dämpfung ist der normalerweise als ungünstige Eigenschaft betrachtete hohe äquivalente Serienwiderstand tatsächlich hilfreich. Ein Aluminium-Elektrolyt-Kondensator in SMD-Ausführung mit einer Nennspannung von 25 V bietet 33 μF und einen ESR von 0,34 Ω mit einem kompakten 6,3 mm Radius oder Radial D8 Gehäuse.

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



18. Neueinschätzung von C_F

Die Gesamtkapazität von C_{IN} ist jetzt gleich ($7 \mu\text{F} + 33 \mu\text{F}$), sodass eine weitere Iteration des Filterkondensator-Layouts erforderlich ist. Zur Vereinfachung werden hier nur die Ergebnisse aufgeführt: Der letztlich benötigte Wert für C_F lautet $5,2 \mu\text{F}$. Es wird ein weiterer für 25 V ausgelegter MLCC mit nominal $10 \mu\text{F}$ benutzt, der identisch mit C_{IN} ist. Da der DC-Bias der gleiche ist, liefert dieser Kondensator eine Kapazität von mindestens $7 \mu\text{F}$.

19. Fazit

Durch die Verwendung einer gekoppelten Induktivität, kann ohne die Kosten eines weiteren vollständigen Schaltnetzteils eine zweite Ausgangsspannung bereitgestellt werden, jedoch sind die Schwankungsbreite der sekundären Ausgangsspannung und der DCM-Schwellwert im primären Stromkreis sind mit rein mathematischen Mitteln schwer vorherzusagen. Erfolgreiche Layouts von 1:1 gekoppelten Abwärtswandlern sollten eingehend über verschiedene Eingangs-, Last- und Temperaturbedingungen hinweg getestet werden. In den meisten Fällen ist die Schwankungsbreite der sekundären Ausgangsspannung zu groß und die Werte für Eingangs- und Lastregelung sind zu hoch, um den Spannungsausgang direkt zu nutzen. Aus allen genannten Gründen wird ein linearer Regler empfohlen, um einen gut geregelten sekundären Ausgang bereitzustellen.

20. Diagramme und Oszilloskop-Anzeigen

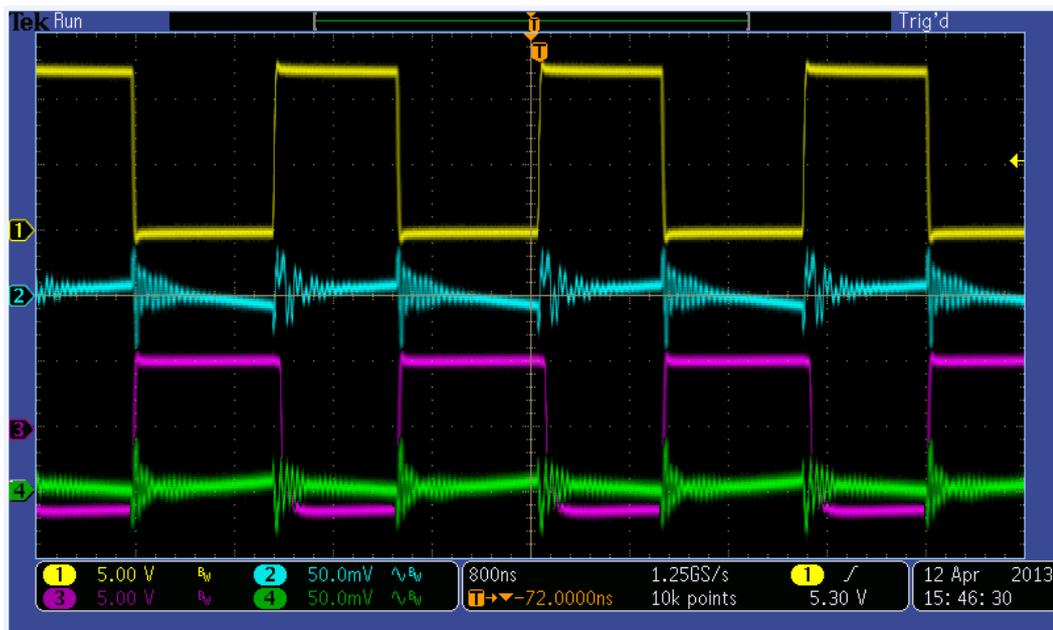


Abbildung 12: Wellenverläufe im eingeschwungenen Zustand. $I_{O1} = 500 \text{ mA}$, $I_{O2} = 100 \text{ mA}$
Ch.1 = Primär SW, Ch.2 = V_{OUT1} AC-gekoppelt, Ch.3 = Sekundär SW, Ch.4 = V_{OUT2} AC-gekoppelt

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler
mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern

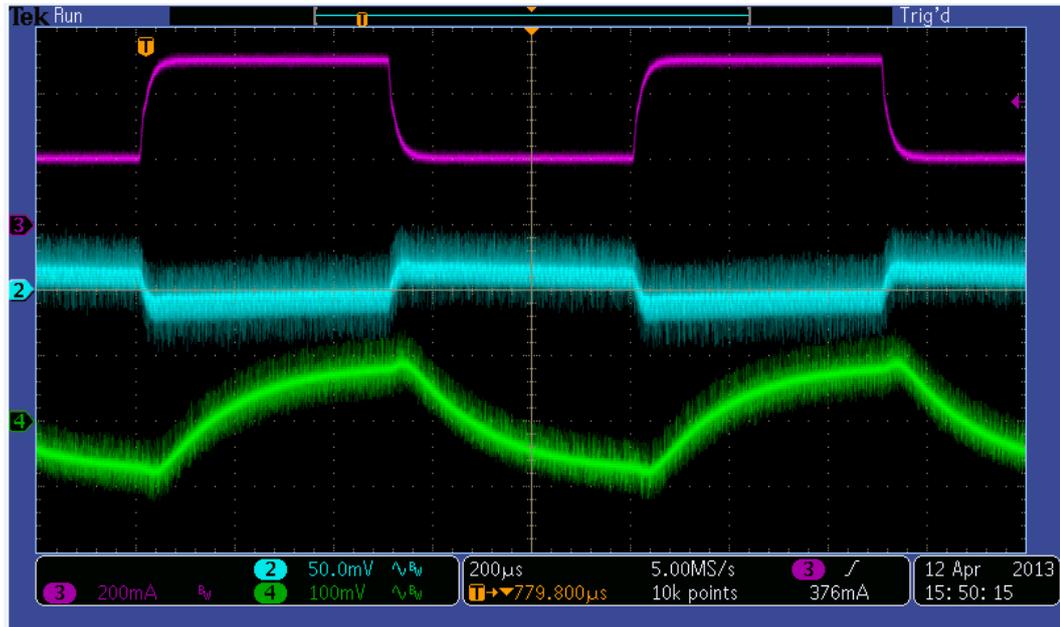


Abbildung 13: Lasttransiente am primären Stromkreis. I_{O1} zwischen 200 und 500 mA, $I_{O2} = 100$ mA
Ch.2 = V_{OUT1} AC-gekoppelt, Ch.3 = I_{O1} , Ch.4 = V_{OUT2} AC-gekoppelt

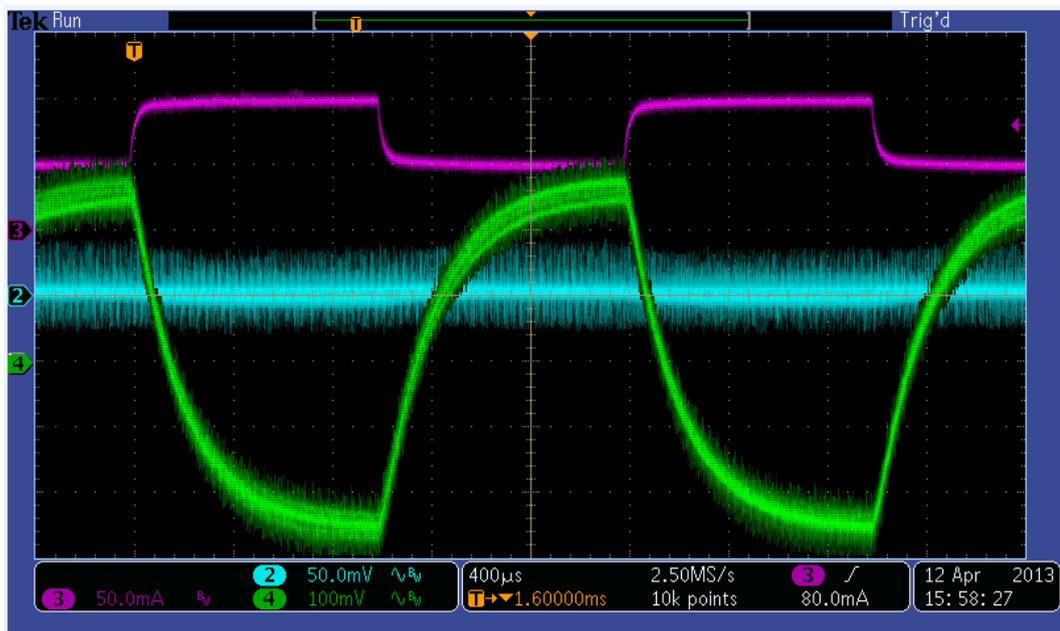
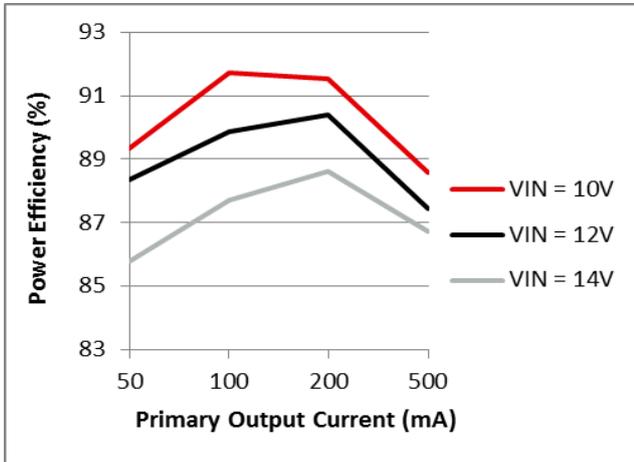


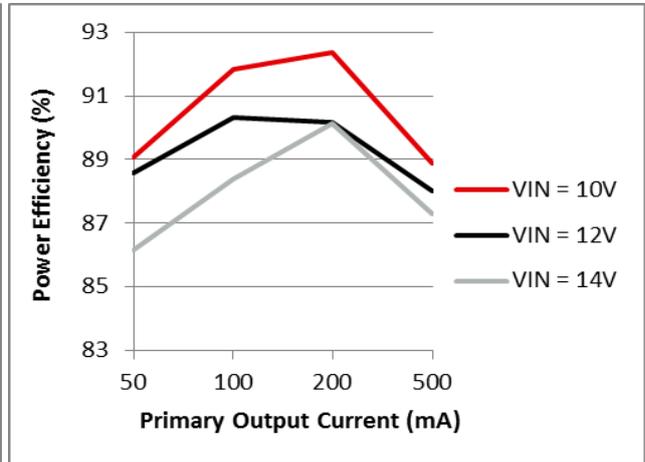
Abbildung 14: Lasttransiente am sekundären Stromkreis. $I_{O1} = 500$ mA, I_{O2} zwischen 50 und 100 mA
Ch.2 = V_{OUT1} AC-gekoppelt, Ch.3 = I_{O1} , Ch.4 = V_{OUT2} AC-gekoppelt

Application Note

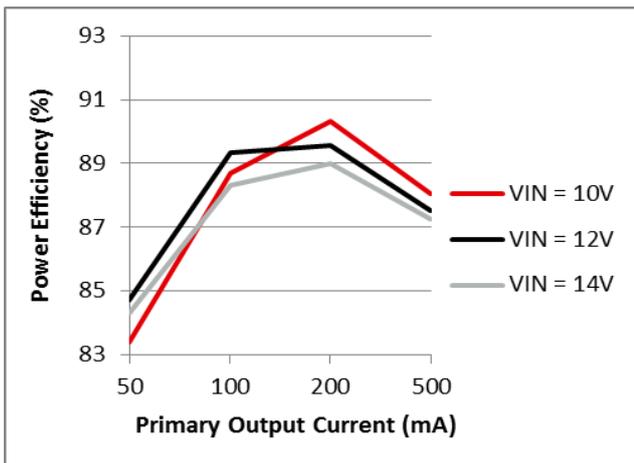
Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



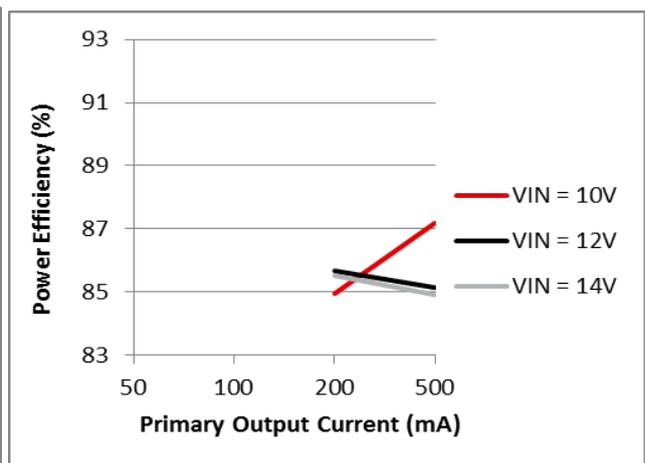
Stromwirkungsgrad, I_{o2} = 25 mA



Stromwirkungsgrad, I_{o2} = 50 mA

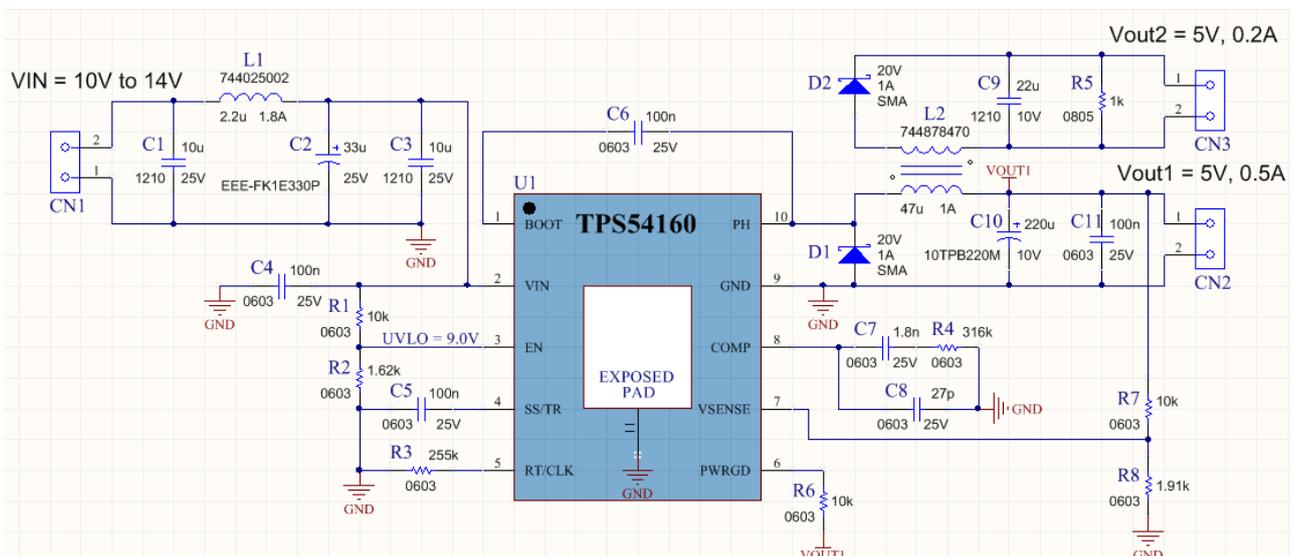


Stromwirkungsgrad, I_{o2} = 100 mA



Stromwirkungsgrad, I_{o2} = 200 mA

21. Schaltplan:



Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



22. Stückliste

Bezeichner	Anzahl	Bauteiltyp	Beschreibung	Geh./Größe	Artikelnummer	Wert 1	Wert 2	Wert 3	Hersteller
C10	1	Kondensator	SMT Polarized D Case	D-Case	10TPB220M	220 u	10 V	4 mOhm	SANYO
C2	1	Kondensator	SMT Polarized D8 Case	Radial D8	EEE-FK1E330P	33 u	25 V	0,34 Ohm	Panasonic
CN1, CN2, CN3	3	Anschlussleiste	3,81 mm Draht zur Platine	7,62 x 7,4 x 8,5 mm	691214310002	300 Vrms	10 A	3,81 mm	Würth Elektronik
R1, R6, R7	3	Widerstand	Dickschicht	0603	CRCW06031002FK	10 k	0,1 W	75 V	Vishay-Dale
R2	1	Widerstand	Dickschicht	0603	CRCW06031621FK	1,62 k	0,1 W	75 V	Vishay-Dale
R3	1	Widerstand	Dickschicht	0603	CRCW06032553FK	255 k	0,1 W	75 V	Vishay-Dale
R4	1	Widerstand	Dickschicht	0603	CRCW06033163FK	316 k	0,1 W	75 V	Vishay-Dale
R5	1	Widerstand	Dickschicht	0805	CRCW08051001FK	1 k	0,125 W	150 V	Vishay-Dale
R8	1	Widerstand	Dickschicht	0603	CRCW06031911FK	1,91 k	0,1 W	75 V	Vishay-Dale
C1, C3	2	Kondensator	MLCC	1210	C3225X5R1E106M	10 u	25 V	X5R	TDK
C4, C5, C6, C11	4	Kondensator	MLCC	0603	C1608X7R1E104M	100 n	25 V	X7R	TDK
C7	1	Kondensator	MLCC	0603	C1608COG1H182J	1,8 n	25 V	X5R	TDK
C8	1	Kondensator	MLCC	0603	C1608COG1H270J	27 p	25 V	X5R	TDK
C9	1	Kondensator	MLCC	1210	C3225X5R1A226M	22 u	10 V	X5R	TDK
D1, D2	2	Schottky-Diode	SMA (DO-214AC)	SMA	B120-13-F	20 V	1 A	0,5 V	Diodes Inc
L1	1	Induktivität	Abgeschirmter Rollenkerne	2,8 x 2,8 x 2,8 mm	744025002	2,2 u	1,8 A	60 mOhm	Würth Elektronik
L2	1	Induktivität	Abgeschirmt, 1:1 gekoppelt	7,3 x 7,3 x 4 mm	744878470	47 u	1 A	0,6 Ohm	Würth Elektronik
U1	1	IC	Nicht-synchr. Abwärts wandler	eMSOP-10	TPS54160DGQ				Texas Instruments

Application Note

Entwurf günstiger Multikanal DC-DC-Wandler mit 1:1 gekoppelten Induktivitäten bei Abwärtswandlern



IMPORTANT NOTICE

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG and its subsidiaries and affiliates (WE) are not liable for application assistance of any kind. Customers may use WE's assistance and product recommendations for their applications and design. The responsibility for the applicability and use of WE Products in a particular customer design is always solely within the authority of the customer. Due to this fact it is up to the customer to evaluate, where appropriate to investigate and decide whether the device with the specific product characteristics described in the product specification is valid and suitable for the respective customer application or not.

The technical specifications are stated in the current data sheet of the products. Therefore the customers shall use the data sheets and are cautioned to verify that data sheets are current. The current data sheets can be downloaded at www.we-online.com. Customers shall strictly observe any product-specific notes, cautions and warnings. WE reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services.

WE DOES NOT WARRANT OR REPRESENT THAT ANY LICENSE, EITHER EXPRESS OR IMPLIED, IS GRANTED UNDER ANY PATENT RIGHT, COPYRIGHT, MASK WORK RIGHT, OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT RELATING TO ANY COMBINATION, MACHINE, OR PROCESS IN WHICH WE PRODUCTS OR SERVICES ARE USED. INFORMATION PUBLISHED BY WE REGARDING THIRD-PARTY PRODUCTS OR SERVICES DOES NOT CONSTITUTE A LICENSE FROM WE TO USE SUCH PRODUCTS OR SERVICES OR A WARRANTY OR ENDORSEMENT THEREOF.

WE products are not authorized for use in safety-critical applications, or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death. Moreover WE products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc. Customers shall inform WE about the intent of such usage before design-in stage. In certain customer applications requiring a very high level of safety and in which the malfunction or failure of an electronic component could endanger human life or health customers must ensure that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of WE products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by WE. CUSTOMERS SHALL INDEMNIFY WE AGAINST ANY DAMAGES ARISING OUT OF THE USE OF WE PRODUCTS IN SUCH SAFETY-CRITICAL APPLICATIONS.

USEFUL LINKS

Application Notes: <http://www.we-online.com/app-notes>
Component Selector: <http://www.we-online.com/component-selector>
Toolbox: <http://www.we-online.com/toolbox>
Product Catalog: <http://katalog.we-online.de/en/>

CONTACT INFORMATION

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany
Tel.: +49 (0) 7942 / 945 – 0
Email: appnotes@we-online.de
Web: <http://www.we-online.com>